



**ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ  
БАЊА ЛУКА**

**IV симпозијум  
ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА  
ИНДЕЛ – 2002**

---

---

**ЗБОРНИК РАДОВА**

---

---

**40**

година

**ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКОГ ФАКУЛТЕТА  
у Бањој Луци**

1962 - 2002.

**Бања Лука  
Република Српска  
14-15. новембар 2002.**



## **Предсједник Симпозијума**

Проф. др Бранко Докић, Електротехнички факултет Бања Лука

## **Програмски одбор**

Проф. др Бранко Докић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Проф. др Александар Илишковић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Проф. др Слободан Вукосавић, Електротехнички факултет Београд  
Проф. др Владимир Катић, Факултет техничких наука Нови Сад  
Проф. др Милић Стојић, Електротехнички факултет Београд  
Проф. др Славољуб Марјановић, Електротехнички факултет Београд  
Проф. др Ванчо Литовски, Електронски факултет Ниш  
Проф. др Милан Радмановић, Електронски факултет Ниш  
Проф. др Предраг Пејовић, Електротехнички факултет Београд  
Проф. др Милорад Божић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Доц. др Петар Марић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Доц. др Милош Миланковић, Електротехнички факултет Бања Лука

## **Организациони одбор**

Проф. др Бранко Докић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Проф. др Александар Илишковић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Доц. др Петар Марић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Драгољуб Давидовић, градоначелник Града Бања Лука  
мр Жељко Јунгић, Телеком Српске, Бања Лука  
мр Наташа Бановић, Телеком Српске, Бања Лука  
мр Горан Нинковић, Сиенс, Бања Лука

## **Секретаријат**

мр Бранко Блануша, Електротехнички факултет Бања Лука  
мр Петар Матић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Дражен Брђанин, Електротехнички факултет Бања Лука  
Младен Кнежевић, ТЕОЛ Бања Лука  
Милосава Радоњић, Електротехнички факултет Бања Лука  
Лепа Шушњар, Електротехнички факултет Бања Лука

## **Адреса Симпозијума**

Електротехнички факултет Бања Лука  
Патре 5  
78 000 Бања Лука  
Република Српска  
Bosnia and Herzegovina

## **Контакт тел/фах**

+387 (0)51 - 221 - 824

## **web**

[www.indel.etfbl.net](http://www.indel.etfbl.net)

## **e-mail**

[indel@etfbl.net](mailto:indel@etfbl.net)



---

---

## СЕКЦИЈЕ СИМПОЗИЈУМА

---

---

- T1** Материјали и компоненте  
Предсједавајући: Проф. др Милан Радмановић
- T2** Енергетска електроника  
Предсједавајући: Проф. др Слободан Вукосавић
- T3** Аналогна и дигитална кола  
Предсједавајући: Проф. др Ванчо Литовски
- T5** Мјерне методе и системи  
Предсједавајући: Проф. др Владан Вучковић
- T6А** Обрада и пренос сигнала  
Предсједавајући: Проф. др Милун Јевтић
- T6Б** Обрада и пренос сигнала  
Предсједавајући: Проф. др Предраг Петковић
- T7** Моделовање, идентификација и управљање процесима  
Предсједавајући: Проф. др Владимир Катић
- T8А** Процесни рачунари  
Предсједавајући: Проф. др Предраг Пејовић
- T8Б** Процесни рачунари  
Предсједавајући: Проф. др Милић Стојић
- T9** Програмска подршка за управљање и контролу  
Предсједавајући: Проф. др Милица Наумовић

---

---

## САДРЖАЈ

---

---

<b>Секција Т1: Материјали и компоненте</b> .....	<b>9</b>
M. Radmanović, D. Mančić Efektivni elektromehanički faktor sprege piezokeramičkih prstenova .....	10
S. Ristić, A. Prijic Einsteinove relacije u poluprovodniku sa perturbovanim energetskim procepom .....	14
V. Paunović, Lj. Vračar, Lj. Živković, B. Stojanović, M. Miljković Microstructural and dielectric characterization of PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method .....	18
E. Jovanović, D. Pantić, T. Pešić, D. Pantić Karakteristike VDMOS tranzistora sa super-spojem .....	22
A. Prijic, B. Pešić, Z. Prijic, D. Pantić, Z. Pavlović 3D simulacija električnih i termičkih karakteristika električnih kontakata .....	25
T. Pešić, N. Janković, J. Karamarković Modelovanje efekta modulacije širine baze SiGe heterospojnih bipolarnih tranzistora za primjene u simulatorima električnih kola .....	28
<b>Секција Т2: Енергетска електроника</b> .....	<b>33</b>
V. Katić Metode smanjenja viših harmonika u distributivnoj mreži .....	34
P. Pejović Trofazni ispravljač sa visokim faktorom snage zasnovan na principu ubrizgavanja struje .....	42
M. Lazić Jedno rešenje digitalnog invertora .....	49
<b>Секција Т3: Аналогна и дигитална кола</b> .....	<b>55</b>
Z. Bundalo, D. Bundalo Regenerativna kvaternarna CMOS logička kola .....	56
V. Stojanović, A. Matović, M. Motović 1 Polinomski aktivni RC filtri sa minimalnim utroškom energije .....	61
T. Stanković, M. Stojčev Parity error detection in transceiver circuit .....	67
F. Softić, A. Ilišković Svjetlosno upravljani senzori sa linearizovanim karakteristikama .....	74
B. Andjelković, M. Damjanović AleC++ and VHDL-AMS model development in ALECSIS simulator .....	78
M. Damjanović, B. Andjelković VHDL-AMS compiler for ALECSIS simulation environment .....	82
<b>Секција Т5: Мјерне методе и системи</b> .....	<b>87</b>
L. Babić, R. Babić A simple hydrodynamical G-force sensor .....	88
R. Babić Jastučasti hidraulični taktilni senzor sa jednoparametarskom regulacijom sile stezanja .....	92
B. Đorđević, A. Velimirović Upravljanje nelinearnim objektima korišćenjem fuzzy logike .....	97
P. Rančić, D. Vučković Realizacija laboratorijskog modela sistema integracionog fotometra (fluksmetra) .....	101

<b>Секција Т6А: Обрада и пренос сигнала</b> .....	<b>107</b>
Р. Стефановић, М. Арнаутовић, Б. Тодоровић Пресретање сигнала при преносу у проширеном спектру техником директне секвенце .....	108
И. Покрајац, М. Ерић, М. Дукић Процена брзине скакања предајника са фреквенцијским скакањем на бази просторно-фреквенцијско-временске анализе сигнала .....	111
В. Зрнић, Г. Дикић, А. Зејак Компарација адаптивних и конвенционалних алгоритама за праћење покретних објеката .....	117
М. Стефановић, М. Милошевић, Б. Стојановић, Д. Миловић Утицај импулсног шума на перформансе QPSK система .....	123
В. Despotović, М. Živković Оражена дубина и осећај prisustva у 3D TV .....	127
Л.Ј. Враћар, В. Пешић, М. Ђукић Program за конверзију слике 2D графика у низ бројева, "Graf ковертор v1.1" .....	131
Г. Gardašević, М. Jevtović Kvalitet usluga (QoS) у телекомуникацијама .....	133
<b>Секција Т6Б: Обрада и пренос сигнала</b> .....	<b>137</b>
М. Стефановић, Д. Драча, А. Панајотовић, П. Спалевић Анализа простирања нечипрованих оптичких импулса дуж нелинеарно-дисперзивног влакна .....	138
М. Стојановић, М. Стефановић, А. Панајотовић Некохерентни FSK пријемник у присуству интерференције .....	142
М. Živković, В. Despotović Analiza malih signala за оптичке системе који раде у околини таласне дужине нулте дисперзије .....	146
Ј. Jovković, Ј. Antonijević Široкопојасна бежићна WAN мрежна рјешења .....	152
<b>Секција Т7: Моделовање, идентификација и управљање процесима</b> .....	<b>159</b>
М. Stojić, М. Matijević Unutrašnji modeli у управљању електромоторним погонима .....	160
М. Savić, В. Litovski Implementation of a new object oriented frequency domain electronic circuit simulation system .....	166
М. Naumović Dinamički prelaz са релејног на линеарно управљање засновано на унутрашњем моделу .....	169
Д. Stefanović, М. Kayal, В. Litovski An interactive knowledge based analog design approach .....	173
<b>Секција Т8А: Процесни рачунари</b> .....	<b>177</b>
С. Вукосавић Увећање ефикасности електричних погона .....	178
Д. Reljić, В. Vasić, Б. Jeftenić Коћење асинхроног мотора једносмерним струјама .....	183
В. Vasić, С. Vukosavić Princip природне оријентације поља .....	187
Д. Ostojić, Ђ. Oros, В. Vasić Analiza могућег термиčkog opterećenja асинхроног мотора напаног из фреквентног претвараћа .....	193
П. Матић, Б. Блануша, С. Вукосавић Могућности тестирања алгоритама управљања асинхроним мотором на лабораторијској станици ВЕКРА .....	197

M. Радивојевић, П. Матић, М. Миланковић Неке могућности примјене фреквенцијских регулатора произвођача OMRON серије 3G3JV .....	203
Р. Јевремовић, С. Николић Резолвер као сензор положаја и брзине .....	208
<b>Секција Т8В: Процесни рачунари .....</b>	<b>215</b>
A. Јелић, М. Нимрићтер, V. Малбаша Primena digitalnih simulatora za realnu simulaciju događaja pri testiranju zaštitnih releja .....	216
S. Nikolić, V. Katić Kvalitet električne energije u termoelektrani Gacko .....	220
Г. Митар Могућности генерисања информационих величина уређаја за заштиту кориштењем мултифункционалних картица .....	226
М. Миланковић, В. Крнајски, Д. Раца, Б. Милосављевић Нова микромрежа - лабораторија за електроенергетику .....	231
М. Nikolić, V. Malbaša Sistem za testiranje uređaja relejne zaštite u elektrodistribuciji .....	235
<b>Секција Т9: Програмска подршка за управљање и контролу .....</b>	<b>239</b>
Z. Kordić, B. Santrač Redundantni saobraćaj kao kriterij za ocjenu paradigmi dizajna aplikacija sa mobilnim strukturama .....	240
M. Cvetković, M. Jevtić Efikasan razvoj aplikacije za rad u realnom vremenu .....	244
S. Brankov, M. Jevtić Izbor algoritama vremenskog planiranja izvršavanja zadataka u sistemima za upravljanje i nadzor industrijskih procesa .....	250
<b>Индекс аутора .....</b>	<b>255</b>

---

---

## ПРЕДГОВОР

---

---

IV симпозијум "Индустријска електроника - ИНДЕЛ 2002" одржан је 14. и 15. новембра 2002. године на Електротехничком факултету у Бањој Луци.

Рад симпозијума организован је у оквиру пленарне сједнице посвећене јубилеју "40 година Електротехничког факултета у Бањој Луци" те секција из следећих тематских области: Материјали и компоненте, Енергетска електроника, Аналогна и дигитална кола, Мјерне методе и системи, Обрада и пренос сигнала, Моделовање, идентификација и управљање процесима, Процесни рачунари и Програмска подршка за управљање и контролу.

На Симпозијуму је учествовало преко 70 учесника са високошколских и научноистраживачких институција те привреде из СР Југославије и Републике Српске. Презентовано је 55 радова, од чега 4 рада по позиву. Сви презентовани радови објављени су у овом Зборнику. Позивни радови и шест најбољих радова биће штампани у часопису Електроника, у издању Електротехничког факултета из Бања Луке.

Током трајања Симпозијума, у холу Факултета била је постављена презентација претварача енергетске електронике које производи београдско предузеће Ариом у сарадњи са ЕТФ Бања Лука.

Симпозијум је одржан под покровитељством Владе Републике Српске, а организацију су помогли Град Бањалука, Телеком Српске, Електропривреда Републике Српске, Нафтна индустрија Републике Српске, Siemens d.o.o. Бања Лука и Бањалучка пивара, којима топло захваљујемо за помоћ у организовању симпозијума.

Користимо прилику да захвалимо ауторима на учешћу и успјешно презентованим радовима, члановима Програмског одбора на посебно уложеном труду приликом рецензије радова и током рада Симпозијума, а члановима Организационог одбора на уложеном труду и енергији за готово беспријекорну организацију и техничку подршку.

Довиђења до следећег, јубиларног, V Симпозијума "Индустријска електроника - ИНДЕЛ 2004".

Предсједник Симпозијума

проф. др Бранко Л. Докић





---

---

## секција T1

### МАТЕРИЈАЛИ И КОМПОНЕНТЕ

---

---

M. Radmanović, D. Mančić	
<b>Efektivni elektromehanički faktor sprege piezokeramičkih prstenova .....</b>	<b>10</b>
S. Ristić, A. Prijć	
<b>Einsteinove relacije u poluprovodniku sa perturbovanim energetskegim procepom .....</b>	<b>14</b>
V. Paunović, Lj. Vračar, Lj. Živković, B. Stojanović, M. Miljković	
<b>Microstructural and dielectric characterization of PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method .....</b>	<b>18</b>
E. Jovanović, D. Pantić, T. Pešić, D. Pantić	
<b>Karakteristike VDMOS tranzistora sa super-spojem .....</b>	<b>22</b>
A. Prijć, B. Pešić, Z. Prijć, D. Pantić, Z. Pavlović	
<b>3D simulacija električnih i termičkih karakteristika električnih kontakata .....</b>	<b>25</b>
T. Pešić, N. Janković, J. Karamarković	
<b>Modelovanje efekta modulacije širine baze SiGe heterospojnih bipolarnih tranzistora za primjene u simulatorima električnih kola .....</b>	<b>28</b>

---

---

## EFEKTIVNI ELEKTROMEHAНИЧКИ FAKTOR SPREGE PIEZOKERAMIЧКИH PRSTENOVA

Milan Radmanović, Dragan Mančić, *Elektronski fakultet u Nišu*

**Sadržaj** – Najvažnija osobina piezoelektričnih materijala za praktične primene je njihova sposobnost da konvertuju električnu energiju u mehaničku energiju, i obrnuto. Kao što je dobro poznato, elektromehanički faktor sprege u potpunosti karakteriše ovu konverziju energije. Korišćenjem trodimenzionalnog modela piezokeramičkih prstenova, predloženog u našem ranijem radu, izračunali smo efektivni elektromehanički faktor sprege  $k_{eff}$  u frekventnom domenu. Efektivni elektromehanički faktor sprege, koji je određen na taj način, zavisi od piezoelektričnog materijala, dimenzija prstena, a takođe i od frekvencije. Rezultate koji su dobijeni pri rezonansi, uporedili smo sa odgovarajućim jednodimenzionalnim statičkim elektromehaničkim faktorima sprege.

### 1. UVOD

Elektromehanički faktor sprege se najčešće koristi za karakterizaciju efikasnosti piezoelektričnog materijala kao pretvarača, zbog toga što su u jednom parametru objedinjene sve elastične, piezoelektrične i dielektrične konstante materijala. Njime se procenjuje sposobnost piezoelektričnog elementa da, za dati rezonantni mod i datu geometriju keramike, konvertuje električnu energiju u mehaničku energiju i obrnuto. Elektromehanički faktor sprege  $k$  se nalazi u opsegu od 0 do 1, i za dobar pretvarač je uvek veći od 0.5. Ovaj faktor se definiše izrazom [1]:

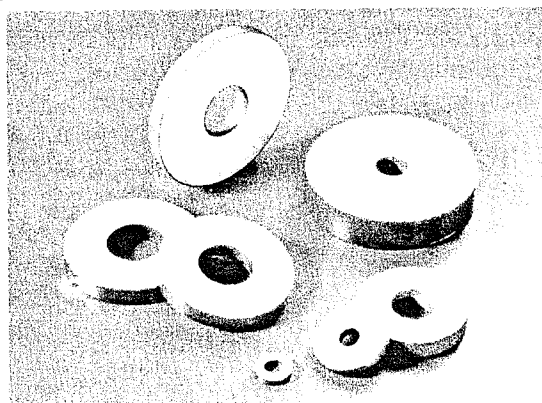
$$k = \sqrt{\frac{U_m^2}{U_e U_d}}, \quad (1)$$

gde je  $U_e$  gustina elastične energije,  $U_d$  je gustina dielektrične energije, a  $U_m$  je gustina međusobne elastične i dielektrične energije.

Pri statičkim uslovima, prostorna raspodela mehaničkog napona i električnog polja je uniformna i moguće je naći izraze za faktore sprege (najčešće se nazivaju faktorima sprege materijala) u zatvorenom obliku, za bilo koju jednodimenzionalnu konfiguraciju mehaničkog napona i električnog polja. U slučaju piezokeramičkih prstenova koji se ovde razmatraju, i čiji su najčešći oblici prikazani na slici 1, geometrija elementa dozvoljava razmatranja jednodimenzionalnih deformacija u slučajevima nultih i beskonačnih odnosa  $a_1/a_2$  i  $b/a_2$ , pri čemu su  $a_1$  i  $a_2$  unutrašnji i spoljašnji poluprečnik, respektivno, a  $2b$  je debljina prstena. Odgovarajući statički faktori sprege u tim graničnim slučajevima su  $k_p$ ,  $k_{31}$  i  $k_{33}$  [2].

Pored faktora sprege u statičkim uslovima, moguće je definisati i faktor sprege u dinamičkim uslovima oscilovanja piezokeramike, takođe preko odnosa energija, uzimanjem u obzir raspodele mehaničkih napona i deformacija. Elektromehanički faktor sprege prstena, koji osciluje slobodno, odnosno mehanički i električno izolovan od okolne sredine, promenljiv je u okviru limita određenih statičkim faktorima sprege, i naziva se dinamičkim faktorom sprege. Dinamički faktor sprege definisan na ovakav način može se

odrediti za bilo koju geometriju piezokeramičkog elementa, korišćenjem analitičkih ili FEM, jednodimenzionalnih ili višedimenzionalnih modela. Dinamički faktor sprege može se odrediti za piezoelektrične keramike bez gubitaka [3], kao i u slučaju piezokeramika sa prisutnim gubicima u materijalu [4]. Zbog jednostavnosti, češće se koristi prosta empirijska formula za određivanje faktora sprege, koji se u tom slučaju obično naziva efektivnim elektromehaničkim faktorom sprege.



Sl. 1. Najčešći oblici piezokeramičkih prstenova

Efektivni elektromehanički faktor sprege  $k_{eff}$  je obično najznačajniji i najviše korišćeni parametar, koji karakteriše efikasnost piezoelektričnog materijala kao pretvarača, jer je ovaj parametar najlakše eksperimentalno odrediti. Ovaj faktor može se, kao što je poznato, za svaki rezonantni mod izračunati primenom klasične relacije [2]:

$$k_{eff}^2 = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2}, \quad (2)$$

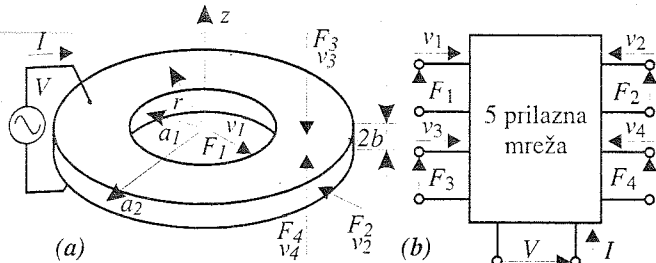
gde za posmatrani mod oscilovanja piezokeramičkog elementa bez gubitaka  $f_a$  i  $f_r$  predstavljaju frekvencije na kojima ulazna električna impedansa prstena dostiže maksimum, odnosno minimum, respektivno.

U ovom radu određen je efektivni elektromehanički faktor sprege korišćenjem trodimenzionalnog modela piezokeramičkih prstenova prikazanog u radu [5]. Efektivni faktor sprege određen je pomoću izraza (2) primenom pomenutog modela, na osnovu izračunate karakteristike zavisnosti ulazne električne impedanse piezokeramičkog prstena od frekvencije.

### 2. TRODIMENZIONALNI MODEL PRSTENA

Piezokeramički elementi, koji su predmet analize u ovom radu, su piezokeramički prstenovi polarizovani po debljini (odnosno sa polarizacijom koja je paralelna z osi), sa unutrašnjim poluprečnikom  $a_1$ , spoljašnjim poluprečnikom  $a_2$  i debljinom  $2b$ , i sa potpuno metalizovanim ravnim kružno-prstenastim površinama na koje se dovodi naizmenični pobudni napon. Dimenzije prstena i cilindrični koordinatni sistem sa početkom u centru prstena, definisani su na slici 2(a). Svaka granična površina prstena je

opterećena akustičkom impedansom  $Z_i$ , gde su  $v_i$  i  $F_i$  brzine i sile na tim površinama  $S_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ).



Sl. 2 Opterećeni piezokeramički prsten. (a) geometrija i dimenzije (b) prsten kao mreža sa 5 pristupa

Linearni sistem jednačina, koji primenom matrice dimenzija  $5 \times 5$  opisuje spoljašnje ponašanje prstena povezujući električne (napon  $V$  i struja  $I$ ) sa mehaničkim veličinama (sile  $F_i$  i brzine  $v_i$ ) u frekventnom domenu (slika 2(b)), detaljno je izveden u literaturi [5]:

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{13} & z_{15} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{23} & z_{25} \\ z_{13} & z_{23} & z_{33} & z_{34} & z_{35} \\ z_{13} & z_{23} & z_{34} & z_{33} & z_{35} \\ z_{15} & z_{25} & z_{35} & z_{35} & z_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ I \end{bmatrix} \quad (3)$$

gde su elementi matrice sledeći:

$$z_{11} = \frac{-4\pi b}{j\omega} \left\{ c_{12}^D - c_{11}^D [1 - k, a_1 (A_1 J_0(k, a_1) + B_1 Y_0(k, a_1))] \right\};$$

$$z_{22} = \frac{4\pi b}{j\omega} \left\{ c_{12}^D - c_{11}^D [1 + k, a_2 (A_2 J_0(k, a_2) + B_2 Y_0(k, a_2))] \right\};$$

$$z_{12} = \frac{-4\pi k, a_1 b c_{11}^D}{j\omega} [A_2 J_0(k, a_1) + B_2 Y_0(k, a_1)];$$

$$z_{21} = \frac{-4\pi k, a_2 b c_{11}^D}{j\omega} [A_1 J_0(k, a_2) + B_1 Y_0(k, a_2)];$$

$$z_{13} = \frac{2\pi a_1 c_{13}^D}{j\omega}; \quad z_{15} = \frac{4\pi a_1 b h_{31}}{j\omega S};$$

$$z_{23} = \frac{2\pi a_2 c_{13}^D}{j\omega}; \quad z_{25} = \frac{4\pi a_2 b h_{31}}{j\omega S};$$

$$z_{33} = \frac{c_{33}^D k_z S}{j\omega \tan(2k_z b)}; \quad z_{34} = \frac{c_{33}^D k_z S}{j\omega \sin(2k_z b)};$$

$$z_{35} = \frac{h_{33}}{j\omega}; \quad z_{55} = \frac{1}{j\omega C_0},$$

pri čemu je  $S = \pi(a_2^2 - a_1^2)$  površina prstena,  $C_0 = (\epsilon_{33}^D S) / (2b)$  je tzv. kapacitivnost pritisnute keramike,  $c_{ij}^D$  su konstante elastične deformacije,  $\epsilon_{33}^D$  je dielektrična konstanta u pritisnutom stanju,  $h_{ij}$  su elementi piezoelektričnog tenzora ( $i, j=1, 2, 3$ ).  $k_r = \omega / v_r$ ,  $k_z = \omega / v_z$ ,  $v_r = \sqrt{c_{11}^D / \rho}$  i  $v_z = \sqrt{c_{33}^D / \rho}$  predstavljaju talasne brojeve i fazne brzine dva nespregnuta talasa u  $r$  i  $z$  pravcima, respektivno,  $\omega$  je kružna frekvencija, a  $\rho$  je gustina piezokeramike.  $J_1$  i  $Y_1$  su Besselove funkcije prvog reda, prve i druge vrste, respektivno. Matrica impedansi ne sadrži nulte elemente, tako da sve sile  $F_i$  i napon  $V$  zavise od svih brzina  $v_i$  i struje  $I$ .

To upućuje na zaključak da je predloženi model sposoban da predviđa spregu debljinskih i radijalnih modova.

Koeficijenti  $A_1, A_2, B_1$  i  $B_2$  određeni su izrazima:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{Y_1(k, a_2)}{j\omega [J_1(k, a_1) Y_1(k, a_2) - J_1(k, a_2) Y_1(k, a_1)]} \\ A_2 &= \frac{Y_1(k, a_1)}{j\omega [J_1(k, a_1) Y_1(k, a_2) - J_1(k, a_2) Y_1(k, a_1)]} \\ B_1 &= \frac{J_1(k, a_2)}{j\omega [J_1(k, a_2) Y_1(k, a_1) - J_1(k, a_1) Y_1(k, a_2)]} \\ B_2 &= \frac{J_1(k, a_1)}{j\omega [J_1(k, a_2) Y_1(k, a_1) - J_1(k, a_1) Y_1(k, a_2)]} \end{aligned} \quad (5)$$

Sistem jednačina (3) opisuje spoljašnje ponašanje prstena, pri čemu je pomoću ovakvog pristupa moguće uzeti u obzir interakciju svih spoljašnjih površina prstena sa okruženjem povezivanjem akustičkih impedansi sredine na mehaničke pristupe. Na kraju, priključivanjem naizmeničnog napona  $V = V_0 e^{j\omega t}$  na električni pristup, može biti prikazano spoljašnje ponašanje piezokeramičkog prstena kao pretvarača. Pri tome se za proizvoljne akustičke potrošače, za različite odnose unutrašnjeg i spoljašnjeg poluprečnika prstena ( $a_1/a_2$ ), kao i za različite odnose debljine i spoljašnjeg prečnika ( $b/a_2$ ), najčešće određuju ulazna električna impedansa ( $V/I$ ), predajna prenosna funkcija ( $F_i/V$ ) i prijemna prenosna funkcija ( $V/F_i$ ) (gde indeks  $i$  označava posmatrani mehanički pristup).

### 3. NUMERIČKI REZULTATI

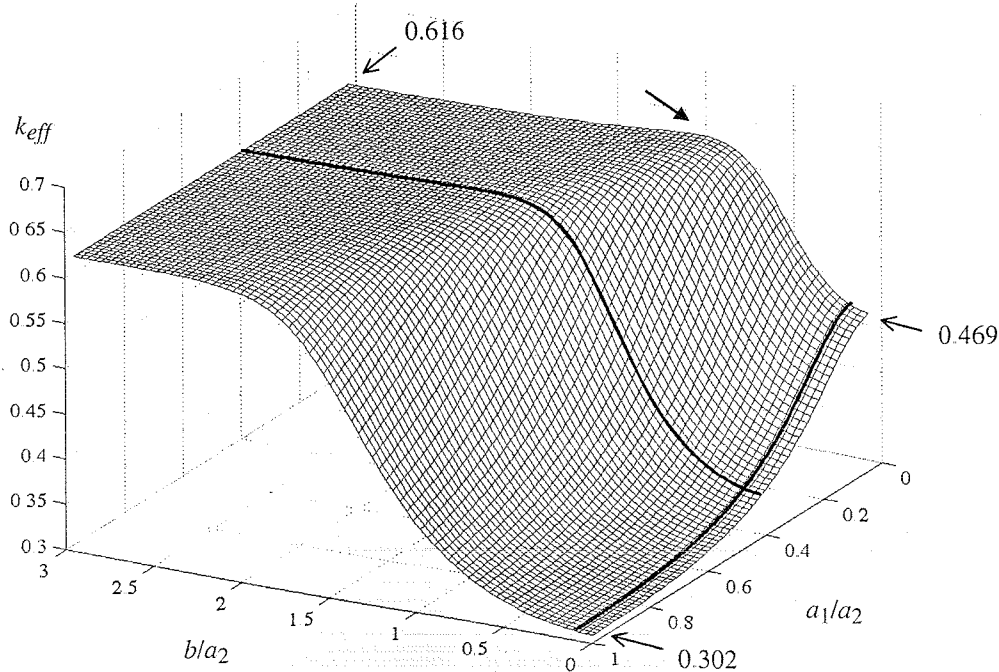
Pomoću modela prikazanog u prethodnom delu rada, može se odrediti  $k_{eff}$  piezokeramičkog prstena za svaki rezonantni mod oscilovanja. Da bi se odredio efektivni elektromehanički faktor sprege treba rešiti linearni sistem jednačina (3) i naći ulaznu električnu impedansu piezokeramičkog prstena. Određivanjem frekvencija  $f_r$  i  $f_a$  na kojima je ulazna impedansa minimalna, odnosno maksimalna, za svaki rezonantni mod se može odrediti  $k_{eff}$ . Slika 3 prikazuje zavisnost efektivnog elektromehaničkog faktora sprege u funkciji odnosa  $a_1/a_2$  i  $b/a_2$ , za osnovni (najniži) rezonantni mod prstena od PZT8 materijala [6]. Punim linijama prikazani su efektivni elektromehanički faktori sprege PZT8 prstena sa najčešće korišćenim dimenzijama u tehnici snažnog ultrazvuka, odnosno prstena sa odnosom  $a_1/a_2 = 15/38$  i sa promenljivom debljinom ( $b/a_2$ ), kao i istog prstena sa odnosom  $b/a_2 = 5/38$  i sa promenljivim odnosom unutrašnjeg i spoljašnjeg poluprečnika ( $a_1/a_2$ ). Kao što se i očekivalo, veće  $k_{eff}$  se dobija u oblastima u kojima je prvi rezonantni mod pretežno debljinski rezonantni mod, a to je oblast velikih dužina uzorka ( $b/a_2 \gg 1$ ), kao i u slučajevima kada je mali unutrašnji poluprečnik prstena ( $a_1/a_2 \approx 0$ ), odnosno kada prsten prelazi u disk. Kao što se može videti sa slike 3, kada  $a_1/a_2$  raste do 1,  $k_{eff}$  se smanjuje. To je stoga, što se radijalne oscilacije prstenova sa sve većim unutrašnjim poluprečnikom bitno razlikuju od radijalnih oscilacija diskova. Smanjivanjem  $b/a_2$ ,  $k_{eff}$  se takođe smanjuje, zbog toga što radijalne i debljinske dimenzije

uzorka postaju bliske i nastaje značajna sprege radijalnih i debljinskih oscilacija, što u krajnjem slučaju smanjuje efektivni faktor sprege posmatranog debljinskog moda. Ovdje je bitno istaći da su na prikazanom grafiku označene izračunate konstantne vrednosti efektivnog faktora sprege  $k_{eff}$  za granične slučajeve, koje odgovaraju vrednostima statičkih faktora sprege dobijenim jednodimenzionalnim analizama ( $k_p$ ,  $k_{31}$  i  $k_{33}$ ).

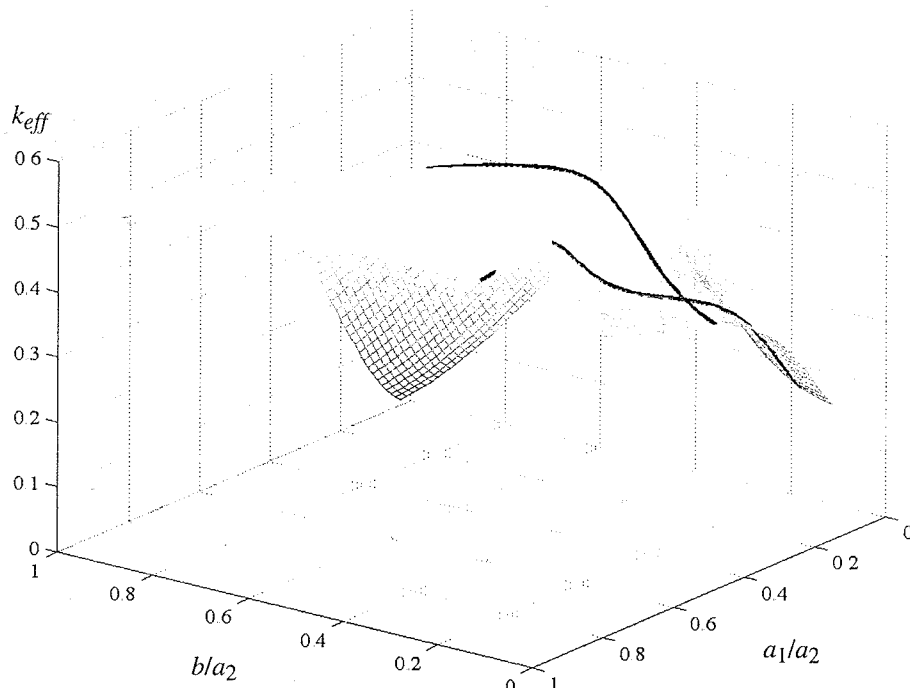
Dobro slaganje ovih vrednosti sa izračunatim efektivnim faktorom sprege je takođe potvrda validnosti modela piezokeramičkih prstenova i ispravnosti pristupa korišćenog u njegovoj realizaciji. Sa slike 3 se vidi da za slučaj veoma tankog diska ( $b/a_2 \rightarrow 0$ ,  $a_1/a_2 \rightarrow 0$ ) efektivni elektromehanički faktor sprege  $k_{eff}$  ima vrednost 0.469. Na taj način je postignuto dobro slaganje sa vrednošću dobijenom deljenjem statičkog ravanskog faktora sprege  $|k_p| = 0.51$  za PZT8 materijal [6], koji odgovara radijalnom oscilovanju tankog diska, sa korekcionim koeficijentom 1.13 za tanak disk [1]:  $|k_p|/1.13 = 0.451$ . Ova korekcija uzima u obzir u proračunima određene dinamičke uslove. Ako se odnos  $b/a_2$  za prethodni slučaj povećava,  $k_{eff}$  raste, dostiže maksimum za  $b/a_2 \approx 1$  (oblast označena strelicom), a onda pada i teži konstantnoj vrednosti  $k_{eff} = 0.616$ . Ova vrednost se, takođe, dobro slaže sa jednodimenzionalnom aproksimacijom za slučaj dugačkog punog cilindra, odnosno sa odnosom između statičkog faktora sprege  $k_{33} = 0.64$  za PZT8 materijal [6], i korekcionog faktora 1.05 [1]:  $k_{33}/1.05 = 0.610$ . Ako se u slučaju tankog prstena ( $b/a_2 \approx 0$ )  $a_1/a_2$  povećava od 0 do 1,  $k_{eff}$  se smanjuje. Za  $a_1/a_2 \approx 1$  može se za modeliranje piezokeramičkog prstena koristiti aproksimacija preko modela sa koncentrisanim parametrima, jer je tada najniži mod dovoljno izolovan od

ostalih rezonantnih modova [1], pri čemu se sa slike 3 vidi da je ta aproksimacija primenljiva već za  $a_1/a_2 > 0.6$  ( $k_{eff}$  je od te vrednosti praktično nezavisno od  $a_1/a_2$ ). U tom slučaju energija u prstenu sa tankim zidom je uniformno raspoređena i dobijena vrednost  $k_{eff} = 0.302$  se poklapa sa odgovarajućim statičkim faktorom sprege definisanim za taj odnos dimenzija:  $|k_{31}| = 0.3$ , za PZT8 materijal [6].

Na slici 4 prikazana je zavisnost efektivnog elektromehaničkog faktora sprege za drugi rezonantni mod u funkciji dimenzija prstena. Prikazana je oblast koja je najinteresantnija sa stanovišta praktičnih primena ( $b/a_2 < 1$ ). Sa slike 4 je očigledno da  $k_{eff}$  drugog rezonantnog moda ima suprotan trend u odnosu na faktor sprege prvog moda, odnosno počinje da raste u onim oblastima u kojima  $k_{eff}$  prvog moda počinje da opada zbog sprege sa ovim modom.  $k_{eff}$  drugog rezonantnog moda raste u oblastima u kojima je drugi mod čvrsto spregnut sa prvim modom i ima rezonantne frekvencije u njegovoj blizini.  $k_{eff}$  ima najveće vrednosti za one vrednosti dimenzija, za koje ovaj drugi mod i sam predstavlja debljinski rezonantni mod (maksimalno  $k_{eff}$ ). Znači da u nekim oblastima drugi rezonantni mod ima veći faktor sprege, iako je prvi mod pobuđen na nižim frekvencijama. I ovde je debljim linijama izdvojen slučaj PZT8 prstena sa odnosom  $a_1/a_2 = 15/38$  i sa promenljivom debljinom ( $b/a_2$ ), kao i istog prstena sa odnosom  $b/a_2 = 5/38$  i sa promenljivom odnosom unutrašnjeg i spoljašnjeg poluprečnika ( $a_1/a_2$ ), koji se najčešće koristi u praktičnim realizacijama ultrazvučnih sendvič pretvarača.



Sl. 3. Efektivni elektromehanički faktor sprege  $k_{eff}$  za prvi rezonantni mod PZT8 piezokeramičkog prstena u funkciji odnosa  $a_1/a_2$  i  $b/a_2$



Sl. 4. Efektivni elektromehanički faktor sprege  $k_{eff}$  za drugi rezonantni mod PZT8 piezokeramičkog prstena u funkciji odnosa  $a_1/a_2$  i  $b/a_2$

#### 4. ZAKLJUČAK

U ovom radu određen je efektivni elektromehanički faktor sprege, korišćenjem prethodno definisanog trodimenzionalnog modela piezokeramičkih prstenova. U frekventnom spektru piezokeramičkog prstena dobijenom primenom ovog modela mogu se uočiti radijalni i debljinski rezonantni modovi oscilovanja prstena, pri čemu njihova međusobna sprema dovodi do pomeranja rezonantnih frekvencija. Kao što je i očekivano, veća vrednost  $k_{eff}$  je dobijena za debljinski mod oscilovanja piezokeramičkog prstena, dok u oblastima gde su radijalni modovi jako spregnuti sa debljinskim modom, odnosno u oblastima gde su njihove rezonantne frekvencije bliske, uočeno je smanjenje faktora  $k_{eff}$ . Izračunavanja su izvršena u frekventnom domenu za odnose  $a_1/a_2$  i  $b/a_2$  iz opsega 0+1 i 0+3, pri čemu granične vrednosti ovih opsega odgovaraju jednodimenzionalnim razmatranjima. Prikazana je zavisnost  $k_{eff}$  prvog i drugog rezonantnog moda u funkciji svih dimenzija piezokeramičkog prstena. Poređenjem dobijenih vrednosti  $k_{eff}$  sa odgovarajućim statičkim faktorima sprege dobijenim jednodimenzionalnim izračunavanjima pomoću IEEE Standarda, uočena je velika saglasnost dobijenih rezultata. Time je izvršena još jedna verifikacija predloženog trodimenzionalnog modela piezokeramičkih prstenova. Zbog toga je ovaj model moguće koristiti za izbor najbolje kombinacije dimenzija piezokeramičkog prstena, kako bi se dobila maksimalna konverzija energije za posmatrani mod oscilovanja.

#### 5. LITERATURA

- [1] D.A.Berlincourt, D.R.Curran, H.Jaffe, "Piezoelectric and piezomagnetic material and their function in transducers", in Physical Acoustic, vol 1, W.P.Mason, Ed. New York: Academic, pp. 169+270, 1964.

- [2] IEEE Standard on Piezoelectricity, ANSI/IEEE Standard No. 176-1987, Inst. of Electrical and Electronics Engineers, New York, 1988.
- [3] N.Lamberti, M.Pappalardo, "A General Approximated Two-Dimensional Model for Piezoelectric Array Elements", IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr., vol. 42, no. 2, pp. 243+252, March 1995.
- [4] N.Lamberti, A.Iula, R.Carotenuto, P.Di Rosa M.Pappalardo, "The Evaluation of the  $k$  Factor for Lossy and Composite (Langevin-Type) Piezoelectric Elements", 1999 IEEE Ultrasonic Symposium, pp. 977+981, 1999.
- [5] D.Mančić, M.Radmanović, "Piezoceramic ring loaded on each face: a three-dimensional approach", Journal of Technical Acoustics, vol. 2, pp. 1.1-1.7, 2002.
- [6] Five piezoelectric ceramics, Bulletin 66011/F, Vernitron Ltd., 1976.

**Abstract** – The most important property of a piezoelectric material for practical applications is its ability to convert electrical energy into mechanical energy and vice versa. As it is well known, the electromechanical coupling factor fully characterizes this energy conversion. Using the three-dimensional model of a piezoceramic rings, proposed in the our previous work, we compute, in the frequency domain, the effective electromechanical coupling factor  $k_{eff}$ . The effective electromechanical coupling factor computed in this way depends on the piezoelectric material, on the ring dimensions, and also on the frequency. We compared the results at the resonance with the appropriate one-dimensional electromechanical static coupling factors.

#### EFFECTIVE ELECTROMECHANICAL COUPLING FACTOR OF PIEZOCERAMIC RINGS

Milan Radmanović, Dragan Mančić

## EINSTEINOVE RELACIJE U POLUPROVODNIKU SA PERTURBOVANIM ENERGETSKIM PROCEPOM

Stojan Ristić, Aneta Prijčić  
Elektronski fakultet Niš

**Sadržaj** - Pokazano je da se u poluprovodniku kod kojeg je izmenjena širina zabranjene zone usled pomeraja ekstremuma zona menjaju i vrednosti Einsteinovih relacija kako za većinske, tako i za manjinske nosioce naelektrisanja. Kao primer, prikazane su zavisnosti Einsteinovih relacija od koncentracije primesa u n-tipu jako dopiranog poluprovodnika.

### 1. UVOD

Kao što je poznato, širina zabranjene zone (energetski procep) u nedegenerisanom poluprovodniku određena je razlikom energija dna provodne zone  $E_{co}$  i vrha valentne zone  $E_{vo}$ . Međutim, kao posledica mehaničkog naprezanja, povišene temperature, jakog dopiranja, itd., može doći do pomeraja energetskih ekstremuma ( $E_c^{per}$  i  $E_v^{per}$  na sl.1). Stoga će se u ovom radu, na osnovu sl. 1, pod perturbovanim energetskim procepom podrazumevati izmenjena širina zabranjene zone usled pomeraja dna provodne ( $\Delta E_c^{per} = E_{co} - E_c^{per}$ ) i vrha valentne ( $\Delta E_v^{per} = E_v^{per} - E_{vo}$ ). Pored toga, smatraće se da su perturbovani energetski ekstremumi  $E_c^{per}$  i  $E_v^{per}$  tako definisani da za koncentracije nosilaca naelektrisanja "važe" Shockleyevski izrazi:

$$n = N_c \exp\left(-\frac{E_c^{per} - E_{Fn}}{kT}\right) = N_c \exp\left(-\frac{E_{co} - E_{Fn}}{kT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_c^{per}}{kT}\right) \quad (1)$$

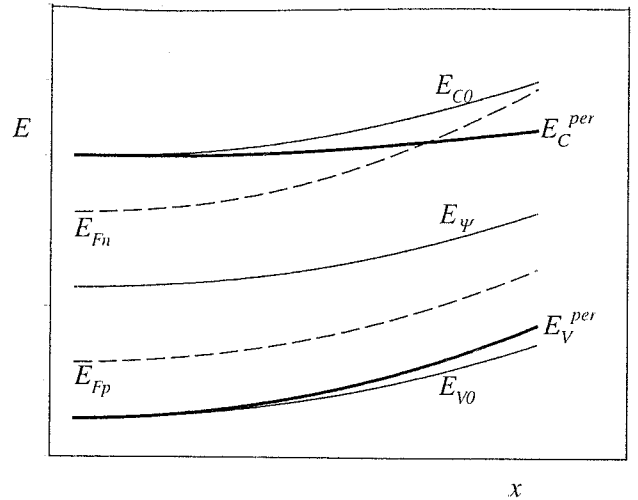
$$p = N_v \exp\left(-\frac{E_{Fp} - E_v^{per}}{kT}\right) = N_v \exp\left(-\frac{E_{Fp} - E_{vo}}{kT}\right) \exp\left(\frac{\Delta E_v^{per}}{kT}\right) \quad (2)$$

pri čemu su:  $n$  i  $p$  neravnotežne koncentracije elektrona i šupljina,  $N_c$  i  $N_v$  efektivni brojevi kvantnih stanja svedeni na dno provodne i vrh valentne zone,  $E_{Fn}$  i  $E_{Fp}$  energije kvazi-Fermijevih nivoa za elektrone i šupljine, respektivno,  $k$  Boltzmanova konstanta i  $T$  apsolutna temperatura.

U poluprovodniku sa neperturbovanim energetskim procepom transportne jednačine, kojima su definisane gustine struja elektrona ( $J_n$ ) i šupljina ( $J_p$ ), sadrže dva člana: driftovski i difuzioni, pri čemu su koeficijenti difuzije elektrona ( $D_n$ ) i šupljina ( $D_p$ ) u difuzionom članu i pokretljivosti elektrona ( $\mu_n$ ) i šupljina ( $\mu_p$ ) povezani klasičnom Einsteinovom relacijom:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \quad (3)$$

gde je  $q$  naelektrisanje elektrona. Međutim, u poluprovodniku sa perturbovanim energetskim procepom transportne jednačine sadržeće još jedan dodatni, treći član, koji je posledica gradijenta perturbacije energetskih ekstremuma. Naime, iz (1) i (2) se za transportne jednačine dobija:



Sl.1. Prikaz pojedinih energetskih nivoa u poluprovodniku s perturbovanim energetskim procepom u uslovima proticanja električne struje

$$J_n = \mu_n n \frac{dE_{Fn}}{dx} = q\mu_n nK - \mu_n n \frac{d(\Delta E_c^{per})}{dx} + qD_n \frac{dn}{dx} \quad (4)$$

$$J_p = \mu_p p \frac{dE_{Fp}}{dx} = q\mu_p pK + \mu_p p \frac{d(\Delta E_v^{per})}{dx} - qD_p \frac{dp}{dx} \quad (5)$$

pri čemu je električno polje  $K$ :

$$K = \frac{1}{q} \cdot \frac{dE_{co}}{dx} \equiv \frac{1}{q} \cdot \frac{dE_{vo}}{dx} \equiv \frac{1}{q} \cdot \frac{dE_{\psi}}{dx} \quad (6)$$

U daljem delu rada pokazaće se da se transportne jednačine (4) i (5) u poluprovodniku s perturbovanim energetskim procepom mogu napisati u obliku:

$$J_n = q\mu_n nK + qD_{ne} \frac{dn}{dx} \quad (7)$$

$$J_p = q\mu_p pK - qD_{pe} \frac{dp}{dx} \quad (8)$$

i da su odnosi efektivnih koeficijenata difuzije nosilaca naelektrisanja  $D_{ne}$  i  $D_{pe}$  i odgovarajućih pokretljivosti definisani generalizovanim Einsteinovim relacijama. Kao primer, prikazaće se zavisnosti Einsteinovih relacija od koncentracije primesa u n-tipu jako dopiranog poluprovodnika dopiranog fosforom, pri temperaturi  $T = 300K$ , uz napomenu da su u tom slučaju perturbovani energetski ekstremumi tretirani kao prividni pomeraji [1], tj. uzeto je da je  $E_c^{per} = E_c^{acc}$  i  $E_v^{per} = E_v^{acc}$ .

## 2. EFEKTIVNE KONCENTRACIJE SOPSTVENIH NOSILACA NAELEKTRISANJA U POLUPROVODNIKU S PERTURBOVANIM ENERGETSKIM PROCEPOM

Kod sopstvenog poluprovodnika koncentracija sopstvenih nosilaca  $n_i$  određena je energijom Fermijevog nivoa  $E_F^i$ , tako da je:

$$n_i = N_c \exp\left(-\frac{E_{co} - E_F^i}{kT}\right) \equiv N_v \exp\left(-\frac{E_F^i - E_{vo}}{kT}\right) \quad (9)$$

Dakle, s obzirom da je  $N_c \neq N_v$ , evidentno je da energija  $E_F^i$  nije na sredini zabranjene zone  $E_{go} = E_{co} - E_{vo}$ , već je malo "pomeren" u odnosu na tu sredinu  $E_{\psi}$ , definisanu kao

$$E_{\psi} \equiv E_i = \frac{E_{co} + E_{vo}}{2} \quad (10)$$

za veličinu  $\Delta E_i$ , koja, na osnovu (9), iznosi:

$$\Delta E_i = E_{\psi} - E_F^i = \frac{kT}{2} \ln \frac{N_c}{N_v} \quad (11)$$

Stoga, ako se  $n_i$  izražava u funkciji energije  $E_{\psi}$ , iz (9) i (11) sledi:

$$n_i = N_c \exp\left(-\frac{E_{co} - E_{\psi}}{kT}\right) \exp\left(-\frac{\Delta E_i}{kT}\right) \equiv \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{E_{co} - E_{\psi}}{kT}\right) \quad (12)$$

Slični zaključci se izvode i za poluprovodnik s perturbovanim energetskim procepom. Naime, na osnovu (1) i (2), koncentracija sopstvenih nosilaca  $n_i^{per}$ , koja će se nadalje obeležavati sa  $n_{ie}$  (efektivna koncentracija sopstvenih nosilaca naelektrisanja u poluprovodniku s perturbovanim energetskim procepom), iznosi:

$$n_{ie} = N_c \exp\left(-\frac{E_c^{per} - E_F^{iper}}{kT}\right) \equiv N_v \exp\left(-\frac{E_F^{iper} - E_v^{per}}{kT}\right),$$

odnosno ako se računa u funkciji sredine perturbovane zabranjene zone

$$E_i^{per} = \frac{E_c^{per} + E_v^{per}}{2},$$

za  $n_i^{per} \equiv n_{ie}$  se dobija:

$$n_{ie} = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{E_c^{per} - E_i^{per}}{kT}\right) \quad (13)$$

Međutim, kada se  $n_i^{per} \equiv n_{ie}$  definiše u funkciji  $E_{\psi}$  ( $\neq E_i^{per}$ ), mora da se uvede  $n_{ie}$  posebno za svaku vrstu nosilaca, tako da, analogno (12), iz (13), sledi:

$$n_{ien} = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{E_c^{per} - E_{\psi}}{kT}\right) \quad (14)$$

$$n_{iep} = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(-\frac{E_{\psi} - E_v^{per}}{kT}\right) \quad (15)$$

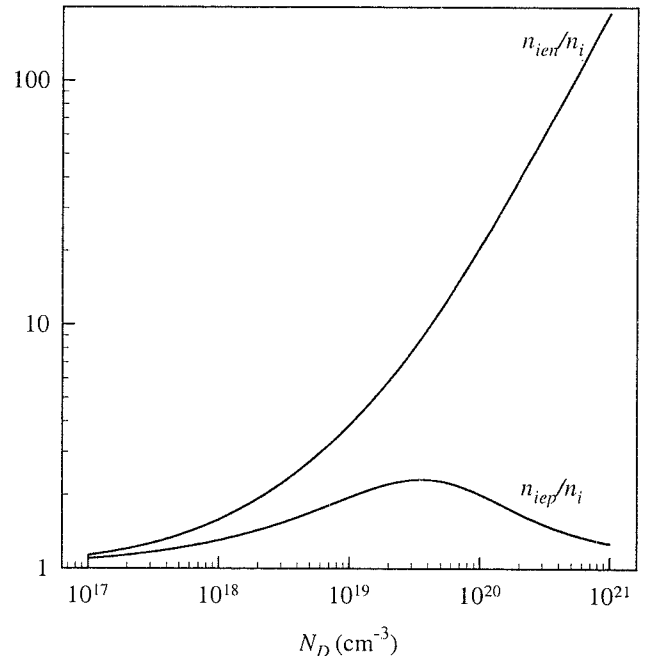
S obzirom da je, u opštem slučaju,  $(E_c^{per} - E_{\psi}) \neq (E_{\psi} - E_v^{per})$ , to sledi da je  $n_{ien} \neq n_{iep}$ .

Iz (12), (14) i (15) slede "važne" relacije:

$$n_{ien} = n_i \exp\left(\frac{\Delta E_c^{per}}{kT}\right) \quad (16)$$

$$n_{iep} = n_i \exp\left(\frac{\Delta E_v^{per}}{kT}\right) \quad (17)$$

Kao primer, na sl. 2 su, na osnovu (16) i (17), prikazane efektivne koncentracije sopstvenih nosilaca naelektrisanja u  $n$ -tipu jako dopiranog silicijuma u funkciji koncentracije primesa [2].



Sl. 2. Efektivne koncentracije sopstvenih nosilaca naelektrisanja u  $n$ -tipu jako dopiranog silicijuma u funkciji koncentracije primesa

## 3. EINSTEINOVE RELACIJE

Gustina struje elektrona je:

$$J_n = \mu_n n \frac{dE_{Fn}}{dx} \equiv \mu_n n \left( \frac{dE_{Fn}}{dx} - \frac{dE_{\psi}}{dx} + \frac{dE_{\psi}}{dx} \right) \quad (18)$$

Kako je električno polje dato poslednjom jednačom u (6), to se (18) može napisati u obliku:

$$J_n = q\mu_n nK + \mu_n n \frac{d(E_{Fn} - E_\psi)}{dx} \quad (19)$$

S obzirom da je  $(E_{Fn} - E_\psi) = f(n)$ , to je

$$\frac{d(E_{Fn} - E_\psi)}{dx} = \frac{d(E_{Fn} - E_\psi)}{dn} \frac{dn}{dx},$$

te (19) postaje:

$$J_n = q\mu_n nK + \mu_n n \frac{d(E_{Fn} - E_\psi)}{dn} \frac{dn}{dx} \quad (20)$$

Upoređenjem (7) i (20) dobija se da je generalizovana Einsteinova relacija za elektrone:

$$\frac{D_{ne}}{\mu_n} = \frac{1}{q} n \frac{d(E_{Fn} - E_\psi)}{dn} \quad (21)$$

Poslednja relacija može da se napiše i u sledećem obliku:

$$\frac{D_{ne}}{\mu_n} \equiv \frac{D_n^{kl}}{\mu_n} + \frac{D_n^{per}}{\mu_n} = \frac{1}{q} n \frac{d(E_{Fn} - E_c^{per})}{dn} - \frac{1}{q} n \frac{d(E_\psi - E_c^{per})}{dn} \quad (22)$$

pri čemu su:

$$\frac{D_n^{kl}}{\mu_n} = \frac{1}{q} n \frac{d(E_{Fn} - E_c^{per})}{dn} \quad (23)$$

$$\frac{D_n^{per}}{\mu_n} = -\frac{1}{q} n \frac{d(E_\psi - E_c^{per})}{dn} \quad (24)$$

Kako je na osnovu (1):

$$\frac{d(E_{Fn} - E_c^{per})}{dn} = \frac{kT}{n} \quad (25)$$

to, kada se (25) smeni u (23), daje:

$$\frac{D_n^{kl}}{\mu_n} \equiv \frac{D_n}{\mu_n} \equiv \frac{kT}{q} \quad (26)$$

Dakle, prvi deo generalizovane Einsteinove relacije (22), definisan u odnosu na perturbovano dno provodne zone  $E_c^{per}$ , jednak je vrednosti klasične Einsteinove relacije.

Sa druge strane, kao posledica perturbacije dna provodne zone, iz (16) i (24) dobija se drugi član u (22):

$$\frac{D_n^{per}}{\mu_n} = -\frac{kT}{q} \frac{n}{n_{ien}} \frac{dn_{ien}}{dn} \equiv -\frac{kT}{q} \frac{d(\ln n_{ien})}{d(\ln n)} \quad (27)$$

Prema tome, na osnovu (22), (26) i (27), generalizovana Einsteinova relacija za elektrone glasi:

$$\frac{D_{ne}}{\mu_n} = \frac{kT}{q} \left( 1 - \frac{n}{n_{ien}} \frac{dn_{ien}}{dn} \right) \equiv \frac{kT}{q} \left[ 1 - \frac{d(\ln n_{ien})}{d(\ln n)} \right] \quad (28)$$

Na sličan način dobija se i generalizovana Einsteinova relacija za šupljine:

$$\frac{D_{pe}}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \left( 1 - \frac{p}{n_{iep}} \frac{dn_{iep}}{dp} \right) \equiv \frac{kT}{q} \left[ 1 - \frac{d(\ln n_{iep})}{d(\ln p)} \right] \quad (29)$$

gde je i ovde, slično (26), prvi deo relacije (29) dat sa:

$$\frac{D_p^{kl}}{\mu_p} \equiv \frac{D_p}{\mu_p} \equiv \frac{kT}{q} \quad (30)$$

Ako se "iskoriste" efektivne koncentracije nosilaca naelektrisanja [3], tj.:

$$n_e = \frac{n_i}{n_{ien}} n \quad (31)$$

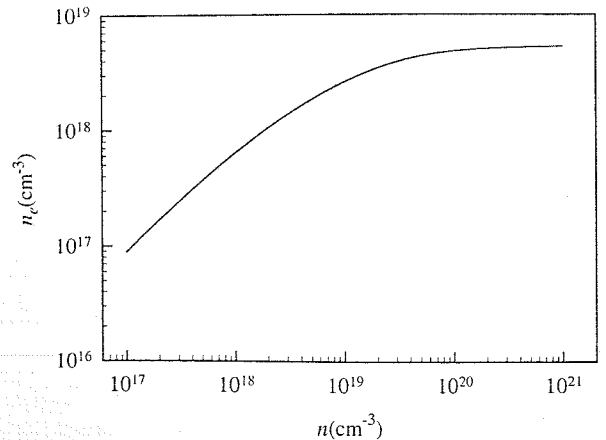
$$p_e = \frac{n_i}{n_{iep}} p, \quad (32)$$

to generalizovane Einsteinove relacije za elektrone i šupljine u poluprovodniku s perturbovanim energetskeg procesom postaju:

$$\frac{D_{ne}}{\mu_n} = \frac{kT}{q} \frac{n}{n_e} \frac{dn_e}{dn} \equiv \frac{kT}{q} \frac{d(\ln n_e)}{d(\ln n)} \quad (33)$$

$$\frac{D_{pe}}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \frac{p}{p_e} \frac{dp_e}{dp} \equiv \frac{kT}{q} \frac{d(\ln p_e)}{d(\ln p)} \quad (34)$$

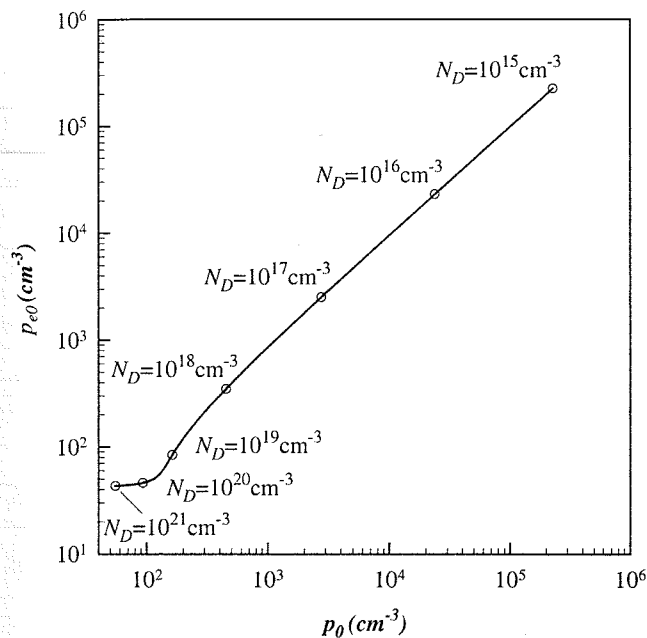
S obzirom da generalizovana Einsteinova relacija za elektrone u poluprovodniku s perturbovanim energetskeg procesom direktno zavisi od nagiba krive  $n_e = f(n)$ , to je, kao primer, na sl. 3 prikazana zavisnost efektivne ( $n_e$ ) od stvarne koncentracije elektrona  $n$  u jako dopiranom silicijumu  $n$ -tipa.



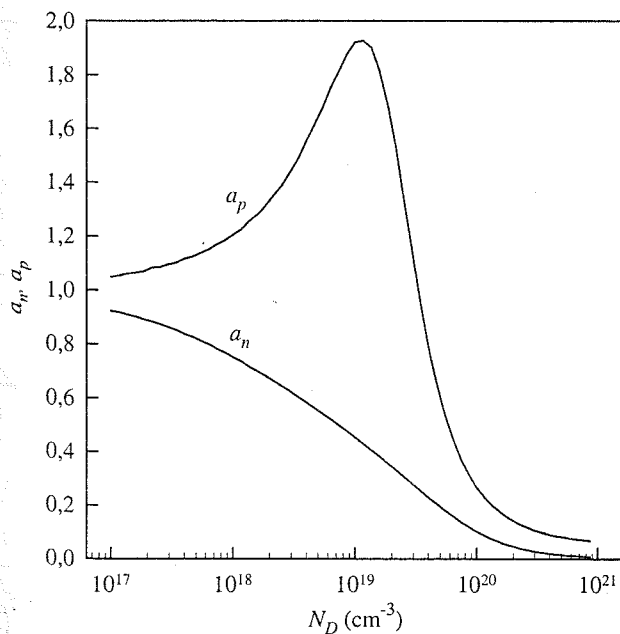
Sl. 3. Zavisnost efektivne ( $n_e$ ) od stvarne koncentracije elektrona  $n$  u jako dopiranom silicijumu  $n$ -tipa



8) Kako je, na osnovu (34), i generalizovana Einsteinova relacija za šupljine u poluprovodniku s perturbovanim energetskim procepom direktno proporcionalna nagibu krive  $p_e = \varphi(p)$ , to je na sl. 4 prikazana ravnotežna efektivna koncentracija šupljina  $p_{eo}$  u funkciji ravnotežne stvarne koncentracije šupljina  $p_o$  u jako dopiranom silicijumu  $n$ -tipa. Na ovoj slici su, u cilju jasnijeg odnosa između predstavljenih veličina, naznačene i karakteristične vrednosti koncentracije primesa.



Sl. 4. Zavisnost ravnotežne efektivne ( $p_{eo}$ ) od ravnotežne stvarne koncentracije šupljina  $p_o$  u jako dopiranom silicijumu  $n$ -tipa



Sl. 5. Normalizovane Einsteinove relacije za elektrone i šupljine u funkciji koncentracije primesa za  $n$ -tip jako dopiranog silicijuma

Normalizovane Einsteinove relacije za elektrone i šupljine, odnosno  $a_n = (D_{ne}/\mu_n)/(kT/q)$  i  $a_p = (D_{pe}/\mu_p)/(kT/q)$ , u funkciji koncentracije primesa prikazane su za  $n$ -tip jako dopiranog silicijuma na sl. 5. Kao što se sa ove slike vidi, i  $a_n = f(N_D)$  i  $a_p = \varphi(N_D)$  se znatno razlikuju od odgovarajućih zavisnosti poznatih u literaturi [4], [5].

#### 4. ZAKLJUČAK

I u poluprovodniku s perturbovanim energetskim procepom mogu se koristiti transportne jednačine istog oblika kao one koje se primenjuju za poluprovodnike kod kojih ne postoji promena energetskih ekstremuma, pri čemu su koeficijenti difuzije nosilaca naelektrisanja i odgovarajuće pokretljivosti povezani generalizovanim Einsteinovim relacijama za elektrone i šupljine. Drugim rečima, kada se proučavaju transportni procesi u strukturama koje sadrže i oblasti sa visokim koncentracijama primesa, kao što su "high-low" prelazi, emitori bipolarnih tranzistora, zatim u komponentama koje su izložene mehaničkom naprezanju i u drugim slučajevima kada se ne smeju zanemariti efekti perturbacije energetskog procepa, da bi se koristili isti izrazi za gustine struja elektrona i šupljina duž čitave komponente, mora se voditi računa da su u tim oblastima korigovane vrednosti Einsteinovih relacija.

#### LITERATURA

- [1] S. D. Ristić, Z. D. Prijić, S. Ž. Mijalković, "The Effect of Impurity Concentration Dependent Static Dielectric Constant on Band-Gap Narrowing in Heavily Doped Silicon", *Phys. stat. sol. (a)*, Vol. 148, pp. 575-584, 1995.
- [2] S. Ristić, Z. Prijić, S. Živanović, S. Mijalković, A. Trajković, "On the Effective Intrinsic Carrier Concentrations and Diffusivities in Heavily Doped Silicon", *Phys. stat. sol. (a)*, Vol. 152, pp. 499-509, 1995.
- [3] S. Ristić, A. Prijić, Z. Prijić, *Transportni procesi u jako dopiranom silicijumu*, Elektronski fakultet Niš, Niš, 2001.
- [4] H. Kroemer, "The Einstein Relation for Degenerate Concentration", *IEEE Trans on Electron Devices*, Vol. ED-25, pp. 850-856, 1978.
- [5] R.K. Jain, "Calculation of the Fermi Level, Minority Carrier Concentration, Effective Intrinsic Concentration, and Einstein Relation in  $n$ - and  $p$ -Type Germanium and Silicon", *Phys. stat. sol. (a)*, Vol. 42, pp. 221-226, 1977.

**Abstract** – It is shown that in semiconductor with perturbed bandgap due to band shifts, Einstein relations for both carriers are also changed, and can be given in generalized form. As an example, dependencies of generalized Einstein relations for major and minor carriers in  $n$ -type heavily doped silicon are shown.

#### EINSTEIN RELATIONS IN SEMICONDUCTOR WITH PERTURBATED ENERGY BANDGAP

Stojan Ristić, Aneta Prijić

## MICROSTRUCTURAL AND DIELECTRIC CHARACTERIZATION OF PLZT CERAMICS OBTAINED BY POLYMERIC PRECURSOR METHOD

Vesna Paunović, Ljubomir Vračar, Ljiljana Živković, Faculty of Electronic Engineering, Niš,  
 Biljana Stojanović UNESP-IQ, Araraquara, Brazil, Center for Multidisciplinary Studies, Belgrade  
 Miroslav Miljković, Center for Electronic Microscopy, University of Niš

**Abstract-** Lead lanthanum zirconate titanate ceramics (PLZT) belongs to one of the very important groups of functional materials that make a basis for the production of a large range of electronic devices. PLZT ceramics powders were successfully prepared by two different production routes, by modified Pechini method, using polymeric precursor method (PMM) and by a partial oxalate method (B). A sintering process, including a hot pressing, was carried out at 1100°C and 1200°C. The microstructure and composition of phases have been investigated by SEM and EDS techniques and dielectric properties such as permittivity and dielectric loss were measured in a frequency range from 1kHz to 20 kHz. The structure and properties of ceramics depend on the powder preparation and thermal processing conditions. A significant difference in microstructural characteristics and less in dielectric properties, depending on powder origin and sintering procedure, have been noticed.

### 1. INTRODUCTION

PLZT based ceramics are widely used for a range of electronic device applications due to their piezoelectric and ferroelectric properties. Depending on the dopant concentration of La and on the ratio Zr/Ti, the increased squareness of P/E hysteresis loops, the enhanced piezoelectric properties and improved mechanical compliance and transparency can be obtained [1-4]. The properties of PLZT ceramics, like other perovskite ceramics, are fundamentally correlated with grain boundary effects and consequently with the microstructure developed during sintering process. PLZT ceramics were traditionally prepared by a solid state reactions using pure oxides powders as a starting materials. This method requires a high calcination temperature and a particle agglomeration of powder contributes to the nonuniform microstructure of ceramics. A new low temperature powder preparation, on the basis of inorganic and/ or organometallic precursor, has been used in order to obtain a good chemical homogeneity and fine grained ceramics. A number of wet chemical techniques for producing PLZT ceramics powders are based on the use of alkoxides, acetates, citrates and oxalates of La, Ti, Zr and Pb solution that include coprecipitation and sol gel process. The procedure on both mixed oxides and coprecipitation method are designed for PLZT ceramics and the best known processes are Pechini process and oxalate processes [5, 6]. In Pechini process a polymeric precursor resin is formed starting from citric acid and ethylene glycol solution and then is decomposed during thermal treatment. PLZT ceramics powders may be obtained by the combination of Pechini process and oxalate method, i.e. starting from mixture of ZT particles, obtained by Pechini method, and thereafter lead and

lanthanum oxides were precipitated onto the ZT particle surface [7].

Recently, a new technique of mechanochemical process was used to obtain a nano sized ceramic powder [8]. The characteristic of this technique is that the solid state reaction is enhanced via mechanical energy instead of heat energy. It has been shown that the mechanically derived powders have higher sinterability than those powders obtained by conventional solid state reaction [8].

The purpose of the present investigation is a comparative investigation of the microstructural evolution and dielectric properties of PLZT ceramics obtained by different powder origin and sintering procedure. The microstructure characteristics were examined by SEM equipped with EDS system. The effect of the preparation technique on the capacitance and dielectric loss of ceramics was investigated in frequency range from 1 kHz to 20 kHz.

### 2. EXPERIMENTAL

Two different techniques have been used for the preparation of PLZT ceramic powders; a) a modified Pechini process, i.e. polymeric precursor method (PMM) and b) by partial oxalate method (B). The methods are shown in the flow diagrams given in Fig.1 and Fig.2. After calcination, milling and pressing, the powders were sintered in an oxygen atmosphere for two hours. For comparison purposes a PLZT ceramics samples doped with Nb<sub>2</sub>O<sub>5</sub> have been also investigated.

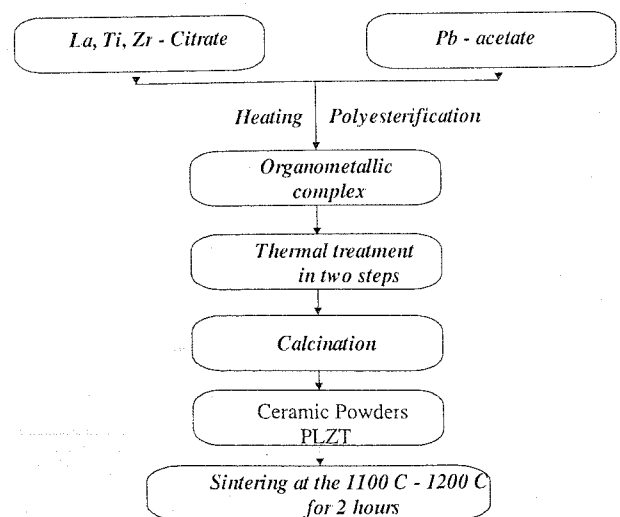


Fig.1. PLZT powder preparation by polymeric precursor method.

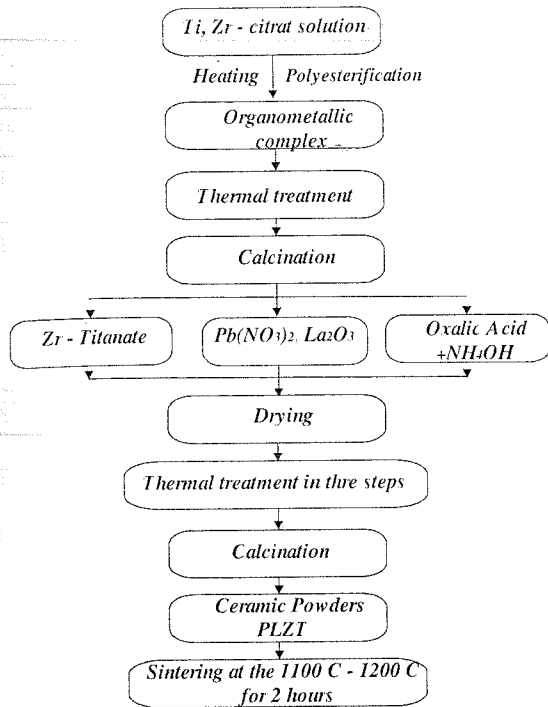


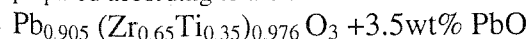
Fig.2. PLZT powder preparation by oxalate method.

During the hot pressing process, the applied pressure was 40MPa at sintering temperature. The microstructure of sintered samples was investigated by scanning electron microscope, JEOL, SEM-5300 equipped by EDS (Energy Dispersive Spectrometer) system. The capacitance and dielectric loss were measured using HP 4276 LZC meter, in frequency range from 1 kHz to 20 kHz.

### 3. RESULTS AND DISCUSSION

#### 3.1 Microstructural investigation

The modified Pechini technique, i.e. polymeric precursor method is advantageous firstly, because the calcinations of powders proceeds at temperature lower than those required in conventional routes and secondly, a good stoichiometry of powders can be achieved. In this work PLZT ceramics are prepared according to the chemical formula



The selected composition is electrostrictive in character.

The main characteristic of both methods is that after calcinations at 700°C the powders exhibit only single PLZT phase. In all of the sintered samples, obtained by hot pressing or conventional sintering, a high degree of sintered density up to 95% of theoretical density is achieved. The microstructure of PMM and B sintered samples are shown in Fig.3 and 4.

The microstructure of the samples obtained by the polymeric precursor method (PMM), Fig.3, reveals three distinguish regions: the first one, with randomly oriented elongated grains that have a high aspect ratio, the second one with small columnar grains and the third region mainly consisted of

equiaxial grains. As can be seen from Fig.3 the extensive grain growth occurred and aspect ratio is more than 3.

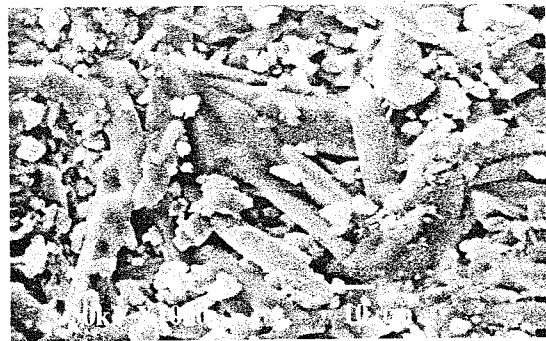


Fig.3. SEM image of PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method.

The microstructure of PLZT ceramics obtained by a partial oxalate process is markedly changed, as can be seen in Fig.4. The microstructure of sample obtained by oxalate method reveals the presence of cuboids grains along the border of elongated grains. The average grain size of cuboids grains is less than 5 μm.

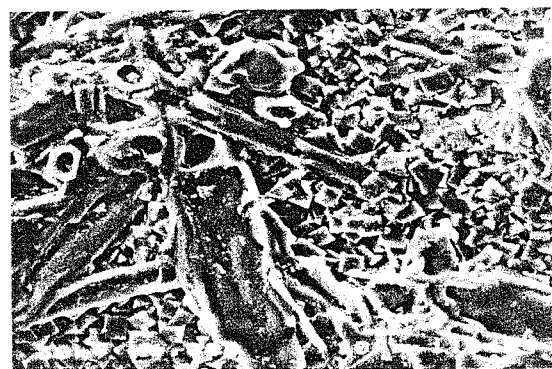


Fig.4. SEM image of PLZT ceramics obtained by partial oxalate method.

A special attention has been paid to the investigation of the composition of the exaggerated grains in both samples. The EDS spectrum for elongated grains in PMM sample, that have a high aspect ratio, (Fig.5) indicated that these grains are rich in La and Pb. In B sintered samples a phase which is rich in Pb/Zr with a trace of La has been detected, (Fig.6).

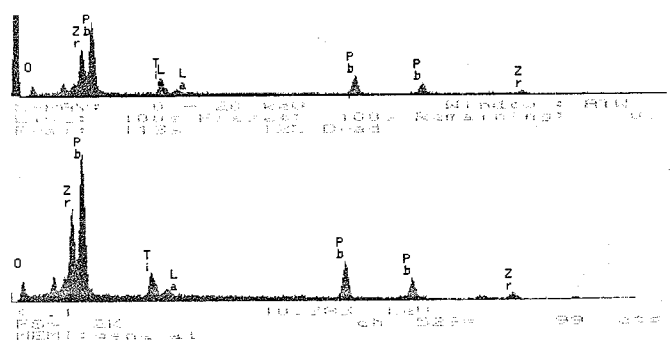


Fig.5. EDS spectrum of PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method, indicating the excess of Pb and La

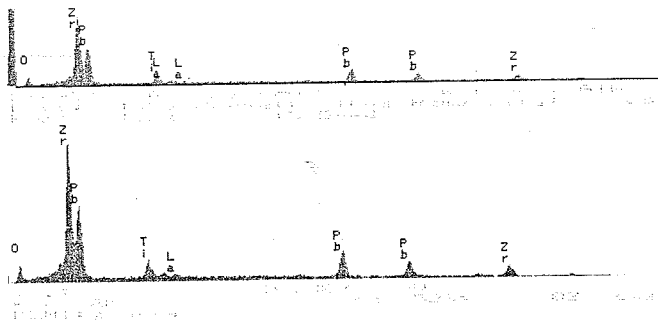


Fig.6. EDS spectrum of PLZT ceramics obtained by oxalate method, indicating that some regions are rich in Pb/Zr phase.

A fairly uniform microstructure has been obtained in PLZT ceramics doped with  $Nb_2O_5$ , (Fig.7). The average grain size ranged from 3-5 $\mu m$ . The density of Nb/PLZT doped ceramics is higher and not influenced by sintering procedure. It is believed that [9] the densification of PLZT ceramics, in the presence of  $Nb_2O_5$ , starts at a temperature of 650 $^{\circ}C$  which is lower than the PbO volatilization temperature. Therefore, the grain coarsening process is negligible and small grain size structure is achieved.

In the specimen sintered by a conventional technique, the average grain size is around 1-2  $\mu m$ , and no distinguish grain boundary can be observed, (Fig.8).

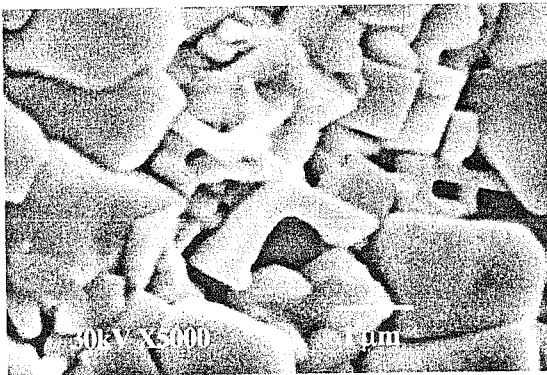


Fig.7. SEM image of PLZT/Nb doped ceramics.



Sl.8. SEM image of PLZT ceramics obtained by conventional sintering

### 3.2 Dielectric properties

Fig.9 shows the dielectric constant of PLZT ceramics as a function of frequency. For all sintered specimens a high

dielectric constant has been achieved and a slow monotonous decrease within investigated frequency range is observed. A highest dielectric constant ( $\epsilon_r=5500$ ) is observed in Nb/PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method and hot pressing. For the same specimen, obtained by conventional sintering procedure, the dielectric constant is around 2500, and almost independent of frequency. A fairly high dielectric constant is noticed in PLZT (PMM) ceramics that have been hot pressed at 1200 $^{\circ}C$ . For other samples, with small grain sized microstructure, the dielectric constant is in the range from 2000-3000.

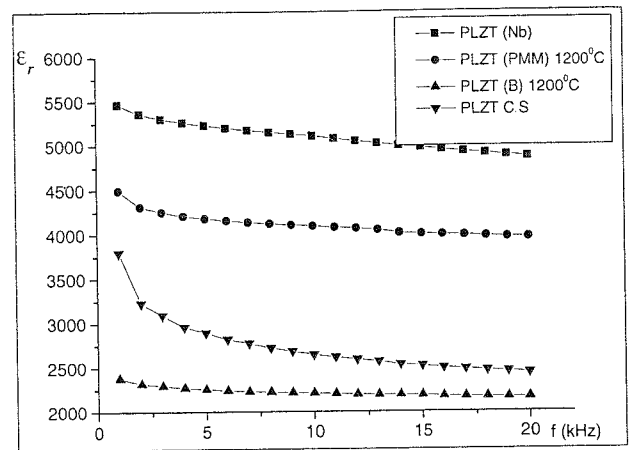


Fig.9. Dielectric constant of PLZT ceramics in function of frequency

Dielectric loss measurements are given in Fig.10. A linear decrease in dielectric loss with frequency has been observed in all examined samples, except in Nb/PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method.

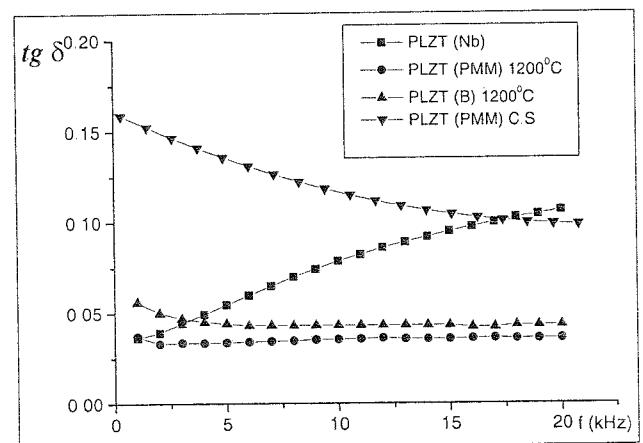


Fig. 10. Dielectric loss of PLZT ceramics in function of frequency

A non-uniform microstructure in PLZT (PMM) ceramics, obtained by conventional sintering procedure, contributes to the remarkable change in  $tg \delta$  with frequency being 0.15 at 1kHz to 0.10 at 20kHz. For other samples, with small grain sized microstructure, the dielectric loss is around 0.05.

#### 4. CONCLUSION

The effect of the powder preparation on the microstructural evolution of PLZT ceramics obtained by different routes has been investigated. The microstructure of the hot pressed ceramics, prepared from polymeric precursor method (PMM), revealed the presence of the three distinguish regions in regard to the shape, grain size and to the composition. In small grained microstructure of Nb/PLZT the highest dielectric constant has been measured ( $\epsilon_r = 5500$ ) compare to the other PLZT ceramics that have  $\epsilon_r < 4500$ . It has been found that a dielectric constant is nearly independent of frequency in the range of 1kHz to 20kHz. Dielectric loss measurement pointed out that a sharp frequency sensitivity of  $\tan \delta$  has been found in PLZT ceramics obtained by polymeric precursor method and sintered by a conventional sintering procedure. In Nb/PLZT ceramics an increase of  $\tan \delta$  with frequency has been detected.

#### ACKNOWLEDGEMENT

This work is a part of the Project "Synthesis of functional materials according to the tetrad: synthesis - structure - properties - application" (Contract No.1832). The authors gratefully acknowledge the financial support of Serbian Ministry for science technology and development and FAPESP foundation in Brazil for this work.

#### REFERENCES

- [1] G.H.Haertling, "Ferroelectric ceramics: history and technology", J.Am.Cer.Soc. 82 (4), pp.797-818, 1999.
- [2] Q.Y.Jiang, E.C.Subbarav, L.E.Cross, "Effect of composition and temperature on electric fatigue of La-doped PLZT ceramics", J.Appl.Phys., 75 (11), pp.7433-7443, 1994.
- [3] G.H.Herting, "Processing of Transparent Electrooptic Ceramic" (T.S.Ien and J.Park, eds) Science Press, pp. 25-28, Beijing, 1984.
- [4] G.H.Herting, C.E.Land, "Hot pressed PLZT ferroelectric ceramics for electrooptic applications", J.Am.Cer.Soc. 54 (1), pp.1-11, 1971.
- [5] M Cerqueira, R.S.Nasar, E.Leita, R.E.Longo, J.A.Varela, "Synthesis and characterisation of PLZT (9/65/35) by the Pechini method and partial oxalate", Mater.Lett 35, pp.166-171, 1998.
- [6] M.P.Pechini, US Patent No 3.330.697, 1976.
- [7] B.D.Stojanović et al, "Hot pressed (9/65/35) PLZT prepared by the polymeric precursor method", Ceramics International, Elsevier, pp.1-6, 2000.
- [8] L.B.Kong, J.Ma,W.Zhu, O.K.Tan, "Preparation and characterization of PLZT (8/65/35) ceramics via reaction sintering from ball milled powders" Mater.Lett. 52 pp.378-387, 2002.
- [9] J.Ryu, J.J.Choi and H.E.Kim, "Effect of heating rate on the sintering behaviour and the piezoelectric properties of PZT ceramics", J.Am.Ceram.Soc, 84 (4), pp.902-904, 2001.

*Sadržaj - PLZT keramika pripada veoma važnoj grupi funkcionalnih materijala koji čine osnovu za proizvodnju širokog opsega elektronskih komponenata. PLZT keramika se može uspešno dobiti korišćenjem prahova dobijenih modifikovanim Pechini procesom i parcijalnom oksalatnom metodom. Proces sinterovanja kao i toplo presovanje izvršeno je na 1100°C i 1200°C. Mikrostruktura i fazni sastav ispitivani su SEM i EDS tehnikom a dielektrična svojstva, dielektrična konstanta i dielektrični gubici mereni su u frekventnom opsegu od 1kHz do 20kHz. Struktura i svojstva keramike zavise od načina pripreme praha i procesa sinterovanja. Zapažena je značajna razlika u mikrostrukturnim karakteristikama dobijene keramike a nešto manja razlika u dielektričnim svojstvima ispitivane keramike.*

#### MIKROSTRUKTURNA I DIELEKTRIČNA KARAKTERIZACIJA PLZT KERAMIKE DOBIJENE MODIFIKOVANOM PECHINI METODOM

Vesna Paunović, Ljubomir Vračar, Miroslav Miljković,  
Ljiljana Živković, Biljana Stojanović

## KARAKTERISTIKE VDMOS TRANZISTORA SA SUPER SPOJEM

Elva Jovanović, Danijela Pantić, Tatjana Pešić, Dragan Pantić  
Elektronski fakultet u Nišu, Beogradska 14, 18000 Niš

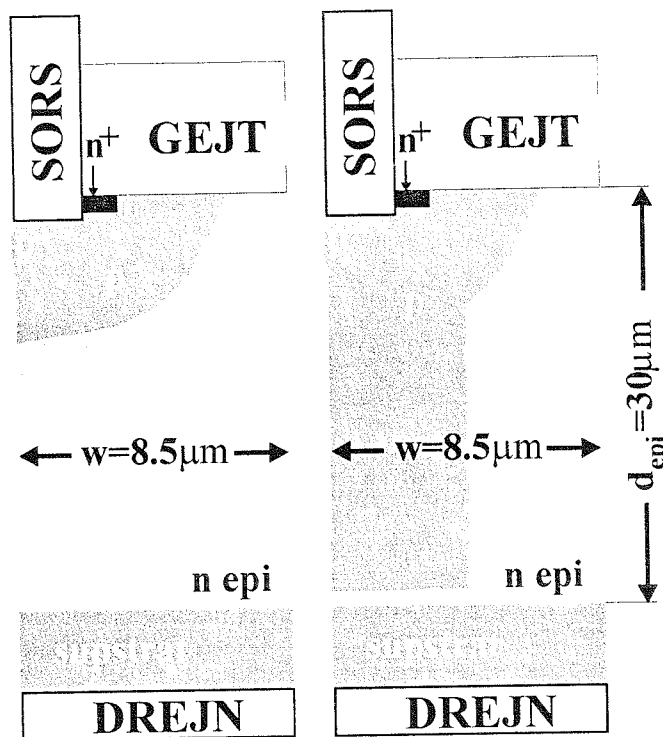
**Sadržaj** – U radu je predstavljen koncept nove tehnologije koja se koristi u proizvodnji snažnih VDMOS tranzistora, koja se bazira na SJ (Super-junction) teoriji. Najpre su simulirani kompletan tehnološki niz za proizvodnju i električne karakteristike u oblasti proboja konvencionalnog VDMOS tranzistora, kako bi se moglo izvršiti poredjenje sa VDMOS tranzistorom sa SJ spojem. Rezultati simulacije, dobijeni ISE GENESISe TCAD\* sistemom, jasno pokazuju prednosti nove tehnologije.

### 1. Uvod

Konvencionalna VDMOS (Vertically Double-diffused Metal Oxide Semiconductor) tehnologija koja se primenjuje za proizvodnju snažnih tranzistora karakteriše se ograničenjima vezanim za probojni napon  $V_B$  i otpornost u uključenom stanju  $R_{DS(on)}$ . Naime, ukoliko želimo da povećamo probojni napon tranzistora neophodno je povećavati debljinu epitaksijalnog sloja i smanjivati koncentraciju primesa u njemu, što dovodi do povećanja  $R_{DS(on)}$ . Sa druge strane, ako želimo da smanjimo otpornost tranzistora u uključenom stanju moramo da povećamo koncentraciju primesa u epitaksijalnom sloju i da smanjimo njegovu debljinu, što će uticati na smanjenje probojnog napona. Novi koncept baziran na primeni Super-junction (SJ) driftovskog sloja kod VDMOS tranzistora, omogućava prevazilaženje ovih ograničenja, jer je moguće dobiti VDMOS tranzistor sa daleko većim probojnim naponom, a da se pri tome smanji i vrednost  $R_{DS(on)}$ , s obzirom da se nivo dopiranja u n-epi sloju može povećati bez značajnijeg uticaja na  $V_B$  [1].

U ovom radu, pokazano je da se driftovski sloj konvencionalnog VDMOS tranzistora može modifikovati u SJ driftovski sloj, a da se pri tome zadrži ista geometrija komponente i nivoi dopiranja (slika 1). Na ovaj način se dobija značajno veći probojni napon, dok se  $R_{DS(on)}$  povećava dva puta, s obzirom da je širina n-epi oblasti, koja je bitna za provođenje struje, smanjena dva puta. P oblast tranzistora ne učestvuje u provođenju struje i njena uloga je samo da poveća probojni napon strukture. Lako se može pokazati simulacijom, a i na osnovu analitičkih izraza SJ teorije [2-3], da se sa povećanjem nivoa dopiranja za jedan red veličine  $R_{DS(on)}$  smanjuje i do 5 puta, pri čemu probojni napon ostaje nepromenjen [4].

\* Autori rada se zahvaljuju Swiss Cooperation Office Belgrade, SDC – Swiss Agency for Development and Cooperation, koji su omogućili Elektronskom fakultetu u Nišu da nabavi ISE GENESISe TCAD sistem.



Sl.1 Šematski prikaz strukture konvencionalnog VDMOS tranzistora (levo) i SJ-VDMOS tranzistora (desno).

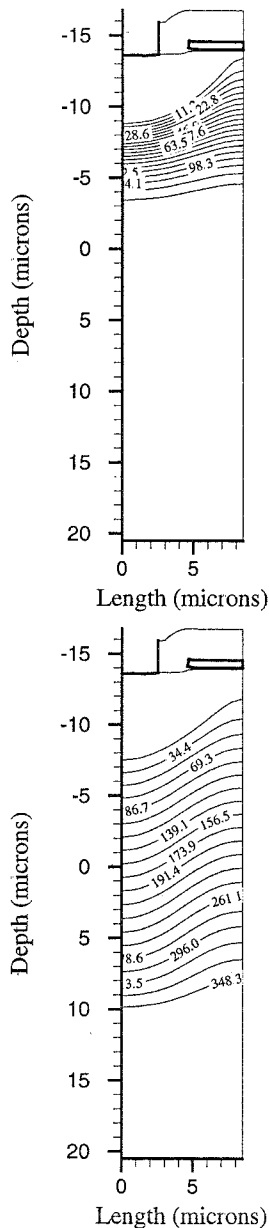
### 2. Simulacija VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora

Kako bi pokazali prednosti snažnih VDMOS tranzistora sa super spojem (SJ-VDMOS) [5] neophodno je najpre simulirati karakteristike konvencionalnog VDMOS tranzistora [6-7] (šematski prikazi struktura ovih tranzistora su prikazani na slici 1). Najvažniji parametri ovih tranzistora, kao što su: nivo dopiranja u epitaksijalnom sloju N, debljina epitaksijalnog sloja  $d_{epi}$ , širina tranzistora  $w$ , kao i vrednost probojnog napona  $V_B$  dobijen simulacijom, dati su u Tabeli I. Simulacija je realizovana ISE GENESISe TCAD sistemom. Tehnološki niz za proizvodnju VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora simuliran je programom DIOS [8], dok je za simulaciju električnih karakteristika tranzistora korišćen program DESIS [9]. Za simulaciju u oblasti proboja korišćen je Avalanche generation model, pri čemu je kontrolisana vrednost jonizacionog integrala u oblasti osiromašenja. Kako bi se popravila tačnost simulacije i uzela u obzir zavisnost pokretljivosti nosilaca od nivoa dopiranja i električnog polja, korišćeni su SHR i Auger modeli pokretljivosti.

Tabela I Parametri VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora.

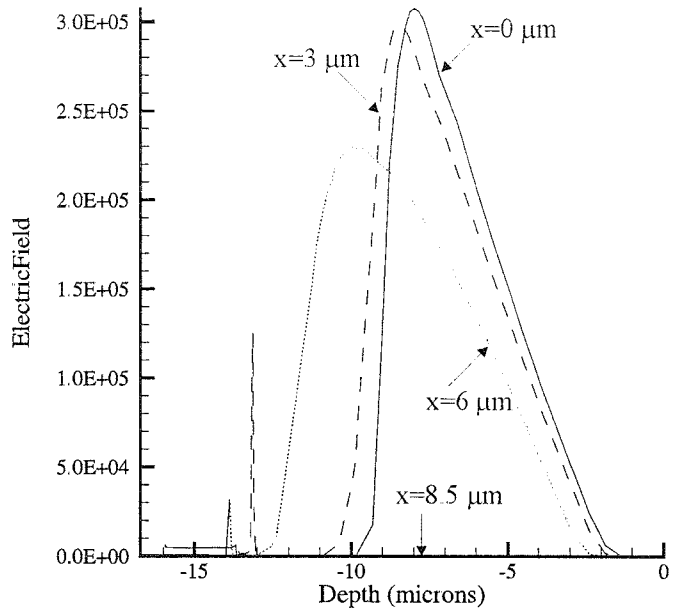
	N ( $\text{cm}^{-3}$ )	$d_{\text{epi}}$ ( $\mu\text{m}$ )	w ( $\mu\text{m}$ )	$V_B$ (V)
VDMOS	$2.8 \cdot 10^{15}$	30	8.5	120
SJ-VDMOS	$2.8 \cdot 10^{15}$	30	8.5	365

Raspodele potencijala kod VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora kada se oni nalazi u isključenom stanju, u oblasti neposredno pre proboja, prikazane su na slici 2.

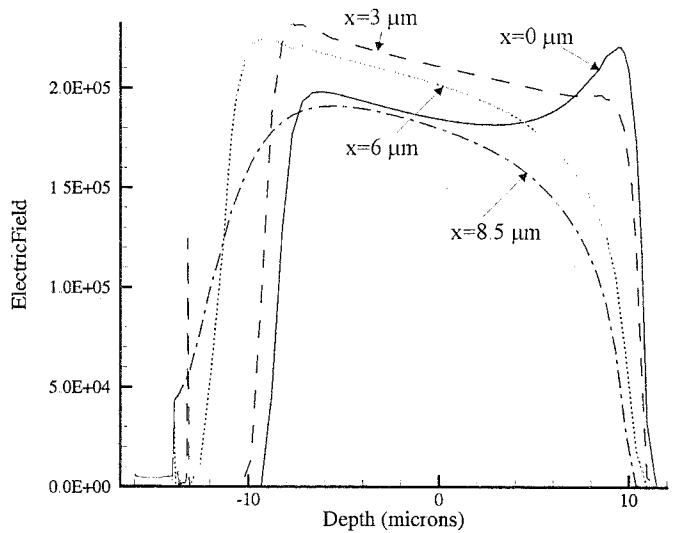


Sl.2 Raspodele potencijala VDMOS tranzistora neposredno pre proboja  $V_{DS}=120\text{V}$  (gore) i SJ-VDMOS tranzistora neposredno pre proboja  $V_{DS}=365\text{V}$  (dole).

Električno polje kod VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora u vertikalnim presecima  $x=0\mu\text{m}$ ,  $3\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$  i  $8.5\mu\text{m}$ , neposredno pre proboja, prikazano je na slikama 3 i 4, respektivno.



Sl.3 Električno polje u V/cm VDMOS tranzistora u vertikalnim presecima  $x=0\mu\text{m}$ ,  $3\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$  i  $8.5\mu\text{m}$ .

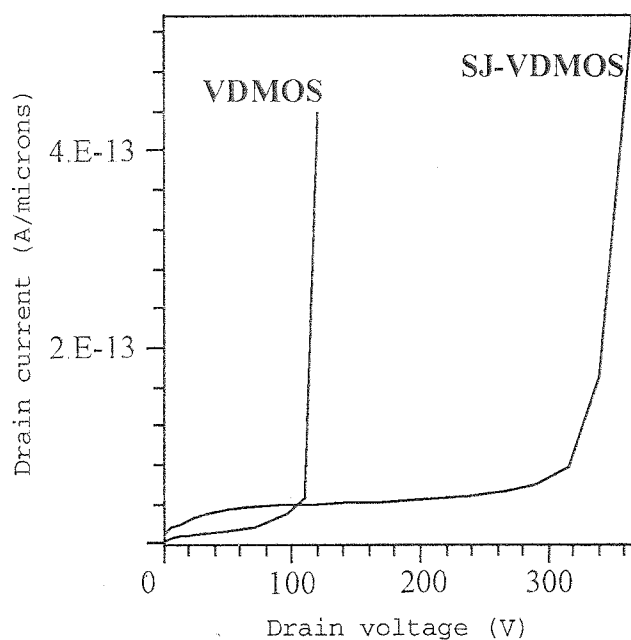


Sl.4 Električno polje u V/cm SJ-VDMOS tranzistora u vertikalnim presecima  $x=0\mu\text{m}$ ,  $3\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$  i  $8.5\mu\text{m}$ .

Na osnovu dobijenih rezultata simulacije lako se može uočiti da su profili potencijala i električnog polja kod SJ-VDMOS tranzistora u oblasti proboja skoro ravni u najvećem delu driftovske oblasti, za razliku od profila potencijala i električnog polja kod VDMOS tranzistora. Ovo je posledica smanjenja količine naelektrisanja u driftovskoj oblasti SJ-VDMOS tranzistora, s obzirom da dolazi do širenja oblasti osiromašenja vertikalnog p-n spoja. Kako su širine p i n oblasti relativno male u poredjenju sa debljinom

epitaksijalnog sloja, potpuno osiromašenje nastaje već pri naponima na drejnu koji su manji od 100V, što zavisi od nivoa dopiranja p i n oblasti komponente. Zbog toga je električno polje kod SJ-VDMOS tranzistora kada je super spoj (vertikalni p-n spoj) potpuno osiromašen malo i skoro horizontalno. Vrednosti električnog polja u vertikalnom pravcu se povećavaju sa povećanjem napona na drejnu, i kada se dostigne kritična vrednost polja  $E_c$  počinje udarna jonizacija i dolazi do proboja tranzistora.

Simulirane I-V karakteristike VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora prikazane su na slici 5. Uočava se značajno povećanje probnog napona sa 120V kod VDMOS, na 365V kod SJ-VDMOS tranzistora, što je oko 300%. Ovako veliko povećanje probnog napona posledica je relativno visokog nivoa dopiranja p i n oblasti ( $2.8 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ). Za niže nivoe dopiranja, što je češći slučaj kod savremenih snažnih VDMOS tranzistora (oko  $5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ), može se dobiti povećanje probnog napona za oko 50%. Kod SJ-VDMOS tranzistora postoji mogućnost daljeg povećanja probnog napona povećanjem debljine driftovske oblasti, tj. debljine epitaksijalnog sloja, pri čemu se zadržavaju isti nivoi dopiranja. U tom slučaju će doći do proporcionalnog povećanja vrednosti  $R_{DS(on)}$ , za razliku od konvencionalnog VDMOS tranzistora gde bi se sa povećanjem debljine epi sloja otpornost u uključenom stanju povećavala po zakonitosti  $R_{DS(on)} \propto V_B^{2.5}$  [5].



Slika 5. Simulirane I-V probne karakteristike VDMOS i SJ-VDMOS tranzistora.

S obzirom da je kod SJ-VDMOS tranzistora driftovska oblast dvostruko uža nego kod VDMOS tranzistora, lako je pokazati da će vrednost  $R_{DS(on)}$  biti duplo veća, ukoliko se zadrži ista geometrija komponente i isti nivoi dopiranja. Da bi smanjili vrednost  $R_{DS(on)}$  neophodno je povećati nivoe dopiranja. Pokazano je da se povećanjem nivoa dopiranja za jedan red veličine  $R_{DS(on)}$  smanjuje skoro 5 puta, a da pri tome vrednost probnog napona ostaje skoro nepromenjena.

### 3. Zaključak

U radu su prikazani rezultati simulacije novog tehnološkog koncepta koji se primenjuje u proizvodnji savremenih snažnih VDMOS tranzistora. Primena super spoja pruža mogućnost za dobijanje komponenata koje imaju značajno veće probne napone u odnosu na konvencionalne VDMOS komponente, a pri tome vrednosti  $R_{DS(on)}$  ostaju nepromenjene ili se čak mogu i smanjiti. Takođe, s obzirom na ravan profil električnog polja u driftovskoj oblasti SJ-VDMOS tranzistora, moguće je dalje povećavati vrednost probnog napona povećanjem debljine epitaksijalnog sloja, pri čemu se vrednost otpornosti u uključenom stanju povećava proporcionalno.

### LITERATURA

- [1] X. B. Chen and P. A. Mawby, "Theory of a novel voltage-sustaining layers for power devices", *Microelectronic journal*, 1998, vol 29, pp.1005-1011.
- [2] P. N. Kondekar, M. B. Patil and C. D. Parikh, "Breakdown voltage and on resistance of superjunction power MOSFET: CoolMOS™", *Proc. IWPSD-2001*, vol 1, pp 440-443.
- [3] P. N. Kondekar, M. B. Patil and C. D. Parikh, "Analysis and design of superjunction power MOSFET: CoolMOS™ for improved on resistance and breakdown voltage using theory of novel voltage sustaining layer", *Proc. MIEL-2002*, vol 1, pp.209-212.
- [4] G. Deboy *et al.*, "A new generation of high voltage MOSFETs breaks the limit line of silicon", *Proc. of IEDM*, pp. 683-685, 1998.
- [5] *CoolMOS-Frequently asked questions*, Application Note AN-CoolMOS-07, Infineon Technologies AG. April 2002
- [6] B. J. Baliga, *Modern power device*, New York: Wiley, 1987.
- [7] *Understanding Power MOSFETs*, Application Note AN7500, FAIRCHILD Semiconductor, March 2002.
- [8] *DIOS-ISE - Users Manual*, Release 7.0, Integrated System Engineering AG, Zurich, Switzerland.
- [9] *DESSIS-ISE - Users Manual*, Release 7.0, Integrated System Engineering AG, Zurich, Switzerland.

**Abstract** – In this paper the concept of the new technology power MOSFETs is analyzed. The conventional VDMOS drift layer is simulated for comparing with SJ-layer technology. The simulation results are helpful in explaining how this new technology has overcome the limitation for high voltage power VDMOS by breaking the Silicon Limit. For all simulations (process and device) ISE GENESIS TCAD system tools are used.

### Characteristics of Super-junction Power VDMOS Transistor

Elva Jovanović, Danijela Pantić, Tatjana Pešić and Dragan Pantić



## 3D SIMULACIJA ELEKTRIČNIH I TERMIČKIH KARAKTERISTIKA ELEKTRIČNIH KONTAKATA

Aneta Prijić, Biljana Pešić, Zoran Prijić, Dragan Pantić, *Elektronski fakultet u Nišu.*  
Zoran Pavlović, *Privodno-matematički fakultet u Nišu*

**Sadržaj** – U ovom radu prikazani su rezultati električne i termičke simulacije različitih električnih kontakata zakovičastog oblika. Generisane raspodele električnog potencijala, gustina struja i Joule-ovih toplota i zavisnosti temperatura kontakata od električnog opterećenja analizirane su sa aspekta izbora kontaktnog materijala i graničnog električnog opterećenja.

### 1. UVOD

Uprkos intenzivnom razvoju poluprovodničkih komponenata i njihovoj sve široj upotrebi u kontroli elektronskih i energetskih kola, komponente kao što su: električni prekidači, releji, sklopke, platinska dugmad još uvek nalaze masovnu primenu. Ugrađuju se u elektronske, telekomunikacione i električne uređaje, ali i uređaje automobilske i avionske industrije. Svoju funkciju prekida struje u kolu ostvaruju putem mehaničke akcije metalnih elemenata poznatih kao električni kontakti.

S obzirom na raznovrsnost prekidačkih komponenata, električni kontakti se javljaju u više oblika (zakovičasti, krstasti, pravougaoni, u obliku diska, dugmadi, itd.) i veoma su različitih dimenzija. Po načinu izrade mogu biti masivni i bimetalni. Masivni kontakti se u celini izrađuju od visokoprovodnih materijala (najčešće plemenitih metala i njihovih legura). Bimetalni kontakti se proizvode uglavnom od bakra, s tim što se jedna od kontaktnih površina prevlači tankim slojem legura plemenitog metala.

Pri projektovanju električnih kontakata veliku poteškoću predstavlja izbor kontaktnih materijala i predviđanje karakteristika pod radnim uslovima. Ovo iz tog razloga što još uvek nedostaju informacije o parametrima koji mogu da utiču na karakteristike kontakata. Pri eksploataciji kontakata dolaze do izražaja problemi vezani za njihovu pouzdanost. Izloženi visokim strujama, kontakti često otkazuju zbog migracije metala, erozije lučnim pražnjenjem, korozije. Čini se da u rešavanju navedenih problema simulacija karakteristika kontakata može biti od velike pomoći.

U ovom radu prikazani su rezultati 3D simulacije električnih i termičkih karakteristika kontakata zakovičastog oblika. Postupci simulacije sprovedeni su na tipu masivnog i bimetalnog kontakta, uključivanjem različitih materijala. Za svaki od razmatranih kontakata generisane su raspodele potencijala, gustina struja i Joule-ovih toplota, kao i zavisnosti temperatura kontakata od električnog opterećenja.

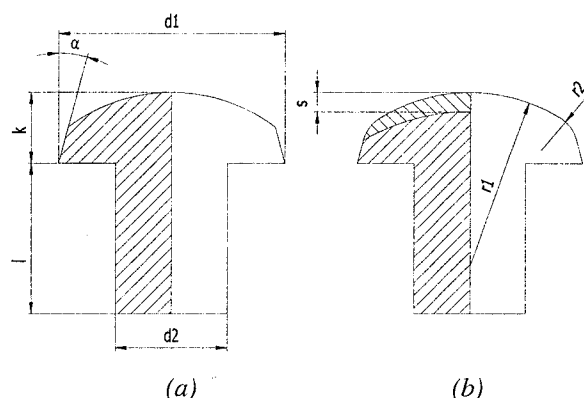
### 2. OPIS POSTUPKA SIMULACIJE

Za 3D simulaciju električnih i termičkih karakteristika kontakata korišćen je računarski program koji složene fizičke fenomene tretira numerički. Program rešava kompletan set Maxwell-ovih jednačina simultano sa jednačinama provođenja i odvođenja toplote. Bazira se na metodi konačnih elemenata i koristi odgovarajuće adaptivne iterativne tehnike. Putem odgovarajućeg korisničkog

interfejsa zadaju se oblik i dimenzije kontakata, unose fizički, električni i termički parametri materijala i uslovi napajanja kontakta (vrednosti potencijala na kontaktnim površinama).

### 3. PARAMETRI KONTAKATA

Za simulaciju karakteristika odabrani su kontakti zakovičastog oblika iz razloga njihove masovne zastupljenosti. Njihov izgled u vidu poprečnih preseka prikazan je na sl. 1, a dimenzije date u tabeli 1.



Sl. 1. Poprečni presek masivnog (a) i bimetalog (b) kontakta zakovičastog oblika

Tabela 1: Dimenzije zakovičastog kontakta [1]

Dimenzija kontakta	Vrednost (mm)
Prečnik glave - $d_1$	3
Ukupna visina glave - $k$	0.7
Prečnik stabla - $d_2$	1.5
Visina kontaktnog sloja - $s$	0.35
Dužina stabla - $l$	1.5
Poluprečnici zaobljenja glave i kontakta - $r_1$ i $r_2$	0.5 i 0.1
Ugao nagiba glave - $\alpha$	15°

Materijali za kontakte selektovani su shodno ponudama velikih svetskih proizvođača kontakata [2-4]. Tako je za masivni kontakt odabrano srebro čistoće 99.99%, a za bimetalni kontakt bakar i legure: 90%Ag-10%Ni, 90%Ag-10%CdO i 60%Ag-40%Pd. Po karakteristikama električnog i termičkog provođenja legure Ag-Ni i Ag-CdO su bliske čistom srebru, s tim što poseduju bolje mehaničke osobine. Legura Ag-Pd je vrlo tvrda i postojana na habanje, a kako je karakteriše visoka tačka topljenja, otporna je na migraciju materijala i eroziju lučnim pražnjenjem. Sa druge strane, ova legura poseduje nisku električnu i termičku provodnost. Vrednosti fizičkih, električnih i termičkih parametara kontaktnih materijala korišćenih u simulaciji prikazane su u tabeli 2.

Tabela 2: Fizički, električni i termički parametri kontaktnih materijala [2-4]

Materijal	Tačka topljenja (K)	Specifična električna otpornost ( $\Omega\text{m}$ )	Temp. koeficijent specifične električne otpornosti ( $\text{K}^{-1}$ )	Term. provodnost ( $\text{W/mK}$ )
Cu	1356	$1.69 \cdot 10^{-8}$	$4.29 \cdot 10^{-3}$	401
Ag	1234	$1.62 \cdot 10^{-8}$	$4.1 \cdot 10^{-3}$	419
90%Ag-10%Ni	1234	$1.89 \cdot 10^{-8}$		390
90%Ag-10%CdO	1234	$2.08 \cdot 10^{-8}$		330
60%Ag-40%Pd	1450	$22 \cdot 10^{-8}$		50

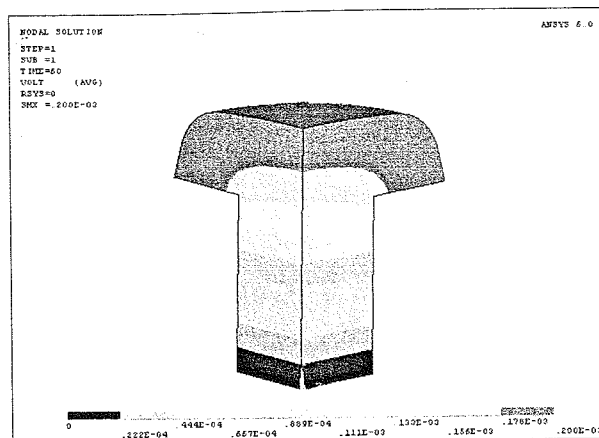
Električno napajanje kontakata tokom simulacije definisano je na sledeći način: jedna od kontaktnih površina bila je uvek na nultom potencijalu, a druga na potencijalu čija se vrednost u simulacijama različitih kontakata menjala u opsegu  $1 \cdot 10^{-5} \div 5 \cdot 10^{-3}$  V. To znači da se jačina struje u kontaktima kretala od 0.28A do 83.9A. U proračunima termičkih karakteristika kontakata uključen je efekat zavisnosti električne otpornosti materijala od temperature. S obzirom da su kontakti analizirani u izolovanom stanju, usvojen je konvekcioni način odvođenja toplote sa površina kontakata. Uzeta je temperatura okoline od 300K i vrednost koeficijenta konvekcije od  $28.4 \text{ W/m}^2\text{K}$ .

#### 4. REZULTATI

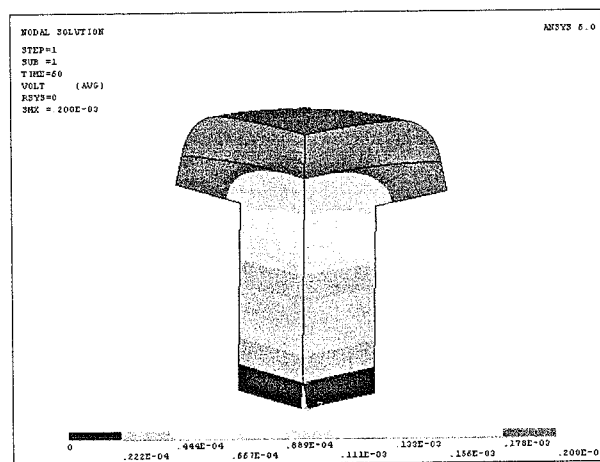
Na sl. 2 prikazane su raspodele potencijala unutar kontakata i to: masivnog od Ag (sl. 2a), bimetalnog od Cu/Ag-Ni (sl. 2b) i bimetalnog od Cu/Ag-Pd (sl. 2c). Raspodele su dobijene pri razlici potencijala na kontaktnim površinama od  $2 \cdot 10^{-4}$  V, tj. strujama jačina 11.4A, 10.8A i 5.6A, respektivno. Sa slike se lako može uočiti da su potencijali u masivnom Ag kontaktu i bimetalnom Cu/Ag-Ni kontaktu približno jednako raspodeljeni. Značajnija razlika u distribuciji potencijala postoji kod bimetalnog Cu/Ag-Pd kontakta, što je posledica niže električne i termičke provodnosti legure Ag-Pd u odnosu na ostale razmatrane materijale (tabela 2).

Raspodela gustine struje kroz bimetalni Cu/Ag-Ni kontakt predstavljena je na sl. 3 u vektorskom obliku. Generisana je pri naponu kontakta od  $2 \cdot 10^{-4}$  V, tj. struji jačine 10.8A. Veoma je indikativna u smislu otkrivanja oblasti kontakata u kojima struja dostiže maksimalnu vrednost. U zakovičastom kontaktu to je deo gde se stablo kontakta spaja sa glavom, tj. gde su promene oblika kontakta najveće. U primeru predstavljenom na slici maksimalna vrednost gustine struje iznosi  $8.7 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$ .

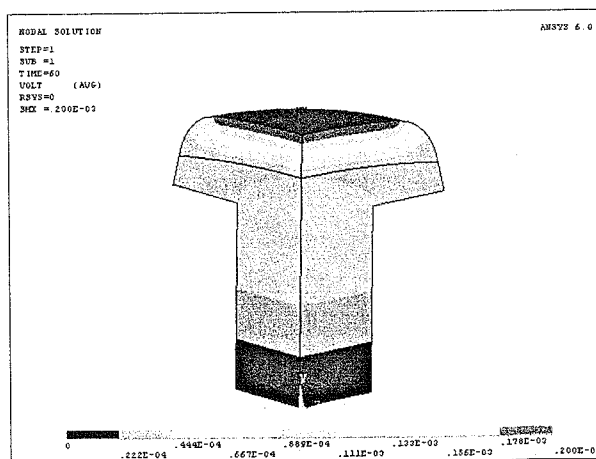
Raspodela gustine struje direktno određuje toplotu koja se usled *Joule*-ovih gubitaka razvija u kontaktu. Slika 4 ilustruje distribuciju toplote kroz bimetalni Cu/Ag-Ni kontakt. Jasno je da je spoj stabla i glave kontakta "vruća" tačka u strukturi kontakta u kojoj će se najpre javiti degradacioni procesi (npr. migracija metala).



a)



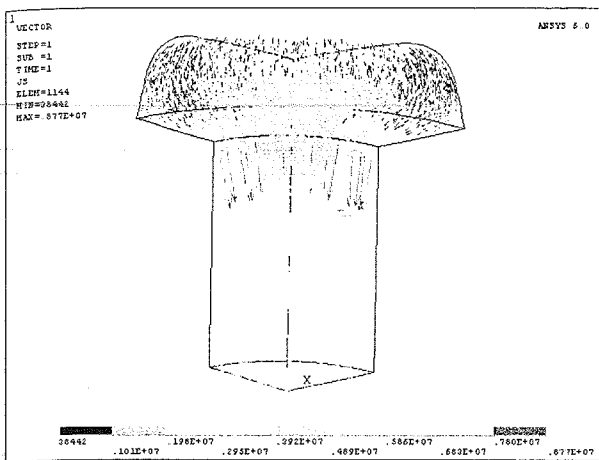
b)



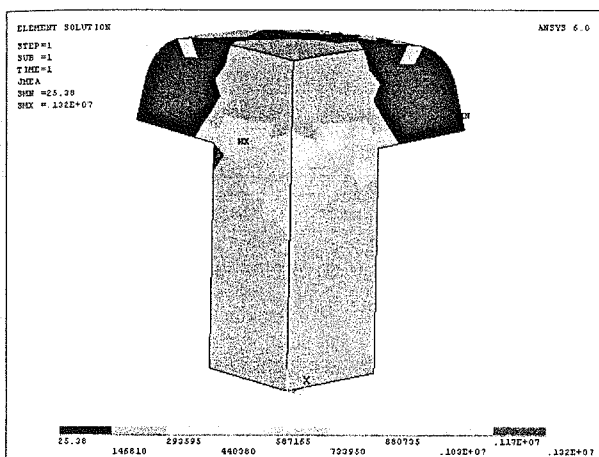
c)

Sl. 2. Raspodela potencijala u kontaktima: a) masivan od Ag, b) bimetalni od Cu/Ag-Ni, c) bimetalni od Cu/Ag-Pd

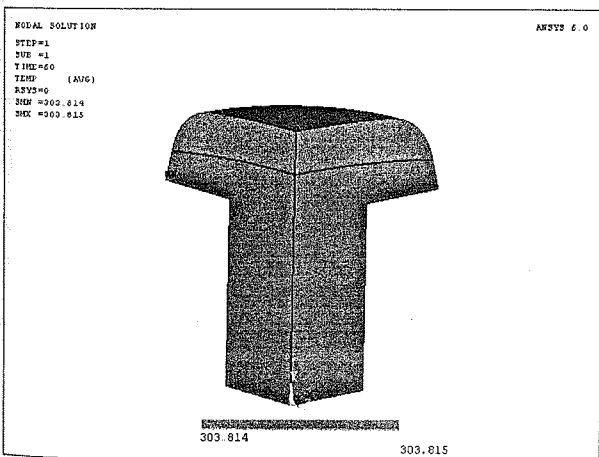
Raspodela temperature unutar kontakta zavisi od uslova napajanja, termičke provodnosti materijala, veličine površine kontakta sa kojih se toplota odvodi u okolnu sredinu i način odvođenja toplote. Simulacijom je utvrđeno da je raspodela temperature po kontaktu uniformna što se na primeru bimetalnog Cu/Ag-Ni kontakta može videti na sl 5.



Sl. 3. Raspodela gustine struje u bimetalnom Cu/Ag-Ni kontaktu



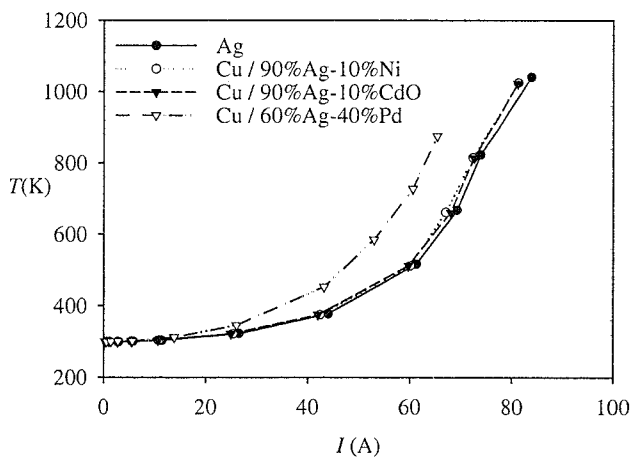
Sl. 4. Raspodela Joule-ove toplote u bimetalnom Cu/Ag-Ni kontaktu



Sl 5. Raspodela temperature u bimetalnom Cu/Ag-Ni kontaktu

Zavisnosti temperatura kontakata od jačina struja prikazane su na sl. 6 sa vrstom kontaktnog materijala kao parametrom. Sa slike se može zapaziti da se temperature kontakata izrađenih od Ag, Cu/Ag-Ni i Cu/Ag-CdO međusobno veoma malo razlikuju u čitavom opsegu razmatranih vrednosti struje, i da to nije slučaj sa Cu/Ag-Pd kontaktom. Temperature ovog kontakta, u zavisnosti od nivoa struje, mogu da budu i za 200K više.

Na osnovu karakteristika sa sl. 6 mogu se definisati granične vrednosti struja pri kojima temperatura kontakta ne prevazilazi tačku topljenja materijala, i time odrediti moguće primene kontakata. Karakteristike sa sl. 6 su od velike koristi pri selekciji materijala za kontakte. Naime, ukoliko materijali imaju iste električne i termičke karakteristike, kao u slučaju legura Ag-Ni i Ag-CdO, onda se izbor vrši po nekom drugom parametru, npr. ekološkoj podobnosti. Zbog visoke toksičnosti CdO, umesto legure Ag-CdO može se uzeti legura Ag-Ni, a da se pri tome ne promene karakteristike kontakata.



Sl. 6. Zavisnost temperature kontakata od jačine struje

## 5. ZAKLJUČAK

U projektovanju električnih kontakata, simulacija električnih i termičkih karakteristika kontakata ima značajnu ulogu. Pri definisanju geometrije kontakta i načinu kontaktiranja, simulacijom se dobijaju podaci neophodni za izbor adekvatnog materijala kontakta. Sa druge strane, pri zadatom kontaktnom materijalu, omogućava se definisanje graničnih električnih uslova eksploatacije kontakata. Na osnovu rezultata simulacije moguće je predložiti i izmene u geometriji kontakta. Konačno, simulacijom električnih i termičkih karakteristika kontakata moguće je sagledati i neke probleme vezane za njihovu pouzdanost

## 6. LITERATURA

- [1] "Proizvodnja elektroenergetskih kontakata", Ei Holding Co., DO "Ei Komponente", januar 2000.
- [2] [http://www.taling.com.tw/e\\_index.html](http://www.taling.com.tw/e_index.html)
- [3] <http://www.brainin.com/contactmaterials.htm>
- [4] <http://www.tanaka-precious.com/catalog>

**Abstract** – In this paper, the results of both electrical and thermal simulation of various rivet electric contacts are presented. Distributions of electric potential, current density and Joule's heat as well as contact temperature dependences on load conditions are analyzed from the point of view of contact material and load condition choice.

## 3D-SIMULATION OF ELECTRIC AND THERMAL CHARACTERISTICS OF ELECTRIC CONTACTS

Aneta Prijić, Biljana Pešić, Zoran Prijić,  
Dragan Pantić, Zoran Pavlović

## MODELOVANJE EFEKTA MODULACIJE ŠIRINE BAZE SiGe HETEROSPOJNIH BIPOLARNIH TRANZISTORA ZA PRIMENE U SIMULATORIMA ELEKTRIČNIH KOLA

Tatjana Pešić, Nebojša Janković, *Elektronski fakultet u Nišu*  
 Jugoslav Karamarković, *Građevinsko-arhitektonski fakultet u Nišu*

**Sadržaj** - U ovom radu je prikazano na koji način se efekat modulacije širine baze može uključiti u ne-kvazi-stacionarni model heterospojnog bipolarnog tranzistora sa SiGe bazom. Rezultati pokazuju da efekat modulacije širine baze ima izražen uticaj na električne karakteristike tranzistora i mora se uzeti u obzir pri tačnom modelovanju SiGe heterospojnih bipolarnih tranzistora.

### 1. UVOD

Najsavremenija do sada realizovana BiCMOS integrisana kola za primene u bežičnim telekomunikacijama sadrže u sebi Si/Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> heterospojni bipolarni tranzistor (HBT). Dobijanje gradiranog profila germanijuma u uskoj bazi SiGe HBT-a omogućeno je zahvaljujući novim tehnološkim procesima, molekularnoj epitaksiji (MBE) i depoziciji iz gasne faze (CVD), čime se u bazu uvodi dodatno električno polje i skraćuje vreme preleta manjinskih nosilaca [1,2]. Istovremeno je moguće podići koncentraciju primesa u bazi i do 10<sup>19</sup> cm<sup>-3</sup>, čime se bitno smanjuje bazna otpornost R<sub>b</sub>, pri čemu se još uvek dobija zadovoljavajuće strujno pojačanje β > 200. Međutim, eksperimentalni rezultati su pokazali da strmi profil germanijuma u bazi dovodi do izražene zavisnosti strujnog pojačanja od vrednosti primenjenog napona na emitor-baznom spoju V<sub>be</sub> [3]. Naime, za SiGe tranzistore sa uskom bazom (<0.1 μm), opadanje maksimalnog strujnog pojačanja nastupa zbog dva simultana efekta: prvi predstavlja porast efektivne širine baze usled sužavanja osiromašene oblasti direktno polarisanog spoja E-B sa porastom napona V<sub>be</sub>, a drugi se odnosi na istovremeno povećanje širine zabranjene zone zbog smanjenja procenta germanijuma sa pomeranjem granice osiromašenja E-B spoja [1,3]. Posledica pojave efekta modulacije širine baze je degradacija faktora idealnosti kolektorske struje I<sub>c</sub> i strujnog pojačanja β pri srednjim i višim vrednostima napona V<sub>be</sub> [3-6]. Kod bipolarnih tranzistora ili kod HBT sa homogenim profilom germanijuma u bazi, ovaj efekat nije izražen.

U ovom radu će biti opisan metod uključanja efekta modulacije širine baze u HBT model za primene u simulatorima električnih kola.

### 2. HBT MODEL

Kompaktni jednodimenzioni ne-kvazi-stacionarni (NKS) model bipolarnog tranzistora za primene u simulatorima električnih kola [7] zbog svoje fizičke zasnovanosti može omogućiti tačno predviđanje električnih karakteristika složenih bipolarnih struktura, kao što je, na primer, heterospojni bipolarni tranzistor sa Si<sub>1-x</sub>Ge<sub>x</sub> bazom. Na slici 1 a prikazana je šema NKS HBT modela. Otpornosti r<sub>e</sub>, r<sub>c</sub> i r<sub>b</sub> predstavljaju, redom, termičke otpornosti tela poluprovodnika od E-B spoja do spoljnog priključka, od B-C spoja do spoljnog priključka i od baznog priključka do

virtuelnog unutrašnjeg čvora u tranzistoru. Kondenzatori C<sub>ce</sub> i C<sub>cb</sub> reprezentuju kapacitivnosti prostornog naelektrisanja osiromašenih oblasti E-B i B-C spoja, respektivno. Ovi elementi kola modeluju se kao u standardnom Gmel-Punovom modelu. Strujno kontrolisani strujni izvori i<sub>e</sub> i i<sub>c</sub> služe da spregnu spoljašnji deo kola sa unutrašnjim delom koji se sastoji od ekvivalentnih vodova koji modeluju emitorsku, baznu i kolektorsku kvazi-neutralnu oblast (slika 1.b).

Za primene u simulatorima električnih kola ekvivalentni vodovi zamenjeni su kaskadnom vezom T-ćelija, kao što je prikazano na slici 1.b, čiji su parametri:

$$C_k = \frac{C_2}{\sqrt{1+C_1 u_{2k}}}, \quad (1)$$

$$L_k(u) = C_3 \left(1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}}\right), \quad (2)$$

$$G_k(u) = \frac{1}{C_4(1+C_1 u_{2k}) + C_5} + C_6 \left(-1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}}\right) + C_7 \left(1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}}\right), \quad (3)$$

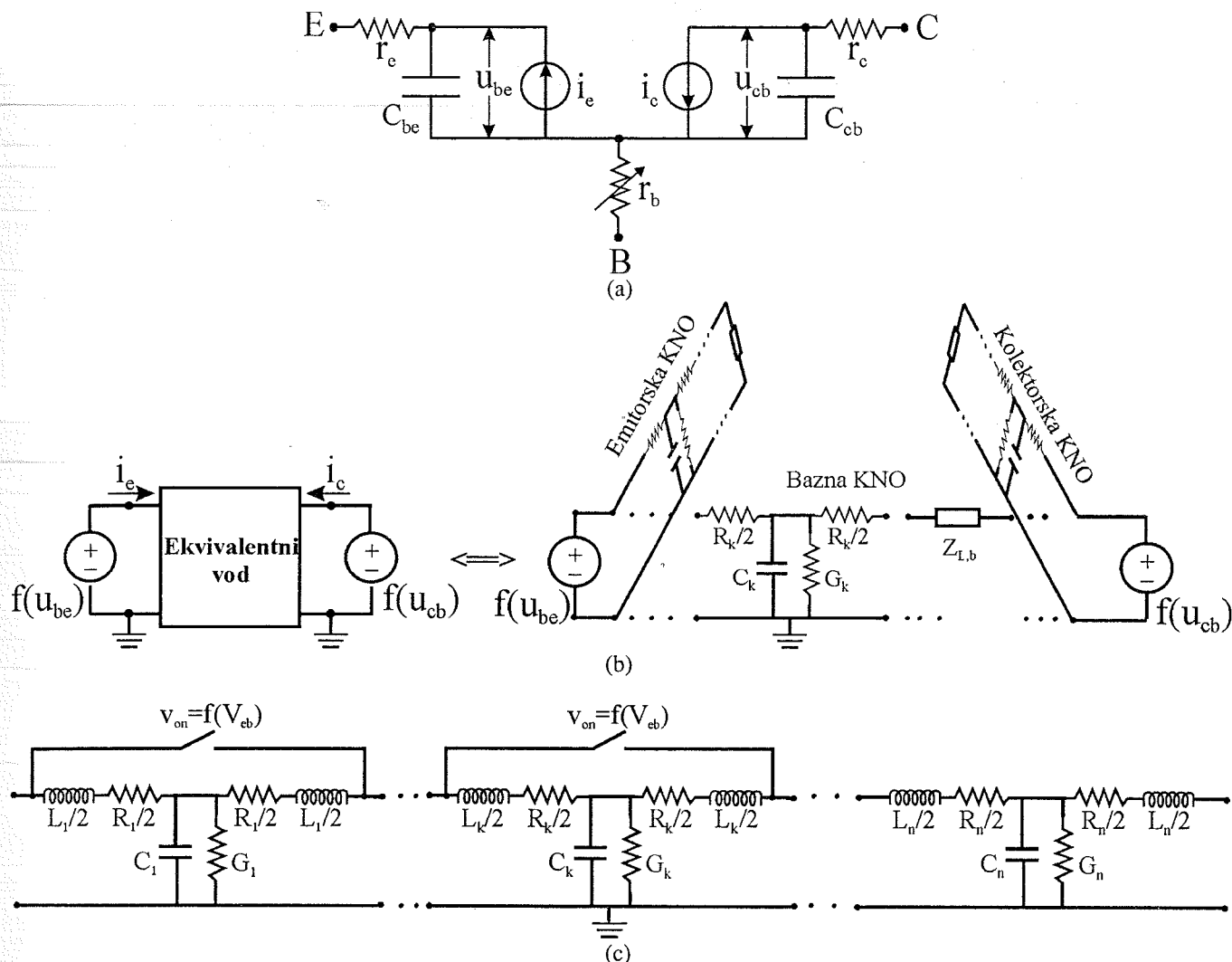
$$R_k = C_8 \left(1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}}\right) \cdot \sqrt{1+C_9 + \left\{ C_{10} + C_{11} \left[ \frac{u_{2k-1} - u_{2k+1}}{\sqrt{1+C_1 u_{2k}} (1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}})} \right] \right\}^2}, \quad (4)$$

dok je završna impedansa:

$$Z_l = C_{12} \left(1 + \sqrt{1+C_1 u_{2k}}\right) \quad (5)$$

Za bazni ekvivalentni vod kojim se modeluje transport nosilaca kroz SiGe bazu, parametri C<sub>1</sub>-C<sub>11</sub> koji se javljaju u (1-5) su:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{4n_{ie}^2}{N_A^2}, & C_2 &= \frac{qn_{ie}^2 w}{N_A}, \\ C_3 &= \frac{m_n^* N_A w}{2qkT n_{ie}^2}, & C_4 &= \frac{\tau_{10} N_A}{qn_{ie}^2 w}, \\ C_5 &= \frac{2\tau_{10}}{qn_{ie} w}, & C_6 &= \frac{qn_{ie}^2 C_n N_A w}{2}, \\ C_7 &= \frac{qn_{ie}^2 C_p N_A w}{2}, & C_8 &= \frac{N_A w}{2qV_T n_{ie}^2 \mu_0}, \\ C_9 &= \frac{\mu_0^2}{v_{sat}^2}, & C_{10} &= K_0, \\ C_{11} &= \frac{C_1 V_T}{2w}, & C_{12} &= \frac{N_A (W_b)}{2q n_{ie}^2 (W_b) v_s}, \end{aligned} \quad (6)$$



Sl. 1. Osnovna šema NKS HBT modela (a), vodovska prezentacija T-ćelijama (b) i ekvivalentni bazni vod sa naponom kontrolisanim prekidačima za modelovanje efekta modulacije širine baze (c).

gde je  $q$  elementarno naelektrisanje,  $k$  Bolcmanova konstanta,  $m_n^*$  efektivna masa elektrona,  $n_{ie}$  efektivna sopstvena koncentracija,  $\tau_{10}$ ,  $C_p$  i  $C_n$  su konstante koje se javljaju u modelu za rekombinaciju,  $\mu_0$  i  $v_{sat}$  su konstante u izrazu za pokretljivost u funkciji električog polja,  $T$  je apsolutna temperatura,  $V_T$  termički napon,  $N_A$  koncentracija dopanata,  $K_0$  polje koje potiče od prisustva germanijuma,  $w(=W_b/n)$  je dužina ćelije,  $W_b$  je dužina bazne kvazi-neutralne oblasti i  $n$  je broj T-ćelija. Naponi koji se javljaju u izrazima za parametre modela  $u_{2k-1}$ ,  $u_{2k}$  i  $u_{2k+1}$  su virtualni naponi u odgovarajućim čvorovima.

Parametri  $C_1$ - $C_{11}$  NKS HBT modela izvedeni su direktno iz fizičkog profila primesa heterospojnog bipolarnog tranzistora.

Efekat modulacije širine baze u NKS modelu SiGe HBT-a modeluje se pomoću naponom kontrolisanih prekidača (slika 1.c). Za male vrednosti napona na E-B spoju, osiromašena oblast tog spoja je najšira i svi prekidači su uključeni odsecajući značajan broj T-ćelija ekvivalentnog voda SiGe baze u blizini E-B spoja. Povećanjem napona  $V_{be}$  sužava se osiromašena oblast E-B spoja, dok se kvazi-neutralna oblast baze postepeno širi. U HBT modelu, ovo povećanje širine kvazi-neutralne oblasti baze sa povećanjem napona  $V_{be}$  izvodi se rednim isključivanjem prekidača, čime

se odgovarajuća T-ćelija dodaje ekvivalentnom vodu SiGe baze, odnosno povećava se efektivna širina baze.

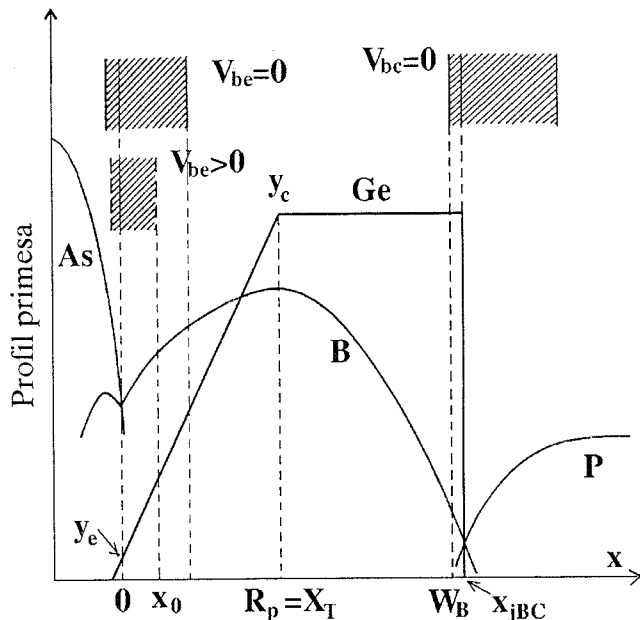
### 3. REZULTATI SIMULACIJA

Efekat modulacije širine baze razmatran je za  $npn$  SiGe HBT. Na slici 2 prikazan je šematski dijagram E-B oblasti osiromašenja i njena zavisnost od  $V_{be}$ . Pretpostavljeno je da linearni profil germanijuma u bazi počinje u  $x=0$  i ima maksimum u tački  $X_T$ . Razmatrani su tranzistori sa eksponencijalnim ( $R_p=0$ ) i implantiranim ( $R_p=W_B/2$ ) profilom  $B^+$  primesa u bazi, sa maksimalnom i minimalnom koncentracijom  $5 \cdot 10^{18} \text{cm}^{-3}$  i  $10^{17} \text{cm}^{-3}$ , respektivno, pri čemu je širina baze 50nm. Takođe, razmatrana su dva slučaja profila germanijuma, za  $X_T=W_B$  i  $X_T=W_B/2$ .

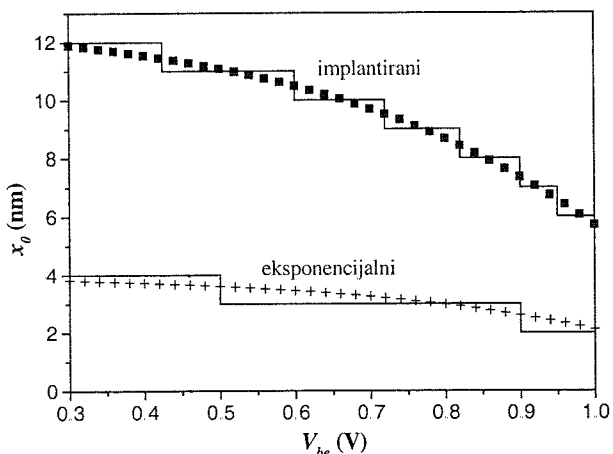
Osnovna zavisnost u modelovanju efekta modulacije širine baze je  $x_0(V_{be})$ . U opštem slučaju, analitički izraz je veoma komplikovan za izvođenje jer se u Poasonovu jednačinu mora uvesti i profil koncentracije manjinskih nosilaca za dato  $V_{be}$ , kao i tačan profil primesa na baznoj i emitorskoj strani metalurškog E-B spoja. Za analizirane profile primesa u bazi,  $x_0(V_{be})$  zavisnosti dobijene su putem 1D simulatora SEDAN [8,9] i prikazane su na slici 3, kao i aproksimacije ovih zavisnosti kod primena u NKS HBT modelu. Stepnasti oblik karakteristika NKS HBT modela

posledica je sukcesivnog isključivanja prekidača u kolu sa slike 1.c.

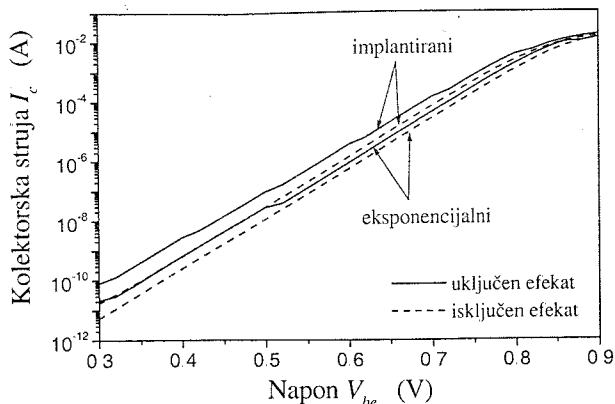
Na slikama 4-6 prikazane su  $I_c(V_{be})$ ,  $I_c(V_{ce})$  i  $f_t(I_c)$  karakteristike dobijene korišćenjem NKS HBT modela bez i sa uključivanjem efekta modulacije širine baze u model. Očigledno je da se dobijaju značajno različite električne karakteristike za slučaj da se uključuje efekat. Uočeno je da je efekat izraženiji za implantirani profil usled veće promene  $x_0$  sa naponom  $V_{be}$  kod ovog profila primesa. Takođe, izraženiji efekat se uočava za slučaj maksimalne količine germanijuma u bazi u  $X_T=W_B/2$  usled strmijeg profila germanijuma. Širina bazne kvazi-neutralne oblasti za slučaj da se analizirani efekat ne modeluje, uzimana je od  $x=0$ .



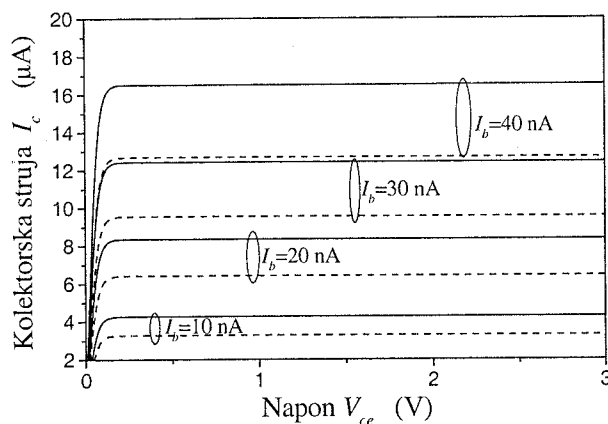
Sl. 2. Šematski dijagram profila primesa i germanijuma u bazi.



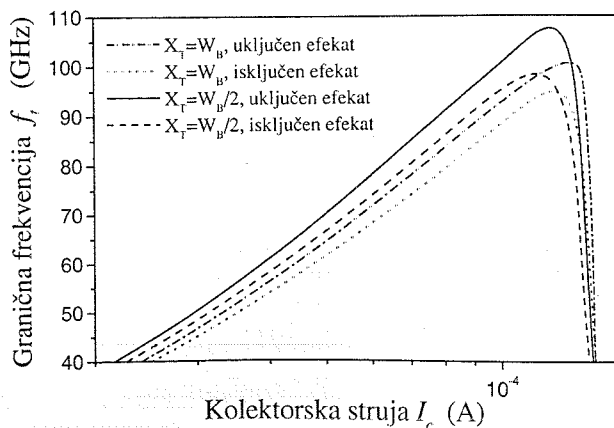
Sl. 3. Primer promene  $x_0$  od  $V_{be}$ , ekstrahovana iz SEDAN-a za implantirani i eksponencijalni profil primesa u bazi i odgovarajuće aproksimacije primenjene u NKS HBT modelu.



Sl. 4. Zavisnost kolektorske struje od napona  $V_{be}$  za implantirani i eksponencijalni profil primesa u bazi, za maksimum 15% germanijuma u bazi u  $X_T=W_B/2$ .

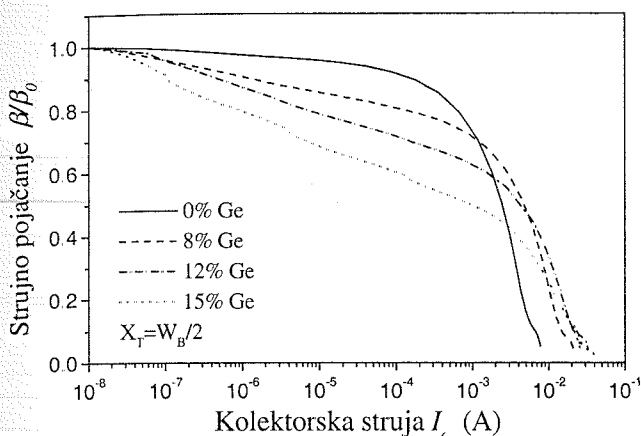


Sl. 5. Zavisnost kolektorske struje od napona  $V_{ce}$  za implantirani profil primesa u bazi, za maksimum 15% germanijuma u bazi u  $X_T=W_B/2$ . Puna linija odgovara slučaju uključivanja efekta u model.



Sl. 6. Zavisnost jedinične granične frekvencije od kolektorske struje za implantirani profil primesa u bazi, za maksimum 15% germanijuma u bazi u  $X_T=W_B$  i  $X_T=W_B/2$ . Primenjen je napon  $V_{ce}=2V$ .

Na slici 7 prikazane su zavisnosti normalizovanog strujnog pojačanja od kolektorske struje za tri HBT-a sa istim profilom primesa ali različitim nivoom germanijuma u bazi, i upoređene su sa karakteristikom dobijenom za analogan silicijumski tranzistor. Jasno opadanje karakteristika strujnog pojačanja dobijeno za SiGe HBT uzrokovano je upravo efektima modulacije širine baze. Simulirani rezultati su u saglasnosti sa eksperimentalnim otkrićima [3].



Sl. 7. Normalizovano strujno pojačanje dobijeno NKS HBT modelom za tranzistore sa različitim profilom germanijuma u bazi.

#### 4. ZAKLJUČAK

U ovom radu prikazano je modelovanje efekta modulacije širine baze preko naponom kontrolisanih prekidača u NKS HBT modelu, razvijenom za primene u simulatorima električnih kola. Za analizirane SiGe baze heterospojnih tranzistora, uočljiv je značaj modelovanja ovog efekta i njegov izražen uticaj na električne karakteristike tranzistora. Simulirani rezultati su pokazali da se efekat mora uzeti u obzir pri tačnom modelovanju SiGe heterospojnih tranzistora.

#### LITERATURA

[1] J.S. Yuan, SiGe, GaAs and InP Heterojunction Bipolar Transistors, Wiley, New York, 1999.

[2] K. Oda, E. Ohue, M. Tanabe, H. Shimamoto, T. Onai, K. Washio, "130-GHz ft SiGe HBT Technology", *IEDM Tech. Dig.*, DC, pp. 791-794, 1997.

[3] E. Crabbe, J. Cressler, R. Jaeger, D. Harame, "Current Gain Rolloff in Graded-base SiGe Heterojunction Bipolar Transistors", *IEEE Electron Device Letters*, vol. 14, pp. 193-195, 1993.

[4] S. Salmon, J. Cressler, R. Jaeger, D. Harame, "The Influence of Ge Grading on the Bias and Temperature Characteristics of SiGe HBT's for Precision Analog Circuits", *IEEE Trans. on Electron Device*, vol. 7, pp. 292-298, 2000.

[5] T. Pešić, N. Janković, "An Analytical Model of the Inverse Base Width Modulation Effect in SiGe Graded Heterojunction Bipolar Transistors", *Elsevier's Microelectronics Journal*, vol. 32, pp. 713-718, 2001.

[6] T. Pešić, N. Janković, J. Karamarković, "Faktor idealnosti kolektorske struje kod heterospojnih bipolarnih tranzistora sa gradiranom  $Si_{1-x}Ge_x$  bazom", *Zbornik radova XLV Konferencije ETRAN*, sveska IV, pp. 196-199, Bukovička banja, 2001.

[7] N.D. Janković, T.V. Pešić, J.P. Karamarković, "1D Physically Based Non-Quasi-Static Analog Behavioral BJT Model for SPICE", *Proc. of 23<sup>rd</sup> International Conference on Microelectronics - MIEL2002*, vol. 2, pp. 463-468, Niš, 2002.

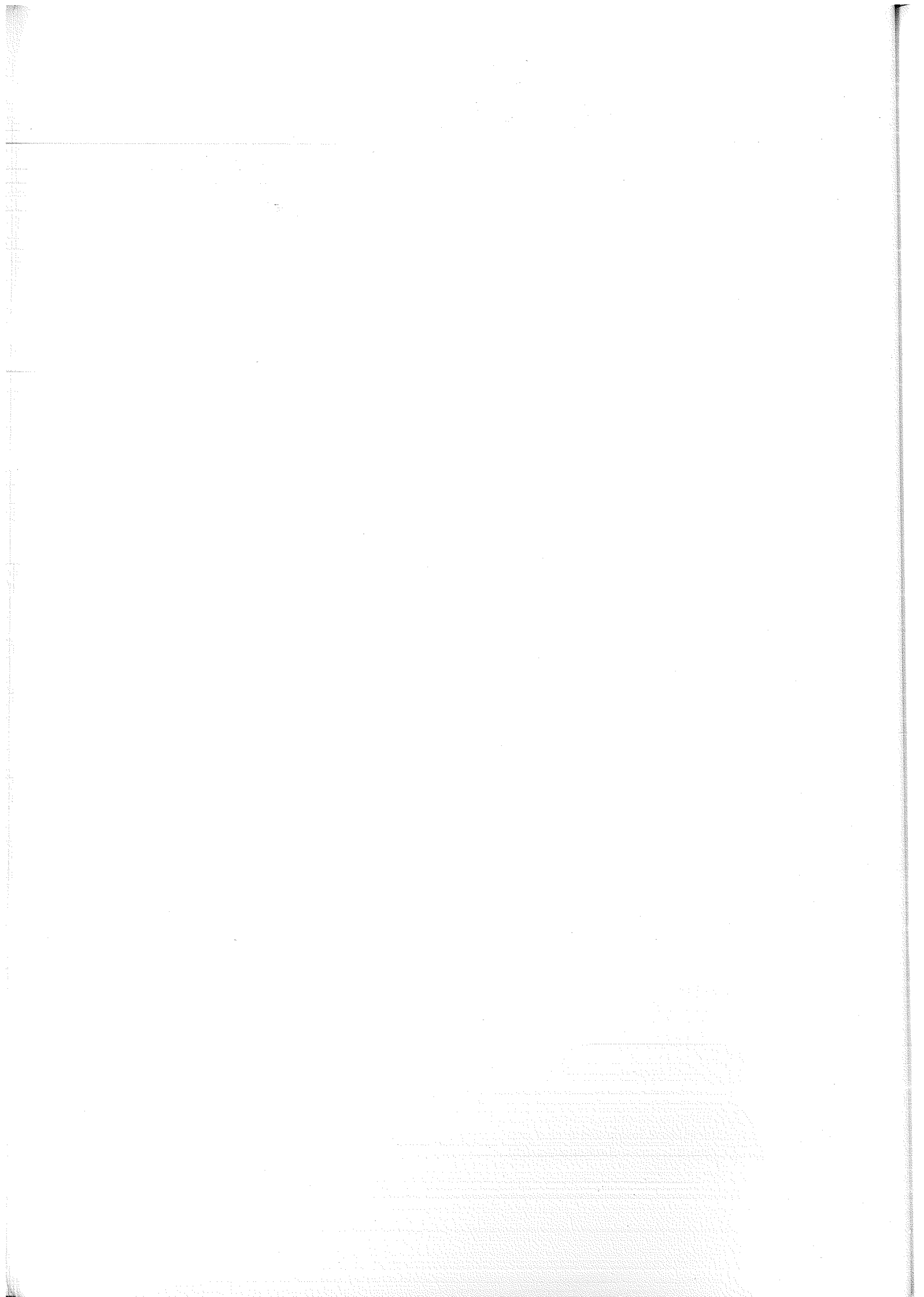
[8] Z. Yu and R. W. Dutton, "SEDAN III - A generalized electronic material device analysis program," Stanford University Electr. Labs Technical Report, 1985.

[9] *SEDAN III User's Manual*, Stanford University, 1988.

**Abstract** - In this paper it has been shown the method of including the inverse base width modulation effect in non-quasi-static SiGe base heterojunction bipolar transistor circuit model. Simulated results reveal that the inverse base width modulation effect has strong influence on the HBT electrical characteristics and must be taken into account for accurate modeling of SiGe HBTs.

#### MODELING OF THE INVERSE BASE WIDTH MODULATION EFFECT IN SiGe HBT FOR CIRCUIT SIMULATION

T. Pešić, N. Janković and J. Karamarković







---

---

**секција Т2**

**ЕНЕРГЕТСКА ЕЛЕКТРОНИКА**

---

---

V. Katić	
Metode smanjenja viših harmonika u distributivnoj mreži .....	34
P. Pejović	
Trofazni ispravljač sa visokim faktorom snage zasnovan na principu ubrizgavanja struje ....	42
M. Lazić	
Jedno rešenje digitalnog invertora .....	49

---

---

## METODE SMANJENJA VIŠIH HARMONIKA U DISTRIBUTIVNOJ MREŽI

Vladimir Katić, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad*

**Sadržaj** – Viši harmonici predstavljaju ozbiljan problem u distributivnoj mreži s obzirom na sve veći broj mikroprocesorski zasnovanih potrošača, koji su osetljivi na distorziju talasnog oblika napona. U radu je dat pregled metoda za smanjivanje nivoa harmonika na bazi klasičnih rešenja, kao i novo predloženih. Uočava se trend ka sve većoj primenu aktivnih elektronskih elemenata, što rezultuje smanjivanjem cena i poboljšanjem performansi uređaja za popravku kvaliteta.

### 1 UVOD

Digitalni elektronski uređaji, mikroprocesorski bazirani sistemi, PC računari, veliki računarski sistemi, PLC kontroleri, procesna oprema u industriji i dr. uređaji proistekli iz naglog razvoja i širenja primene mikroelektronike i računara imaju veoma oštre zahteve u pogledu kvaliteta napajanja. S druge strane, postojeći elektroenergetski sistem, a posebno distributivna mreža, formirana je u vreme kad ovakvi potrošači nisu postojali i kad su se određene nestabilnosti i odstupanja o osnovnih parametara mogle lako tolerisati, jer su tadašnji potrošači bili tako građeni da budu imuni na veliki broj izobličenja. To je dovelo da se u distribucijama sve više umnožavaju pritužbe na nekvalitetno napajanje, a zbog izgubljene proizvodnje, i pokreću sudski sporovi. Iz tog razloga, inženjeri u elektroprivredi poslednjih godina veliku pažnju poklanjaju problematici kvaliteta električne energije, kako kvaliteta isporuke, tako i kvaliteta isporučene električne energije. Jedan od osnovnih parametara kvaliteta su i viši harmonici [1].

Viši harmonici su stalno prisutni u mreži u većem ili manjem procentu. Međutim, u određenom trenutku oni mogu da postanu problem. To se dešava ako je izvor harmonika suviše snažan, ili ako je putanja harmonika struje dugačka, ili ako je odziv sistema takav da dovodi do pojačanja harmonika (rezonansa). Da bi se harmonijski problem smanjio poznato je nekoliko osnovnih pristupa:

1. smanjenje efekata harmonijskih struja - sprežanjem transformatora u  $\Delta/Y$ , povećanjem broja pulseva ispravljača i sl.,
2. rekonfiguracija mreže – povećanjem snage kratkog spoja ( $S_{sc}$ ), poseban vod, priključenjem na viši naponski nivo i sl.,
3. rekonstrukcija kompenzacije - promena rezonantne frekvencije sistema,
4. primena pasivnih filtera viših harmonika
5. primena aktivnih filtera viših harmonika - eliminisanje harmonika injektiranjem strujnih harmonika

Pored ovih metoda, u poslednje vreme u literaturi su predložena i neka nova rešenja, koja su više bazirana na aktivnim elektronskim komponentama, odnosno koja zbog opšteg trenda pojeftinjenja elektronike, postaju sve atraktivnija.

U ovom radu dat je pregled jednog broja metoda za smanjenje viših harmonika u mreži, koja su primenljiva pre svega za velike potrošače, industrijske pogone i sl.

### 2 SMANJENJE EFEKATA HARMONIJSKIH STRUJA

Metode smanjenja efekata harmonijskih struja obično podrazumevaju menjanje načina rada pogona, koji generišu harmonike. Takav pristup teško je praktično izvesti, jer to može da utiče na kompletan proizvodni proces, odnosno moguće je jedino u fazi projektovanja. Međutim, odgovarajućim intervencijama u kolu nelinearnog potrošača i ispravljačkog transformatora, mogu se dobiti određeni efekti [2].

Najjednostavnije rešenje je promena sprege ispravljačkog transformatora. Sprega namota primara u trougao dovodi do blokiranja daljeg toka svih harmonika, koji su umnožak od 3, pa se kao prvi dominantni harmonici javljaju 5-ti i 7-mi harmonik. Međutim, time se povećavaju gubici u transformatoru, o čemu se mora voditi računa tokom projektovanja. Ipak, danas se ispravljački transformatori uglavnom prave sa spregom  $\Delta/Y$ .

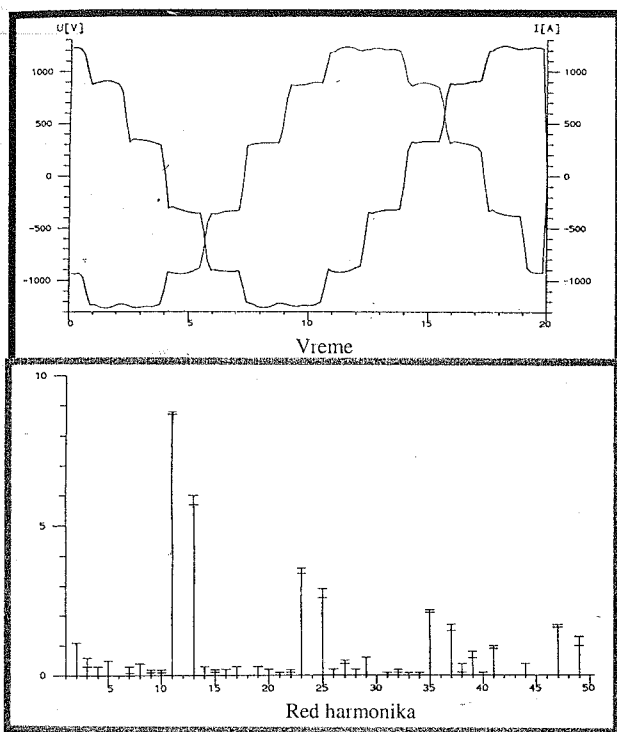
Povećanjem broja pulseva ispravljača, koji se koriste u regulisanim jednosmernim pogonima, mogu se dominantni harmonici pomeriti na više frekvencije. Efekat 12-pulsnog ispravljača, kod koga su prvi dominantni harmonici 11-ti i 13-ti, a kod koga se eliminišu 5-ti i 7-mi harmonik, karakteristični za 6-pulsni ispravljač, dobija se korišćenjem dva 6-pulsna ispravljača i dodatnog sekundarnog namota u ispravljačkom transformatoru. Sprežanjem sekundarnih namota ispravljačkog transformatora u zvezdu i u trougao i vezivanjem na red dva 6-pulsna ispravljača, koji se napajaju sa ovih sekundara, rezultira u talasnim oblicima napona i struje, koji su jednaki 12-pulsnom ispravljaču. Ovaj tip ispravljača pogodan je za industrijska postrojenja, jer se na jednostavan način izbegavaju skupa filterska postrojenja, kao i za HVDC prenos električne energije. Na slici 1 je prikazan talasni oblik struje i njen spektar, gde se vidi pomeraj dominantnih harmonika na više učestanosti. Međutim, u talasnom obliku napona, koji je dat na slici 2, uočava se veći broj komutacionih rupa, što može da izazove probleme u radu kontrolnih kola.

### 3 REKONFIGURACIJA MREŽE

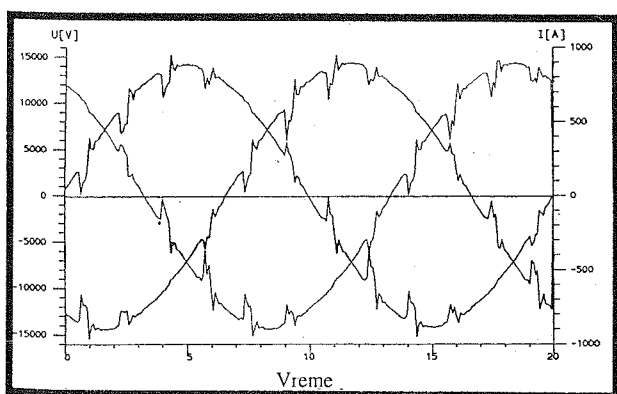
Povezivanje nelinearnog potrošača na izvode sa većom snagom kratkog spoja, takođe smanjuje efekte harmonika. Takvi izvodi imaju znatno manju impedansu, pa je i pad napona usled viših harmonika manji. Često se primenjuju i priključenje na poseban SN vod, odnosno direktno na viši naponski nivo.

Ova rešenja se obavezno primenjuju kod projektovanja pogona, koji su poznati izvori viših harmonika ili drugih poremećaja u mreži.

Najpoznatiji slučaj su instalacije elektrolučnih peći, odnosno pečnih transformatora, koje se izvode ili sa posebnog SN transformatora (na primer 35/10 kV), koji je zatim direktno vezan na visoki napon (110kV ili viši) ili direktno sa visokom naponu (110 kV). Kod primene bilo kog od ova dva načina, potrebno je napraviti odgovarajuću analizu. Posebno treba voditi računa o odnosu snage kratkog spoja  $S_{ks}$  sabirnice na koju se priključuje peč i snage pečnog transformatora  $S_T$ . Ako je taj odnos dovoljno velik, tada su negativni efekti manje izraženi, odnosno ne predstavljaju problem. Smatra se da u slučaju peći srednjih snaga (5-30MVA), taj odnos treba da bude  $S_{ks}/S_T > 60-100$ . U obrnutom slučaju, javljaju se negativni efekti (flikler počinje da smeta i sl.), a ako je  $S_{ks}/S_T < 30$  flikler je nepodnošljiv, kao i harmonijsko izobličenje [3].



Slika 1 - Struja mreže pri radu 12 pulsog ispravljača - samo 2 faze (gore) i njen spektar (dole).

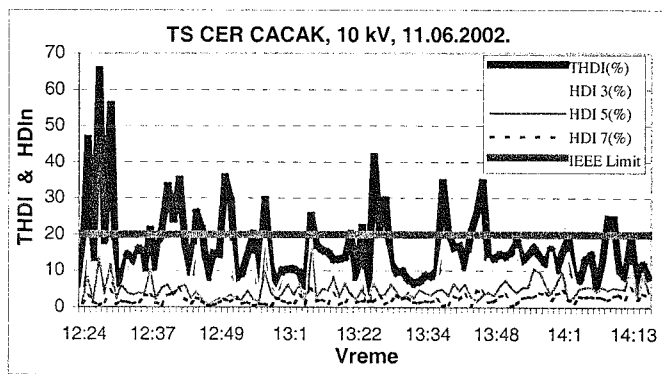


Slika 2 - Napon pri radu 12 pulsog ispravljača.

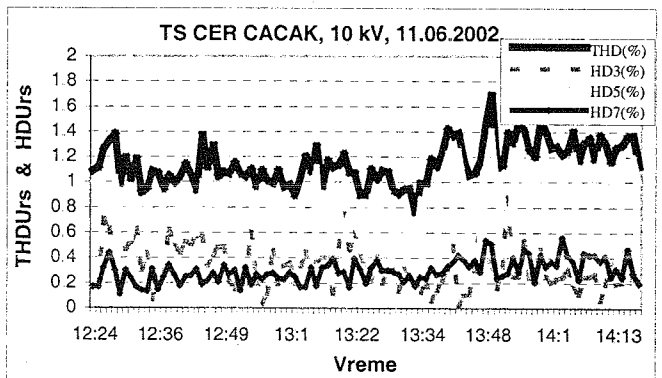
**Primer 1:** Livnica fabrike »Cer« u Čačku, se napaja iz SN transformatora 35/10 kV, koji je posebnim vodovod vezan na mrežu. U livnici se nalazi jedna elektrolučna peč 1,5 t, koja je

preko pečnog transformatora 10/0,18kV,  $S_T=1,2$ MVA vezana na pomenuti transformator. Merenja viših harmonika struje na primaru pečnog transformatora su ukazala na izrazito visoke vrednosti harmonika – na slici 3 su prikazani rezultati THDI linijske struje faze »S« [4]. Vidi se da su harmonici znatno iznad IEEE limita za takvu kategoriju potrošača. Međutim, istovremena merenja viših harmonika napona na 10 kV sabirnicama, su pokazala da nema značajnijeg izobličenja. Na slici 4 dati su rezultati merenja harmonika napona. Vidi se da su sve vrednosti THDU ispod 2%, što je 4 puta manje od maksimalne dozvoljene vrednosti. Dakle, SN transformator je pravilno proračunat, sa dovoljno velikom snagom kratkog spoja, odnosno dovoljno malom rasipnom induktivnosti, tako da velike struje harmonika ne izazivaju značajnije izobličenje napona.

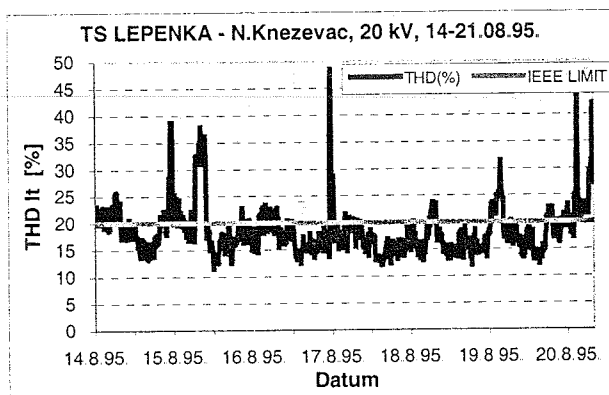
**Primer 2:** Fabrika kartonske ambalaže »Lepenka« u Novom Kneževcu poseduje dugačku neprekidnu liniju (oko 120 m) za proizvodnju kartonske lepenke, specijalnog papirnog materijala od koga se prave kartonske kutije za transportnu ambalažu. U liniji se nalazi niz regulisanih elektromotornih pogona, koji istovremenim delovanjem znatno zagađuju mrežu višim harmonicima struje. Izrazite su vrednosti 5-tog, a i ostalih harmonika, tako da je ukupna harmonijska distorzija u više navrata značajno prevazilazila postavljenu graničnu vrednost (slika 5) [5]. Poznavajući ovaj problem i negativne efekte, koji mogu da nastanu, projektanti su ovaj pogon povezali na poseban 20 kV izvod trafo-stanice 110/20 kV i na taj način obezbedili da ostali potrošači budu odvojeni i time zaštićeni od viših harmonika. Na slici 6 je prikazan simak harmonika napona na istoj sabirnici. Vidi se da su sve vrednosti THDU ispod 3%, što je 2,5 puta manje od maksimalne dozvoljene vrednosti (8%).



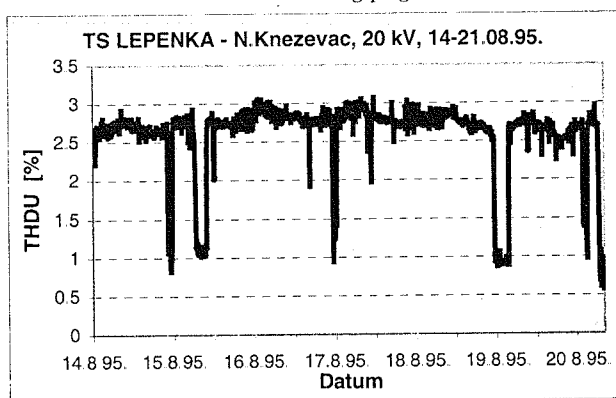
Slika 3 – Rezultati merenja viših harmonika struje elektrolučne peći.



Slika 4 – Rezultati merenja viših harmonika napona elektrolučne peći.



Slika 5 – Rezultati merenja viših harmonika složenog elektromotornog pogona.



ika 6 – Rezultati merenja THD napona složenog elektromotornog pogona.

#### 4 REKONSTRUKCIJA KOMPENZACIJE

Promena rezonantne frekvencije sistema je potrebna kad u sistemu ili kod potrošača postoje kondenzatorske baterije za kompenzaciju reaktivne energije. Njihova rezonantna učestanost je često blizu učestanosti karakterističnih harmonika, pa dolazi do neželjenih negativnih pojava. Menjanje veličine kondenzatora, dodavanje serijske impedanse, pomeranje kondenzatora na drugu sabirnicu (lokaciju) ili jednostavno potpuno izbacivanje kondenzatora (uz plaćanje cene rada bez kompenzacije) su mere kojima se problem može otkloniti.

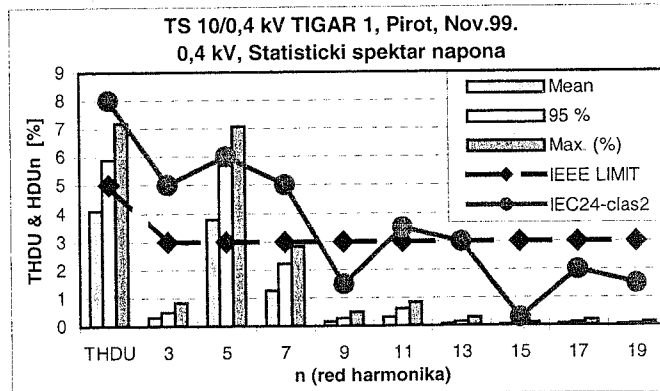
**Primer 3:** U mlinu se nalaze dve velike ispravljačke jedinice 12-pulsna (5184 kVA) i 6-pulsna (3700 kVA), nekoliko drugih potrošača i kondenzatorska baterija (3000 kVA) priključena na istu sabirnicu kao i 12-pulsni ispravljač [6]. Uočeno je da se u unutrašnjoj mreži javlja više problema:

- 1) pregorevanje osigurača kondenzatorskih baterija i oštećenje kućišta kondenzatora
- 2) česti kvarovi motora
- 3) netačnost pokazivanja instrumenata
- 4) komunikacioni problemi (telekomandni signali) i dr.

Zbog toga je izvršeno harmonijsko merenje na visokonaponskoj strani transformatora 6-pulsnog ispravljača i na kondenzatorskim baterijama. Uočena je velika vrednost 7-mog harmonika napona -  $HDI_7=40\%$ ,  $THDU_{oc}=107,7\%$  kod merenja na transformatoru, odnosno 7-mog harmonika struje -  $HDI_7=135\%$ ,  $THDI_{oc}=170,7\%$ , kod merenja na kondenzatoru. Zbog toga se na njima javlja struja čak 36%

veća od nominalne. Zaključak je bio da se u sistemu javlja rezonancija sa kapacitivnošću kondenzatora i da je rezonantna učestanost bliska 7-mom harmoniku. Privremeno rešenje je nađeno u smanjivanju broja kondenzatora u bateriji, sa ciljem da se rezonantna učestanost pomeri od 7-mog harmonika, ka 8-mom ili 9-tom, koji su manje izraženi u spektru ispravljača. Rešenje se pokazalo ispravnim, jer je vrednost 7-mog harmonika struje pala na  $HDI_7=15,5\%$ , ukupna harmonijska distorzija na  $THDI_{oc}=114\%$ , ali je 9-ti harmonik sa 0,9% skočio na 19,6%, a 11-ti sa 13,8% na 45,4%.

**Primer 4:** U fabrici "Tigar" iz Pirota je došlo do kvara na baterijama za kompenzaciju reaktivne energije u pogonu u kom se nalaze snažni jednosmerni motori regulisani tiristorskim ispravljačima. Kvar je bio takve prirode, da je došlo ne samo do pregorevanja osigurača kondenzatorskih baterija, već i do požara na njima, odnosno na sabirnicama TS "Tigar 1". S obzirom na rezultate merenja, koja su vršena nakon kvara i sa isključenom kompenzacijom, a koja su data na slici 7, opravdano je pretpostaviti da je kvar bio uzrokovan pojavom rezonancije sa višim harmonicima. Na bazi rezultata merenja, u fabrici "Tigar" su preduzeli mere za otklanjanje prisustva viših harmonika u mreži i popravljjanje lošeg faktora snage, tako što su ugradili kompenzaciono filtersko postrojenje. Ovo rešenje je još u fazi nadgledanja i procenijavanja pozitivnih efekata. Razmišlja se i o ugradnji aktivnih filtera, koji bi bolje pratili stvarni nivo viših harmonika i vršili njihovu eliminaciju.



Slika 7 - Statistički spektar napona na sabirnicama industrijske TS u fabrici "Tigar", Pirota.

#### 5 HARMONIJSKI FILTRI

Nelinearni potrošači generišu izobličene talasne oblike struje, koje svojim proticanjem mogu da izazovu značajne negativne efekte po mrežu i druge potrošače. Zbog toga je potrebno ta izobličjenja eliminisati ili smanjiti. Filteri predstavljaju mesto gde se vrši pročišćavanje talasnih oblika napona i struje od svih nepoželjnih harmonijskih komponenti. Cilj postavljanja filtera je da se obezbedi niska impedansa za harmonike struje i na taj način spreči njihovo širenje u mrežu.

Zbog toga se filteri najčešće postavljaju paralelno potrošaču – paralelni filtri. Oni se sastoje od kondenzatora sa pridodatom prigušnicom. Rezonantna frekvencija filtera se proračunava uvek da bude nešto ispod frekvencije najnižeg dominantnog harmonika. Time se obezbeđuje da filter pravilno radi i u slučaju oscilacija parametara kondenzatora

zbog temperature i sl., a i da se izbegne da se antirezonantna učestanost približi učestanosti harmonika.

Druga mogućnost je da se filteri postave redno potrošaču – redni ili serijski filteri. Cilj im je da predstavljaju visoku impedansu za harmonike struje i na taj način blokiraju njihovo širenje u mrežu. Problem je što se komponente filtera moraju proračunavati za punu struju potrošača, uključujući i harmonijske komponente, što čini filter skupljim i većih gabarita. U telekomunikacijama, ovaj problem nije izražen, jer se radi o signalima malih snaga. Međutim, kod nelinearnih potrošača u distributivnoj mreži, ekonomski efekat postaje dominantan, tako da je primena ovih filtera u energetici ređa.

Ovakve vrste filtera nazivaju se pasivnim, za razliku od novijih vrsta – aktivnih. Aktivni filteri su u stvari energetski elektronski pretvarači, koji su tako programirani da vrše kompenzaciju viših harmonika. Sa takvim filterom obezbeđuje se “čista” sinusoidalna struja mreže, a često i jedinični faktor snage [7]. Složenije konfiguracije omogućuju potpuno otklanjanje svih poremećaja, koji utiču na kvalitet električne energije – sistemi za korekciju kvaliteta električne energije [8].

U ovom tekstu će se dati samo osnovni pojmovi o filterima, kako pasivnim, tako i aktivnim. Detaljnije o vrstama i metodama projektovanja pasivnih filtera može se naći u [9,10], dok o aktivnim filterima u [7,8,11].

## 5.1 Pasivni filteri

Pasivni filteri se pojavljuju kao paralelni i redni. Sastoje se od pasivnih komponenti, koje su tako odabrane da ispune gore pomenuti cilj. Zbog potrebe da kroz njih prolazi kompletna struja potrošača, redni filteri se retko prave.

Paralelni filteri se javljaju u više oblika u zavisnosti od nivoa filtracije:

1. filter 1 frekvencije (filter podešen na 1 frekvenciju, prost usklađen filter)
2. filter 2 frekvencije (filter podešen na 2 frekvencije, dvostruko usklađen filter)
3. visoko-frekventni (VF) filter (visoko-propusni filter)

### 5.1.1 Filter 1 frekvencije

Filter 1 frekvencije je najjednostavniji filter koji se koristi da eliminiše jedan dominantni harmonik (najčešće 5-ti ili 7-mi). Sastoji se iz redne veze C, L i R (slika 8.a). Filter se proračunava tako da ima oštru frekventnu karakteristiku prema rezonantnoj frekvenciji, odnosno maksimalno odsecanje željene frekvencije. Mera “oštrine” filtera se naziva Q – faktor ili faktor kvaliteta i definiše se odnosom reaktivne prema otpornoj komponenti:

$$Q = \frac{X_0}{R}, \quad X_0 = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

gde je  $\omega_n$  rezonantna učestanost filtera, a  $R$ ,  $L$  i  $C$  komponente filtera sa slike 8.a. Faktor kvaliteta je obično između 50 do 150.

Odstupanje (devijacija) frekvencije od rezonantne se definiše sa:

$$\delta = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} \quad (2)$$

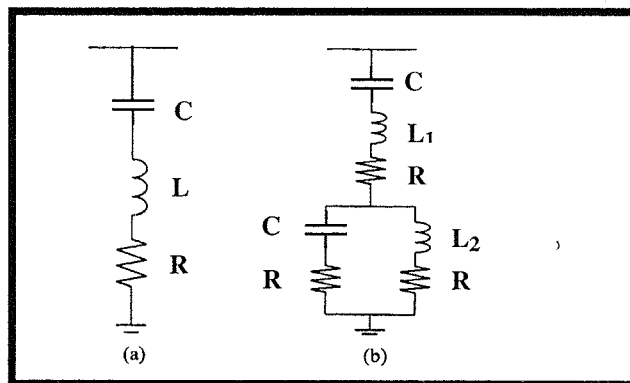
Sada se komponente filtera mogu izraziti sa:

$$C = \frac{1}{\omega_n X_0} = \frac{1}{\omega_n R Q}, \quad L = \frac{X_0}{\omega_n} = \frac{R Q}{\omega_n} \quad (3)$$

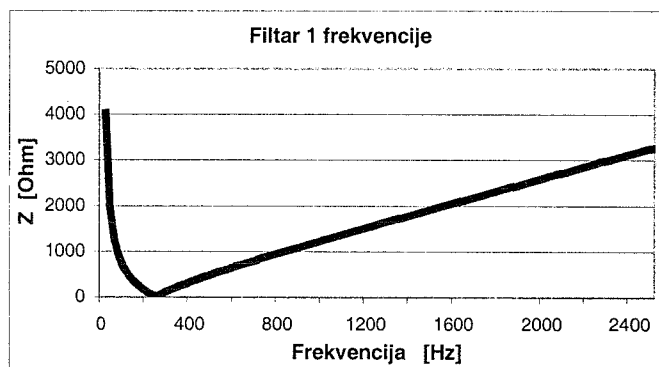
a ekvivalentna impedansa filtera sa:

$$Z_f = R \cdot \left( 1 + j Q \delta \frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \approx R \cdot (1 + j 2 Q \delta) \quad (4)$$

Na slici 9 prikazana je frekventna karakteristika za slučaj filtriranja 5-tog harmonika ( $f_g=250\text{Hz}$ ,  $R=4,2 \Omega$ ,  $C=1,96\mu\text{F}$ ,  $L=210 \text{mH}$ )



Slika 8 – a) Filter 1 frekvencije, b) Filter 2 frekvencije.



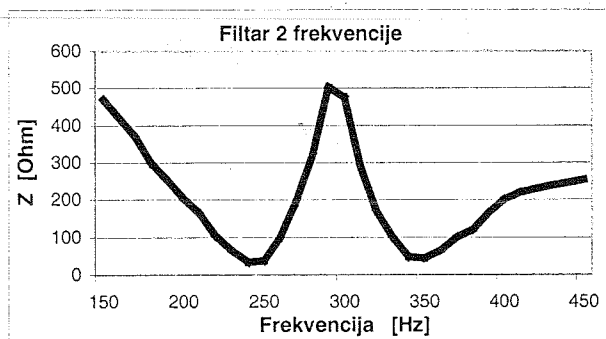
Slika 9 – Frekventna karakteristika impedanse filtra 1 frekvencije.

### 5.1.2 Filter 2 frekvencije

Trofazni, mostni (6-to pulsni) ispravljač generiše harmonike u parovima ( $n=kp \pm 1$ ,  $k=1,2,\dots$ ,  $p=6$ ), pa je često potrebno postaviti najmanje dva filtera 1 frekvencije, da bi se eliminisali 5-ti i 7-mi harmonik. Međutim, nešto povoljnije rešenje je filter 2 frekvencije.

Filter 2 frekvencije je složeni filter, koji se sastoji od 4 reaktivne komponente i ima dve rezonantne frekvencije. Sastoji se iz kombinacije redne i paralelne veze C, L, R (slika 8.b). Njegove prednosti u odnosu na dva filtera 1 frekvencije su u manjim gubicima na frekvenciji osnovnog harmonika, kao i manjem naponskom naprezanju komponenti. Ovakav filter je primenjen za filtriranje viših harmonika sistema za prenos energije jednosmernom strujom visokog napona (HVDC) između Francuske i Velike Britanije (Cross Channel Power Link) u mestu Echinghen [12]. Primenjene su sledeće vrednosti komponenti  $R_1=4,2 \Omega$ ,  $R_2=1,656 \Omega$ ,  $R_3=2,11 \Omega$ ,  $C_1=1,51\mu\text{F}$ ,  $C_3=12,08 \mu\text{F}$ ,  $L_1=208 \text{mH}$ ,  $L_2=24 \text{mH}$ , a na slici

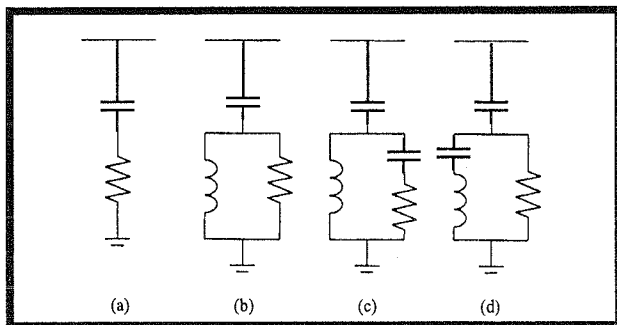
10 je prikazana frekventna karakteristika impedanse filtera. Uočljivi su minimumi kod 5-tog i 7-mog harmonika.



Slika 10 – Frekventna karakteristika impedanse filtra 2 frekvencije [12].

### 5.1.3 Visoko-frekventni filtri

Visoko-frekventni filtri se koriste za eliminisanje harmonika višeg reda (na primer od 11-tog, pa naviše), često u kombinaciji sa filtrima 5-tog i 7-mog harmonika. Razlikuju se: filter I reda, filter II reda, filter III reda i C-tip filtera. Na slici 11 a, b, c, d, prikazane su šeme ovih filtera. Vidi se da se sastoje od jedne, dve ili tri reaktivne komponente, što omogućuje smanjenje aktivnih gubitaka i manja naprezanja komponenti.



Slika 11 - Visoko-frekventni (visoko-propusni) filtri: a) I reda, b) II reda, c) III reda i d) C-tip.

Najprostiji visokofrekventni filter je filter I reda, koji se sastoji od R i C. Međutim, on se retko koristi, jer zahteva veliki kondenzator i ima izražene gubitke na osnovnoj frekvenciji. Najbolje karakteristike ima filter II reda, ali su mu gubici na osnovnoj frekvenciji veći nego kod filtera III reda. Optimalno rešenje predstavlja C-tip filtera, koji ima male gubitke, ali je nešto osetljiviji na promene parametara komponenti.

Iako su pasivni filtri jednostavni, pouzdani i jeftini, oni poseduju značajne nedostatke. Primena pasivnih filtera se pokazala nedovoljno efikasnom za moderne elektromotorne pogone i druge nelinearne potrošače. Često se dešava da izazivaju paralelnu rezonanciju ili da dolazi do prekompenzacije reaktivnom energijom na osnovnoj frekvenciji. Takođe nisu dovoljno fleksibilni za dinamičku kompenzaciju različitih harmonijskih komponenti.

## 5.2 Aktivni filtri

Aktivni filtri predstavljaju savremeno rešenje za eliminisanje problema viših harmonika. Oni nemaju nedostatke pasivnih filtera, a posebna prednost je brza

adaptacija na promene u režimu rada potrošača i mreže, mogućnost da kompenzuju više harmonika odjednom, kao i da eliminišu i druge probleme vezane za kvalitet električne energije (fliker, nestabilnost napona i sl.).

Osnovna ideja je da se izobličenje struje kompenzuje generisanjem talasnih oblika sa suprotnim fazim stavom i da na taj način ponište originalno izobličenje. Nedostatke napona, aktivni filteri eliminišu korekcijom talasnog oblika, dodavanjem ili oduzimanjem određenog napona. Ovakav zadatak zahteva brzi odziv i aktivan rad filterskog kola, što je nemoguće rešiti pasivnim komponentama. Iz tog razloga su aktivni filteri razvijeni sa PWM pretvaračima, odnosno naponskim i strujnim PWM invertorima. Strujni inverter se ponaša kao izvor nesinusoidalne struje da bi kompenzovao harmonijske komponente u struji, koju generiše nelinearni potrošač. Naponski PWM inverter je povoljnije rešenje, jer je lakši, jeftiniji i može se proširiti za više funkcija. On se povezuje preko prigušnica sa mrežom, a na jednosmernoj strani se postavlja elektrolitski kondenzator da obezbedi konstantan napon.

Moguće su razne klasifikacije aktivnih filtera, ali se najčešće dele na paralelne, redne i hibridne. Na slici 12 predstavljene su ove tri konfiguracije.

## 6. POSEBNI UGOVORI I TARIFIRANJE VIŠIH HARMONIKA

Kao specifičan način suočavanja sa harmonicima je administrativni, odnosno ekonomski pristup, gde se posebnim ugovorima i tarifiranjem destimuliše prekomerno generisanje harmonika. Na primer, u Francuskoj je razvijen specijalan ugovor nazvan "Emeraude", koji predstavlja skup tehničkih propisa i obaveza elektrodistribucije, ali i potrošača, a sve u cilju obezbeđenja odgovarajućeg kvaliteta. Posle godinu dana primene, rezultati koje je objavio EDF pokazuju da je na srednjem naponu kod 99% potrošača ispoštovan ugovor, ali da je za kompenzacije dato 150.000 \$ i to najčešće zbog kratkih prekida. U 1995-toj godini je izašao novi tekst ugovora, kojim je dozvoljen znatno manji broj prekida, a 1998. je izvršena njegova revizija, kojom su u ugovor uneseni i problemi vezani za propade napona.

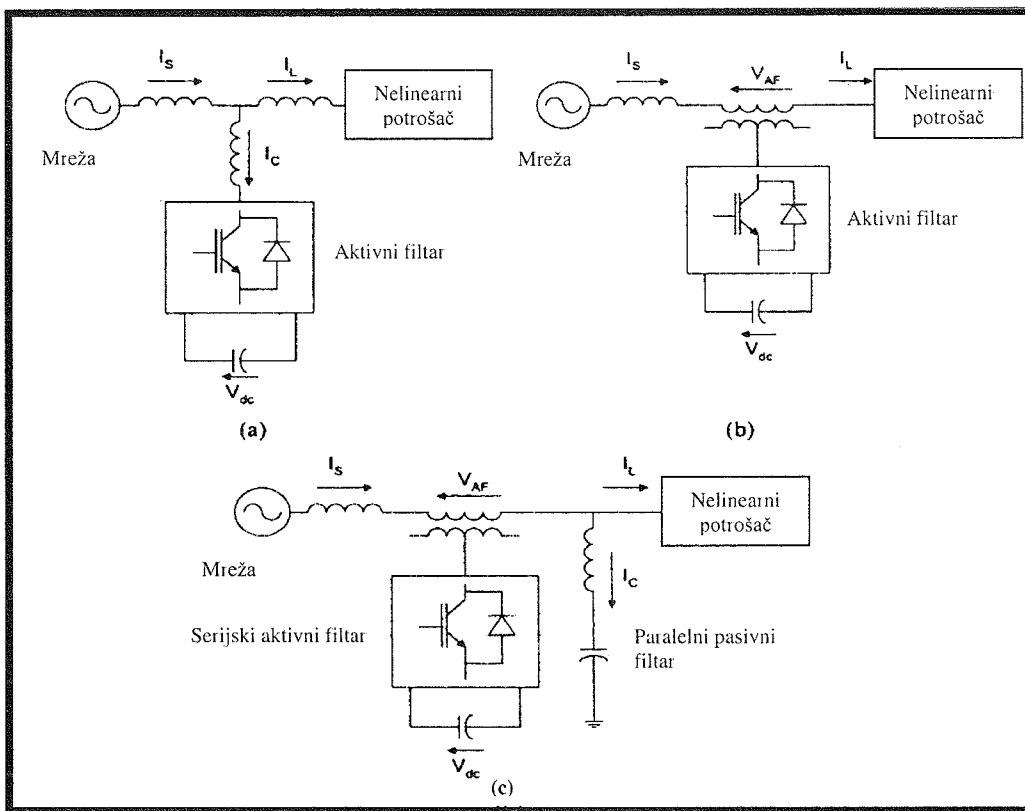
Novija istraživanja idu u pravcu ne samo da utvrde stanje, nego da omoguće i predikciju, ali i da odgovore na pitanje koja je cena degradiranja kvaliteta (harmonijski gubici), odnosno šta i kako dodatno naplatiti od potrošača za rad nelinearnih pogona [13]. Tu je posebno interesantno pitanje tarifiranja viših harmonika i načina na koji se to može uraditi. Rezultati ankete pokazuju da 46% distribucija ima nameru da dodatno naplaćuje generisanje harmonika i flikera, 40% da naplaćuje harmonike preko prividne snage (kVA), a ostale vreme korišćenja, odnosno vreme "zagađivanja". Pored ovog nije još raščišćeno pitanje merenja viših harmonika i načina iskazivanja njihovog uticaja.

## 7. NOVA REŠENJA

Sve veći zahtevi za primenu regulisanih pogona visokih performansi, koji podrazumevaju korišćenje asinhronog kaveznog ili sinhronog motora, podrazumevaju složene algoritme upravljanja i energetske pretvarače u dva stepena. Sa mrežne strane se nalazi ispravljač, dok sa strane motora PWM inverter. Sa aspekta kvaliteta električne energije, odnosno viših harmonika, ovakav sklop predstavlja

nelinearni potrošač, kod kog je izražen problem viših harmonika struje i lošeg faktora snage. Ranije pomenuti IEC i IEEE standardi uslovljavaju priključenje ovakvih potrošača na mrežu primenom filtera ili nekog drugog opisanog metoda. Međutim, takve metode su skupe ili zahtevaju intervencije u mreži ili distributivnim transformatorima. Iz tog razloga proizvođači traže nova rešenja unutar samih uređaja, koja će obezbediti visoke performanse pogona, a

istovremeno zadovoljiti propise distributera. Na ruku im ide stalno opadanje cene elektronskih komponenti uz poboljšanje karakteristika, kao i sve bolja ponuda mikroprocesora i digitalnih signal procesora, koji mogu da obezbede primenu složenih upravljačkih algoritama. Dakle, nova rešenja se traže u razvoju elektronskih sklopova, a ne u modifikaciji energetske mreže ili napojnog dela. Mogu se uočiti tri pravca razvoja:



Slika 12 – Aktivni filteri: a) paralelni, b) serijski, c) hibridni.

1. transformacija ispravljača
2. primena aktivnih filtera
3. razvoj univerzalnih sistema za korekciju kvaliteta

I dok je o ovom drugom pravci već bilo govora u sklopu poglavlja o filtrima, transformacija ispravljača i univerzalni sistemi za korekciju kvaliteta su rešenja koja su dobro proučavana kod nas, pa će ovde biti ukratko objašnjena.

### 7.1 Transformacija ispravljača

Transformacija ispravljača podrazumeva određene promene u konfiguraciji ili načinu upravljanja u cilju smanjenja negativnog uticaja na mrežu. Moguća su sledeća rešenja:

1. povećanje broja pulseva
2. primena brzih prekidačkih komponenti umesto tiristora (bipolarnih tranzistora, MOSFET ili IGBT-a) upravljanih nekom od PWM tehnika – PWM ispravljači
3. primena dodatnih kola za ubrzigavanje struje

Povećanje broja pulseva podrazumeva složeniji pretvarač, kao i upravljanje, ali i zahteva određene modifikacije

ispravljačkog transformatora. O efektima i prednostima ovakvog pristupa bilo je govora u tački 2 ovog rada.

Primene PWM ispravljača sa mrežne strane, kao pandan PWM invertorima sa potrošačke strane, omogućuje dobijanje jediničnog faktora snage, reverzibilni tok energije i jednostavno filtriranje viših harmonika. Rad prekidača sa visokom učestanošću, kao i adekvatna PWM tehnika ili algoritam upravljanja, omogućavaju da se viši harmonici transliraju u zonu gde ne podpadaju pod restrikcije standarda (iznad 100-tog harmonika) ili u oblast gde se mogu jednostavno filtrirati (običan LC filter). Razvijeni algoritmi za minimizaciju komponenti filtera u raznim režimima rada pogona obezbeđuju nisku cenu i gabarite [14,15]. Autor je puno radova posvetio ovakvom pristupu, ali ograničeni prostora ne dozvoljava detaljniji opis. Inače, ova rešenja su pogodna za pogone većih snaga, gde je efekat povraćaja energije u mrežu isplativ i gde se zahtevaju visoke performanse pogona.

Primena dodatnih kola za ubrzigavanje struje kod ispravljača je razvijena sa ciljem da se modifikuju diodni ispravljači (bilo monofazni bilo trofazni) u cilju dobijanja jediničnog faktora snage i što manjeg harmonijskog izobličenja. Kao veoma jeftini, ne upravljani i sa već

visokim faktorom snage, diodni ispravljači su popularni za ulazne stepene malih i srednjih snaga. Osnov metode leži u intervenciji tokom intervala kada je ulazna struja u prekidu, odnosno 0. Na slici 13, gde su prikazani talasni oblici struje i napona monofaznog ispravljača, jasno se uočavaju ovi intervali. Ideja je da se u njima ubrizga struja i na taj način popravi harmonijski sastav [16]. Ovo zahteva dodatne pasivne komponente (transformator i LC kola), ali i aktivne prekidače. Rezultati kod trofaznih ispravljača su povoljniji i pokazuju da se ukupno harmonijsko izobličenje struje može smanjiti na  $THDI < 7\%$ , a da pri tome faktor snage bude praktično 1 (realno 0,993).

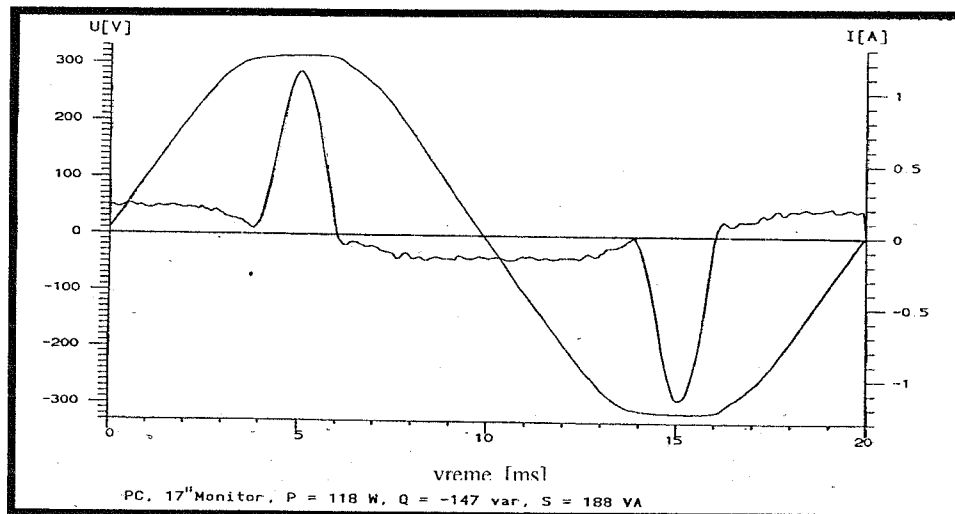
## 7.2 Univerzalni sistem za korekciju kvaliteta električne energije

Najnovija rešenja idu sa tim da se minimizuju ne samo harmonici, nego i ostale deformacije talasnog oblika napona (fliker, nesimetrija, propadi, kratkotrajni nestanci i dr.) [8,11]. Takav uređaj se naziva *Univerzalni sistem za korekciju kvaliteta električne energije* (UPQCS – universal power quality conditioning system) i predstavlja kombinaciju paralelnog aktivnog filtra, serijskog aktivnog filtra i aktivnog ispravljača.

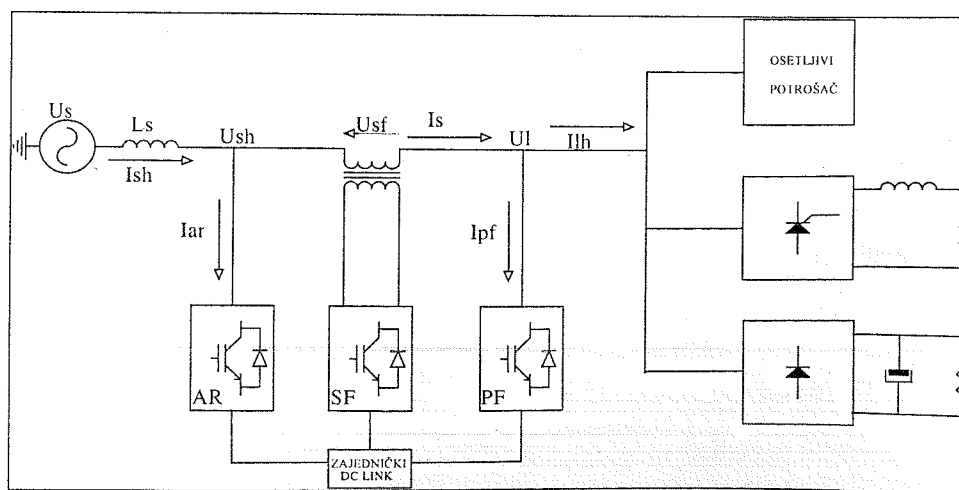
Na slici 14 predstavljena je blok šema jednog ovakvog sistema. Sa AF je označen aktivni ispravljač, čiji zadatak je da obezbeđuje i reguliše transfer snage ka/od zajedničke jednosmerne sabirnice. Serijski filter (SF) potiskuje harmonike napona, fliker, propade i poskoke napona, nesimetriju i prisiljava strujne harmonike da teku kroz paralelni filter. Paralelni filter (PF) eliminiše harmonike struje koje generiše nelinearni potrošač i kompenzuje faktor snage.

Ovakvi uređaji nisu još ušli u praktičnu primenu, pa se način njihovog rada može predstaviti rezultatima simulacija i laboratorijskog eksperimenta. Na slici 15 dat je primer reagovanja uređaja u slučaju pojave propada napona u mreži, dobijen merenjem na laboratorijskom prototipu [8,11]. Vidi se da je odziv na propad (slika 15-gore) veoma brz i da potrošač (slika 15 – dole) praktično ne primećuje deformaciju.

Obe predstavljene grupe novih rešenja odlikuju se znatno većom primenom aktivnih elektronskih komponenti, na račun pasivnih. Time se doprinosi poboljšanju performansi rada, omogućuje primena kvalitetnih upravljačkih algoritama, a istovremeno koristi pogodnost stalnog pada cena u elektronici.

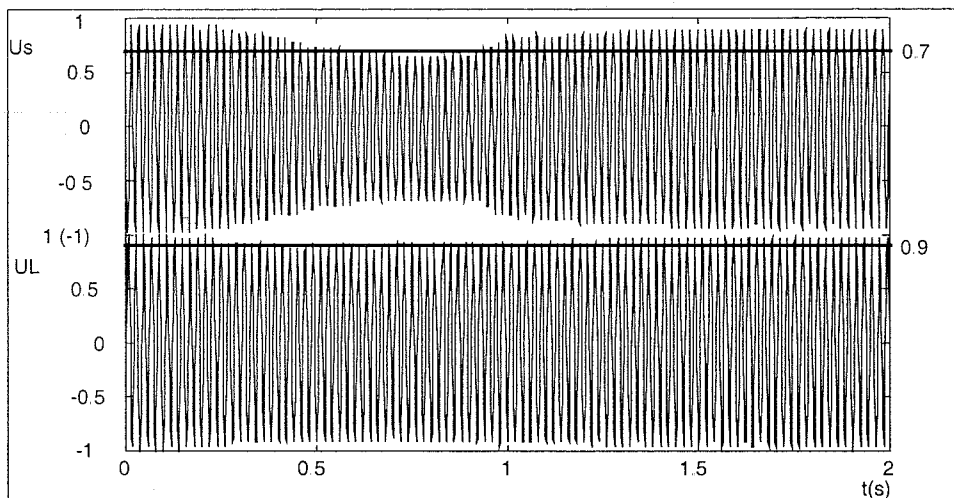


Slika 13: Talasni oblik napona i struje mreže monofaznog ispravljača.



Slika 14 – Blok šema univerzalnog kondicionera kvaliteta napajanja.





Slika 15 - Napon mreže (gore) i napon potrošača (dole) u slučaju propada napona

## 8. ZAKLJUČAK

U radu je dat pregled metoda za smanjivanje nivoa viših harmonika u mreži i kod potrošača. Razmatrano je nekoliko vrsta klasičnih rešenja (smanjenje efekata harmonijskih struja, rekonfiguracija mreže, rekonstrukcija kompenzacije, primena pasivnih i aktivnih filtera), koja uglavnom zahtevaju velike i skupe zahvate. Diskutovana su i pravna rešenja, putem posebnih ugovora i limitirajućih standarda, čiji efekti se ispoljavaju tek posle duže i striktno primene. Uočeni su i novi trendovi vezani za intenzivniju primenu aktivnih elektronskih komponenti na račun pasivnih, kao što su modifikacije ispravljača, primena brzih prekidačkih komponenti, primena kola za ubrizgavanje struje i rešenje putem Univerzalnog sistema za korekciju kvaliteta električne energije. Time se doprinosi poboljšanju performansi rada, omogućuje primena kvalitetnih upravljačkih algoritama, a istovremeno koristi pogodnost stalnog pada cena u elektronici.

## 9 LITERATURA

1. V.Katić, "Kvalitet električne energije – viši harmonici", Edicija: Tehničke knjige – Monografije, No.6, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2002.
2. N.Mohan, T.Undeland, W.Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design", John Wiley & Sons, New York, 1989.
3. E.Hot: "Elektrotermička konverzija energije", Svetlost, Sarajevo, 1985.
4. D.Brajović, V.Katić, Š.Popović: "Elektrolučne peći kao izvori viših harmonika – analiza rezultata merenja", III Savetovanje JUKO CIRED, Vrnjačka Banja, Okt.2002, (CD-ROM).
5. V.Katić: "Harmonics in Power Distribution Network - Results of Measurements in Vojvodina", 2<sup>nd</sup> Tutorial on Voltage Quality, Faculty of Electrical Engineering, Skopje (Makedonia), Oct.1997.
6. J.Toth III, D.Velazquez: "Benefits of an automated on-line harmonic measurement system", IEEE Tran. on Industry Application, Vol. IA-22, No.5, Sep/Oct., 1986., pp. 952-63.
7. H. Akagi, New Trends in Active Filters for Power Conditioning, IEEE Transaction on Industry

- Applications, Vol.32, No.6, Nov./Dec.1996, pp.1312-1322
8. D.Graovac, V.Katić, A.Rufer: "Power Quality Compensation Using Universal Power Quality Conditioning System", IEEE Power Engineering Review, Vol.20, No.12, Dec.2000, pp.58-60.
9. J.Arrillaga, D.Bradley, P.Bodger: "Power System Harmonics", John Wiley & Sons, Chichester, 1985.
10. E.Kimbark: "Direct Current Transmission", Wiley-Interscience, New York, 1971.
11. D.Graovac, "Univerzalni sistem za korekciju kvaliteta električne energije", Doktorska disertacija, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, April 2001.
12. J.Ainsworth, "Filters, damping circuits and reactive voltamperes in HVDC convertors", pp.137/174, Poglavlje u "High Voltage Direct Current Convertors and Systems", edited by B.J.Corry, Macdonald, London, 1965.
13. G.Carpinelli et al., "Probabilistic Evaluation of the Economical Damage due to Harmonic Losses in Industrial Energy System", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.11, No.2, Apr. 1996, pp.1021-1030.
14. V.Katić, D.Graovac: "A Method for PWM Rectifier Line Side Filter Optimization in Transient and Steady States", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.17, No.3, May 2002, pp.342-352.
15. D.Graovac, V.Katić: "On-Line Control Of Current Source Type Active Rectifier Using Transfer Function Approach", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.48, No.3, June 2001, pp.526-535.
16. P.Pejović, Ž.Janda: "Trofazni ispravljači sa visokim faktorom snage zasnovani na principu ubrizgavanja struje", X Simpozijum Energetska elektronika – Ee'99, Novi Sad, Okt.1999, pp.3-21.

**Abstract:** Harmonics in distribution network present a serious threat to the microprocessor-based loads, which are sensitive to voltage waveform distortion. In the paper, the methods for harmonics level decrease using standard solutions and the new ones are overviewed. The trend is application of more and more active electronics components, which leads to cost diminishing and increase of power conditioning devices parameters.

**METHODS FOR HARMONICS LEVELS REDUCTION**  
Vladimir Katić

## TROFAZNI ISPRAVLJAČ SA VISOKIM FAKTOROM SNAGE ZASNOVAN NA PRINCIPU UBRIZGAVANJA STRUJE

Predrag Pejović, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

**Sadržaj** - U radu je prikazan trofazni ispravljač sa visokim faktorom snage koji koristi ubrizgavanje trećeg harmonika struje i pasivno kolo za emulaciju otpornosti u mreži za ubrizgavanje struje. Izvedeni su uslovi koji moraju biti ispunjeni kako bi se obezbedilo optimalno ubrizgavanje trećeg harmonika struje. Prikazana je struktura pasivnog kola koje omogućava rekuperaciju energije koju uzima kolo za ubrizgavanje struje i automatsko podešavanje amplitude ubrizgane struje prema struji potrošača. Predloženo kolo emulatora otpornosti se sastoji od transformatora, dve diode i kondenzatora. Data su uputstva za izbor pasivnih elemenata emulatora otpornosti i izvedene su tipske snage za magnetske elemente kola. Prikazana je zavisnost ukupnog harmonijskog izobličenja ulazne struje od normalizovane struje potrošača. Rezultati dobijeni teorijskim putem su verifikovani na eksperimentalnom modelu ispravljača snage do 2 kW.

### 1. UVOD

Jedan od načina za smanjenje ukupnog harmonijskog izobličenja ulazne struje trofaznih ispravljača je ubrizgavanje trećeg harmonika struje. Metod je podesan za primenu kod ispravljača velike snage, pošto koristi pouzdane i robustne pasivne komponente, a rezultujuća kola su jednostavna i zahtevaju mali broj elemenata. U poređenju sa višeimpulsnim ispravljačima, koji se dominantno koriste za popravljavanje ukupnog harmonijskog izobličenja kod ispravljača velikih snaga, glatki talasni oblici ulaznih struja se dobijaju primenom ubrizgavanja struje. Metod ubrizgavanja struje je predložen u [1] i generalizovan u [2]. Interesovanje za metod je poraslo pošto su jednostavne realizacije koje ga koriste predložene u [3] i [4]. U [5], ispravljači predloženi u [3] i [4] su analizirani, i pokazano je da deo ulazne snage ispravljača mora da bude preuzet od strane kola za ubrizgavanje struje kako bi bilo popravljeno ukupno harmonijsko izobličenje ulazne struje (*total harmonic distortion, THD*). Ova snaga može biti disipirana na otpornicima, ili procesirana prekidačkim emulatorima otpornosti, koji omogućavaju rekuperaciju snage koju uzima kolo za ubrizgavanje struje na izlazu ispravljača. Iako je u pitanju relativno mala snaga, 8.571% ulazne snage u slučaju da je primenjeno optimalno ubrizgavanje trećeg harmonika struje [5], primena otpornika bi smanjila koeficijent korisnog dejstva ispravljača. Štaviše, otpornici bi trebalo da imaju promenljivu otpornost kako bi bilo omogućeno podešavanje amplitude ubrizgane struje prema izlaznoj struji, što povećava složenost ispravljača. Sa druge strane, primena prekidačkih emulatora otpornosti zahteva složeno kolo, povećava cenu kola, a smanjuje pouzdanost.

Da bi se izbegli pomenuti nedostaci ispravljača koji koriste ubrizgavanje struje, primena pasivnog kola za emulaciju otpornosti je predložena u ovom radu. Konceptija pasivnog kola za emulaciju otpornosti se zasniva na monofaznom punotalasnom ispravljaču koji se vezuje na red sa potrošačem, kao što je predloženo u [6], koji je spregnut

sa mrežom za ubrizgavanje struje pomoću transformatora. Ubrizgana struja je filtrirana, što umanjuje izobličenja ulaznih struja. Kondenzatori velike kapacitivnosti koji se koriste u [6] su izbegnuti. Talasni oblici ulaznih struja koji se ovako dobijaju su gotovo kontinualni.

Metod ubrizgavanja struje koji koristi magnetski element za ubrizgavanje je analiziran u ovom radu. Taj metod je posebno pogodan ako se na ulazu ispravljača nalazi transformator, u kom slučaju je moguće izvršiti ubrizgavanje struje u neutralnu tačku sekundara, kako je prikazano u [3], čime se izbegava upotreba posebnog magnetskog elementa za ubrizgavanje struje. U slučaju da je primenjen poseban magnetski element za ubrizgavanje struje, njegova tipska snaga iznosi 20.73% ulazne snage [7].

### 2. UBRIZGAVANJE STRUJE

U trofaznom diodnom mostu u kontinualnom režimu provođenja u ma kom trenutku vremena vode dve diode, dioda vezana za fazu koja u tom trenutku ima najviši potencijal i dioda vezana za fazu koja u tom trenutku ima najniži potencijal. Faza čiji potencijal u razmatranom trenutku nije ni minimalan ni maksimalan ostaje nepovezana, što rezultira diskontinuitetima u ulaznim strujama. Uklanjanje ovih diskontinuiteta je osnova metoda ubrizgavanja struja. Metod ubrizgavanja struja razmatran u ovom radu koristi istovremeno ubrizgavanje struje u sve tri faze kako bi se uklonili prekidi u ulaznim strujama ispravljača sa trofaznim diodnim mostom.

Pretpostavimo da je ispravljač sa Sl. 1 priključen na trofazni sistem napona

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \cos(\omega_0 t) \\ v_2 &= V_m \cos(\omega_0 t - 120^\circ) \\ v_3 &= V_m \cos(\omega_0 t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (1)$$

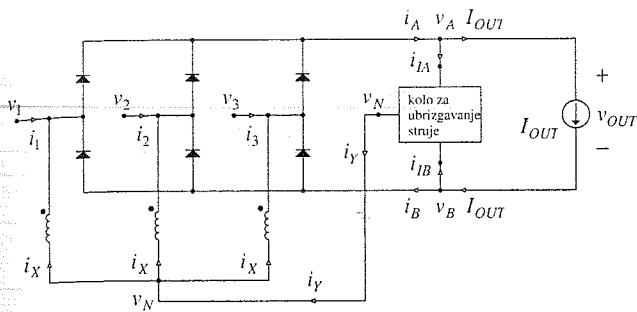
U tom slučaju, ako je primenjeno optimalno ubrizgavanje trećeg harmonika struje opisano u [5], talasni oblik ulazne struje prve faze na periodu  $-180^\circ < \omega_0 t < 180^\circ$  je dat sa

$$i_1 = I_{out} \begin{cases} 1 + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 t), & \text{for } |\omega_0 t| < 60^\circ \\ -\frac{1}{2} \cos(3\omega_0 t), & \text{for } 60^\circ < |\omega_0 t| < 120^\circ \\ -1 + \frac{1}{4} \cos(3\omega_0 t), & \text{for } 120^\circ < |\omega_0 t| < 180^\circ. \end{cases} \quad (2)$$

Ovaj talasni oblik je karakterisan sa

$$THD = \sqrt{\frac{32\pi^2}{315} - 1} = 5.125\% \quad (3)$$

dok je kosinus faznog ugla između osnovnog harmonika ulaznog napona i ulazne struje jednak jedinici [5]. Ulazne struje preostale dve faze su istog oblika, ali fazno pomerene za  $120^\circ$  odnosno  $240^\circ$ , tako da su im osnovni harmonici u fazi sa odgovarajućim faznim naponima.



Sl. 1. Struktura ispravljača

U slučaju da diodni most provodi u kontinualnom režimu, potencijali izlaznih priključaka diodnog mosta se mogu prikazati razvojem u Furijeov red, kako je izvedeno u [5]:

$$v_A = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) \quad (4)$$

$$v_B = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left( -\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) \quad (5)$$

Ovim potencijalima odgovara razvoj u red izlaznog napona diodnog mosta

$$v_{AB} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left( 1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{36k^2 - 1} \cos(6k\omega_0 t) \right) \quad (6)$$

čija je jednosmerna komponenta

$$V_{AB} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (7)$$

Pošto je pretpostavljeno da izlazna struja  $I_{OUT}$  sadrži samo jednosmernu komponentu, izlazna snaga diodnog mosta iznosi

$$P_{AB} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m I_{OUT} \quad (8)$$

Metod ubrizgavanja struje primenjen u ispravljaču sa Sl. 1 koristi istovremeno ubrizgavanje struje u sve tri faze ispravljača, što je postignuto primenom magnetskog elementa za ubrizgavanje struje ili ubrizgavanjem struje u neutralnu tačku sekundara ulaznog transformatora [3], što je ekvivalentno. Izlazna struja mreže za ubrizgavanje struje,  $i_Y$ , je podeljena na tri jednaka dela primenom elementa za ubrizgavanje struje i ubrizgana na ulaz ispravljača. Element za ubrizgavanje struje se može opisati karakteristikom elementa koja sadrži dve jednačine:

$$i_X = \frac{1}{3} i_Y \quad (9)$$

$$v_N = \frac{1}{3} (v_1 + v_2 + v_3) = 0 \quad (10)$$

Ako je element za ubrizgavanje struje realizovan kao posebna magnetska komponenta njena tipaska snaga iznosi 20.73% ulazne snage.

Da bi odredili struje  $i_{IA}$ ,  $i_{IB}$ ,  $i_Y$  i  $i_X$  koje obezbeđuju optimalan talasni oblik ulazne struje dat sa (2), potrebno je analizirati kolo sa Sl. 1. Pretpostavljeno je da su struje  $i_{IA}$  i  $i_{IB}$  koje uzima mreža za ubrizgavanje struje sa izlaznih

priključaka diodnog mosta jednake i da sadrže samo spektralnu komponentu na trostrukoj mrežnoj učestanosti,

$$i_{IA} = i_{IB} = \frac{1}{2} i_Y = \frac{3}{2} i_X \quad (11)$$

Da bi se postigao optimalan oblik ulazne struje u slučaju ubrizgavanja trećeg harmonika, struja  $i_X$  ubrizgana u svaku fazu ispravljača treba da bude

$$i_X = \frac{1}{2} I_{OUT} \cos(3\omega_0 t) \quad (12)$$

Pošto je pretpostavljeno da se sve struje mreže za ubrizgavanje struje sastoje samo od spektralne komponente na trostrukoj mrežnoj učestanosti, snaga koju uzima kolo za ubrizgavanje struje je određena samo sa njenim strujama i osnovnim harmonikom napona  $v_A$  i  $v_B$ , koji je takođe na trostrukoj mrežnoj učestanosti, sa amplitudom

$$V_{A,1} = V_{B,1} = \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m \quad (13)$$

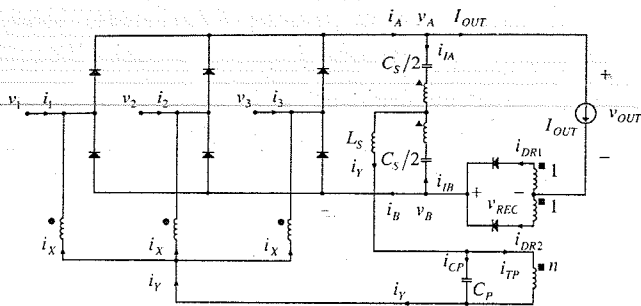
u fazi sa  $i_X$ . Snaga koju uzima kolo za ubrizgavanje struje da bi se obezbedilo optimalno ubrizgavanje trećeg harmonika je stoga jednaka

$$P_{INJ} = \frac{9\sqrt{3}}{32\pi} V_m I_{OUT} = \frac{3}{32} P_{AB} \quad (14)$$

Ova snaga može biti disipirana na otpornicima ili rekuperisana primenom emulatora otpornosti. U ovom radu je predložen emulator otpornosti koji koristi samo diode i pasivne reaktivne elemente.

### 3. STRUKTURA ISPRAVLJAČA

Ispravljač koji koristi ubrizgavanje struje i pasivni emulator otpornosti je prikazan na Sl. 2. U poređenju sa opštom strukturom prikazanom na Sl. 1, na šemi sa Sl. 2 su prikazane strukture kola za ubrizgavanje struje i emulatora otpornosti. Osnovni deo kola za ubrizgavanje struje se sastoji od dva  $C_s/2$  kondenzatora, jednog transformatora sa prenosnim odnosom 1:1 i kalema  $L_s$ . Kondenzatori i kalem su primenjeni kako bi isfiltrirali spektralnu komponentu napona  $v_A$  i  $v_B$  na trostrukoj mrežnoj učestanosti. Transformator sa prenosnim odnosom 1:1 je primenjen da spreči proticanje spektralnih komponenata struja  $i_{IA}$  i  $i_{IB}$  na parnim umnošcima trostruke mrežne učestanosti. Ovaj deo kola za ubrizgavanje struje je predložen u [8], ali je tamo korišćen otpornik kako bi ograničio amplitudu ubrizgane struje. Umesto otpornika koji se koristi u [8], emulator otpornosti koji se sastoji od dve diode, jednog transformatora i jednog kondenzatora je primenjen u ispravljaču sa Sl. 2. Pretpostavljeno je da su namotaji transformatora savršeno spregnuti, stoga se on može predstaviti pomoću magnetizacione induktivnosti  $L_p$  povezane paralelno sa  $C_p$  i jednog idealnog transformatora. Kondenzator  $C_p$  sa magnetizacionom induktivnošću transformatora formira paralelno oscilatorno kolo koje uslovljava spektralnu komponentu struje  $i_Y$  na trećem harmoniku mrežne učestanosti da teče kroz primarni namotaj idealnog transformatora. Ostale spektralne komponente su provedene kroz rezonantno kolo koje čine  $C_p$  i  $L_p$ . Napon na tom paralelnom oscilatornom kolu je preslikan na sekundar



Sl. 2. Ispravljač koji koristi pasivni emulator otpornosti

idealnog transformatora i ispravljen, čime se povećava jednosmerna komponenta izlaznog napona i prenosi snaga koju uzima kolo za ubrizgavanje struje na potrošača.

Da bi analizirali kolo za ubrizgavanje struje koristićemo metod ekvivalentnih kola predložen u [5]. Ovaj metod je zasnovan na činjenici da naponi  $v_A$  i  $v_B$  sadrže spektralne komponente na umnošcima trostruke mrežne učestanosti i da komponente na neparnim umnošcima imaju iste amplitude i faze, dok na parnim umnošcima imaju jednake amplitude i suprotne faze. Pošto su spektralne komponente na parnim umnošcima mrežne učestanosti kompletno potisnute primenom transformatora sa prenosnim odnosom 1:1 [8], ekvivalentno kolo mreže za ubrizgavanje struje na parnim umnošcima trostruke mrežne učestanosti je otvorena veza. Sa druge strane, na neparnim umnošcima trostruke mrežne učestanosti komponente  $v_A$  i  $v_B$  su jednake i samo one uzrokuju nastanak ubrizganih struja. Stoga se mreža za ubrizgavanje struje sa emulatorom otpornosti može predstaviti pojednostavljenom ekvivalentnom šemom prikazanom na Sl. 3. Napon  $v_Y$  predstavlja napon efektivno primenjen na krajeve mreže za ubrizgavanje struje, a definisan je kao

$$v_Y = \frac{v_A + v_B}{2} \quad (15)$$

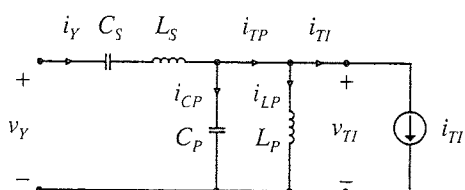
što razvijeno u Furijeov red predstavlja

$$v_Y = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{9(2k-1)^2 - 1} \cos(3(2k-1)\omega_0 t). \quad (16)$$

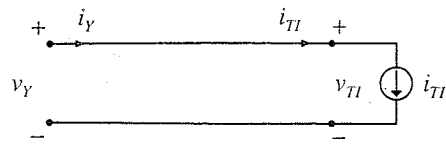
Struja primara idealnog transformatora iz modela transformatora sa prenosnim odnosom  $n:1:1$  je označena sa  $i_{TI}$ , a data je sa

$$i_{TI} = \frac{1}{n} I_{OUT} \operatorname{sgn}(v_{TI}). \quad (17)$$

Reaktivni elementi mreže za ubrizgavanje struje treba da zadovolje uslove koje nameće rezonansa na trostrukoj mrežnoj učestanosti:



Sl. 3. Ekvivalentno kolo emulatora otpornosti



Sl. 4. Ekvivalentno kolo za treći harmonik mrežnog napona

$$\omega_R = 3\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}}. \quad (18)$$

U slučaju da su uslovi rezonanse (18) zadovoljeni, ekvivalentno kolo mreže sa Sl. 3 za struje i napone na trostrukoj mrežnoj učestanosti se svodi na kolo prikazano na Sl. 4. Analizom kola sa Sl. 4 se može zaključiti da je spektralna komponenta  $i_Y$  na trostrukoj mrežnoj učestanosti jednaka osnovnom harmoniku struje  $i_{TI}$ , dok je odgovarajuća spektralna komponenta napona na primaru transformatora sa prenosnim odnosom  $n:1:1$  jednaka osnovnom harmoniku napona primenjenog na mreži za ubrizgavanje struje,  $v_Y$ .

Pravougaoni talasni oblik struje  $i_{TI}$  se može predstaviti razvojem u Furijeov red

$$i_{TI} = \frac{4}{\pi} \frac{I_{OUT}}{n} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{2k-1} \cos(3(2k-1)\omega_0 t) \quad (19)$$

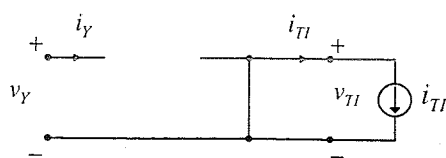
kod koga je amplituda osnovnog harmonika  $\frac{4}{\pi} \frac{I_{OUT}}{n}$ , što treba da bude jednako amplitudi osnovnog harmonika struje  $i_Y$ . Iz ovog uslova se prenosni odnos transformatora  $n:1:1$  može odrediti kao

$$n = \frac{8}{3\pi}. \quad (20)$$

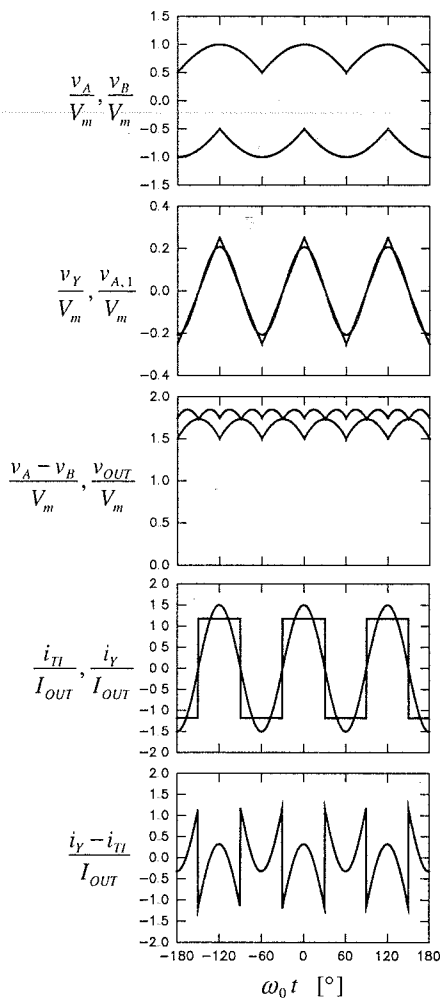
Da bi pojednostavili analizu mreže za ubrizgavanje struje, uvešćemo aproksimaciju da se redno oscilatorno kolo koje čine  $L_S$  i  $C_S$  može predstaviti otvorenom vezom za spektralne komponente sa frekvencijom različitom od trostruke mrežne učestanosti, kao i da se paralelno oscilatorno kolo koje čine  $L_P$  i  $C_P$  može predstaviti kratkom vezom, kako je prikazano na Sl. 5.

Prema ekvivalentnom kolu sa Sl. 5, struje priključaka mreže za ubrizgavanje struje će sadržati samo spektralnu komponentu na trostrukoj mrežnoj učestanosti, dok se spektralne komponente struje  $i_{TI}$  višeg reda zatvaraju kroz paralelno oscilatorno kolo. U praksi će postojati izvesno 'curenje' spektralnih komponenata višeg reda kroz mrežu za ubrizgavanje struje, što će neznatno povećati THD ulazne struje.

Pod uvedenim pretpostavkama, jedino će osnovni harmonik naizmenične komponente napona  $v_Y$  biti preslikan na sekundar transformatora sa prenosnim odnosom  $n:1:1$ .



Sl. 5. Idealizovano ekvivalentno kolo za harmonike višeg reda



Sl. 6. Talasni oblici struja i napona mreže za ubrizgavanje struje

Prema jednačini (20), izlazni napon emulatora otpornosti,  $v_{REC}$ , označen na Sl. 2, je jednak

$$v_{REC} = \frac{9\sqrt{3}}{64} V_m |\cos(3\omega_0 t)| \quad (21)$$

što daje spektar izlaznog napona ispravljača

$$v_{OUT} = v_{AB} + v_{REC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left( \frac{35}{32} - \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{2}{36k^2 - 1} + \frac{3(-1)^k}{16k^2 - 1} \right) \cos(6k\omega_0 t) \right) \quad (22)$$

Jednosmerna komponenta izlaznog napona je povećana na

$$V_{OUT} = \frac{35}{32} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (23)$$

što odgovara potpunoj rekuperaciji energije koju uzima mreža za ubrizgavanje struje. Sa druge strane, amplituda naizmenične komponente izlaznog napona je smanjena, što se posebno odnosi na spektralne komponente na neparnim umnošcima šestostruke mrežne učestanosti.

Talasni oblici napona i struja ispravljača dobijeni primenom uvedene aproksimacije su prikazani na Sl. 6. Na prvom dijagramu sa Sl. 6 prikazani su naponi izlaznih priključaka diodnog mosta. Sa ovih dijagrama se vidi da su njihove spektralne komponente na trostrukoj mrežnoj učestanosti u fazi, sa jednakim amplitudama. Na drugom dijagramu je prikazan vremenski dijagram napona  $v_Y$ , koji je

primenjen na ekvivalentno kolo mreže za ubrizgavanje struje prikazano na Sl. 3. Na istom dijagramu je prikazana spektralna komponenta napona  $v_A$  i  $v_B$  na  $3\omega_0$ , označena sa  $v_{A,1}$ , koja ilustruje da komponenta na trostrukoj mrežnoj učestanosti dominira u naponu  $v_Y$  primenjenom na ekvivalentnom kolu mreže za ubrizgavanje struje. Na trećem dijagramu je prikazan vremenski oblik izlaznog napona  $v_{AB}$ , kao i izlazni napon ispravljača,  $v_{OUT}$ . Analizom dijagrama mogu se izvesti dva zaključka: prvo, da je jednosmerna komponenta izlaznog napona ispravljača uvećana u poređenju sa jednosmernom komponentom izlaznog napona diodnog mosta, što odgovara rekuperaciji energije koju uzima mreža za ubrizgavanje struje; drugo, da je talasnost izlaznog napona ispravljača manja od talasnosti izlaznog napona diodnog mosta. Na četvrtom dijagramu je prikazana ubrizgana struja  $i_Y$  i struja primara idealnog transformatora iz modela transformatora sa prenosnim odnosom  $n:1:1$ , označena sa  $i_{T1}$ . Na petom dijagramu je prikazana struja kroz paralelno oscilatorno kolo iz ekvivalentnog kola sa Sl. 3, sa ciljem da se ilustruje kako se harmonici višeg reda iz struje  $i_{T1}$  zatvaraju kroz paralelno oscilatorno kolo.

#### 4. IZBOR KOMPONENATA

Pošto je prenosni odnos  $n:1:1$  transformatora određen jednačinom (20), izbor reaktivnih elemenata mreže za ubrizgavanje struje i tipske snage magnetskih elemenata će biti razmatrani u ovom odeljku.

Prvo ćemo razmotriti izbor elemenata mreže za ubrizgavanje struje koju čine dva  $C_S/2$  kondenzatora i kalem  $L_S$ . Spektar napona koji je efektivno primenjen na mrežu za ubrizgavanje struje prikazanu na Sl. 3 se sastoji od spektralnih komponenata na neparnim umnošcima mrežne učestanosti. Da bi mreža za ubrizgavanje struje propustila treći harmonik struje, uslov rezonanse specificiran jednačinom (18) mora da bude zadovoljen. Sa druge strane, da bi se sprečio prolazak spektralnih komponata struje na umnošcima trostruke mrežne učestanosti koji su višeg reda, induktivnost kalema  $L_S$  treba da bude što je moguće veća. Velike vrednosti induktivnosti kalema  $L_S$  za rezultat daju skupu realizaciju i veliko naponsko opterećenje na kondenzatorima kapacitivnosti  $C_S/2$ . Kako bi se za realizaciju  $C_S/2$  kondenzatora omogućila primena elektrolitskih kondenzatora, napon na kondenzatorima mora da bude unipularan. Ovaj zahtev uvodi ograničenje za maksimalnu vrednost induktivnosti  $L_S$ . Pošto je jednosmerna

komponenta napona na kondenzatorima  $\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$ , a amplituda naizmenične komponente iznosi  $\frac{I_{OUT\max}}{2\omega_0 C_S}$ , gde je

$I_{OUT\max}$  maksimalna struja potrošača, minimalna vrednost  $C_S$  koja dopušta primenu elektrolitskih kondenzatora je

$$C_S = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \frac{1}{\omega_0 R_X} \quad (24)$$

gde je

$$R_x = \frac{V_m}{I_{OUT\ max}} \quad (25)$$

Ovakav izbor kondenzatora uslovljava vrednost induktivnosti  $L_s$  od

$$L_s = \frac{1}{\pi\sqrt{3}} \frac{R_x}{\omega_0} \quad (26)$$

Ova vrednost  $L_s$  predstavlja najveću vrednost koja dozvoljava primenu elektrolitskih kondenzatora za  $C_s/2$ . Manje vrednosti  $L_s$  smanjuju naponsko opterećenje kondenzatora, ali povećavaju 'curenje' spektralnih komponenata višeg reda. Tipska snaga kabela induktivnosti specificirane sa (26) iznosi

$$S_L = \frac{\omega_0}{2\sqrt{2}} Li_{\max} I_{RMS} = \frac{2}{35} P_{OUT} = 5.71\% P_{OUT} \quad (27)$$

Paralelno oscilatorno kolo sa Sl. 3 se koristi kako bi blokiralo spektralnu komponentu  $i_{II}$  na trostrukoj mrežnoj učestanosti i kako bi kratko spojilo spektralne komponente  $i_{II}$  višeg reda. Da bi se ostvario ovaj cilj, kondenzator  $C_p$  treba da bude što je moguće veći. Dominantna komponenta napona primenjenog na paralelno oscilatorno kolo se nalazi na trostrukoj mrežnoj učestanosti, sa amplitudom datom jednačinom (13). Povećavanjem kapacitivnosti kondenzatora  $C_p$ , struja koja cirkuliše kroz paralelno oscilatorno kolo se povećava, što povećava gubitke i tipske snage komponenata. Sa druge strane, cirkulišuća struja paralelnog oscilatornog kola treba da bude dovoljno velika kako bi bilo sprečeno provođenje ispravljača iz emulata otpornosti u diskontinualnom režimu. Ovde treba napomenuti da se za strujno pobuđene ispravljače diskontinualni režim karakteriše istovremenim provođenjem obe diode. Diskontinualni režim je izbegnut ako je amplituda struje kroz  $L_p$  veća ili jednaka amplitudi struje primara idealnog transformatora,

$$\frac{1}{3\omega_0 L_p} \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} V_m > \frac{I_{OUT\ max}}{n} \quad (28)$$

Stoga, minimalna vrednost induktivnosti  $L_p$  koja obezbeđuje rad ispravljača u kontinualnom režimu provođenja je data sa

$$L_p = \frac{1}{\pi^2\sqrt{3}} \frac{R_x}{\omega_0} \quad (29)$$

Odgovarajuća vrednost kapacitivnosti  $C_p$  je prema jednačini (18) dobijena kao

$$C_p = \frac{\pi^2}{3\sqrt{3}} \frac{1}{\omega_0 R_x} \quad (30)$$

Manje vrednosti induktivnosti  $L_p$  i njima odgovarajuće veće vrednosti kapacitivnosti  $C_p$  bi doprinele uklanjanju spektralnih komponenata višeg reda, ali bi povećale tipske snage komponenata i gubitke u kolu.

Kalem u paralelnom oscilatornom kolu, označen sa  $L_p$  se realizuje kao magnetizaciona induktivnost transformatora sa prenosnim odnosom  $n:1:1$ . Ova realizacija je jednostavna, efikasna i zahteva samo neznatno povećanje tipske snage transformatora u poređenju sa realizacijom gde su primenjeni odvojeni kalem i transformator. Tipska snaga transformatora koji se koristi u emulatoru otpornosti iznosi

$$\frac{S_T}{P_{OUT}} = \frac{\pi(2+\sqrt{3})}{280} = 4.19\% \quad (31)$$

Transformator sa prenosnim odnosom 1:1, koji se koristi da spreči prolazak spektralnih komponenata na parnim umnošcima trostruke mrežne učestanosti, ima malu tipsku snagu koja se može izračunati primenom izraza za fluks koji je dat u [8]. Rezultat je tipska snaga data sa

$$\frac{S_T}{P_{OUT}} = \frac{2}{35} \left( \sqrt{\pi^2 - 9} - 3 \arctan \frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{3} \right) = 0.16\% \quad (32)$$

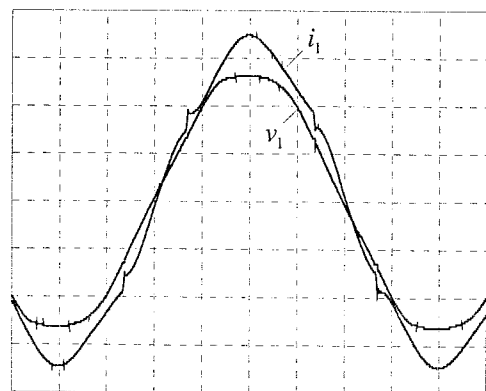
Očigledno, tipska snaga transformatora sa prenosnim odnosom 1:1 je veoma mala u poređenju sa ostalim magnetskim elementima.

## 5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Da bi bila proverena prikazana teorijska razmatranja, realizovan je ispravljač prikazan na Sl. 2. Nominalna snaga ispravljača je 2 kW, a predviđen je da radi sa ulaznim naponima efektivne vrednosti 100 V, sa maksimalnom izlaznom strujom od 6.5 A. Za ove specifikacije vrednosti elemenata mreže za ubrizgavanje struje bliske optimalnim vrednostima su izabrane:  $C_s/2 = 100 \mu F$ ,  $L_s = 5.63$  mH,  $C_p = 275 \mu F$ , i  $L_p = 4.09$  mH, što odgovara  $R_x = 21 \Omega$ .

Vremenski dijagrami ulaznog napona i ulazne struje snimljeni pri maksimalnoj snazi su prikazani na Sl. 7. Ulazna struja je neznatno izobličena, a sa dijagrama se može videti i da su napon i struja u fazi. Ukupna harmonijska izobličenja ulaznih napona i struja u slučaju maksimalnog opterećenja ispravljača, kao i faktori snage za sve tri faze ispravljača su prikazani u Tabeli 1. Rezultati prikazani u Tabeli 1 pokazuju da su ukupna harmonijska izobličenja ulaznih napona od oko 3% zanemarljivo uticala na ukupna harmonijska izobličenja ulaznih struja koja su oko 4.7%. Faktori snage su na sve tri faze iznad 0.99.

Vremenski dijagram izlaznog napona  $v_{OUT}$  i vremenski dijagram napona na izlazu diodnog mosta  $v_{AB}$  su prikazani na Sl. 8. Na osnovu vremenskih dijagrama sa Sl. 8 se može zaključiti da izlazni napon ispravljača ima veću jednosmernu komponentu od izlaznog napona diodnog mosta, što uzrokuje snagu koju na izlaz predaje emulator otpornosti. Talasni oblik izlaznog napona ima veću amplitudu naizmenične komponente u poređenju sa teorijskim predviđanjem



Sl. 7. Vremenski dijagrami  $v_1$  i  $i_1$ ; podela naponske ose 50 V/div, podela strujne ose 2 A/div, podela vremenske ose 2.5 ms/div

Tabela 1  
Ukupna harmonijska izobličenja i faktori snage

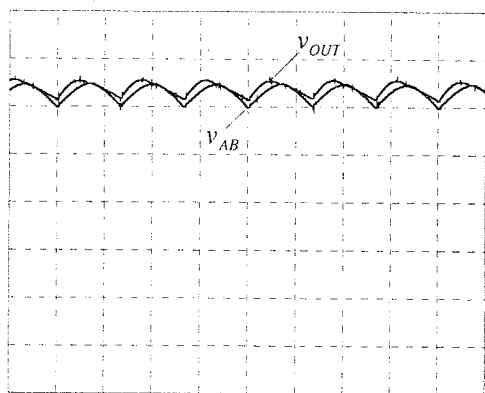
faza	1	2	3
$THD(i_{faza})$	4.60 %	4.73 %	4.73 %
$THD(v_{faza})$	3.10 %	2.99 %	3.12 %
$PF_{faza}$	0.9961	0.9963	0.9962

prikazanim na Sl. 6, što je uzrokovano odstupanjem od uslova rezonanse (18) i odgovarajućim pomerajem faze. Izmeren koeficijent korisnog dejstva se neznatno menja sa povećavanjem opterećenja ispravljača od 5% pune snage, sa blagim opadanjem kada se ide ka maksimalnoj snazi. Pri punoj snazi koeficijent korisnog dejstva od 96.7% je izmeren.

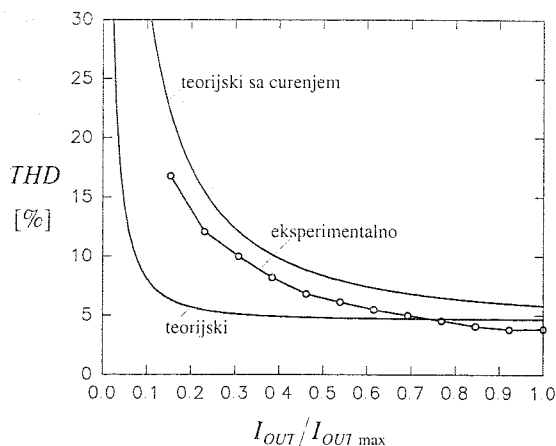
Da bi analizirali uticaj izlazne struje na ukupno harmonijsko izobličenje ulaznih struja izvršena je serija merenja, a dobijni rezultati su prikazani na Sl. 9. Na Sl. 9, tri dijagrama su prikazana: zavisnost ukupnog harmonijskog izobličenja dobijena teorijskim putem, analizom propuštanja mreže za ubrizgavanje struje na umnošcima trostruke mrežne učestanosti višeg reda ('teorijski'), zavisnost dobijena numeričkim putem uz uračunato izmereno curenje paralelnog oscilatornog kola na  $3\omega_0$  ('teorijski sa curenjem'), kao i eksperimentalno dobijena zavisnost. Neslaganje između teorijski dobijene i eksperimentalno dobijene zavisnosti je očigledna. Analizom ispravljača kao uzrok neslaganja je identifikovano curenje paralelnog oscilatornog kola ( $C_p$  i  $L_p$ ) na rezonantnoj učestanosti, koje daje konačnu impedansu na  $3\omega_0$  od  $23 \Omega$ , sa faznim pomerajem od  $-22.5^\circ$ . Ovaj fazni pomeraj je uzrokovao neočekivano veliku talasnost izlaznog napona u odnosu na teorijska predviđanja. Uzimajući ovo curenje u obzir pri numeričkom izračunavanju zavisnosti ukupnog harmonijskog izobličenja od potrošnje, dobro slaganje između teorijskih i eksperimentalnih rezultata je dobijeno, kao što se uočava na dijagramima sa Sl. 8.

## 6. ZAKLJUČAK

U ovom radu je prikazan trofazni ispravljač sa visokim faktorom snage zasnovan na principu ubrizgavanja trećeg harmonika struje i emulaciji otpornosti primenom pasivnog



Sl. 8. Vremenski dijagrami  $v_{AB}$  i  $v_{OUT}$ ; podela naponske ose 100 V/div, podela vremenske ose 2.5 ms/div



Sl. 9. Zavisnost ukupnog harmonijskog izobličenja ulazne struje od opterećenja ispravljača

kola. Pasivno kolo emulatora otpornosti omogućava rekuperaciju energije koju uzima mreža za ubrizgavanje struje na izlazu ispravljača. Predloženi emulator otpornosti se sastoji samo od transformatora, dve diode i kondenzatora. Rad ispravljača je analiziran primenom idealizovanih modela oscilatornih kola u mreži za ubrizgavanje struje. Izbor pasivnih elemenata je razmatran i vrednosti koje omogućavaju dobro filtriranje trećeg harmonika, male tipske snage primenjenih elemenata, primenu elektrolitskih kondenzatora i smanjenje gubitaka u kolu su predložene. Izvedene su tipske snage za sve magnetske elemente. U cilju provere teorijskih predviđanja, razmatrani metod ubrizgavanja struje je testiran na eksperimentalnom ispravljaču nominalne snage 2 kW. Zavisnost ukupnog harmonijskog izobličenja ulazne struje od opterećenja ispravljača je analizirana. Dobijeni eksperimentalni rezultati se dobro slažu sa teorijskim predviđanjima.

## LITERATURA

- [1] B. M. Bird, J. F. Marsh, P. R. McLellan, "Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injection," *Proc. IEE*, vol. 116, no. 10, Okt. 1969, str. 1730-1734.
- [2] A. Ametani, "Generalised method of harmonic reduction in a.c.-d.c. converters by harmonic current injection," *Proc. IEE*, vol. 119, no. 7, Jul 1972, str. 857-864.
- [3] W. B. Lawrance, W. Mielczarski, "Harmonic current reduction in a three-phase diode bridge rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 6, Dec. 1992, str. 571-576.
- [4] S. Kim, P. Enjeti, P. Packebush, I. Pitel, "A new approach to improve power factor and reduce harmonics in a three-phase diode rectifier type utility interface," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 6, Nov./Dec. 1994, str. 1557-1564.
- [5] P. Pejović, Ž. Janda, "An analysis of three-phase low-harmonic rectifiers applying the third harmonic current injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 3, Maj 1999, str. 397-407.

[6] S. Masukawa, S. Iida, "An improved three-phase diode rectifier for reducing ac line current harmonics," *7th European Conference on Power Electronics and Applications*, Trondheim, 1997, vol. 4, str. 4.227-4.232.

[7] P. Pejović, Ž. Janda, "A novel harmonic-free three-phase diode bridge rectifier applying current injection", *Applied Power Electronics Conference*, Dallas, 1999, str. 241-247.

[8] P. Pejović, Ž. Janda, "An improved current injection network for three-phase high power factor rectifiers that apply the third harmonic current injection," *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 47, no. 2, Apr. 2000, str. 497-499.

**Abstract** - A novel high power factor rectifier that applies the third harmonic current injection and passive resistance

emulation is presented. Conditions for the optimal third harmonic current injection are derived. Structure of the rectifier that applies passive resistance emulation enabling recovery of the power taken by the current injection network is presented. Resistance emulator consisting of a transformer, two diodes and a capacitor is proposed. Choice of the passive components is discussed. Volt-ampere ratings of the magnetic components are derived. Dependence of the input current *THD* on the load level is presented. Analytically obtained results are verified on a 2 kW experimental rectifier.

### **THREE-PHASE HIGH POWER FACTOR RECTIFIER USING THIRD HARMONIC CURRENT INJECTION**

Predrag Pejović



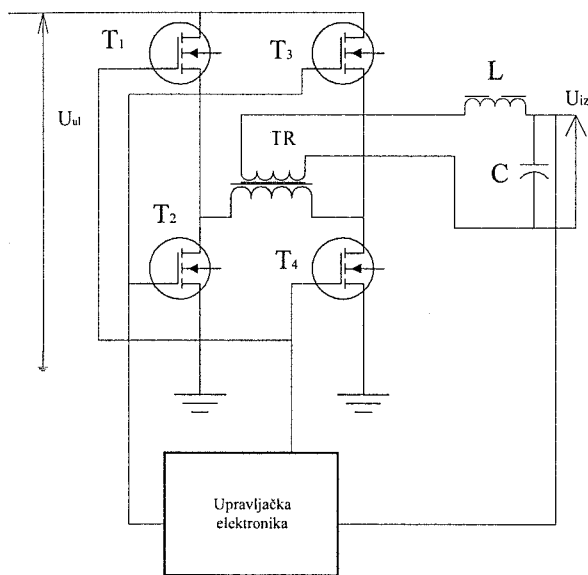
## JEDNO REŠENJE DIGITALNOG INVERTORA

Miroslav Lazić, Istraživačko razvojni institut Iritel A.D. Beograd

**Sadržaj** - Invertori kod kojih se PWM signal za pobudu energetske prekidača generiše digitalnim postupkom nazivaju se digitalni invertori. Ovim postupkom mogu se ostvariti rešenja koja će imati veći stepen korisnog dejstva, pouzdaniji rad manje dimenzije. U radu je opisano jedno takvo rešenje. Iz digitalnog sklopa se generišu svi potrebni signali za pobudu energetske prekidača invertora. Da bi se dobile dobre dinamičke karakteristike regulacija izlaznog napona je ostvarena promenom jednosmernog napona na ulazu u inverter.

## 1. UVOD

Invertori su rasprostranjeni energetske pretvarači. Koriste se kao delovi sistema neprekidnog napajanja ili za pobudu motora. Sastoje se od energetske dela i upravljačke elektronike. Energetske prekidače invertora vezuju se u mostnu ili polmostnu konfiguraciju.



Sl. 1: Blok šema invertora

Energetske prekidače mostne konfiguracije invertora na (Sl. 1) pobuđuju se PWM signalima. Učestanost PWM signala je reda desetina kiloherca. Modulišući signal (signal sa kojim se menja  $\delta$  faktor PWM signala) je napon sinusnog oblika znatno niže frekvencije (od nekoliko desetina herca do nekoliko stotina herca). Sinusni signal invertora koji se koristi u sistemu neprekidnog napajanja je konstantne amplitude,  $u_{eff} = 220V$ , i konstantne učestanosti

$f = 50Hz$ . Kod invertora koji se koriste za pobudu motora menjaju se učestanost ili amplituda ili obe veličine sinusnog signala na izlazu invertora. Upravljačka elektronika generiše PWM signale, sa kojima otvara i zatvara energetske prekidače tako da se od ulaznog jednosmernog napona u inverter,  $U_{ul}$ , generiše širinsko modulisan signal sinusnim

signalom  $U_{iz}$ . Pomoću filtra propusnika niskih učestanosti iz  $U_{iz}$  se izdvaja modulišući napon sinusnog oblika. Ukoliko je vrednost  $\delta$  faktora 0.5, srednja vrednost PWM modulisanog signala je jednaka nuli, pa se na iza filtra propusnika niskih učestanosti dobija napon čije je vrednost nula. Napon na izlazu će rasti srazmerno porastu vrednosti  $\delta$  faktora. Praktično, ukoliko je vrednost  $\delta$  faktora jednaka 1 tada je vrednost napona na izlazu  $U_{iz}$  jednaka sa pozitivnom vrednošću jednosmernog napona na ulazu  $U_{ul}$ . Ukoliko je vrednost  $\delta$  faktora manja od 0.5 tada je vrednost napona iza filtra propusnika niskih učestanosti manja od polovine napona  $U_{ul}$ . Najmanja vrednost izlaznog napona, jednaka sa negativnom vrednošću  $U_{ul}$ , dobija se kada, vrednost  $\delta$  faktora jednaka nuli. Opisane relacije između ulaznog i izlaznog napona i  $\delta$  faktora važe za invertore kod kojih se ne koristi transformator za razdvajanje ulaznog i izlaznog napona. U suprotnom, pri određivanju odnosa između ulaznog i izlaznog napona mora se uzeti u račun indeks transformacije transformatora.

Drejnovi tranzistora  $T_1$  i  $T_3$  su povezani na pozitivan potencijal jednosmernog ulaznog napona. U praksi se za ovako povezane tranzistore kaže da se nalaze na višem potencijalu od tranzistora  $T_2$  i  $T_4$ . Sorsevi tranzistora  $T_1$  i  $T_3$  su direktno povezani sa drejnovima tranzistora  $T_2$  i  $T_4$ . To znači da potencijali sorsa  $T_1$  i sorsa  $T_3$  zavisi od toga da li su tranzistori  $T_2$  i  $T_4$  otvoreni ili zatvoreni. Ukoliko su tranzistori  $T_1$  i  $T_3$  otvoreni, a tranzistori  $T_2$  i  $T_4$  zatvoreni potencijal sorseva tranzistora  $T_1$  i  $T_3$  je približno jednak sa pozitivnom vrednošću  $U_{ul}$ . Ukoliko su otvoreni tranzistori  $T_2$  i  $T_4$ , a zatvoreni  $T_1$  i  $T_3$  potencijal sorseva  $T_1$  i  $T_3$  je približno jednaka negativnom vrednošću ulaznog napona  $U_{ul}$ . Dakle, potencijali sorsa  $T_1$  i sorsa  $T_3$  nisu jednoznačno određeni. Zato se tranzistori  $T_1$  i  $T_3$  ne mogu direktno povezati na elemente iz sklopa upravljačke elektronike, već je neophodno prilagođenje po naponskom nivou.

## 2. POBUDA ENERGETSKIH PREKIDAČA

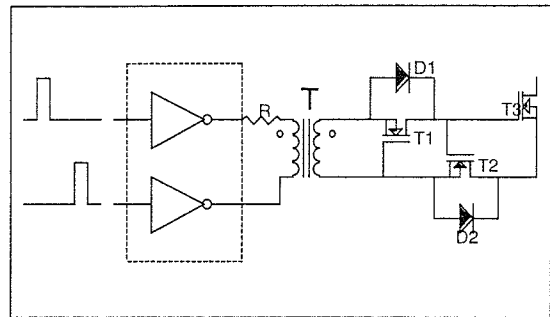
Najčešće korišten element za rešavanje problema povezivanja tranzistora koji imaju različit potencijal u odnosu na sklop upravljačke elektronike je impulsni transformator. Međutim, kod impulsnog transformatora je neophodno zadovoljiti volt-sekundni balans. To znači da proizvod amplitude i vremena dok su energetske prekidače bili uključeni mora biti jednak sa proizvodom amplitude napona i

vremena dok su energetske tranzistori bili isključeni. Ukoliko se kao energetske prekidači koriste MOSFET tranzistori postoji i ograničenje po nivou napona sa kojim se otvaraju i zatvaraju energetske prekidači. Da bi proveo neophodno je da potencijal gejta bude veći od potencijala sorsa za najmanje 2V. Ova granica zavisi od komponente do komponente pa da bi se sigurno zatvorio tranzistor neophodno je obezbediti napon od 4V [5]. Sa druge strane napon na gejtu MOSFET tranzistora ne sme biti veći od 20V. Ukoliko je napon veći od 20V nastaje proboj izolatora između gejta i kanala MOSFET-a. Uz ova ograničenja i voltsekundni balans lako se može dokazati da maksimalna modulacija PWM signala može biti 60% ( $\delta_{max} \leq 0.6$ ) [3]. Praktično to znači da amplituda sinusnog napona na izlazu ne može biti veća od 60% jednosmernog ulaznog napona  $U_{ul}$ .

Postoje različiti postupci za rešavanje ovog problema. Jedan od njih je da se prave posebni sklopovi koji se koriste samo za pobudu prekidača  $T_1$  i  $T_3$ . Pri tome to kolo mora biti po jedno za svaki tranzistor. Sprega sa upravljačkom elektronikom se ostvaruje preko optokaplera. Nedostatak ovakvog postupka je složenost rešenja. Danas postoje posebna digitalna kola koja se koriste za pobudu tranzistora sa različitim potencijalom u odnosu na sklop upravljačke elektronike. Međutim, kod ovakvih rešenja, ne postoji galvanska izolovanost između energetskih prekidača i upravljačke elektronike.

Kolo prikazano na Sl. 2 koristi se za pobudu energetskih prekidača pri čemu se obezbeđuje galvanska izolovanost [5]. Upotrebljivo je samo kada se kao energetske prekidači koriste MOSFET tranzistori. Za pobudu MOSFET prekidača nije neophodan PWM impuls. Ulazna impedansa MOSFET-a je reda stotina kilooma a ulazna kapacitivnost  $C_{gs}$  je reda stotina pikofarada. Dovoljno je kratkotrajnim impulsom napuniti ulaznu kapacitivnost  $C_{gs}$ . MOSFET će biti zatvoren sve dok se ne isprazni ulazna kapacitivnost. Koristeći ovu osobinu MOSFET prekidača, ne mora se prenositi PWM impuls. Dovoljno je generisati kratkotrajni impuls na početku PWM impulsa sa kojim se zatvara energetske prekidač i impuls istog vremena trajanja, ali obrnutog polariteta u trenutku kada se završava PWM impuls. Dakle, kod ovakvog pristupa, važna je informacija kada počinje i kada završava PWM impuls. Tako generisani impulsi su fazno modulirani (IPM impulsi). Impuls preko diode  $D_1$  puni kapacitet između gejta i sorsa. Trajanje impulsa je definisano sa veličinom ulaznog kapaciteta prekidača i mora napuniti kapacitet  $C_{gs}$  na više od 4V. Uloga diode  $D_1$  je da nedopusti pražnjenje kapaciteta  $C_{gs}$  preko impulsnog transformatora. MOSFET će biti u provodnom stanju sve dok je kapacitet između gejta i sorsa napunjen. Impuls suprotnog polariteta uključuje pomoćni tranzistor  $T_1$  koji kratko spaja gejta i sors energetskog prekidača. Prazni kapacitet  $C_{gs}$  i na taj način isključuje MOSFET. Da bi se povećala pouzdanost rada energetskih prekidača i otklonila mogućnost da energetske prekidač promeni svoje stanje pod uticajem šuma, dodaju se dioda  $D_2$  i  $T_2$ . Preko diode  $D_2$  se kapacitet gejta sors napuni na

suprotnu vrednost od vrednosti koju je imao kada je tranzistor kada je bio uključen. Uloga pomoćnog tranzistora  $T_2$  je ista kao  $T_1$  samo se on otvara u trenutku kada prekidač treba da pređe iz stanja otvorenog u stanje zatvorenog prekidača.



Sl. 2: Pobuda MOSFET prekidača

Opisano kolo omogućava pobudu prekidača sa IPM impulsima. Pošto su impulsi suprotnog polariteta volt sekundni balans je uvek zadovoljen i ne postoji mogućnost magnećenja transformatora. Teorijski je moguće ostvariti modulaciju do 100%. Praktično treba uzeti u obzir trajanje impulsa sa kojim se puni i prazni kapacitet između gejta i sorsa pa je kod frekvencija do 50KHz, realno ostvariti modulaciju do 99%.

Najjednostavniji način za dobijanje IPM impulsa za pobudu prekidača je diferenciranje PWM impulsa. Na taj način se izdvajaju samo ivice kojima se preko transformatora pobuđuje energetske prekidač. Međutim, kod ovog postupka pored osnovnog impulsa postoje i paraziti impulsi koji mogu da otvore ili zatvore energetske prekidač, pa je zato pouzdanost invertora sa ovakvim sistemom pobude prekidača mala.

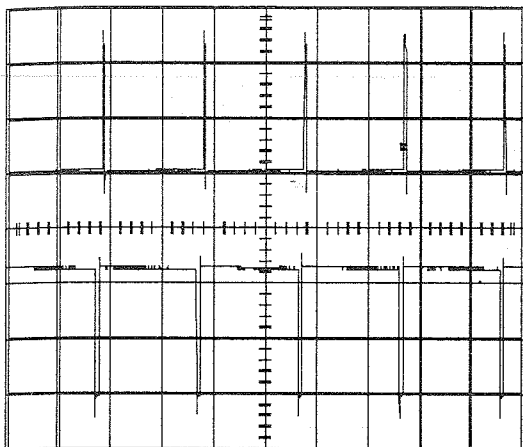
### 3. DIGITALNI POSTUPAK GENERISANJA IPM IMPULSA

Mnogo kvalitetnije rešenje je digitalni postupak generisanja pobudnih signala. Kod ovog postupka se generišu IPM odnosno PWM impulsi tačno definisane amplitude i vremena trajanja. Ovaj postupak je detaljno opisan u radovima [1] i [2], pa će u ovom biti prikazani samo rezultati merenja. Na Sl. 3 je dat oblik PWM signala generisanog digitalnim postupkom snimljenog na MOSFET prekidaču. Na gornjoj slici je prikazan signal pri minimalnom, a na donjoj pri maksimalnom vrednosti  $\delta$  faktora.

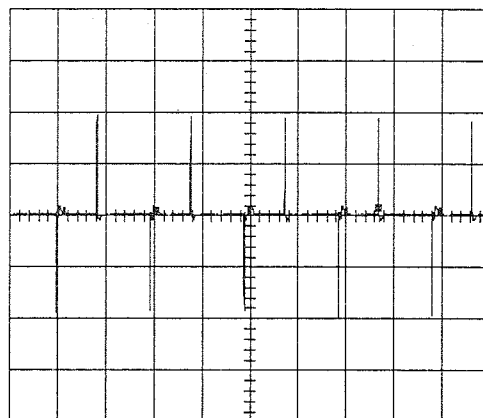
Na Sl.4 je prikazani PWM signala na izlazu digitalnog kola. Impulsi su generisani digitalnom sintezom. Na Sl. 5 su dati IPM impulsi na primarnoj strani impulsnog transformatora.

Na Sl. 6 dat je oblik IPM impulsa, na sekundarnoj strani transformatora.

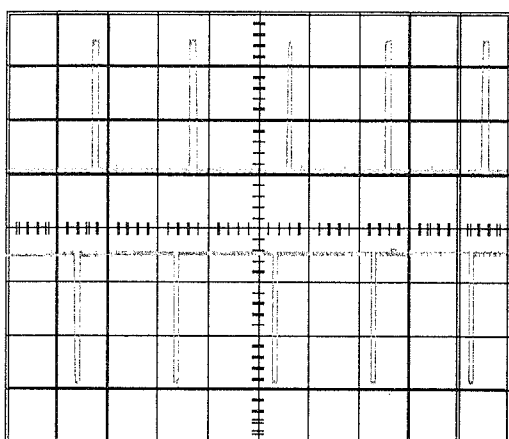
Na Sl. 7 su prikazani širinsko modulirani signal iza energetskih prekidača. Frekvencija PWM impulsa je 100KHz. Modulirani signal se propušta kroz fitar propusnik niskih učestanosti granične frekvencije 300Hz. Na donjoj slici je prikazan signal iza filtra.



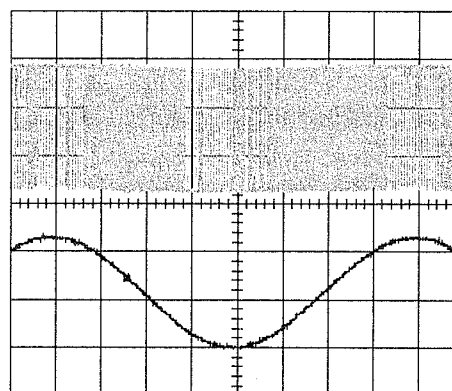
Sl. 3: PWM impuls snimljen između gejta i sorsa energetskog prekidača



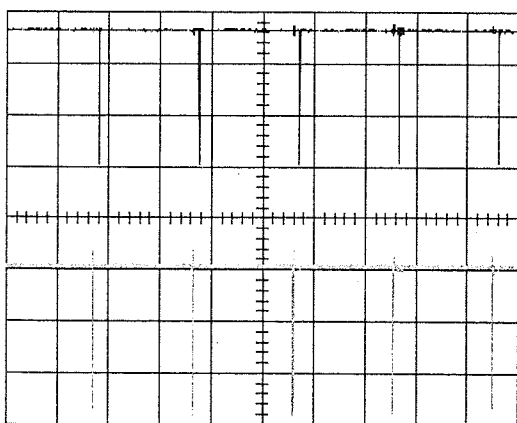
Sl. 6: IPM signala snimljen na sekundarnoj strani transformatora



Sl. 4: Digitalno sintetizovani IPM impulsi



Sl. 7: Signal pre i posle filtra propusnika niskih učestanosti invertora



Sl. 5: IPM impulsi na primarnoj strani transformatora

Onovne funkcije invertora, a to je generisanje sinusoida tačno definisanih karakteristika, a zatim i PWM i IPM signali generišu u posebno definisanom digitalnom kolu namenski razvijenom za tu primenu. Mikroprocesor je imao funkciju nadgledanja svih parametara izlaznog napona, a mogao je da utiče samo na amplitudu generisanog signala.

Sve informacije o amplitudi sinusoida za celu periodu signala se nalaze u jednoj četvrtini periode. Dakle dovoljno je u memoriji u jednoj tabeli mapirati jednu četvrtinu periode. Fazni akumulator se može isčitavati u oba pravca. Ukoliko se isčitava od minimalne do maksimalne vrednosti generiše se prva četvrtina periode, a ukoliko se kreće od maksimalne ka minimalnoj generiše se druga četvrtina. Na taj način se generiše poluperioda. Druga polovina periode generisane sinusoida se generiše na isti način ali sa promenjenim predznakom. Na ovakav način se može postići četiri puta bolja rezolucija. Međutim značajan deo memorije zauzimaju adrese u tabeli iz kojih se isčitava odmerak sinusoida.

Kod ovog rešenja za merenje izlaznog napona se koristi osmobitna AD konverzija. Greška merenja je manja 0.5% merenog napona.

Glavne karakteristike opisanog postupka realizacije invertora su:

#### Pouzdanost;

Podešavanjem mrtvog vremena može se pouzdano sprečiti uništavanja energetskih prekidača u periodu komutacije; pojava da istovremeno provedu serijski vezani energetski prekidači.

Podešavanjem vremena trajanja IPM impulsa MOSFET prekidač se pouzdano nalazi u zasićenju, pa se sprečava njegovo uništavanje zbog pregrevanja

Ne postoji mogućnost da Energetski prekidač provede pod uticajem šuma. Da bi se dodatno povećala sigurnost rada invertorskog mosta ponavljaju se IPM impulsi sa kojima je otvoren energetski prekidač (gejt je polarisan negativno u odnosu na sors) i tako isključuje mogućnost da šum ili neka smetnja iz mreže zatvori energetski prekidač.

#### **Jednostavnost sklopa upravljačke elektronike;**

Svi elementi potrebni za digitalno generisanje pobudnih signala se nalaze u jednom integrisanom kolu. Na taj način je znatno pojednostavljen postupak izrade sklopa upravljačke elektronike i samim time smanjena verovatnoća grešaka u montaži.

#### **Jednostavna promena parametara generisanog izlaznog signala;**

Kao što je opisano pomoću mikroprocesora se jednostavno mogu menjati sva tri parametra generisane sinusoide. Ovo je naročito važno kod definisanja dinamičkih karakteristika invertora. Pored toga opisani princip je primenljiv za generisanje bilo kog oblika periodičnog signala. Realizovani hardver omogućava generisanje digitalnog signala proizvoljnog oblika.

#### **Smanjenje dimenzija upravljačke elektronike invertora;**

Ceo sklop kontrolera realizovanog rešenja je sa diskretnim komponentama projektovan na površini evropa kartice (100x160 mm). To je daleko manja površina od svih do sada realizovanih rešenja upravljačke elektronike invertora. Svi elementi upravljačke elektronike postoje i u kućištu za površinsku montažu pa je moguće ceo sklop spakovati na još manji prostor. Jedna od pogodnosti za takvu realizaciju je da sklop radi samo na jednom naponu napajanja.

**Regulacija veličine izlaznog napona:** Jedan od tehničkih zahteva za izlazni napon invertora je da bude nezavisan od promene opterećenja i promene ulaznog napona. Vreme koje sme da protekne od trenutka kada nastane promena u izlaznom naponu do trenutka kada izlazni napon ponovo dostigne nominalnu vrednost je definisano standardima za uređaje koje napaja inverter. Generalno, problem održavanja konstantnog izlaznog napona je složeniji kod invertora nego kod DC/DC konvertora.

Postoje brojne analize invertora sa ciljem da se ostvare dobre dinamičke karakteristike. Osnovni problem je kako dovoljno brzo otkriti grešku u izlaznom naponu. Jedan od uobičajenih postupaka je korišćenje referentnog jednosmernog napona. Naizmenični napon na izlazu invertora se posle ispravljanja propušta kroz filter propusnik niskih učestanosti. Na taj način se generiše jednosmerni napon proporcionalan srednjoj vrednosti izlaznog napona invertora. Tako generisani napon se upoređuje sa referentnim jednosmernim naponom. Razlika ova dva napona je napon greške.

Greška u izlaznom naponu se može otkloniti na dva načina: promenom indeksa modulacije PWM signala ili promenom jednosmernog ulaznog napona u inverter. Oba postupka su korištena u prethodnim rešenjima. Nedostatak oba načina je dugo vreme potrebno da se otkrije greška u izlaznom naponu. Naime potrebno je nekoliko perioda izlaznog napona da bi se napunio (ispraznio) elektrolit u kolu ispravljača za detekciju greške. Dakle vreme utvđivanja greške je reda desetina milisekundi, što nedopustivo dugo za savremena rešenja.

Brži način za detekciju greške u izlaznom naponu je upotreba referentne sinusoide. U kolu invertora sa generiše sinusoida sa kojom se upoređuje izlazna sinusoida. U režimu bez greške obe sinusoide su sinhrono sinfazne i istih amplituda. Ukoliko se pojavi razlika bilo kog parametra između generisane sinusoide i referentne sinusoide započinje ciklus otklanjanja greške. Na ovakav način je moguće napraviti znatno bolje dinamičke karakteristike invertora. Nedostatak je složenost rešenja. Naročito je to teško realizovati ukoliko se koriste analogni postupci za generisanje referentne sinusoide i određivanje PWM signala.

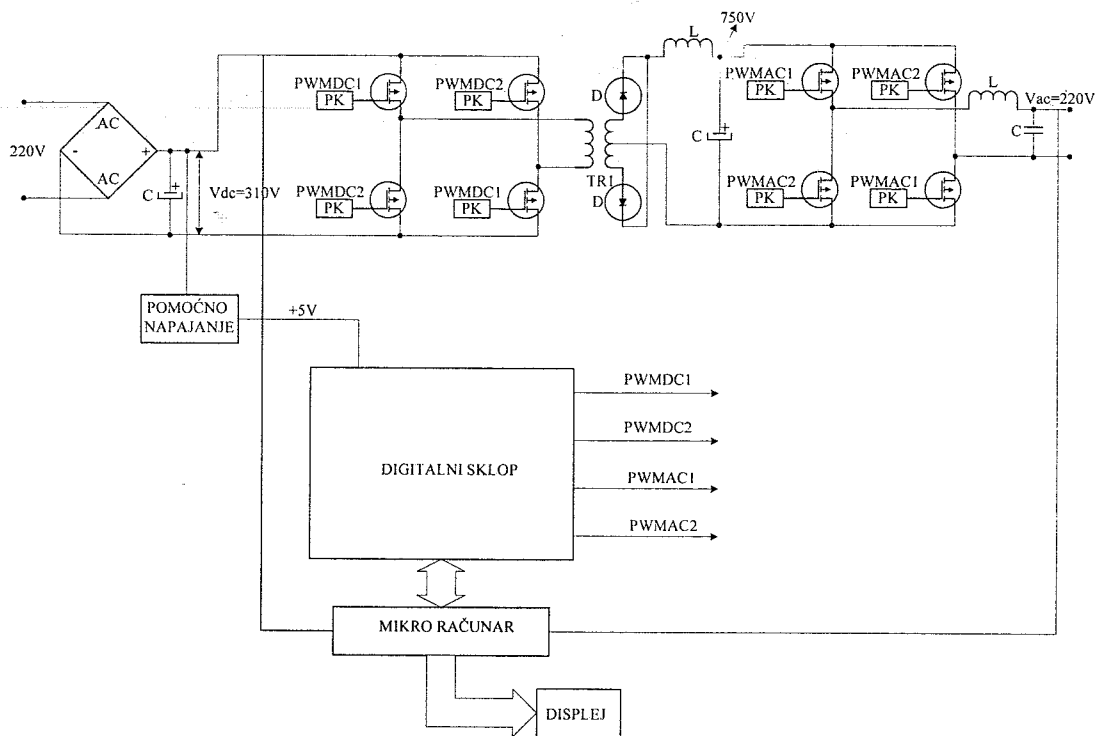
Kod opisanog postupka digitalno generisanih PWM signala za pobudu energetskih prekidača invertora u sklopu upravljačke elektronike postoje elementi neophodni za otkrivanje greške u izlaznom naponu. Procesor pomoću AD konvertora kontroliše sve tri faze izlaznog napona a zatim ih upoređuje sa zadatim vrednostima. Ukoliko je razlika među njima veća od maksimalno dozvoljena započinje ciklus otklanjanja greške. Dakle kod ovakvog pristupa moguće je u toku jedne periode izlaznog signala otkriti grešku i otkloniti je. Otklanjanje greške je jednostavno. Menja se parametar koji definiše veličinu u kojoj se pojavila greška.

Ukoliko se promenila efektivna vrednost izlaznog napona postoje dva, na prvi pogled ravnopravna, načina otklanjanja greške:

- promena indeksa modulacije PWM signala
  - promena jednosmernog ulaznog napona invertora
- $$U_{ul}$$

U oba slučaja se menja  $\delta$  faktor PWM signala za pobudu energetskih prekidača. I naravno tu važi analiza da veličina promene zavisi od spoljnih elemenata kao što su vrednost opterećenja i vrednost ulaznog napona. Iako deluju ravnopravno, postoji ozbiljan nedostatak otklanjanja greške u izlaznom naponu invertora promenom indeksa modulacije. Glavni razlog težnje da se ostvari što veći indeks modulacije kod invertora je smanjenje gubitka na energetskim prekidačima invertora. Da bi se generisao izlazni napon efektivne vrednosti 220V, promena napona između drejna i sorsa energetskih prekidača u periodu komutacije mora biti veća je od dvostruke vrednosti sinusnog napona ( $U_{ul} \geq 620V$ ). Znak jednako važi ukoliko je modulacija 100%. Ukoliko je modulacija 60% neophodno je povećati ulazni napon  $U_{ul}$  za 40%. Srazmerno tome rastu i gubici na energetskim prekidačima u periodu komutacije. Ukoliko bi se za otklanjanje greške u izlaznom naponu koristio postupak promene indeksa modulacije, maksimalni indeks modulacije bi se koristio pri maksimalnom opterećenju i minimalnom ulaznom naponu. U svim ostalim slučajevima indeks modulacije je bi bio manji od maksimalnog i i na energetskim prekidačima bi se dispirala nepotrebno velika snaga gubitaka.

Drugi način otklanjanja greške u efektivnoj vrednosti izlaznog napona je promena vrednosti jednosmernog ulaznog napona u inverter. Jednosmerni ulazni napon u inverter generiše DC/DC konvertor. Ukoliko se uspostavi međuzavisnost između efektivne vrednosti izlaznog napona invertora i jednosmernog napona na izlazu DC/DC konvertora moguće je ostvariti stabilizaciju izlaznog napona invertora sa konstantnim indeksom modulacije. Praktično, ukoliko poraste opterećenje invertora porastu gubici na energetskim prekidačima i u filteru propusniku niskih učestanosti pa se



Sl. 8: Blok šema digitalnog invertora

smanji i izlazni napon. To se otklanja porastom ulaznog napona u inverter  $U_{ul}$ . Za ovakve primene pogodan je digitalni DC/DC konvertor. Ukoliko bi se u FPGA kolo dodao još jedan PWM generator upravljačka elektronika i DC/DC konvertor i invertora bi bila znatno pojednostavljena. Osnovni takt za oba PWM generatora bi bio isti. Pri tome prekidačka učestanost konvertora može biti celobrojni umnožak prekidačke učestanosti invertora. Prednost ovakvog rešenja je i u smanjenom uticaju elektromagnetnog zračenja na elemente upravljačke elektronike. Blok šema jednog invertora sa regulacijom izlaznog napona pomoću promene napona DC/DC konvertora je prikazana na Sl. 8.

#### 4. ZAKLJUČAK

U radu je opisan digitalni postupak za generisanje pobudnih signala energetskih prekidača invertora. Naglašene su prednosti koje se mogu ostvarti primenom ovog postupka. To su: povećanje pouzdanosti i efikasnosti uz smanjenje dimenzija. Cena ovakvog pristupa je složenost, jer je neophodan tim razvojnih inženjera, eksperata, u različitim oblastima. To svakako povećava cenu razvoja, ali se uloženi novac brzo vraća kroz jednostavniju proizvodnju i veću pouzdanost invertora.

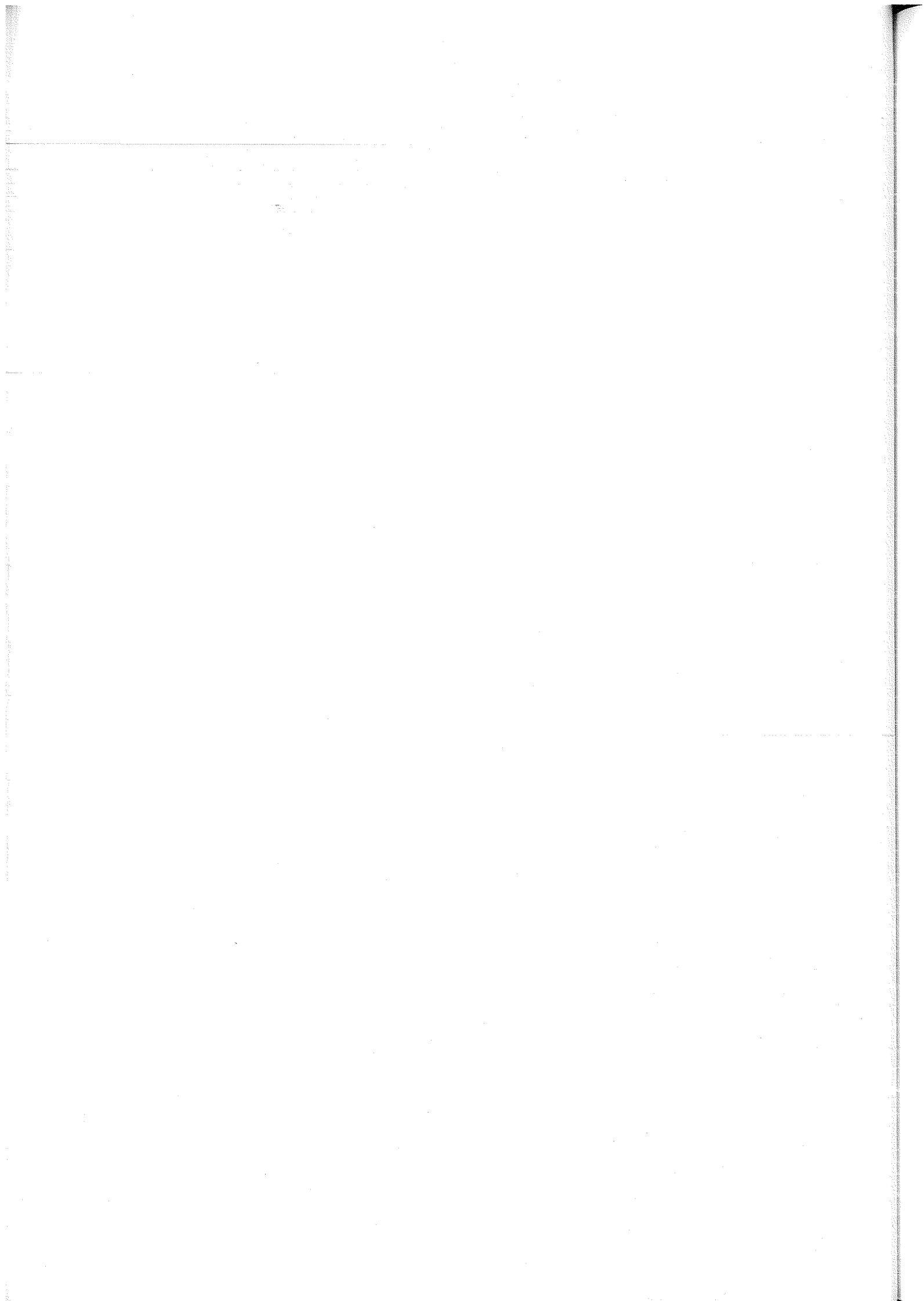
#### 5. LITERATURA

1. MIROSLAV LAZIĆ, MIODRAG SKENEDER, SANJA RADOŠEVIĆ: *Generating Driving Signals For Three Phases Inverter By Digital Timing Function*, FACTA UNIVERSITATIS (NIŠ), Series: Electronics and Energetics vol.13 No3(2000), 353- 364.
2. M. SKENDER, M. LAZIĆ, B. ŠAŠIĆ: All Digital High Frequency PWM Inverter Controller, POWERSYSTEM WORLD '96, Conference & Exhibit, Las Vegas, Nevada, September 1996. pp 201-206.
3. Đ. VUKOVIĆ, M. LAZIĆ: *Jedno rešenje pobude mosfet i IGBT prekidača*, ETRAN XL, Budva, 4 - 7. juna 1996g. Vol. I, pp 152-155.
4. ERIKSON ROBERT: *Fundamentals of Power Electronics*, Boulder Colorado, 1996.
5. International Rectifier: *Transformer Isolated HEXFET Driver*, Application note 950A, 1985.

**Abstract** – Inverters in which PWM signals driving power switches, are generated by digital methods, are called digital inverters. With this method can be make solutions with greater degree of efficiency, more reliable work, smaller dimensions. One such solution is described in paper. From digital circuit are generated all necessary signals for driving power switches in inverter. For purpose of getting good dynamics characteristics, regulation of output voltage is achieve by changing dc voltage on inverter input.

#### ONE SOLUTION OF DIGITAL INVERTER

Miroslav Lazić





---

---

секција ТЗ

**АНАЛОГНА И ДИГИТАЛНА КОЛА**

---

---

Z. Bundalo, D. Bundalo	
<b>Regenerativna kvaternarna CMOS logička kola .....</b>	<b>56</b>
V. Stojanović, A. Matović, M. Motović	
<b>Polinomski aktivni RC filtri sa minimalnim utroškom energije .....</b>	<b>61</b>
T. Stanković, M. Stojčev	
<b>Parity error detection in tranceiver circuit .....</b>	<b>67</b>
F. Softić, A. Ilišković	
<b>Svjetlosno upravljani senzori sa linearizovanim karakteristikama .....</b>	<b>74</b>
B. Andjelković, M. Damnjanović	
<b>AleC++ and VHDL-AMS model development in ALECSIS simulator .....</b>	<b>78</b>
M. Damnjanović, B. Andjelković	
<b>VHDL-AMS compiler for ALECSIS simulation environment .....</b>	<b>82</b>

---

---

## REGENERATIVNA KVATERNARNA CMOS LOGIČKA KOLA

Zlatko. V. Bundalo, Elektrotehnički fakultet, Banja Luka  
Dušanka. M. Bundalo, Nova banjalučka banka, Banja Luka

Sadržaj - U radu se razmatraju, predlažu i opisuju principi i mogućnosti sinteze i projektovanja regenerativnih kvaternarnih CMOS logičkih kola (tzv. kvaternarna CMOS Šmitova kola ili Šmitovi trigeri). Prvo se razmatraju opšti principi sinteze takvih kola. Predložen je jedan jednostavan način sinteze CMOS kvaternarnih regenerativnih logičkih kola. Zatim su predložene konkretne električne šeme za realizovanje takvih kola. Ta rješenja su detaljnije razmotrena i opisana. Ukazano je na njihove osnovne osobine i opisan način projektovanja s obzirom na zahtijevane karakteristike. Navedeni opisi i razmatranja su potvrđeni kompjuterskom simulacijom. Neki rezultati simulacije su dati u radu.

## 1. UVOD

Digitalni sistemi koji se u praksi koriste još uvijek su uglavnom binarni sistemi. Međutim, sa naglim razvojem VLSI tehnologija pojavile su se mogućnosti i razlozi za realizovanje digitalnih sistema koji koriste osnovu veću od 2 (tzv. MV sistemi) [1-3]. Neke dobre osobine i neke prednosti MV logičkih kola i sistema u odnosu na binarne, stvorile su veliki interes za teorijsko istraživanje ali i za praktično projektovanje i realizovanje takvih sistema i kola.

I sa teorijskog, a i sa praktičnog aspekta, najveći interes je postojao i još uvijek postoji za istraživanje, projektovanje i implementaciju ternarnih (sa osnovom 3) i kvaternarnih (sa osnovom 4) MV logičkih kola i sistema [1-3]. Prva istraživanja i praktično realizovana su bila ternarna kola i sistemi. Kasnije se najveći interes pojavio za istraživanje i primjenu kvaternarnih logičkih kola i sistema. Prednost kvaternarnih kola i sistema je u tome što se kvaternarni signali mogu lako transformisati u binarne signale, i obrnuto. To jako smanjuje probleme povezivanja između kvaternarnih i binarnih kola i sistema koji u praksi postoje.

Dobro su poznate prednosti i razlozi korišćenja CMOS tehnologije u realizovanju binarnih digitalnih kola i sistema. Sve te dobre osobine CMOS tehnologije dolaze do izražaja i u MV kolima i sistemima. Postoje neke prednosti CMOS tehnologije koje su karakteristične i važne za MV logiku [1-3]. Takođe, najveći interes postoji za realizovanje MV logičkih kola i sistema u CMOS tehnologiji. To su razlozi da se CMOS tehnologija najčešće koristi i za implementaciju kvaternarnih logičkih kola i sistema.

Kao i u binarnim, u kvaternarnim CMOS logičkim sistemima je takođe poželjno korišćenje regenerativnih logičkih kola, tzv. Šmitovih logičkih kola ili Šmitovih trigeri. Naime, uticaj smetnji u kvaternarnim sistemima je izraženiji nego u binarnim sistemima. Regenerativna logička kola imaju povećanu imunost na smetnje. Koriste se kao ulazna kola ili kao posebna integrisana kola koja se povezuju na linije sa izraženim smetnjama. Takođe se mogu koristiti i u nekim drugim primjenama (npr. uobličavanje sporopromjenljivih ulaznih signala i slično).

U ovom radu se razmatraju i predlažu mogućnosti i načini sinteze i projektovanja regenerativnih kvaternarnih CMOS logičkih kola (kvaternarnih CMOS Šmitovih kola). Prvo se ukratko razmatraju opšti principi sinteze takvih kola. Predlaže se jedan jednostavan način sinteze. Zatim se predlažu originalne

konkretne električne šeme za dobivanje CMOS kvaternarnih regenerativnih kola. Ta rješenja se detaljnije opisuju i analiziraju. Ukazuje se na njihove osobine i opisuje način projektovanja s obzirom na zahtijevane karakteristike. Svi predloženi principi i rješenja su analizirani i svi izloženi rezultati su potvrđeni PSPICE simulacijama za jedan konkretan tehnološki proces [4]. U radu su dati neki rezultati tih simulacija.

## 2. OPŠTI PRINCIP SINTEZE

Opšti princip sinteze ternarnih CMOS regenerativnih logičkih kola predložen je i prikazan u radu [5]. On se zasniva na korišćenju binarnih regenerativnih CMOS kola umjesto binarnih CMOS invertora na ulazu standardnog CMOS ternarnog logičkog kola.

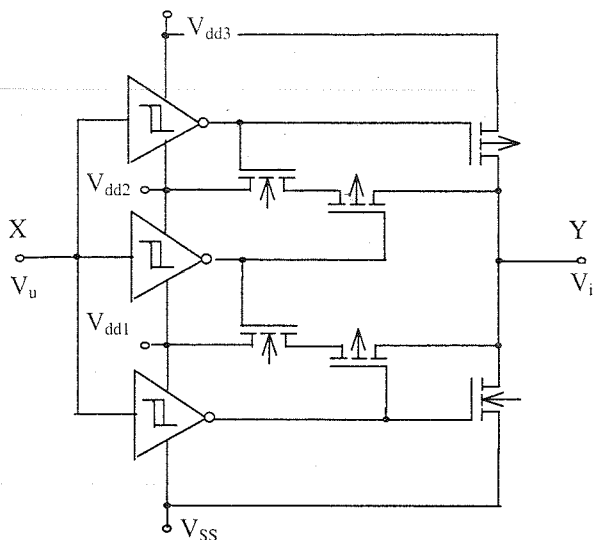
Ovdje se predlaže opšti princip za sintezu električne šeme regenerativnog CMOS kvaternarnog logičkog kola, tj. CMOS kvaternarnog Šmitovog kola. On se bazira na sličnim metodama kao i princip sinteze takvih ternarnih kola. Opšti princip sinteze električne šeme kvaternarnog CMOS Šmitovog trigera je prikazan na sl.1. On takođe, umjesto standardnih binarnih CMOS invertora, koristi standardna binarna regenerativna CMOS logička kola na ulazu standardnog CMOS kvaternarnog logičkog kola.

Opšti princip sinteze prikazan na sl.1 koristi tri standardna invertujuća binarna CMOS regenerativna logička kola na ulazu i odgovarajući izlazni stepen. Binarna CMOS regenerativna kola na ulazu obezbjeđuju postojanje histerezisa u naponskoj prenosnoj karakteristici i smanjenu osjetljivost na smetnje čitavog logičkog kola. Ta kola koja se nalaze na ulazu upravljaju CMOS izlaznim tranzistorima i tako obezbjeđuju dobivanje četiri izlazna naponska nivoa u statičkim stanjima.

Binarno CMOS regenerativno kolo koje je spojeno između napona napajanja  $V_{SS}$  i  $V_{dd1}$  daje naponski histerezis i smanjenu osjetljivost na smetnje u slučajevima kada se ulazni signal mijenja između logičkih stanja 0 i 1. Kada se ulazni signal mijenja između logičkih stanja 1 i 2 histerezis i smanjena osjetljivost na smetnje se ostvaruje zahvaljujući binarnom CMOS regenerativnom kolu koje je spojeno između napona napajanja  $V_{dd1}$  i  $V_{dd2}$ . Takođe, zahvaljujući binarnom CMOS regenerativnom kolu koje je spojeno između napona napajanja  $V_{dd2}$  i  $V_{dd3}$  povećana je neosjetljivost na smetnje i postoji naponski histerezis pri promjeni ulaznog signala između logičkih stanja 2 i 3.

Naponski pragovi i naponski histerezis cjelokupnog kvaternarnog regenerativnog kola sa sl.1. pri promjeni ulaznog napona između pojedinih logičkih stanja jednaki su naponima pragova i naponskom histerezisu odgovarajućih binarnih CMOS regenerativnih kola na ulazu. Oni se izračunavaju na isti način kao i za odgovarajuća binarna CMOS regenerativna kola koja su na ulazu. Pri tome se uzimaju u obzir konkretni naponi napajanja tih kola. Parametri i način projektovanja ulaznih binarnih CMOS regenerativnih kola utiču na odgovarajuće napone pragova i histerezis cjelokupnog kvaternarnog CMOS regenerativnog kola na isti način kao što utiču na napone pragova i histerezis kod binarnih CMOS regenerativnih kola koja se koriste na ulazu.





Sl.1. Opšti princip sinteze električne šeme kvaternarnog regenerativnog CMOS logičkog kola.

Na ulazu kvaternarnog regenerativnog CMOS logičkog kola (sl.1) u principu se može koristiti bilo koja poznata električna šema binarnog CMOS regenerativnog logičkog kola. Međutim, najpogodnije rješenje binarnog CMOS regenerativnog kola opisano je u radu [6]. U ovom radu se predlažu i opisuju konkretna rješenja kvaternarnih CMOS regenerativnih logičkih kola koja su bazirana na korišćenju principa opisanih u radu [6].

### 3. PREDLOŽENA RJEŠENJA

Ovdje se predlažu i opisuju neka konkretna jednostavnija rješenja kvaternarnih regenerativnih CMOS logičkih kola koja su bazirana na principu sa sl.1 i principu opisanom u radu [6]. Ta rješenja su mnogo jednostavnija i imaju bolje karakteristike nego rješenja koja se dobivaju direktno na osnovu električne šeme sa sl.1 i uz korištenje standardnih binarnih CMOS regenerativnih kola na ulazu. Njihove glavne prednosti su jednostavnija električna šema, manji broj CMOS tranzistora i povećana brzina rada pri jednakoj izlaznoj snazi i jednakoj osjetljivosti na smetnje.

Prvo se predlaže, opisuje i analizira osnovno kvaternarno regenerativno CMOS logičko kolo koje ima maksimalnu neosjetljivost na smetnje pri svim promjenama ulaznog signala. Zatim se daju i opisuju neke varijante još jednostavnijih modifikovanih kola (koja koriste još manji broj tranzistora) i analiziraju njihove osnovne karakteristike.

#### 3.1. Osnovno logičko kolo

Električna šema osnovnog regenerativnog kvaternarnog CMOS logičkog kola je prikazana na sl.2. To logičko kolo ima naponski histerezis i smanjenu osjetljivost na smetnje pri svim promjenama ulaznog signala između naponskih nivoa logičkih stanja. Histerezis postoji pri obe promjene ulaznog signala između logičkih stanja 0 i 1, logičkih stanja 1 i 2, te logičkih stanja 2 i 3. Smanjena osjetljivost na smetnje i naponski histerezis u prenosnoj karakteristici postoje zahvaljujući tranzistorima u povratnoj vezi čiji su gejtovi spojeni na izlaz cjelokupnog kola. Ti tranzistori obezbjeđuju regenerativni proces pri promjeni ulaznog napona.

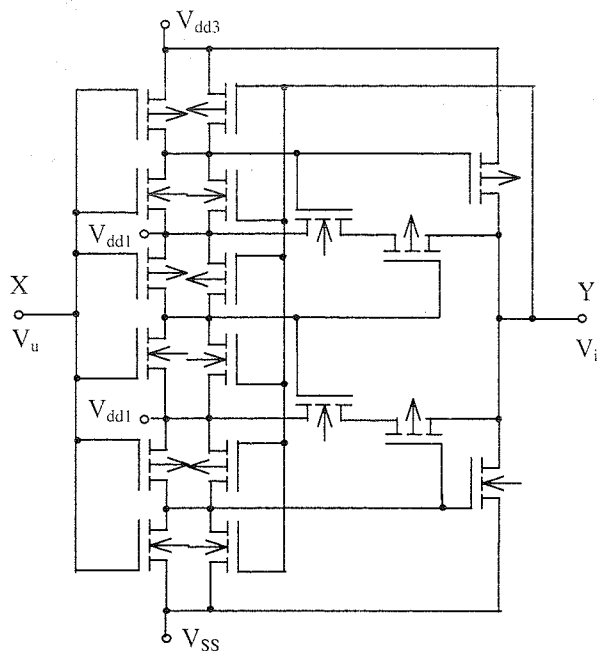


Fig.2. Električna šema osnovnog kvaternarnog regenerativnog CMOS kola.

Na sl.3 je prikazana statička naponska prenosna karakteristika za osnovno logičko kolo sa sl.2. Ta karakteristika je dobivena PSPICE simulacijom. Pri simulaciji su korišćeni naponi napajanja  $V_{SS}=0V$ ,  $V_{dd1}=3V$ ,  $V_{dd2}=6V$ ,  $V_{dd3}=9V$  i parametri jednog konkretnog CMOS tehnološkog procesa [4]. Na prenosnoj karakteristici se jasno uočava postojanje naponskog histerezisa pri promjenama ulaznog napona između svih logičkih nivoa kola.

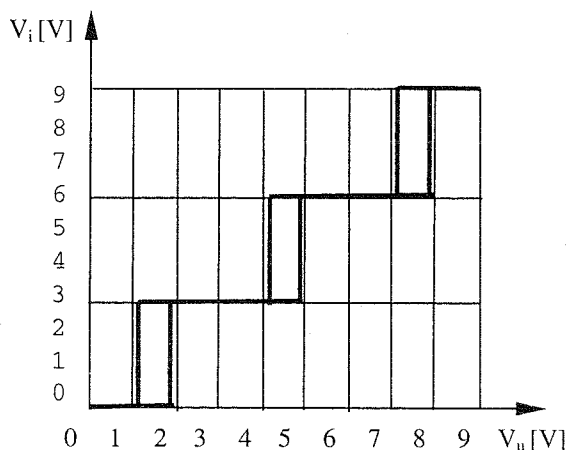


Fig.3. Statička naponska prenosna karakteristika osnovnog kola sa sl.2.

Približno određivanje naponskih pragova i naponskog histerezisa osnovnog kvaternarnog CMOS regenerativnog kola sa sl.2 je moguće na osnovu principa iz rada [5]. Za određivanje tih veličina mogu se koristiti rezultati dati u radovima [5,6]. Naime, pri određivanju odgovarajućih naponskih pragova i naponskih histerezisa osnovno kolo sa sl.2 se može svesti na oblik regenerativnih kola koja su opisana u radu [6]. To znači da se izrazi za te vrijednosti mogu dobiti na vrlo sličan način kao i za odgovarajuća binarna regenerativna CMOS kola. Kada je cjelokupno kolo sa sl.2 simetrično onda ono ima najmanju osjetljivost na smetnje. Tada je, pri promjenama ulaznog napona između odgovarajućih logičkih nivoa, naponska prenosna

karakteristika približno simetrična oko napona koji je na sredini između odgovarajućih susjednih napona napajanja. U tom slučaju se može dobiti da su odgovarajući naponi pragova i naponski histerezis, u zavisnosti od promjena ulaznog signala, približno dati izrazima koji će sada ovdje biti navedeni. Smatraćemo da je  $V_{SS}=0$ ,  $V_{dd1}=V_{dd}$ ,  $V_{dd2}=2V_{dd}$  i  $V_{dd3}=3V_{dd}$ , što je najčešće slučaj u praksi.

Ako se ulazni napon mijenja između nivoa logičke 0 (napon  $V_{SS}$ ) i nivoa logičke 1 (napon  $V_{dd1}$ ) onda su odgovarajući naponi pragova približno dati izrazima

$$V_{th1} = \frac{1}{2}(V_{dd} + V_{h1}), \quad (1)$$

$$V_{tl1} = \frac{1}{2}(V_{dd} - V_{h1}). \quad (2)$$

Pri promjeni ulaznog napona između nivoa logike 1 i nivoa logičke 2 (napon  $V_{dd2}$ ) onda su približni izrazi za odgovarajuće napone pragova dati sa

$$V_{th2} = \frac{1}{2}(2V_{dd} + V_{h1}), \quad (3)$$

$$V_{tl2} = \frac{1}{2}(2V_{dd} - V_{h1}). \quad (4)$$

Takodje, ako se ulazni napon mijenja između nivo logičke 2 i nivoa logičke 3 (napon  $V_{dd3}$ ) tada su približni izrazi za odgovarajuće napone pragova dati sa

$$V_{th3} = \frac{1}{2}(3V_{dd} + V_{h1}), \quad (5)$$

$$V_{tl3} = \frac{1}{2}(3V_{dd} - V_{h1}). \quad (6)$$

Naponski histerezis za bilo koju od tri navedene promjene ulaznog napona dat je približno sa

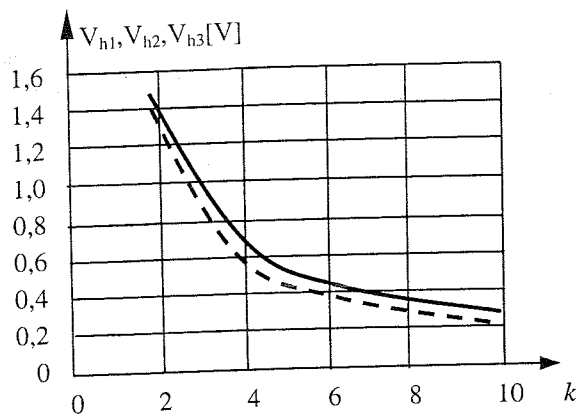
$$V_{h1} = V_{h2} = V_{h3} = \frac{V_{dd}(3V_{dd} - 4V_{th})}{4k(V_{dd} - 2V_{th})}. \quad (7)$$

U datim izrazima koeficijent  $k$  predstavlja odnos transkonduktansi (konstanti  $\beta$ ) odgovarajućih MOS tranzistora. Konkretno, koeficijent  $k$  je ovdje dat sa  $k = \beta_1/\beta_0$ , gdje je  $\beta_1$  konstanta  $\beta$  ulaznih MOS tranzistora, a  $\beta_0$  je konstanta  $\beta$  MOS tranzistora koji se nalaze u povratnoj spregi. Sa  $V_{in}$  su označeni naponi pragova MOS tranzistora.

Iz prethodno datih izraza se vidi da naponi pragova i naponski histerezis zavise od vrijednosti napona napajanja i koeficijenta  $k$ . Očigledno je da se naponi pragova i naponski histerezis mijenjaju linearno i proporcionalno sa promjenom napona napajanja i da se naponski histerezis povećava sa porastom vrijednosti napona napajanja. Zavisnost napona pragova i naponskog histerezisa od promjene koeficijenta  $k$  je nelinearna i obrnuto je proporcionalna, a naponski histerezis se smanjuje sa porastom vrijednosti koeficijenta  $k$ . Na sl.4 je prikazana zavisnost naponskog histerezisa od promjene koeficijenta  $k$ . Dobivena je PSPICE simulacijom (prikazano punom linijom) i na osnovu prethodno datih približnih izraza (prikazano isprekidanom linijom), a za iste ostale uslove kao i pri određivanju naponske prenosne karakteristike sa sl.3. Očigledno je da se teoretski dobiveni približni izrazi mogu praktično koristiti sa malom greškom jer su dosta tačni.

Što se tiče uslova normalnog rada osnovnog kola sa sl.2, slično kao i kod logičkih kola opisanih u radu [6], pod uslovom da je kompletno kolo simetrično, uslov normalnog funkcionisanja kola je približno dat sa

$$k > 1. \quad (8)$$



Sl.4. Zavisnost naponskog histerezisa od koeficijenta  $k$ .

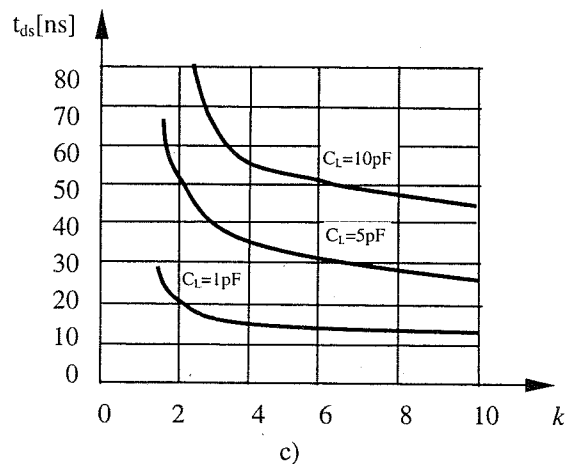
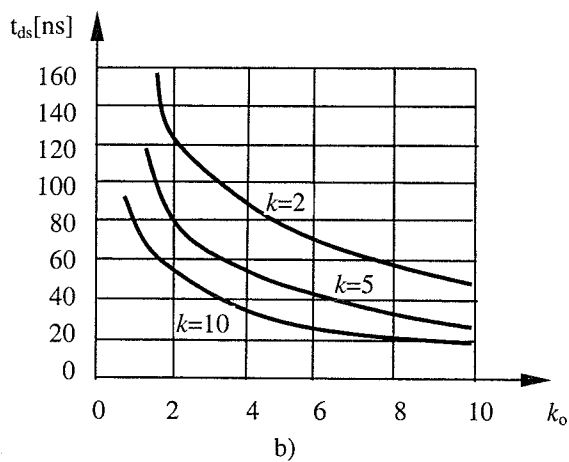
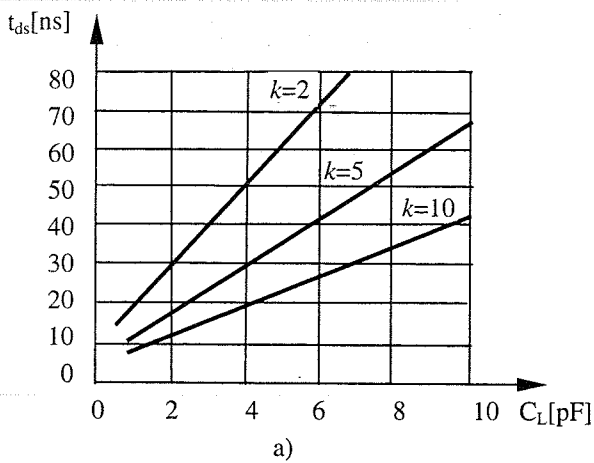
Detaljno su analizirane i dinamičke karakteristike osnovnog kvaternarnog kola sa sl.2. One zavise od napona napajanja, veličine naponskog histerezisa, snage MOS tranzistora i ukupnog kapacitivnog opterećenja kola. Sa porastom vrijednosti napona napajanja i snage izlaznih tranzistora srednje vrijeme kašnjenja kola se smanjuje. Ako se povećava naponski histerezis ili kapacitivno opterećenje onda se srednje vrijeme kašnjenja kola povećava. Srednje vrijeme kašnjenja je detaljno analizirano korišćenjem PSPICE simulacije. Neki rezultati simulacije prikazani su na sl.5. Oni ilustruju uticaj pojedinih parametara kola na njegovo srednje vrijeme kašnjenja. Na sl.5a je prikazana zavisnost srednjeg vremena kašnjenja od ukupnog kapacitivnog opterećenja ( $C_L$ ), pri čemu je  $k$  parametar a  $k_0 = 5$ . Ovdje je  $k_0$  koeficijent koji pokazuje snagu izlaznih tranzistora u kolu. Dat je sa  $k_0 = \beta_0/\beta_{ST} = W_0/W_{ST}$ , gdje je sa  $W_0$  označena širina kanala izlaznih tranzistora a sa  $W_{ST}$  je označena širina kanala standardnih tranzistora za korišćeni CMOS tehnološki proces. Na sl.5b je prikazana zavisnost srednjeg vremena kašnjenja od promjene koeficijenta  $k_0$ , pri čemu je  $k$  parametar, a  $C_L = 5pF$ . Zavisnost srednjeg vremena kašnjenja od koeficijenta  $k$ , pri  $C_L$  korišćenom kao parametar i za  $k_0=5$  prikazana je na sl.5c. Svi ovdje dati rezultati su dobiveni pri istim naponima napajanja i za iste parametre tehnološkog procesa koji su korišćeni i pri analizi i simulaciji statičke prenosne karakteristike.

### 3.2. Modifikovana logička kola

Predloženo osnovno regenerativno kvaternarno CMOS logičko kolo sa sl.2 se može modifikovati na više načina. Tako dobivena modifikovana kvaternarna regenerativna CMOS kola su jednostavnija od osnovnog kola jer koriste manji ukupan broj MOS tranzistora. Međutim, ona imaju takođe i modifikovanu statičku naponsku prenosnu karakteristiku u odnosu na osnovno kolo. Kod njih ne postoji minimalna osjetljivost na smetnje pri svim promjenama ulaznog naponskog signala. Moguće je dobiti veći broj konkretnih električnih šema ovakvih modifikovanih kvaternarnih kola. Neke od tako dobivenih električnih šema su prikazane na sl.6. Kolo prikazano na sl.6a posjeduje naponski histerezis i smanjenu osjetljivost na smetnje samo pri promjeni ulaznog naponskog signala između nivoa logičke 2 i logičke 3. Ako je to kolo simetrično onda su njegovi naponi pragova i histerezis dati istim izrazima (5), (6) i (7) kao i za osnovno kolo. Ali, pri promjeni ulaznog napona između logičkih nivoa 0 i 1, kao i između logičkih nivoa 1 i 2, kolo ne posjeduje histerezis već ima samo po jedan naponski prag koji je jednak naponu praga odgovarajućeg ulaznog binarnog CMOS invertora. Kod kola prikazanog na sl.6b situacija je slična, jedino ono ima histerezis pri promjeni ulaznog napona između

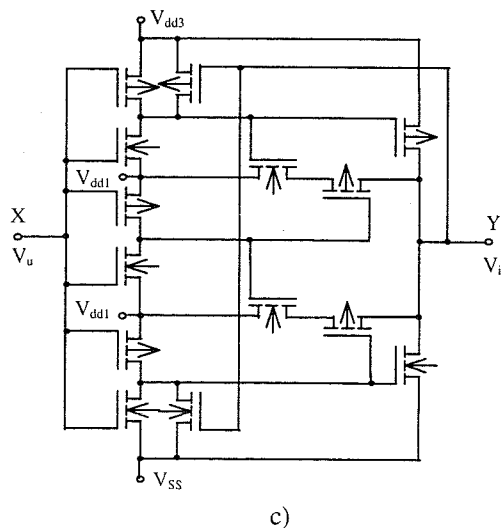
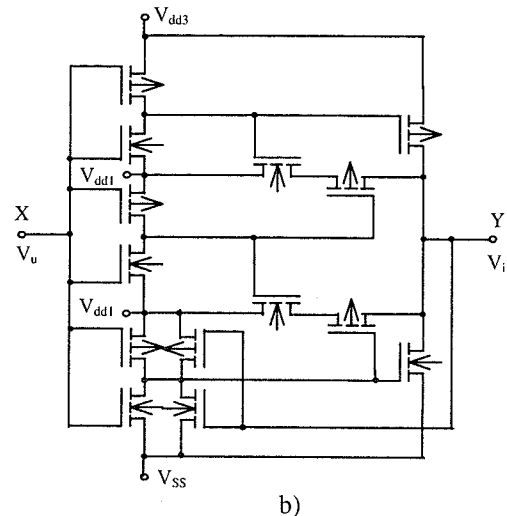
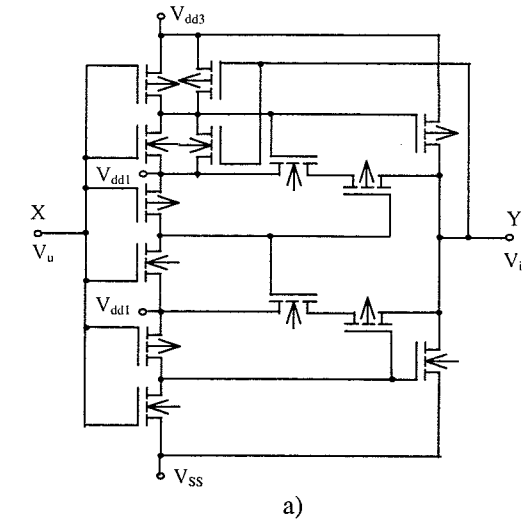
naponskih nivoa logičke 0 i logičke 1. U tom slučaju se naponi pragova i histerzis mogu odrediti korišćenjem izraza (1), (2) i (7).

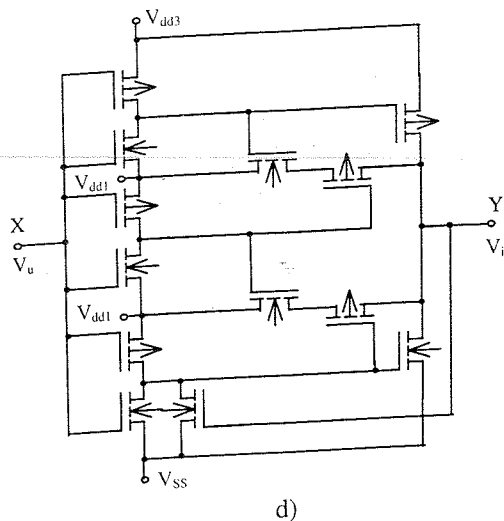
tj. pri promjeni ulaznog napona sa naponskog nivoa logičke 1 na logičku 0. Pri drugim promjenama ulaznog napona ne postoji histerzis a naponi pragova su jednaki naponima pragova odgovarajućih binarnih CMOS invertora koji se nalaze na ulazu čitavog kola.



Sl.5. Srednje vrijeme kašnjenja osnovnog kola u funkciji od  $C_L$ ,  $k_o$  i  $k$ .

Pri ostalim promjenama ulaznog napona to logičko kolo ima samo po jedan naponski prag koji je jednak pragu odgovarajućeg ulaznog binarnog CMOS invertora. Kolo prikazano na sl.6c posjeduje naponski histerzis pri promjeni ulaznog napona od nivoa logičke 1 do nivoa logičke 0 i pri promjeni ulaznog napona od nivoa logičke 2 do nivoa logičke 3. Međutim, u oba slučaja histerzis je manji nego kod osnovnog logičkog kola sa sl.2. Kolo na sl.6d spada u ona sa minimalnim brojem tranzistora. Međutim, ono ima histerzis u naponskoj prenosnoj karakteristici samo pri jednoj promjeni ulaznog napona,





Sl.6. Neke od mogućih šema modificiranih kola.

#### 4. ZAKLJUČAK

Predloženi princip sinteze kvaternarnih regenerativnih CMOS logičkih kola je jednostavan i baziran na principu dobivanja standardnih kvaternarnih CMOS logičkih kola. Kod njega se na ulazu koriste binarni CMOS šmitovi trigeri umjesto standardnih binarnih CMOS invertora.

Rješenja i načini dobivanja jednostavnijih CMOS kvaternarnih regenerativnih logičkih kola koji se u ovom radu predlažu, omogućavaju dobivanje rješenja sa manjim ukupnim brojem tranzistora. Ta kola imaju i bolje karakteristike, prvenstveno imaju smanjena srednja vremena kašnjenja. Najbolje karakteristike s obzirom na osjetljivost na smetnje ima osnovno kolo sa sl.2. Ako takvo kolo ima potpuno simetričnu strukturu ono će imati minimalnu osjetljivost na smetnje. Inače, simetrična struktura čitavog kola je optimalna s obzirom i na statičke i na dinamičke karakteristike kola. Modificirana kola koriste još manji broj tranzistora ali imaju i modificiranu prenosnu karakteristiku u odnosu na osnovno kolo.

Predložena i opisana rješenja kvaternarnih CMOS regenerativnih logičkih kola pogodna su uglavnom za primjenu unutar kvaternarnih CMOS VLSI monolitnih integrisanih kola. Mogu se koristiti i kao posebna integrisana kola sa histerezisom na ulazu.

Statičke i dinamičke karakteristike opisanih kola zavise od odnosa geometrija ulaznih MOS tranzistora i MOS tranzistora koji se nalaze u povratnoj spregi, tj. od koeficijenta  $k$ . Sa povećanjem  $k$  naponski histerezis se smanjuje i povećava se osjetljivost na smetnje. Takođe, sa povećanjem koeficijenta  $k$  srednje vrijeme kašnjenja se smanjuje. Za normalno funkcionisanje opisanih logičkih kola potrebno je da bude  $k > 1$ .

#### LITERATURA

- [1] D. C. Rine, "Computer science and multiple-valued logic: theory and applications", North-Holland Publishing Company, Amsterdam, 1984.
- [2] K. C. Smith, "Multiple-valued logic: a tutorial and appreciation", *Computer*, april 1988, pp. 17-27.
- [3] C. N. Rozon, H. T. Mouftah, "Realization of a three valued logic built-in testing structure", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 3, june 1990, pp. 814-820.
- [4] C. H. Diaz et al., "An accurate analytical delay model for BiCMOS driver circuits", *IEEE Transaction on Computer-Aided Design*, no. 5, 1991, pp.577-588.
- [5] Z. V. Bundalo, D. M. Bundalo, "Ternary CMOS Schmitt triggers", *Proceedings of International Conference MIOPEL 93*, Niš, 1993. pp.403-407.
- [6] Z. V. Bundalo, B. L. Dokić, "Non-inverting regenerative CMOS logic circuits", *Microelectronics Journal*, vol. 16, no.5, 1985, pp.5-17.

**Abstract** - The principles and possibilities of synthesis and design of regenerative quaternary CMOS logic circuits (quaternary CMOS Schmitt circuits or Schmitt triggers) are considered, proposed and described in the paper. The general principles of synthesis of such circuits are considered first. One simple method for synthesis of CMOS quaternary regenerative logic circuits is proposed. Then the concrete electrical schemes for realization of such circuits are proposed. That solutions are considered and described in more details. The basic characteristics of the circuits are pointed out and the way of design for needed circuit characteristics is described. The given descriptions and considerations have been confirmed by computer simulation. Some results of the computer simulation are given in the paper.

#### REGENERATIVE QUATERNARY CMOS LOGIC CIRCUITS

Zlatko V. Bundalo, Dušanka M. Bundalo

## POLINOMSKI AKTIVNI RC FILTRI SA MINIMALNIM UTROŠKOM ENERGIJE

Vidosav S. Stojanović, Ana Matović i Marija Matović  
Elektronski fakultet u Nišu

**Sadržaj** – U radu je opisan novi postupak za realizaciju polinomskih aktivni RC filtara  $n$ -tog reda sa jednim operacionim pojačavačem. Samo jedan operacioni pojačavač za realizaciju filtra znači da filter ima minimalni utršak energije. Postupak se zasniva na direktnoj realizaciji prenosne funkcije i zbog toga je i nazvan direktna sinteza polinomskih aktivnih RC filtara. Filter se sastoji od lestvičaste RC mreže  $n$ -tog reda sa jednim operacionim pojačavačem na izlazu filtra i višestrukom pozitivnom povratnom spegom radi realizacije kompleksnih polova. Za ovako definisanu topologiju filtra, izvedene su rekurentne formule za izračunavanje koeficijenata filtra, kao i rekurentne formule za izračunavanje izvoda koeficijenata filtra na elemente filtra. Ove formule su omogućile određivanje elemenata filtra a da pri tome nije potrebno poznavati koeficijente prenosne funkcije filtra u zatvorenom obliku.

Analizirana je osetljivost koeficijenata filtra na promene elemenata filtra. Pokazano je da je najveća osetljivost filtra na pojačanje pojačavača. Predložen je jednostavan postupak za redukciju ove osetljivosti.

### 1. UVOD

Kaskadna realizacija se, zbog svoje jednostavnosti, veoma često koristi za sintezu aktivnih RC filtara. Međutim, kaskadna realizacija je jednostavna samo na prvi pogled. Naime, razlaganje prenosne funkcije na blokove a zatim njihovo povezivanje ne vodi jedinstvenom rešenju. Jedna od funkcija cilja, koja može dovesti do optimalnog rešenja, može biti maksimalna dinamika signala, minimalna osetljivost filtra na promene otpornosti, kapacitivnosti ili proizvoda pojačnje propusni opseg filtra, zatim maksimalni odnos signal-šum na izlazu filtra ili neka druga veličina. U zavisnosti od funkcije cilja sekcije se mogu realizovati sa jednim, dva ili više operacionih pojačavača.

Maksimalna dinamika signala je funkcija cilja koja se najčešće koristi za optimizaciju kaskadne realizacije, jer su aktivni RC filtri pre svega namenjeni za rad u oblasti niskih frekvencija gde filter u isto vreme može biti i pojačavač.

U radu je opisana direktna sinteza polinomskih aktivnih RC filtara. Najpre je usvojena topologija filtra u obliku lestvičaste RC mreže sa jednim operacionim pojačavačem na izlazu filtra i pozitivnom reakcijom za realizaciju kompleksnih polova, a zatim je izvedena rekurentna formula za izračunavanje koeficijenata polinomskog filtra  $n$ -tog reda. Diferenciranjem rekurentne formule, kojom se izračunavaju koeficijenti filtra, izvedene su i rekurentne formule za izračunavanje elemenata Jakobijeve matrice radi izračunavanja elemenata filtra primenom Newton-Kantorović iterativnog postupka [5] a da pri tome nije potrebno poznavati koeficijente filtra u zatvorenom obliku. Postupak je ilustrovan na primeru filtra petog reda koji se koristi za izdvajanje podataka koji se prenose energetskim vodovima.

### 2. REKURENTNA FORMULA

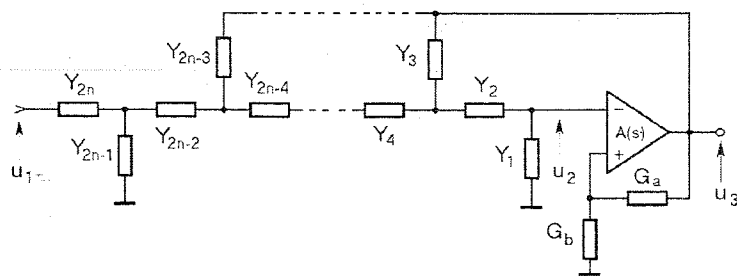
Na Slici 1(a) prikazana je opšta struktura polinomskog filtra  $n$ -tog reda sa jednim idealnim operacionim pojačavačem, a na Slici 1(b) ekvivalentna šema. Struktura filtra se odnosi na neparni red filtra. Kod parnog reda je paralelna admitansa, koja se nalazi na ulazu filtra, priključena na izlaz operacionog pojačavača. Primenom postupka potencijala čvorova, za parni red filtra propusnika niskih frekvencija se može napisati sledeći sistem od  $n$  linearnih jednačina, u matričnom obliku

$$[A][E] = [U], \quad (1)$$

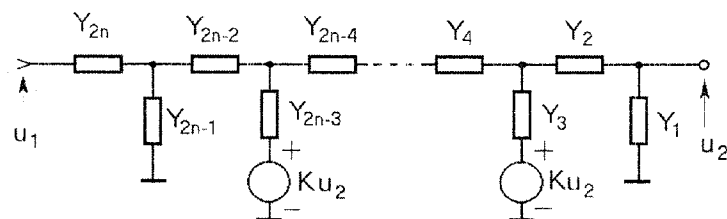
gde su

$$A = \begin{bmatrix} G_{2n} + G_{2n-2} + C_{2n-1}s & -G_{2n-2}s & 0 & \dots & -kC_{2n-1}s \\ -G_{2n-2}s & G_{2n-2} + G_{2n-4} + C_{2n-3}s & -G_{2n-2} & \dots & 0 \\ 0 & -G_{2n-4} & G_{2n-4} + G_{2n-6} + C_{2n-5}s & \dots & -kC_{2n-5}s \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & -G_4s & G_4 + G_2 + C_3s & -G_2 - kC_3s \\ 0 & \dots & 0 & -G_2 & G_2 + C_1s \end{bmatrix}$$

$$E = [E_{n-1} \ E_{n-2} \ \dots \ E_1 \ U_2]^T \quad \text{i} \quad U = [sU_1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T$$



(a)



(b)

Sl. 1. Aktivni RC fitar  $n$ -tog reda realizovan sa jednim operacionim pojačavačem.

(a) Topologija. (b) Ekvivalentna šema

Ako se operacioni pojačać može smatrati idealnim, tada je  $k = 1 + G_b/G_a$ .

Napon na izlazu filtra  $U_3$ , kada je napon na ulazu  $U_1$ , određuje se metodom determinanata

$$U_o = k \frac{\Delta_{1,n}}{\Delta_n} U_1 \quad (2)$$

gde je  $\Delta_n$  determinanta sistema jednačina (1), a  $\Delta_{1,n}$  je kofaktor determinante sistema jednačina (1) koji se odnosi na prvu vistu i  $n$ -tu kolonu.

Za određivanje prenosne funkcije filtra potrebno je najpre odrediti determinantu sistema jednačina  $\Delta_n$ . Razvojem determinante sistema jednačina (1) po elementima prve viste dobija se

$$\begin{aligned} \Delta_n = & [G_{2n} + G_{2n-2} + C_{2n-1}s] \Delta_{n-1} \\ & - G_{2n-2}^2 \Delta_{n-2} \\ & - \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k C_{2n-1} s \prod_{m=1}^{n-1} G_{2m}, \end{aligned} \quad (3)$$

gde su  $\Delta_{n-1}$  i  $\Delta_{n-2}$  determinante sistema jednačina za fitar  $n-1$  reda i  $n-2$  reda, respektivno. Neka su determinante sistema jednačina, koje ujedno predstavljaju i karakteristične polinome, za filtre  $n-1$  reda i  $n-2$  reda poznate

$$\Delta_{n-1} = b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_0 \quad (4)$$

i

$$\Delta_{n-2} = a_{n-2}s^{n-2} + a_{n-3}s^{n-3} + \dots + a_0. \quad (5)$$

Zamenom (4) i (5) u (3) dobija se izraz za izračunavanje determinante sistema jednačina  $n$ -tog reda, odnosno koeficijenti karakterističnog polinoma filtra  $n$ -tog reda

$$\Delta_n = d_n s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_0, \quad (6)$$

gde se koeficijenti  $d_i$  izračunavaju primenom rekurentne formule

$$\begin{aligned} d_i = & (G_{2n} + G_{2n-2})b_i + C_{2n-1}b_{i-1} - G_{2n-2}^2 a_i \\ & - \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k C_{2n-1} \prod_{m=1}^{n-1} G_{2m}, \end{aligned} \quad (7)$$

za  $i = 0, 1, \dots, n-1$ , gde je

$$\delta_{1i} = \begin{cases} 1, & \text{za } i = 1 \\ 0, & \text{za } i \neq 1 \end{cases}$$

Kao početni uslovi koriste se koeficijenti prenosne funkcije prvog reda  $a_0 = G_2$  i  $a_1 = C_1$ , kao i koeficijenti prenosne funkcije drugog reda  $b_0 = G_2 G_4$ ,  $b_1 = (G_4 + G_2)C_1 + (1-k)G_2 C_3$  i  $b_2 = C_2 C_4$ . Na primer, primenom rekurentne formule (7) dobijaju se sledeći koeficijenti prenosnu funkciju filtra trećeg reda u zatvorenom obliku [1]

$$\begin{aligned} d_0 = & G_2 G_4 G_6 \\ d_1 = & C_1 G_2 G_4 + C_3 G_2 G_4 + C_1 G_2 G_6 + C_1 G_4 G_6 \\ & + (1-k)C_3 G_2 G_4 + (1-k)C_3 G_2 G_6 \\ d_2 = & C_1 C_5 G_2 + C_1 C_3 G_4 + C_1 C_5 G_4 \\ & + (1-k)C_3 C_5 G_2 + C_1 C_3 G_6 \\ d_3 = & C_1 C_3 C_5 \end{aligned}$$

Konačno,  $\Delta_{1,n} = \prod_{m=1}^n G_{2m} = d_0$  pa je normalizovana prenosna funkcija polinomskog filtra  $n$ -tog reda, propusnika niskih frekvencija, data izrazom

$$H_n(s) = \frac{kd_0}{d_n s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_1 s + d_0}, \quad (8)$$

gde su  $d_i$  koeficijenti filtra koje ne moramo poznavati u zatvorenom obliku već samo njihove numeričke vrednosti.

Kao što je poznato, aktivni RC-filtar  $n$ -tog reda sa pozitivnom povratnom spregom ima  $2n + 1$  nepoznatih elemenata dok postoji najviše  $n$  jednačina na osnovu kojih treba da proračunamo elemente filtra. Zbog toga je potrebno usvojiti  $n + 1$  element, a zatim proračunati preostala  $n$  elementa. Proračun se sastoji u sledećem. Primenom rekurentne formule (7) određuju se numeričke vrednosti koeficijenata filtra  $n$ -tog reda, a zatim ovako dobijeni koeficijenti izjednačavaju sa koeficijentima filtra koju se dobijeni postupkom aproksimacije. Rešavanje sistema od  $n$  nelinearnih jednačina mogu se odrediti i nepoznati elementi filtra. Rešavanjem sistema nelinearnih jednačina sastoji se od iterativne procedure koja obuhvata izračunavanje parcijalnih izvoda koeficijenata filtra po elementima filtra. Za izračunavanje parcijalnih izvoda koeficijenata filtra po elementima filtra nije potrebno poznavati koeficijente prenosne funkcije filtra u zatvorenom obliku već se mogu izvesti rekurentne formule koje su pogodne za programiranje primenom nekog programskog paketa. Primenom rekurentnih formula određuju se numeričke vrednosti izvoda koeficijenata u odnosu na elemente filtra.

Rekurentne formule za izračunavanje parcijalnih izvoda koeficijenata filtra po provodnostima dobijaju se parcijalnim diferenciranjem jednačine (7)

$$\begin{aligned} \frac{\partial d_i}{\partial G_{2j}} &= (G_{2n} + G_{2n-1}) \frac{\partial b_i}{\partial G_{2j}} \\ &+ C_{2n-1} \frac{\partial b_{i-1}}{\partial G_{2j}} - G_{2n-2}^2 \frac{\partial a_i}{\partial G_{2j}} \\ &- \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k C_{2n-1} \prod_{\substack{m=1 \\ m \neq i}}^{n-1} G_{2m} \\ & \quad j = 1, 2, \dots, n-2 \\ \frac{\partial d_i}{\partial G_{2n-2}} &= b_i + (G_{2n} + G_{2n-2}) \frac{\partial b_i}{\partial G_{2n-2}}, \\ &+ C_{2n-1} \frac{\partial b_{i-1}}{\partial G_{2n-2}} - 2G_{2n-2} a_i \\ &- \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k C_{2n-1} \prod_{m=1}^{n-2} G_{2m}, \\ \frac{\partial d_i}{\partial G_{2n}} &= b_i. \end{aligned} \quad (9)$$

Parcijalni izvodi koeficijenata filtra po kapacitivnostima izračunavaju se primenom sledećih rekurentnih formula

$$\begin{aligned} \frac{\partial d_i}{\partial C_{2j-1}} &= (G_{2n} + G_{2n-2}) \frac{\partial b_i}{\partial C_{2j-1}} \\ &+ C_{2n-1} \frac{\partial b_{i-1}}{\partial C_{2j-1}} - G_{2n-2}^2 \frac{\partial a_i}{\partial C_{2j-1}}, \\ & \quad j = 1, 2, \dots, n-2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\frac{\partial d_i}{\partial C_{2n-1}} = b_{i-1} - \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k \prod_{m=1}^{n-1} G_{2m}.$$

I na kraju, rekurentna formula parcijalnih izvoda koeficijenata filtra u odnosu na pojačanje  $k$  je

$$\begin{aligned} \frac{\partial d_i}{\partial k} &= (G_{2n} + G_{2n-1}) \frac{\partial b_i}{\partial k} \\ &+ C_{2n-1} \frac{\partial b_{i-1}}{\partial k} - G_{2n-2}^2 \frac{\partial a_i}{\partial k} \\ &- \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] C_{2n-1} \prod_{m=1}^{n-1} G_{2m} \end{aligned} \quad (11)$$

Parcijalni izvodi (14) se ne koriste za proračun elemenata filtra, već za izračunavanje osetljivosti koeficijenata filtra na promenu pojačanja pojačavača.

### 3. PRORAČUN ELEMENATA FILTRA

Elementi filtra se izračunavaju standardnim postupkom: izjednačavanjem koeficijenata  $d_i$  prenosne funkcije filtra sa koeficijentima  $\alpha_i$  prototipske prenosne funkcije koji su dobijeni postupkom aproksimacije,  $i = 1, 2, \dots, n$ . Na taj način dobijamo skup od  $n$  nelinearnih jednačina sa  $n$  nepoznatih

$$F(x) = 0 \quad (12)$$

gde su  $F(x) = d(x) - \alpha$ ,  $d = [d_1, d_2, \dots, d_n]$ , vektor koeficijenata prenosne funkcije filtra koji se izračunava primenom izraza (7),  $x = [G_2, G_4, \dots, G_{2n}]$  ili  $x = [C_1, C_3, \dots, C_{2n-1}]$  vektor nepoznatih elemenata filtra i  $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]$  vektor koeficijenata filtra koji su dobijeni postupkom aproksimacije. Sistem nelinearnih jednačina može se rešiti primenom Newton-Kantorovič iterativne procedure [5]

$$x_{\nu+1} = x_{\nu} - \lambda J^{-1}(x) F(x) \quad (13)$$

gde je  $x_{\nu+1}$  rešenje sistema nelinearnih jednačina u  $n$ -tom koraku,  $x_0$  je početno rešenje,  $0 < \lambda < 1$  je parametar koji kontroliše brzinu konvergencije rešenja i  $J$  je Jakobijeva matrica

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial d_1}{\partial x_1} & \frac{\partial d_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial d_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial d_2}{\partial x_1} & \frac{\partial d_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial d_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial d_n}{\partial x_1} & \frac{\partial d_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial d_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

Za izračunavanje elemenata filtra potrebno je najpre odrediti elemente Jakobijeve matrice, odnosno a to su parcijalni izvodi koeficijenata prenosne funkcije filtra  $d_i$ , po elementima filtra  $x_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ . Elemente filtra možemo odrediti tako što ćemo usvojiti kapacitivnosti ili provodnosti i pojačanje filtra  $k$ . U radu će biti razmatrana dva načina za određivanje elemenata filtra: filter sa kondenzatorima istih kapacitivnosti i filter sa otpornicima istih otpornosti odnosno istih provodnosti.

### 3.1. Fitar sa kondenzatorima istih kapacitivnosti

Elementi filtra se određuju tako što se najpre usvoje vrednosti za  $n + 1$  element filtra u ovom slučaju  $C_1 = C_3 = \dots = C_{2n-1} = 1$  i pojačanje  $k$  a preostali elementi  $[G_2, G_4, \dots, G_{2n}]$  se određuju rešavanjem sistema od  $n$  nelinearnih jednačina sa  $n$  nepoznatih. Rekurentna formula za izračunavanje koeficijenata filtra se u tom slučaju pojednostavljuje i u njoj figurišu samo provodnosti

$$d_i = (G_{2n} + G_{2n-1})b_i + b_{i-1} - G_{2n-2}^2 a_i - \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k \prod_{m=1}^{n-1} G_{2m}. \quad (14)$$

Za izračunavanje izvoda koeficijenata filtra po provodnostima koristi se formula (12). Kao početni za primenu ove formule koriste se izvodi koeficijenata prenosne funkcije prvog reda

$$\frac{\partial a_0}{\partial G_2} = 1; \\ \frac{\partial a_1}{\partial G_2} = 0;$$

i izvodi koeficijenata prenosne funkcije drugog reda

$$\frac{\partial b_0}{\partial G_2} = G_4; \quad \frac{\partial b_1}{\partial G_4} = 1; \\ \frac{\partial b_0}{\partial G_4} = G_2; \quad \frac{\partial b_2}{\partial G_2} = 0; \\ \frac{\partial b_1}{\partial G_2} = 2 - k; \quad \frac{\partial b_2}{\partial G_4} = 0;$$

Primenom jednačina (9), (12), (13) i (14) mogu se proračunati elementi filtra a da pri tome nije potrebno poznavati koeficijente karakterističnog polinoma filtra u zatvorenom obliku.

### 3.2. Fitar sa otpornicima istih otpornosti

Elementi filtra se određuju tako što se najpre usvoje vrednosti za  $n + 1$  element filtra u ovom slučaju  $G_4 = C_3 = \dots = G_{2n} = 1$  i pojačanje  $k$ , a preostali elementi  $[C_1, C_3, \dots, C_{2n-1}]$  se određuju rešavanjem sistema od  $n$

nelinearnih jednačina sa  $n$  nepoznatih. Rekurentna formula za izračunavanje koeficijenata filtra se u tom slučaju pojednostavljuje i u njoj figurišu samo kapacitivnosti

$$d_i = 2b_i + C_{2n-1}b_{i-1} - a_i - \delta_{1i} \left[ \frac{(-1)^n + 1}{2} \right] k C_{2n-1} \quad (15)$$

Kao početni uslovi za izračunavanje izvoda (11), (12) i (13) koriste se izvodi koeficijenata prenosnih funkcija prvog

$$\frac{\partial b_0}{\partial C_1} = 0; \quad \frac{\partial b_1}{\partial C_3} = 1 - k; \\ \frac{\partial b_0}{\partial C_3} = 0; \quad \frac{\partial b_2}{\partial C_1} = C_3; \\ \frac{\partial b_1}{\partial C_1} = 2; \quad \frac{\partial b_2}{\partial C_3} = C_1$$

Primenom jednačina (9), (12), (13) i (14) mogu se proračunati elementi filtra a da pri tome nije potrebno poznavati koeficijente karakterističnog polinoma filtra u zatvorenom obliku.

Proračun će biti verifikovan na primeru filtra petog reda. Za filter  $n$ -tog reda može se napisati samo  $n$  jednačina, nepoznatih ima  $2n + 1$ ,  $n$  provodnosti,  $n$  kapacitivnosti i pojačanje  $k$ . Potrebno je najpre usvojiti kapacitivnosti (provodnosti) i pojačanje  $k$ .

Proračun se sastoji iz tri koraka. U prvom koraku se izračunavaju koeficijenti karakterističnog polinoma filtra na osnovu poznatih početnih vrednosti prema jednačini (7). U drugom koraku se izračunavaju izvodi koeficijenata u odnosu na nepoznate provodnosti ili kapacitivnosti prema jednačinama (12) ili (13). U trećem koraku se izračunavaju prištaži elemenata i kada je prištaž manji od nekog unapred zadanog broja, iterativni postupak se prekida.

Ukoliko rešenje divergira potrebno je usvojiti novu vrednost za pojačanje  $k$  a zatim postupak ponoviti.

Opisanim postupkom proračunate su provodnosti za filtre četvrtog i petog reda, Butterworth, Chebyshev (0.5 dB) i Besselov za slučaj filtra sa kondenzatorima istih kapacitivnosti. U Tabeli 1 su date normalizovane provodnosti za filtre četvrtog reda dok su u Tabeli 2 date normalizovane provodnosti za filtre petog reda. Normalizovane vrednosti kapacitivnosti su jednake jedinici. Za svaki od navedenih filtera vrednost  $Q$ -faktora kritičnog para polova je manja od 5 tako da se ovi filteri mogu realizovati bez većih teškoća koje se odnose na podešavanje filtra.

Tabela 1. Filtri četvrtog reda za  $k = 2.2$  i  $C_1 = C_3 = C_5 = C_7 = 1$

	Butterwort	Bessel	Chebyshev
$G_2$	3.7092	10.0476	4.6989
$G_4$	0.6705	2.6257	0.4490
$G_6$	0.2745	0.7597	0.2316
$G_8$	1.4651	5.2386	0.7741



Tabela 2. Filtri petog reda za  $k = 2.2$   
i  $C_1 = C_3 = \dots = C_9 = 1$

	Butterwort	Bessel	Chebyshev
$G_2$	9.3272	33.9128	9.9298
$G_4$	0.6609	2.9261	0.4519
$G_6$	0.8755	3.6015	0.6008
$G_8$	0.9129	4.0360	0.4534
$G_{10}$	0.2030	0.6551	0.1464

Za pojačanje  $k$  je usvojena vrednost 2.2 jer se u tom slučaju dobija najmanja osetljivost koeficijenata filtra na pojačanje  $k$ .

#### 4. OSETLJIVOST

Osetljivost prenosne funkcije filtra na promene vrednosti elemenata predstavlja osnovni kriterijum za poređenje različitih filtarskih topologija. Kao što je uobičajeno, analiziraćemo odstupanje prenosne funkcije filtra u dB od nominalne vrednosti koje je dato izrazom [4]

$$\Delta G(\omega) = \sum_{i=0}^{n-1} S_{d_i}^{G(\omega)} \sum_{j=1}^{2n+2} S_{x_j}^{d_i} V_{x_j}$$

gde je  $V_{x_j} = \Delta x_j / x_j$  je relativna promena, odnosno tolerancija elemenata filtra,

$$S_{d_i}^{G(\omega)} = d_i \frac{\partial G(\omega)}{\partial d_i}$$

je polulogaritamska osetljivost prenosne funkcije filtra na promene koeficijenata filtra i

$$S_{x_j}^{d_i} = \frac{x_j}{d_i} \frac{\partial d_i}{\partial x_j}$$

je logaritamska osetljivost koeficijenata filtra na promene vrednosti elemenata filtra. Pošto polulogaritamska osetljivost zavisi od primenjene aproksimacije, odnosno od vrednosti kritičnog  $Q$ -faktora, to ćemo razmatrati samo logaritamsku osetljivost koeficijenata filtra. Prilikom razmatranja osetljivosti smatraćemo da elementi filtra, čije vrednosti usvajamo prilikom proračuna, ne utiču na osetljivost filtra jer ih možemo izabrati sa unapred zadatom tolerancijom.

Osetljivost koeficijenata filtra na promene elemenata je razmatrana na primeru Chebyshevjevog filtra, sa maksimalnim slabljenjem u propusnom opsegu od 0.5 dB, propusnika niskih frekvencija. U Tabeli 3 date su vrednosti ovih osetljivosti za slučaj kada svi kondenzatori imaju iste kapacitivnosti a pojačanje iznosi  $k = 2.2$ . Osetljivost zavisi od usvojene vrednosti za pojačanje filtra i ona opada kada pojačanje  $k$  opada. Minimalna vrednost maksimalne osetljivosti je dobijena za  $k = 2.2$  i ona iznosi  $S_{d_2}^k = -10.1592$ . Daljim smanjivanjem pojačanja osetljivost ponovo počinje da raste.

Tabela 3. Osetljivost koeficijenata filtra četvrtog reda za  $k = 2.2$  i  $C_1 = C_2 = \dots = C_4 = 1$

$S_{d_i}^k$	$G_2$	$G_4$	$G_6$	$G_8$	$k$
$d_0$	1.	1.	1.	1.	0
$d_1$	0.9213	1.1643	-0.2767	1.1910	-7.4194
$d_2$	0.3078	1.5729	0.0330	0.0864	-10.1592
$d_3$	-0.7849	0.7515	0.3869	0.6465	-8.6334

Dalje smanjivanje osetljivosti se može postići jednovremenim smanjivanjem pojačanja  $k$  i kapacitivnosti kondenzatora na ulazu pojačavača  $C_1$ . Smanjivanjem kapacitivnosti kondenzatora  $C_1$  napon na ulazu u pojačavač raste što omogućava smanjivanje pojačanja pojačavača. Kada kapacitivnost kondenzatora smanjimo na samo 10 % prvobitne vrednosti chebyshevjev filter možemo realizovati sa pojačavačem čije pojačanje iznosi samo  $k=1.5$ . U Tabeli 4 su date osetljivosti Chebyshevjevog filtra četvrtog reda sa ovako modifikovanim vrednostima kondenzatora  $C_1$  i pojačanja pojačavača  $k$ .

Tabela 4. Osetljivost koeficijenata filtra četvrtog reda za  $k = 1.5$  i  $C_1 = 0.1$  i  $C_2 = \dots = C_4 = 1$

$S_{d_i}^k$	$G_2$	$G_4$	$G_6$	$G_8$	$k$
$d_0$	1.	1.	1.	1.	0
$d_1$	0.8954	1.1938	-0.0327	0.9435	-5.0020
$d_2$	0.0479	1.8105	0.0147	0.1250	-5.7017
$d_3$	-1.1801	1.2746	0.3587	0.5468	-4.4254

Iz tabele se može videti da se minimalna vrednost maksimalne osetljivosti skoro prepolovila, sa vrednosti  $S_{d_2}^k = -10.1592$  opala je na vrednost  $S_{d_2}^k = -5.7017$ .

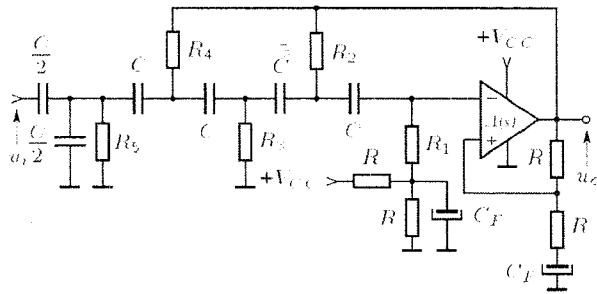
#### 6. REALIZACIJA

Direktna sinteza je veoma pogodna za realizaciju filtra za izdvajanje podataka koji se prenose energetskim vodovima. Filter je propusnik visokih frekvencija i treba da potisne mrežni napon a da pri tome podaci, koji se prenose energetskim vodovima ne budu oslabljeni [5]. Naime, poznatom  $RC \rightarrow CR$  transformacijom filter propusnik niskih frekvencija se može jednostavno transformisati u filter propusnik visokih frekvencije. Pasivna RC mreža, koja predhodi operacionom pojačavaču, omogućava direktno priključenje filtra na mrežni napon tako atenuator za slabljenje mrežnog napona čini nepotrebnim. Na taj način se osetljivost prijemnika može povećati za više od 20 dB.

Na Slici 2 prikazana je implementacija visokofrekventnog filtra petog reda sa jednim operacionim pojačavačem za izdvajanje MTK signala koji se prenose energetskim vodovima. Primenjena je realizacija sa jednakim provodnostima, koja je, posle  $CR \rightarrow RC$  transformacije, rezultirala u filter sa jednakim kapacitivnostima.

Usvojeno je jednostruko napajanje operacionog pojačavača i tolerancija elemenata od 2%. Denormalizovane vrednosti kapacitivnosti i otpornosti iznose:  $C = 30.1$  nF,

$R_1 = 95.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 30.1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 12.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 12.1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 5.9 \text{ k}\Omega$ . Usvojena je vrednost za  $R = 10 \text{ k}\Omega$  i  $C_F = 100 \text{ }\mu\text{F}$ .



Sl. 3. Aktivni RC filter za izdvajanje signala koji se prenose energetskim vodovima

Vrednost mrežnog napona na otporniku  $R_5$  iznosi 6.1 V, dok je na otporniku  $R_4$  samo 0.65 V. Prema tome, jedino kapacitivnost na ulazu filtra treba da ima visoku vrednost probojnog napona. Na izlazu filtra mrežni napon iznosi samo 50 mV. Slabljenje MTK signala iznosi oko 1.5 dB. Trimovanjem filtra ovo slabljenje se može podesiti na propisanu vrednost od 1 dB.

## 5. ZAKLJUČAK

U radu je predložen nov postupak za sintezu polinomskih aktivnih RC filtera sa minimalnim utroškom energije, koji je nazvan *Direktna sinteza polinomskih aktivnih filtera*. Predložena sinteza omogućava proračun i optimizaciju polinomskih RC aktivnih filtera sa jednim operacionim pojačavačem i za  $n > 3$  [2]. Pošto realizovani filter sadrži samo jedan operacioni pojačavač, to se može smatrati da je za njihov rad potrebna minimalna energija.

Postupak se zasniva na direktnoj sintezi polinomske prenosne funkcije u obliku lestvičaste RC mreže sa jednim operacionim pojačavačem i višestrukom pozitivnom reakcijom koja omogućava realizaciju kompleksnih polova. Za određivanje elemenata filtra nije potrebno poznavati koeficijente karakterističnog polinoma prenosne funkcije filtra u zatvorenom obliku.

Analizom osetljivosti koeficijenata filtra na promene vrednosti elemenata filtra je pokazano da su koeficijenti najosetljiviji na promene pojačanja pojačavača. Smanjivanjem kapacitivnosti  $C_1$ , koja je najbliža pojačavaču osetljivost se može redukovati na polovinu prvobitne vrednosti.

Predložena direktna sinteza ima niz prednosti u odnosu na klasične realizacije aktivnih RC filtera. Dinamika signala je maksimalno moguća i zavisi samo od napona napajanja operacionog pojačavača. Karakteristike filtra u pogledu ofset napona i šumova na izlazu su takođe na strani direktne sinteze. Nedostatak direktne sinteze je osetljivost koeficijenata filtra u odnosu na promene pojačanja. Međutim, optimizacijom elemenata filtra ova osetljivost se može u velikoj meri smanjiti.

## LITERATURA

- [1] G. S. Moschytz, *Low-sensitivity, Low-Power Active-RC Allpole Filter Using Impedance Tapering*, IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 46, No. 8, August 1999, pp. 1009-1026.
- [2] B. A. Kramer, *Unity gain third-order lowpass filters*, Electron. Lett., vol. 31, No. 11, 1995, pp. 861-862.
- [3] G. S. Moschytz, *Low-sensitivity, low-power active-RC Allpole filter using impedance tapering*, IEEE Trans. on circuit and systems-II: Analog and digital signal processing, vol. 46, No. 8, August 1999, pp. 1009-1026.
- [4] G. Dayanani, *Principles of Active Network Synthesis and Design*. Jon Wiley and Sons, New York, Santa Barbara, London, Sydney, Toronto, 1976.
- [5] V. Stojanović and S. Nikolić, *Digitalni filter za izdvajanje podataka koji se prenose energetskim vodovima*, TELFOR'93, Beograd nov. 1993., str. 485-490.
- [5] G. V. Milovanović, *Numerička analiza I*, Naučna knjiga, Beograd, 1991.

**Abstract** - A new method for design of low power all-pole active RC filter has been described. This method is named direct synthesis of all pole active RC filters and it is based on the  $n^{th}$ -order RC ladder network with one operational amplifier on the output. Multiple feedback is applied for complex poles generating. In order to design the filter it is not necessary to know filter coefficients in closed form. Complete analyse of filter coefficients sensitivity for change of the elements of filter has been done. The procedure for reduction of sensitivity of filter coefficients has been also proposed.

## LOW POWER ACTIVE RC ALLPOLE FILTERS

V. Stojanović, A. Matović i M. Matović

## PARITY ERROR DETECTION IN TRANSCEIVER CIRCUIT

T. Stanković, M. Stojčev, *Faculty of Electronic Engineering, Niš*

**Abstract :** *In this article we describe one suitable approach that enables the designer to insert a boundary-scan and built-in-self-test concepts, as typical design-for-testability techniques in system-on-chip and multichip module embedded system design, for fault-effects detection. For transient error detection implementation of parity error detection into a 36-bit bus transceiver circuit (32-bit data & four parity bits) is given. The bus transceiver can be implemented as custom or semi-custom integrated circuit in submicron technology and low cost FPGA or CPLD circuit, core within a system-on-a-chip, or glue logic (bridge) within the multichip module.*

**Keywords:** embedded systems, parity error detection, bus transceiver

### 1. INTRODUCTION

During last ten years embedded systems has moved toward system-on-a-chip (SOC) and high-level multichip modules solutions. SOC denotes the integration of random logic, processor cores (general purpose and domain specific), SRAMs, ROMs, ASICs, FPGAs, analog components, and sensors/actuators on the same piece of silicon. Multichip modules (MMs) have features that enable smaller, lighter systems, and high speed performance to be obtained by eliminating individual packages and their parasitics i.e. a new approach to interconnecting chips that replaces conventional printed circuit board technology in high performance applications. Integrating various cores or chips on one chip or module hinders external test because individual components are no longer accessible. High transistor counts, aggressive clock frequencies, decreasing voltage levels, and higher bandwidths are the main technical constraints that make sub micron circuits more susceptible to transient faults. Since these faults are random, they go unnoticed during production test, so field engineers must handle them in the system under real time operating conditions [1].

From the other side, direct implementation of some novelty in embedded system requires a radical change in the overall design process. Practical solutions require a full understanding of the hardware and software domains, their relationships in an embedded environment, and system behavior under fault-free and faulty conditions [2]. Designers usually employ a combination of hardware and software techniques to take advantage of complementary feature such as fault detection and correction through the internal (on-chip) buses during data transfer cycles. Using offline tests, such as boundary scan (BS) IEEE Std 1149.1 (regulates chip testing on single- and multiple-board systems) it is possible to detect permanent fault effects, while with online check or self-test techniques such as built-in-self-test (BIST) the designers can detect transient fault-effects such as those caused by crosstalks, glitches, delays, or oscillations [3]. BS and BIST are typical design-for-testability (DFT) techniques widely used in SOCs and MMs based embedded system design.

Our work aims to develop, implement, and validate techniques for online detection of permanent and transient faults in embedded systems. For permanent faults effects detections, and performing their effective isolation in SOCs and MMs based embedded system, we propose an implementation of BS techniques, while BIST based on parity-error detection scheme we use for online detection of transient faults injected during the bus transfer cycles.. These techniques should come at a reasonable overhead of increased signal delay. Implementation of parity error detection into a bus transceiver circuit used in high-speed reliable ESs, analysis concerning propagation delay, and speed of operation are described.

### 2. WHAT IS AN EMBEDDED SYSTEM?

Embedded systems (ESs) are computers incorporated in consumer products or other devices in order to perform application specific functions. ESs can contain a variety of computing devices, such as microcontrollers, application-specific integrated circuits (ASICs), application specific integrated processors (ASIPs), and digital signal processors (DSPs). Unlike in computers, the electronics used in these applications are deeply embedded and must interact with the user and the real world through sensors and actuators. A key requirement is that these computing devices continuously respond to external events in real time [4]. Embedded electronic systems are often highly distributed, and their parts must collaborate to implement a complete application. Because of performance and cost pressures ESs are built using a wide variety of techniques, including software, firmware, ASICs, ASIPs, general purpose and domain-specific processors, FPGA, CPLD, analog circuits, and sensors and actuators. The design of complex ESs is a difficult problem, requiring designers with skills and experience to identify the best solution [5]. Typical applications of ESs include medical electronics (pacemakers), personal communications devices (wireless phones), automobiles (antilock braking systems), aviation (fly-by-wire flight control systems), railroad (high-speed train control), and others.

### 3. WHAT IS SOC DESIGN?

A SOC design is defined as a complex IC that integrates the major functional elements of a complete end-product into a single chip or chipset. In general, SOC design incorporates a programmable processor, on-chip memory, and accelerating function units implemented in hardware. It also interfaces to peripheral devices and/or the real world. SOC designs encompass both hardware and software components. Because SOC designs can interface to the real world, they often incorporate analog components, and can in the future, also include opto/microelectronic mechanical system components [2]. Short time to market, large gate counts, and high-performance characterize today's VLSI design environment. SOC technology holds the key to previously mentioned complex applications by enabling high-performance, embedded processing solutions at a low single-

chip cost. To quickly create SOC designs with the required complexity, designers must use predesigned intellectual property (IP) blocks, also referred as macros, cores, or virtual components. For SOC designs, this means reusing previously designed cores wherever possible. The more design reuse, the faster the SOC time to market [6]. From system architects point of view quick SOC assembly using cores is not an easy job due to the following reasons: CPU selection, decision which functions will be performed in hardware versus software, integrating cores into SOCs, achieving correct timing, physical design of large systems, testing and system verification, and others [7].

#### 4. WHAT IS MM TECHNOLOGY?

MMs are primarily considered as a suitable packaging solution for advanced VLSI devices for maintaining inherent high performance in digital and mixed integrated circuit. In particular, CMOS microprocessors or digital signal processors with high I/O pin counts, which operate at high clock speed over 100 MHz, need closely placed SRAM, ROM, functional units, cache memory, etc. [8].

#### 5. TARGET ARCHITECTURES OF EMBEDDED SYSTEMS

Usually embedded systems are implemented by processors and application specific hardware in one of the following two ways [9, 10, 11]:

a) CPU and accelerators attached to the host (Fig. 1):

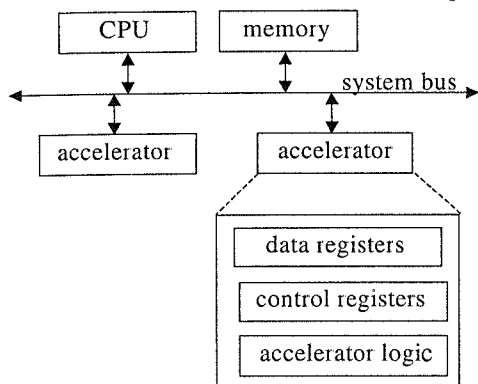


Fig. 1 CPU and accelerators in a system; convenient for multichip modules design

The CPU, often called the host, talks to the accelerators through data and control registers in the accelerators. These registers allow the CPU to monitor the accelerator's operation and to give the accelerator commands. An accelerator interacts with the CPU through the programming model interface; it does not execute instructions. Its interface is functionally equivalent to an I/O device, although it usually does not perform input or output [10].

b) application-specific SOC multiprocessors (Fig. 2):

This type of architecture combines custom hardware with embedded software, lending a certain measure of complexity and heterogeneity to the design. The most common architecture in these systems can be characterized as one of coprocessing, i.e. processor working in conjunction with dedicated hardware to deliver a specific application. The particular implementation of the coprocessing architecture varies in the degree of parallelism supported between hardware and software components [11, 12].

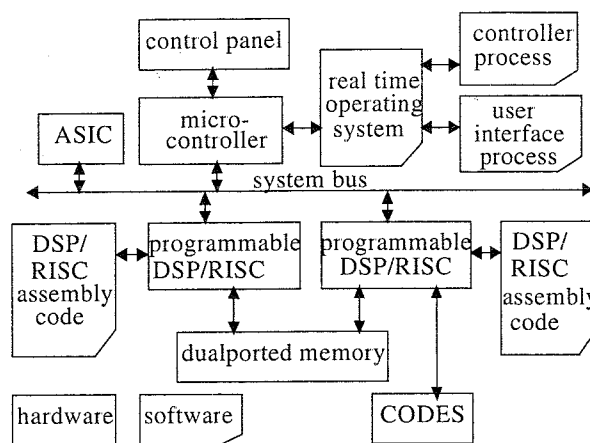


Fig. 2 A typical application-specific SOC multiprocessors embedded system; convenient for SOC design

#### 6. INTERCONNECTIONS AS A SOURCE OF ERRORS

As can be seen from Fig. 1 and Fig. 2 common to both schemes is data transfer through a system bus, i.e. high-speed interconnects. The recent trend in the VLSI industry (SOC and MM designs) and ES architecture toward miniature designs, low power consumption, and increased integration of analog circuits with digital blocks has made the signal integrity analysis a challenging task. The quest for high-speed applications has highlighted the effects of interconnects, such as ringing, overshoots, undershoots, signal delay attenuation, distortion rise-time degradation, reflections, and crosstalk. Interconnects can exist at various levels of design hierarchy such as SOCs, packaging structures, multichip modules, printed circuit boards, and backplanes. In essence the interconnects are responsible for majority of signal degradation in high-speed systems [13]. In order to address these interconnection challenges, ES's engineers need to adopt novel methods for fabrication of VLSI SOCs and multichip ES's architecture, testing, modeling and simulation.

In the case of synchronous systems (such as ESs) dangerous conditions appear when faults that affect signal lines (i.e. bus lines) are sampled (latched) by flip-flops, as constituents of many building blocks (memory, I/O modules), within the embedded system. Therefore, constructing reliable ES represents one of the major design problem because for its correct operation some kind of concurrent error detection, and probably correction, technique should be adopted.

One general approach for concurrent error detection is to encode the outputs of a circuit with an error-detecting code, and to have a checker that monitors the outputs and gives an error indication if a noncode word occurs [14]. In this context we propose a suitable scheme for on-line detection of transient, permanent and delay faults, possibly affecting bus lines of a general 32-bit embedded computer system organized around a single system bus. On-line detection is achieved using of detecting scheme of the kind introduced in [15], here implemented on 32-bit bus transceiver (32-BT) and additionally extended with Boundary scan logic for testing the transceiver circuits to permanent faults (see for example Fig. 3).

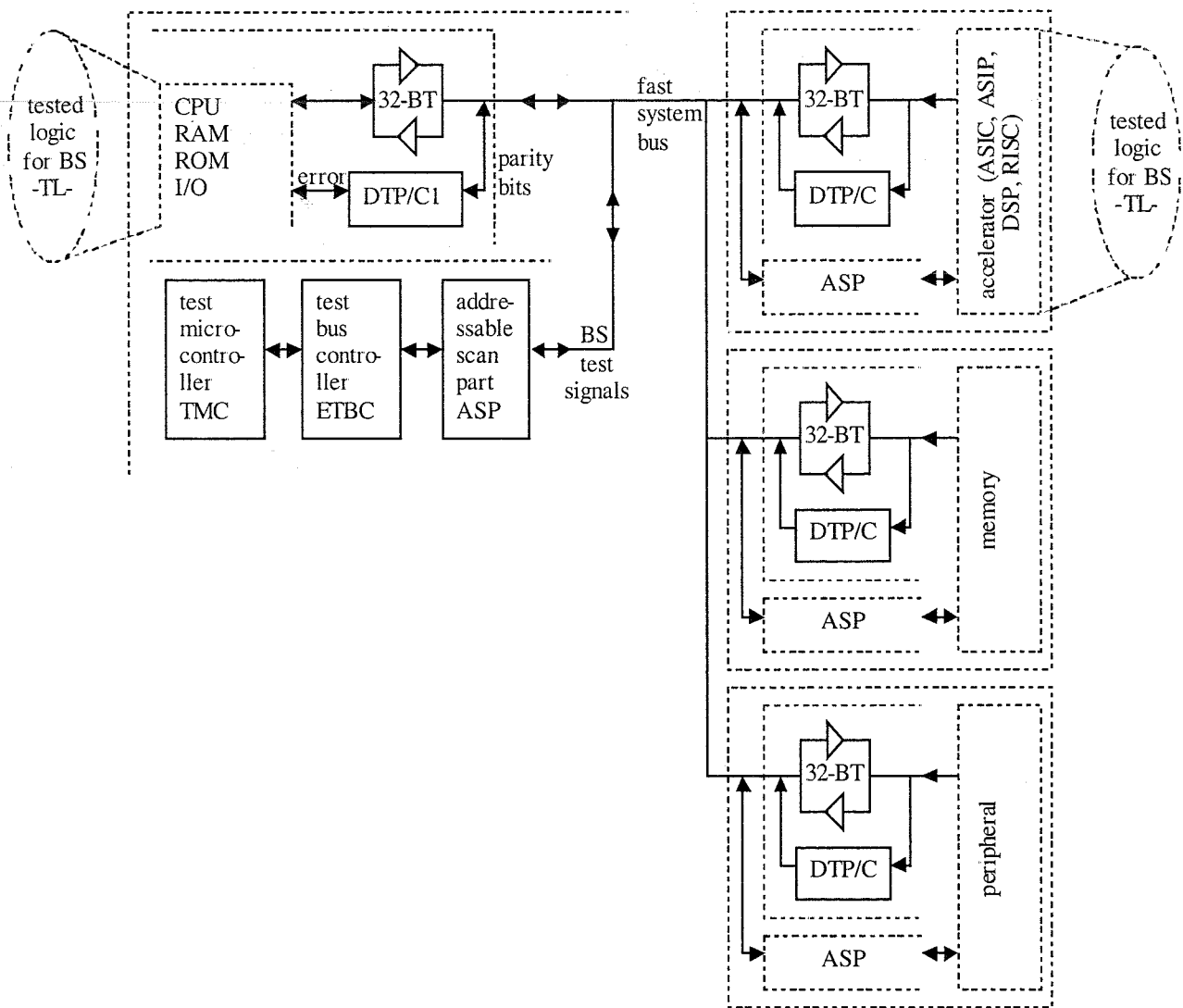


Fig. 3 A global structure of embedded system

## 7. TYPES OF SIMPLE CODES FOR ERROR DETECTION

The process of appending check bits to the information bits is called encoding, the opposite process-extracting the original information bits from a code-word- is known as decoding. In general, any set of objects can be represented by a set of bit strings within which the different bit strings represent the different objects. The set of bit string is called a code, and a particular bit string is called a code word. Any given  $n$ -bit code can be regarded as a subset of all possible  $n$ -bit strings. String, included in that particular subset are called code words while strings not included are called noncode words. A code is called an error-detecting code if it has the property that certain types of errors will change a code word into a noncode word. The primary requirements of a code are as follows [16].

(a) it detects all likely errors - within an embedded system an error can be caused by temporal or permanent physical failures and can be defined as the difference between transmitted and received data.

(b) it achieves the desired degree of error detection by using minimum redundancy

(c) the encoding and decoding process is fast and simple, i.e. the corresponding hardware is not complex.

Code can be classified as either separable and nonseparable. A separable code (also called systematic code) is a code in which code words are constructed by appending check bits to the normal output bits. Contrary, in a nonseparable code the information bits are embedded in a code word and can only be extracted by using a decoder. Using the separable code for concurrent error detection has the advantage that no decoding is needed to get the normal output bits. Two types of separable codes that are used for concurrent error detection are Berger codes and parity-checks codes. Parity check-code is a code with the single parity bit equal to the check part of the code word. Because of this, parity checker use a simple structure that is realized as a combinational digital network which computes the sum modulo 2 of the code word bits.

## 8. TYPES OF ERROR DETECTORS

Many reliable embedded computer systems include error detectors circuits that detect and signal presence of errors. Two main reasons exist for involving error detector in a systems [15]: (a) to prevent the error from reaching the system output; and (b) to locate the position of the error. Error detectors contain checkers, circuits that accept coded information as inputs and determine whether code or noncode

words are present at the outputs. The structure of the error detector is determined by the error detecting code.

Figure 4 shows the general structure of a circuit checked with a separable code. There are three parts [17]: function logic, check symbol generator, and equality checker. The function logic generates the normal outputs, the check symbol generator generates the check bits, and the equality checker determines if they form a codeword.

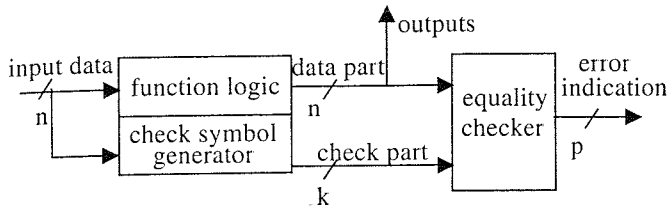


Figure 4 Error detection using a separable code

One widely known separable code is the parity code. It has a very special feature that the check part is a single bit. Because of this, parity checkers use a simpler structure than the general separable code-checker structure of Figure 4. However a parity check can detect only odd numbers of errors, i.e. even number of errors are undetected.

## 9. HARDWARE STRUCTURE OF PARITY CHECKER/GENERATOR

In general, ESs as representatives of computer systems use data in the form of a group of bits (byte, word, double word,...) both for interblocks data transfer and their internal operation. Since there is a possibility that during data transfer and data processing data can be corrupted due to physical defects in the system or intermittent and transient faults, there should be some provisions in the system for detecting and/or correcting erroneous bits in data in order to restore the system to its normal operating mode. This typically requires additional (i.e. redundant) bits to be appended to the data or information bits in encoded data for error detection and/or correction. Thus, the length - the number of bits in encoded data, also known as a code word, is greater than that of the original data [18].

The error detection capability of parity checking may be expanded by including a parity bit for each byte of information. The basic idea is based on partitioning the information bits into several blocks, with each bit appearing in more than one block, and computing the parity for each block. The overlapping of parity bits not only detects more than 1-bit errors, but in the case of a single erroneous bit the location of the bit is also identified [19]. Implementation of this technique requires relatively complex hardware and decreases the systems speed, therefore it is not in the focus of interest for us in this paper.

The structure of parity checker/generator for 9-bit odd-parity code is given in Fig. 5.

When an odd parity code is used, the output  $z$  equals 1 for all valid code words. The combinational network presented in Fig. 5 can be decomposed into subnetworks H, J and Z each accompanied with a corresponding output,  $h$ ,  $j$  and  $z$ , respectively. The self-testing parity checker must have at least two outputs, since a stuck-at-no-error fault on a single output cannot be detected with code word input. The usual practice is to design a self-testing checker with two outputs on which the signal 01 and 10 indicate fault-free operation

and the signals 00 and 11 occur in response to a single stuck fault in the checker or a noncode word input. A parity check circuit that has two outputs, each equal to the parity of one of two disjoint subsets of the inputs, is completely self-testing. Most systems with embedded checkers require some indication that an error has been detected by an error checker. From realization point of view some suitable mechanism must be provided to combine the outputs of the individual checkers onto one indicator.

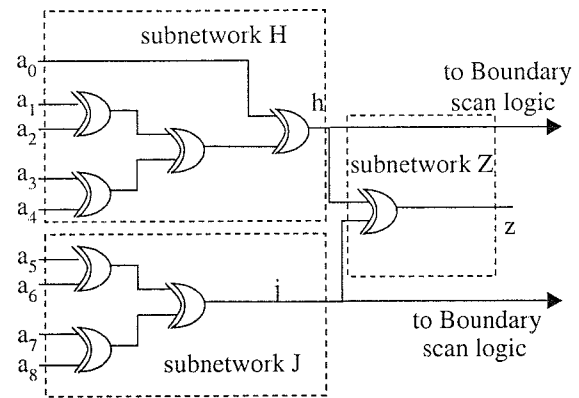


Fig. 5 Parity checker/generator for 9-bit odd-parity code  
Notice: Input  $a_8$  is connected to logical 1 in the hardware structure of parity generator.

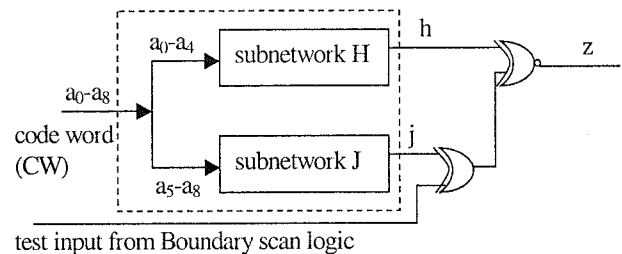


Fig. 6 Structure for converting a self-testing checker to a testable single-output checker

The hardware structure presented in Fig. 6 is used to convert the two-output self-testing checker into a testable single-output checker.

A circuit that combine four pairs of self-testing checker outputs into a single error signal (called 4STC) is sketched in Fig. 7. (This circuit is convenient for error detection in 32-bit computer embedded systems).

The two rail checker from Fig. 7 is a combinational circuits that checks if each pair of inputs has complementary values. It converts the four pairs of signals into one pair of signals that are complements if and only if all of the four input pairs have complementary signals [15].

The logical structure of the two-rail checker design that converts four pairs of input signals to a single pair of output signals is shown in Fig. 8.

## 10. TRANSCEIVER AND PARITY GENERATOR/CHECKER

As is pictured in Fig. 3 and 9, during data transfer between the host and others constituents (memory, I/O, accelerators) of the system via the system bus, data pass through a pair of transceiver (32-BT) and parity generator/checker circuits PGC.

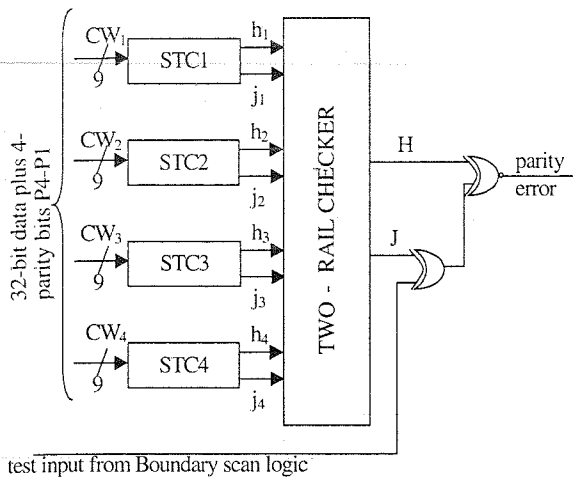


Fig. 7 Self-testing checker for 32-bit data plus 4-parity bits, called 4STC

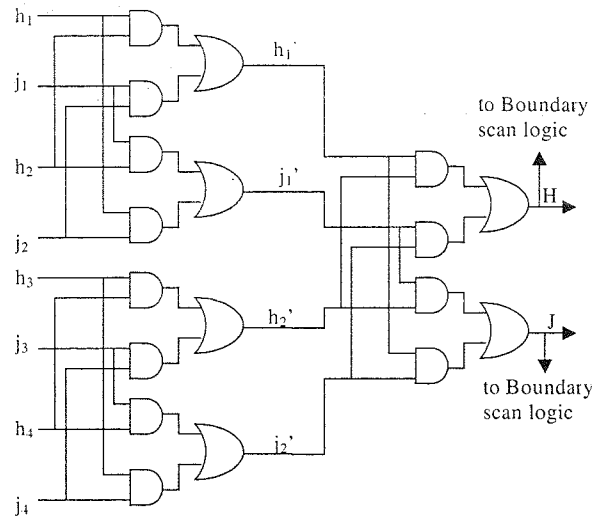


Fig. 8 Two-rail checker for four input parts of signals  
Notice: Inputs  $h_i$  and  $j_i$ ,  $i=1..4$ , drive inputs of Boundary scan logic

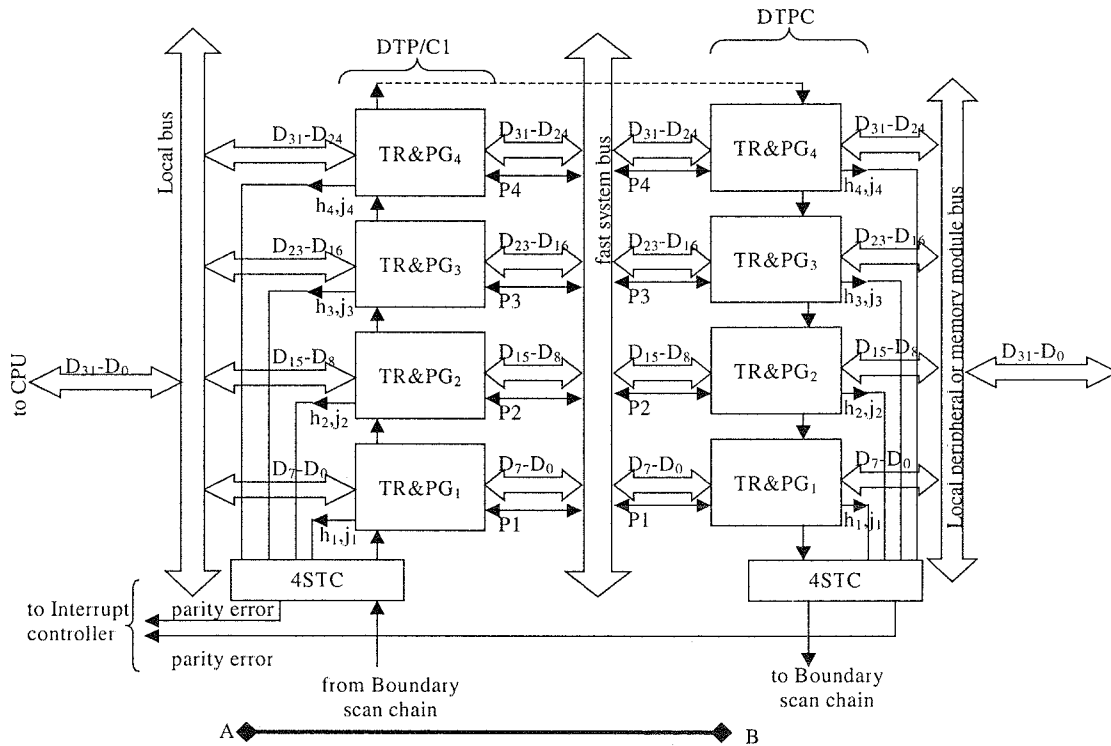


Fig. 9 Data transfer through DTP/C1 and DTPC

When the transfer is from A to B the data originated from CPU (local) bus passes through the fast system bus through the DTP/C1 which appends to each byte group a parity check bit  $P_i$ ,  $i=1..4$ . At the opposite side the DTPC accepts 32-bit data plus four parity bits, transfers data to Local peripheral/memory/accelerator module bus and checks input data for parity error. Odd parity is checked at byte level. If during the transfer some parity error is detected it is signalled by the 4STC. In the opposite direction (data transfer from B to A) transceivers DTP/C1 and DTP/C change roles.

Hardware structures of DTP/C1 and DTP/C are identical. The logic symbol of DTP/C is given in Fig. 10c. Constituents of DTP/C are the following building blocks:

- Direction logic (Fig. 10a): controls direction of data transfer (A to B or B to A).

- 36 bit bus driver stage organized into four groups: each driver stage, see Fig. 10c consists of a pair of three state high current bus drivers D1 and D2, and three multiplexers, MUXAB, MUXBA, and MUXP/C. During normal operation MUXAB and MUXBA transfer data from  $A_i$  to  $C_i$  and  $B_i$  to  $D_i$ , respectively (see Fig. 10c), while during test mode they pass through Boundary scan signals  $BS_{ABi}$  and  $BS_{BAi}$  to  $C_i$  and  $D_i$ , respectively. Depending on data transfer direction the multiplexer MUXP/C selects a signal from A or B side and directs it to parity generator and checker circuit.

- Parity generator/checker circuits: generates four odd parity check signals. Each of the parity bit  $P_i$ ,  $i=1..4$ , is appended to a corresponding byte group as a  $a_8(b_8)$ ,  $a_8'(b_8')$ , signal.

- 4STC: self-testing checker for 32-bit data and four parity bits.

- Boundary scan logic

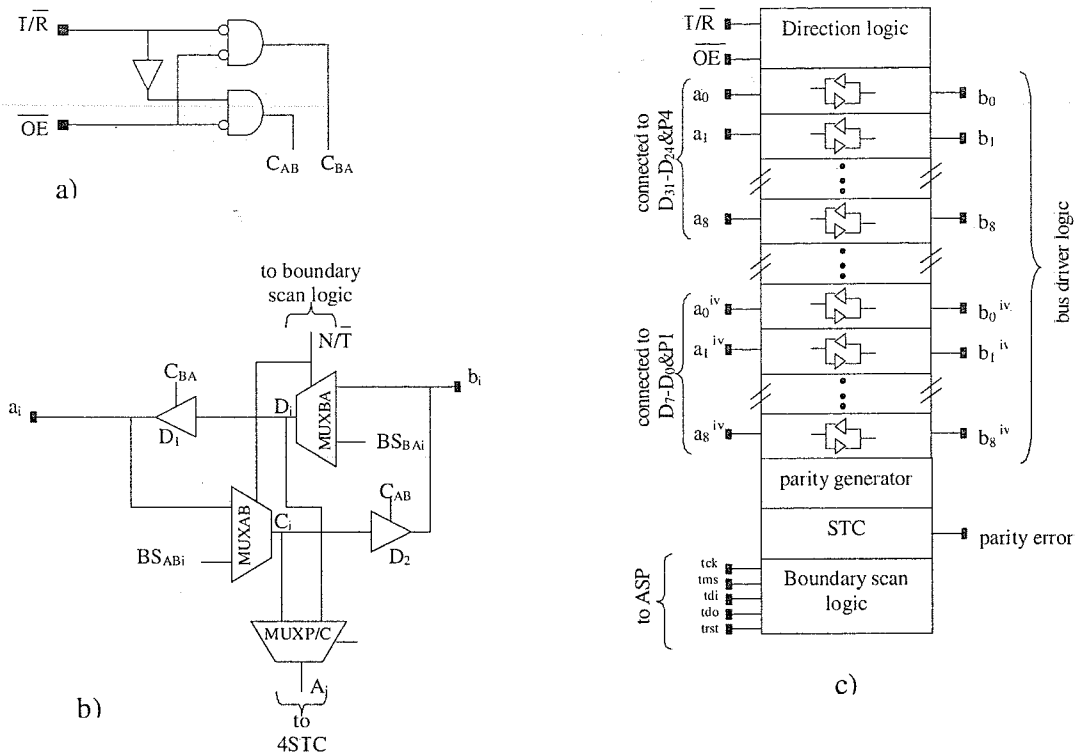


Fig. 10 (a) logic for selection of data transfer direction; (b) Bus driver stage; (c) Logic symbol of the transceiver

Table I Characteristics of bus transceivers installed in multichip module with capacitive load of  $C_L = 50 \text{ pF}$ , and in SOC design with capacitive load of  $C_L = 10 \text{ pF}$  (results given in brackets)

Type of transceiver	propagation delay through the transceiver	max. speed of operation	relative speed decreasing in respect to T1	high current bus driver stages	on - line parity detection logic	boundary scan logic
T1	8,7 ns (6,1 ns)	115 MHz (163 MHz)	-	+	-	-
T2	13,82 ns (7,2 ns)	72,3 MHz (138 MHz)	59% (18%)	+	+	-
T3	15,15 ns (7,4 ns)	66 MHz (135 MHz)	74% (20%)	+	+	+

## 11. RESULTS

In this section we report our analysis concerning propagation delay, speed of operation, and relative speed decreasing for three different types of bus transceivers implemented as semicustom core part of SOC and glue logic (bridge) within the multichip module into  $0,8 \mu\text{m}$  Double Metal CMOS Standard Cells 5-Volts technology [20].

The first type of bus transceiver, called T1, has identical hardware structure as one described in [21] but with technology defined in [20]. In respect to Fig. 10c) it includes the building blocks three state high current bus driver stages and direction logic.

The hardware structure of the second transceiver, called T2, corresponds to one described in [15]. It has implemented on-line parity error detection logic but without a possibility of static bus transceiver status testing.

The third type of transceiver, called T3, is described in this paper. It has implemented both logic for on-line parity error detection, and logic for boundary scan static circuit testing. The results of our analysis are given in Table I.

By analysing the results presented in Table I we can conclude the following:

(a) Adding more logic in order to achieve on-line parity error detection (imperative for reliable embedded systems) and possibility for static testing of the bus transceiver, as a direct consequence, results in increasing of propagation delay through the circuit, i.e. decreasing its speed of operation.

(b) Implementation of boundary scan logic from aspect of increasing the transceiver propagation delay (Type 3 versus Type 2) is not so drastic (especially in SOC design) but the benefits obtained from static circuit testing are more pronounced, i.e. it is easier and faster now to locate the place of possible failure.

## 12. CONCLUSION

We have described an approach for detecting parity errors in reliable embedded system. Such error appear as a consequence of transient and permanent faults on bus lines and are on-line detected. The proposed detection scheme of the described 32-bit bus transceiver (36-bit data & four parity check bits) is self-checking with respect to permanent and transient faults. The bus transceiver can be implemented as a custom, semi custom, or FPGA chip.



### 13. REFERENCES

- [1] M. Pflanz, H.T. Vierhaus (2001), "Online check and recovery techniques for dependable embedded processors", *IEEE Micro* Vol. 21, No 5, pp. 24-40
- [2] H. Chang, et al. (1999), "Surviving the SOC revolution: A guide to platform-based design", *Kluwer Academic Pub.*, Boston
- [3] B. Murray, J. Hayes (1996), "Testing ICs: Getting to the core of the problem", *IEEE Computer*, Vol. 29, No. 11, pp. 32-38
- [4] H. Al-Asad, et al. (1998), "Online BIST for embedded systems", *Design&Test of Computers*, Vol. 15 No 4, pp. 17-24
- [5] R. Leupers (2000), "Code optimization techniques for embedded processors: Methods, algorithms, and tools", *Kluwer Academic Pub.*, Boston
- [6] M. Birnboun, H. Sachs (1999), "How VSIA answers the SOC dilemma", *IEEE Computer*, Vol. 32, No 6, pp. 42-50
- [7] R. Bergamaschi, et al. (2001), "Automating the design of SOCs using cores", *IEEE Design&Test of computers*, Vol. 18, No 5, pp. 32-45
- [8] T. Sudo (1995), "Present and future directions for multichip module technologies", *IEEE Journal of IEEE Solid-state circuits*, Vol. 30, No. 4, pp. 436-442
- [9] G. DeMicheli, R. Gupta (1997), "Hardware/software co-design", *IEEE Proceedings*, Vol. 85, No 3, pp. 349-365
- [10] W. Wolf (2000), "Computer as components: Principles of embedded computing system design", *Morgan Kaufmann Pub.*
- [11] S. Edwards, et al. (1997), "Design of embedded systems: Formal models, validation, and synthesis", *IEEE Proceedings*, Vol. 85, No 3, pp. 366-390
- [12] W. Cesario, et al. (2001), "Colif: A design representation for application-specific multiprocessor SOCs", *IEEE Design&Test of computers*, Vol. 18, No 5, pp. 8-20
- [13] R. Achar, M. Nakhla (2001), "Simulation of high-speed interconnects", *IEEE Proceedings*, Vol. 89, No 5, pp. 693-728
- [14] Lala P. (1985), "Fault tolerant and fault testable hardware design", *Prentice Hall*, Englewood Cliffs N.J.
- [15] McClusky E. J. (1990), "Design techniques for testable embedded error checkers", *IEEE Computer Magazine*, Vol. 23, No. 7, pp. 84-88
- [16] Rao T. R. N, Fujiwara E. (1989), "Error-control coding for computer systems", *Prentice Hall*
- [17] Tuba N.A., McClusky E. J. (1997), "Logic synthesis of multilevel circuits with concurrent error detection", *IEEE Transaction of CAD*, Vol. 16, No. 7, pp. 783-789
- [18] Parag K. Lala (2001), "Self-checking and fault-tolerant digital system design", *Morgan Kaufman Publishers*, San Francisco
- [19] Sarazin D. B., Malek M. (1984), "Fault-tolerant semiconductor memories", *IEEE Computer*, Vol. 17, No. 8, pp. 49-56
- [20] Austria Mikro Systeme International (1996), *2.0-Micron, 1.2-Micron, 1.0-Micron and 0.8-micron Standard Cell Databook*
- [21] Texas Instruments (1998), *ABT Logic - Advanced BiCMOS Technology - A High-Performance Line of 5-V Products Data Book*

## SVJETLOSNO UPRAVLJANI SENZORI SA LINEARIZOVANIM KARAKTERISTIKAMA

F. Softić, A. Ilišković, *Elektrotehnički fakultet Banjaluka*

Sadržaj: U radu su predstavljeni svjetlosno upravljani senzori sa linearnim karakteristikama. Korišteni su temperaturno kompenzovani linearni konvertori intenziteta svjetlosti u napon. Kod sklopa sa svjetlosno upravljanom kapacitivnošću, prezentovana je linearna zavisnost frekvencije oscilatornog kola u funkciji od osvjetljenosti.

Dati su novi sklopovi čija kapacitivnost, a time i učestanost oscilatornog kola koga sačinjava takva kapacitivnost i induktivnost, zavisi od sume odnosno od razlike intenziteta osvjetljenosti izvora svjetlosti sa različitim lokacija.

### 1. UVOD

Fotosenzorsko kolo sa serijskom vezom fotodiode *DF* i kompenzacione fotodiode *DK* omogućava da se na otporniku *R*, paralelno spojenim sa *DK*, dobije napon  $V_R$ , koji je proporcionalan intenzitetu osvjetljenosti *E* foto diode *DF*, otpornosti *R* uz konstantu proporcionalnosti  $K_E$ . Kompenzaciona fotodioda *DK* obezbjeđuje da se, pri  $E_0 = 0$ , kompenzuje uticaj inverzne struje zasićenja fotodiode *DF*. Time se dobija u radnom području temperaturno stabilno kolo [1].

Izvor osvjetljenja mora da ima kompatibilnu spektralnu karakteristiku sa upotrebljenim fotodiodama [2]. Tako je, npr, spektralna karakteristika fotodiode BP 104 u opsegu od  $\lambda = 800$  nm do  $\lambda = 1150$  nm, pri čemu se relativna vrijednost od 100% postiže pri  $\lambda = 950$  nm.

Za dobijanje svjetlosno upravljane kapacitivnosti koristi se fotosenzorsko kolo sa fotodiodom i kompenzacionom fotodiodom u sklopu sa varikap diodom  $C_v$ . Kod takvih konvertora dobijene su promjenljive vrijednosti kapacitivnosti u funkciji intenziteta osvjetljenosti. Zavisnost kapacitivnosti je obrnuto proporcionalna *n* —tom korijenu osvjetljenosti u širokom opsegu rada [3].

Kada se svjetlosno upravljana kapacitivnost kao podsklop ugradi u konvertor karaktera impedanse dobija se svjetlosno upravljana induktivnost  $L = K_L C_v$ , gdje je  $K_L$  konstanta proporcionalnosti između induktivnosti i kapacitivnosti varikap diode [1].

Od posebnog značaja je mogućnost dobijanja linearne zavisnosti rezonantne frekvencije oscilatornog kola od intenziteta osvjetljenosti.

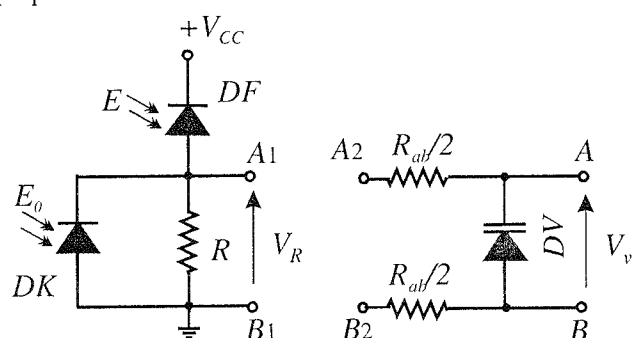
Intenzitet osvjetljenja *E* izvora svjetlosti u laboratorijskim uslovima precizno se može podešavati i mjeriti tako da se vrijednost dobijenih parametara kapacitivnosti, a time i induktivnosti kod konvertora impedanse, te učestanost oscilatornih kola sa upravljanim kapacitivnostima, može mijenjati u željenom rasponu.

### 2. ANALIZA PODSKLOPOVA

a) U standardnom fotosenzorskom kolu datom na sl.1 izlazni napon  $V_0$  određen je padom napona na otporniku *R* i iznosi:

$$V_R = R (K_E E + I_S - I_{S0} - K_{E0} E_0), \quad (1)$$

Pri tome je intenzitet svjetlosti *E*,  $E_0$  intenzitet konstantnog osvjetljenja, dok su  $I_S$  i  $I_{S0}$  inverzne struje zasićenja *p-n* spoja, dok su  $K_E$  i  $K_{E0}$  konstante proporcionalnosti.



Sl.1. Fotosenzorsko kolo sa varikap diodom.

Napon fotosenzorskog para će biti linearna funkcija od intenziteta osvjetljenja *E* i nezavisan od temperature ako se upotrebe fotodiode istih inverznih struja zasićenja, pri nultom intenzitetu osvjetljenja  $E_0 = 0$ . Napon tada ima zavisnost:

$$V_R = K_E R E. \quad (2)$$

b) Ako se, spajanjem tačaka  $A_1-A_2$  i  $B_1-B_2$ , priključi varikap dioda *DV* sa otpornikom  $R_{ab}$  za povećanje *Q* faktora, tada je napon na otporniku *R* određen sa:

$$V_R = R (K_E E - K_{E0} E_0 + I_S - I_{S0}) - I_{SV} R, \quad (3)$$

gdje je  $I_{SV}$  inverzna struja zasićenja varikap diode. Za napon na varikap diodi može se napisati da je:

$$V_v = V_{AB} = V_R - I_{SV} R_{ab} \quad (4)$$

$$V_v = R (K_E E - K_{E0} E_0 + I_S - I_{S0}) - I_{SV} (R_{ab} + R)$$

Uz  $I_S = I_{S0}$ , pri  $E_0 = 0$ , dobija se kapacitivnost  $C_v$  u obliku koji zavisi o tome da li je *p-n* spoj sa skokovitom promjenom koncentracije primjesa ( $n = 2$ ) ili linearnom promjenom ( $n = 3$ ):

$$C_v = \frac{K_v}{n \sqrt{\varphi_0 + K_E E R - I_{SV} (R_{ab} + R)}}, \quad (5)$$

gdje je:  $\varphi_0$  — kontaktni potencijal, *R* i  $R_{ab}$  ugrađeni otpornici,  $K_v = S \sqrt{q e N_a N_d / 2(N_a + N_d)}$  konstanta zavisna od koncentracije akceptorskih  $N_a$  i donorskih primjesa  $N_d$ .

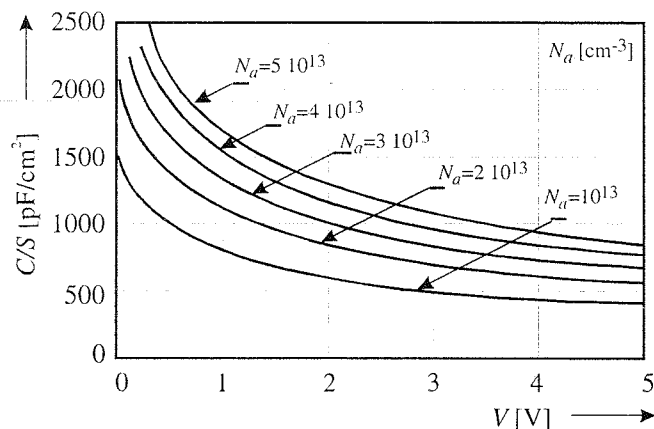
Uz uslov  $\varphi_o = I_{SV}(R_{ab} + R)$ , kapacitivnost iznosi:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{K_E E R}} \quad (6)$$

c) Kapacitivnost je determinisana širinom barijere u  $p-n$  spoju. Kada je  $N_a \ll N_d$  širina barijere je praktično određena dijelom barijere u slabije legiranom poluprovodniku pa je:

$$\frac{C}{S} = 2,9 \cdot 10^{-10} \cdot \left(\frac{N_a}{V}\right)^{1/2} \left[\frac{\text{pF}}{\text{cm}^2}\right] \quad (7)$$

Površinska kapacitivnost je predstavljena grafikonom na sl.2.



Sl.2. Kapacitivnost  $C/S$  u zavisnosti od napona pri koncentraciji primjese kao parametru.

Kada se upotrijebi temperaturno kompenzovano senzorsko kolo  $DF-DK-R$  u kombinaciji sa MOS tranzistorom u spoju sa zajedničkim izvorom spojenom između tačaka  $A_1-B_1$ , tada napon na otporniku  $R$ , pri  $E_0 = 0$ , uz ugradnju dioda identičnih parametara, ima vrijednost:  $V_R = R K_E E$ .

To je upravo napon između gejta i sorsa tranzistora. Tada se napon između drejna i sorsa, kada tranzistor radi u području zasićenja, može opisati izrazom:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_d = V_{DD} - I_{DSS} R_d \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2, \quad (8)$$

pri čemu je  $V_T$  napon praga otvaranja tranzistora,  $I_{DSS}$  struja drejna pri  $V_{GS} = 0$ . Kapacitivnost je tada data sa:

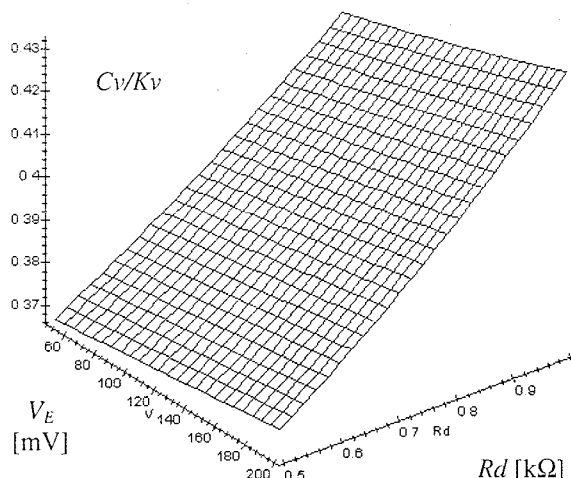
$$\frac{C_v}{K_v} = \frac{1}{\sqrt{V_{DD} - I_{DSS} R_d \left(1 - \frac{R K_E E}{V_T}\right)^2 + \varphi_o - I_{SV} R_{ab}}} \quad (9)$$

Kada je ispunjen uslov  $\varphi_o = I_{SV} R_{ab}$  dobija se odnos kapacitivnosti i konstante  $C_v / K_v$  u obliku:

$$\frac{C_v}{K_v} = \frac{1}{\sqrt{V_{DD} - I_{DSS} R_d \left(1 - \frac{R K_E E}{V_T}\right)^2}} \quad (10)$$

Dobijena kapacitivnost ima linearnu zavisnost u funkciji intenziteta osvjetljenja  $E$ , odnosno naponskog ekvivalenta

$V_E = K_E R E$  u domenu od 50 mV do 200 mV i otpornosti  $R_d$  u opsegu od 0,5 k $\Omega$  do 1k $\Omega$  (sl.2).



Sl.2. Zavisnost  $C_v / K_v$  od napona  $V_E = K_E R E$  i otpornosti  $R_d$ .

d) Korištenjem konvertora karaktera impedanse dobija se svjetlosno upravljana induktivnost [1] [3]. Ulazna admitansa sklopa  $Y_i$ , odnosno ulazna impedansa  $Z_i$ , iznose:

$$Y_i \approx \frac{G_1 G_2}{Y_C}, \quad Z_i \approx j \omega C_v R_1 R_2 \quad (11)$$

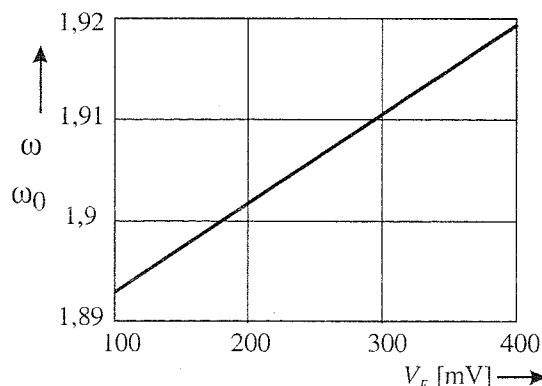
Oдавде slijedi da ulazna induktivnost zavisi od kontrolisane vrijednosti svjetlosno upravljane kapacitivnosti te od ugrađenih elemenata, a određena je sa:

$$L = C_v R_1 R_2, \quad L = C_v R_1 R_2 = \frac{K_v R_1 R_2}{\sqrt{K_E E R}} \quad (12)$$

e) Upotrebom kaskadne veze dva pojačavača sa unipolarnim tranzistorima između diodnog fotosenzora  $A_1-B_1$  i varikap diode  $A_2-B_2$  dobija se normalizovana vrijednost učestanosti (13):

$$\frac{\omega}{\omega(0)} = 4 \sqrt{\frac{1}{\varphi_0} \left\{ V_{DD} - I_{DSS2} R_{d2} \left[ 1 - \frac{V_{DD} - I_{DSS1} R_{d1} \left(1 - \frac{V_E}{V_{T1}}\right)^2}{V_{T2}} \right]^2 \right\}}$$

pri čemu je:  $\omega(0) = 1/\sqrt{L C_0}$ , dok je  $C_0$  kapacitivnost varikap diode pri  $V_{inv} = 0$ .



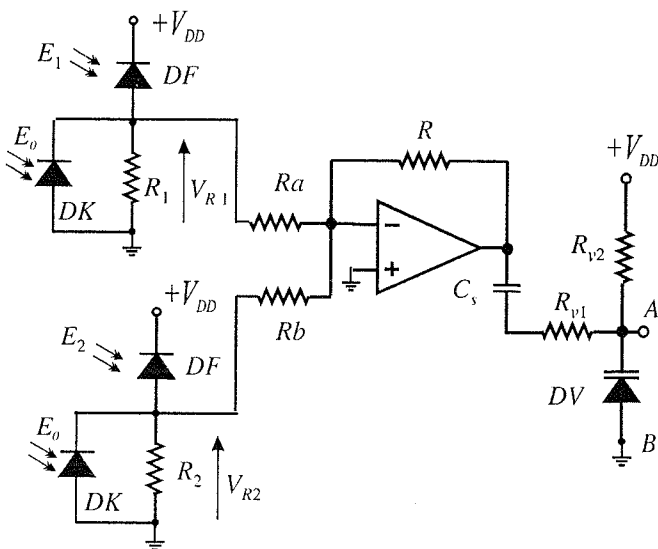
Sl.3. Zavisnost normalizovane učestanosti od napona  $V_E$ .

Grafička zavisnost normalizovane učestanosti  $\omega/\omega(0)$  prikazana je na sl.3, gdje su struje tranzistora  $I_{DSS1,2} = 3 \text{ mA}$ , naponi praga otvaranja  $V_{T1,2} = -3 \text{ V}$ , a otpornici u kolima drejna  $R_{d1} = 100 \Omega$ ,  $R_{d2} = 1 \text{ k}\Omega$ . Napon napajanja je  $V_{DD} = 9 \text{ V}$  a kontaktni potencijal  $p-n$  spoja varikap diode  $\phi_0 = 0,5 \text{ V}$ .

### 3. KOLA ZA SUMIRANJE I ODUZIMANJE

Korištenjem više fotosenzorskih sklopova u sabiraču sa operacionim pojačavačem doći će zbirnog uticaja intenziteta osvjetljenosti na izlazni napon sabirača, a time i na kapacitivnost varikap diode  $DV$  (sl.4). Pri tome izvori svjetlosti mogu biti raspoređeni prostorno na različitim lokacijama. Napon u izlaznoj tački operacionog pojačavača u opštem slučaju  $n$  vezanih fotosenzorskih kola iznosi:

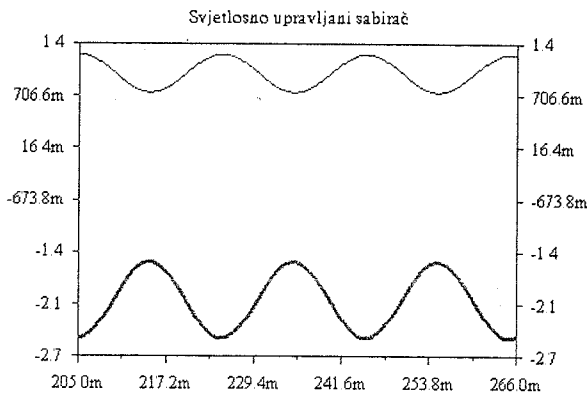
$$v_o = -R \sum_1^n \frac{v_{En}}{R_{abc}} = -R \left( \frac{v_{E1}}{R_a} + \frac{v_{E2}}{R_b} + \dots + \frac{v_{En}}{R_n} \right) \quad (14)$$



Sl. 4. Sklop za sumiranje intenziteta svjetlosti.

U sklopu na sl. 4 vezana su dva svjetlosno upravljana ulazna stepena tako da je izlazni napon u posmatranoj tački:

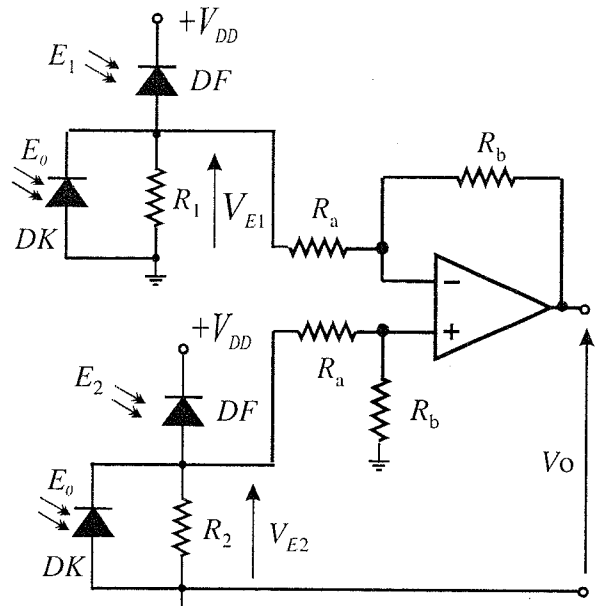
$$v_o = -R \left( \frac{R_1 K_{E1} E_1}{R_a} + \frac{R_2 K_{E2} E_2}{R_b} \right) \quad (15)$$



Sl.5. Naponi na ulazu i izlazu sumatora.

Grafički prikaz stanja ulaznih i izlaznih napona pri vrijednostima stalnih napona od 1V uz promjenljive komponente od 200 mV dat je na sl. 5.

Dobijanje razlike intenziteta osvjetljenosti moguće je obezbjediti temperaturno kompenzovanim fotosenzorima u spoju sa diferencijalnim pojačavačem (sl.6).



Sl.6. Kolo za dobijanje razlike intenziteta osvjetljenja

Izlazni napon je tada:

$$v_o = -\frac{R_b}{R_a} (v_{E1} - v_{E2}) = -\frac{R_b}{R_a} (R_1 K_{E1} E_1 - R_2 K_{E2} E_2) \quad (16)$$

Naravno da je izlazni napon jednak nuli za isti intenzitet osvjetljenosti uz identične fotodiode.

### 3. ANALIZA VARIJACIJE NAPONA

Intenzitet osvjetljenja izvora svjetlosti može da se mijenja u zavisnosti od njegovog napajanja. Time će se mijenjati pad napona na otporniku  $R$  pa će tada će napon inverzne polarizacije na varikap diodi promijeniti vrijednost.

Amplituda promjenljivog sinusnog napona  $V_m$  je mnogo manja od vrijednosti inverznog jednosmjernog napona  $V_{DV}$  na varikap diodi. Tada je napon inverzne polarizacije:

$$V_{inv} = V_{DV} + V_m \sin \omega_o t \quad (17)$$

Kako je struja kroz  $p-n$  spoj zavisna od barijerne kapacitivnosti [4]:

$$C_b = \frac{dQ_d}{dV_{inv}} = \frac{i(t)}{dV_{inv}/dt}, \quad i(t) = C_b \frac{dV_{inv}}{dt} \quad (18)$$

to se deriviranjem napona inverzne polarizacije i uvrštavanjem barijerne kapacitivnosti kod  $p-n$  spoja sa skokovitom koncentracijom primjesa dobija:

$$i(t) = C_o \sqrt{\frac{\varphi_o}{\varphi_o + V_{inv}}} \frac{dV_{inv}}{dt},$$

$$i(t) = C_{bo} \frac{V_m \omega_o \cos \omega_o t}{\sqrt{1 + \beta \sin \omega_o t}}, \quad (19)$$

pri čemu je:  $C_{bo} = C_o \sqrt{\frac{\varphi_o}{\varphi_o + V_{DV}}}$  kapacitivnost  $p-n$  spoja u radnoj tački pri naponu  $V_{DV}$ ,  $\varphi_o$  kontaktni potencijal,  $\omega_o$  kružna učestanost pobudnog generatora, dok je  $\beta = \frac{V_m}{\varphi_o + V_{DV}} \approx \frac{V_m}{V_{DV}}$  relativna vrijednost amplitude promjenljivog napona na  $p-n$  spoju.

Prema poslednjoj relaciji izlazi da struja pored prvog harmonika sadrži i više harmonike. Kao što je pokazano u [5] razvijanjem u red i uzimanjem prvih pet članova reda, amplituda prvog harmonika glasi:

$$I_{1m} = \omega_o C_{bo} V_m \left( 1 + \frac{3}{32} \beta^2 + \frac{35}{1024} \beta^4 \right). \quad (20)$$

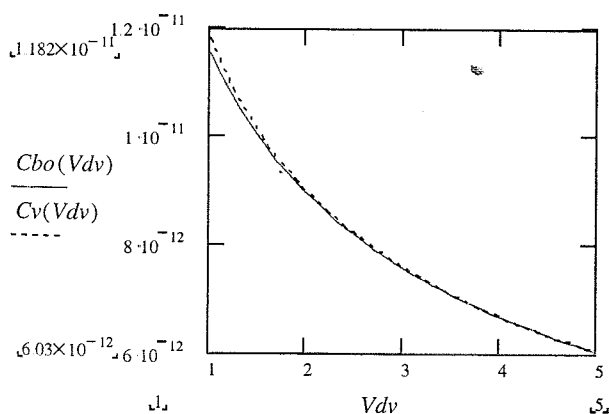
Kapacitivnost  $p-n$  spoja je tada:

$$C_v = \frac{I_{1m}}{\omega_o V_m} = C_{bo} \left( 1 + \frac{3}{32} \beta^2 + \frac{35}{1024} \beta^4 \right) \quad (21)$$

$$C_v \approx C_{bo} \left( 1 + \frac{3}{32} \beta^2 \right)$$

U poslednjoj relaciji zanemaren je treći sabirak koji je dovoljno male vrijednosti. Sa porastom amplitude naizmjeničnog signala na varikap diodi njena kapacitivnost raste što dovodi do promjene rezonantne frekvencije oscilatornog kola.

Na sl.7 dati su dijagrami zavisnosti kapacitivnosti  $C_{bo}$  i  $C_v$  prema relaciji (21) gdje je  $C_o = 20$  pF,  $\varphi_o = 0,5$  V, pri čemu se napon u radnoj tački mijenja od 1 V do 5V dok je promjena amplitude fluktuacija od 0,1 V do 0,5 V. Njihova razlika se uočava tek pri amplitudi  $V_m = 0,5$  V i pri manjim vrijednostima napona  $V_{DV}$ .



Sl.7. Zavisnost kapacitivnosti  $C_{bo}$  i  $C_v$ .

#### 4. ZAKLJUČAK

Izvršena analiza predstavljenih svjetlosno upravljanih temperaturno kompenzovanih sklopova pokazuje da se može postići dobra linearna zavisnost između intenziteta svjetlosti i datih izlaznih veličina. Pri tome je potrebno koristiti fotodiode sa uparenim karakteristikama uz obezbjeđenje neophodnih uslova. Realizovani sklopovi kao i uradene simulacije pokazuju valjanost analize.

Predložena i opisana nova rješenja sklopova za sabiranje i oduzimanje svjetlosno zavisnih napona su korištena za detekciju promjene intenziteta osvijetljenja izvora svjetlosti postavljenih na različitim lokacijama.

#### 5. LITERATURA

- [1] A. Ilišković, F. Softić: *Svjetlosno kapacitivni konvertori*, III Simpozijum Industrijske elektronike INDEL 2000, str. 23–26, Banjaluka, 2000.
- [2] A. Strollo, E. Napoli: *Improved PIN diode circuit model with automatic parameter extraction technique*, IEE Proceedings circuits, Devices And Systems, Vol. 144, No 6, pp 329–334, Dec. 1997.
- [3] F. Softić, A. Ilišković: *Temperaturno kompenzovani svjetlosno upravljani konvertori*, XLV Konferencija za ETRAN, Bukovička Banja, str. 86–89, 2001.
- [4] Y. Leblbic, M.S. Unlu, S.M. Kang, B.M. Onat: *Transient Simulation of Heterojunction Photodiodes – Part I: Computational Methods*, Journal of Lightwave Technology, vol. 13, 1995.
- [5] A. J. Ilišković: *Elektronika I*, ETF Banjaluka, 1995.
- [6] *Electronic Workbench Ver 5.0c*, Interaktive Image Technologies Ltd. Center for Engeneen Computing, 1996.

**Abstract-** This paper presents an analysis of light sensitive circuits with temperature compensation. They show that a good linear dependence between the power of light and outcome values can be achieved. The suggested and described new circuits for summing and deduction of light sensitive voltage were used for the detection of changes of power of light where the source of the light comes from different locations.

#### LIGHT SENSITIVE SENSORS WITH LINEAR CHARACTERISTICS

Ferid Softić, Aleksandar Ilišković

## AleC++ and VHDL-AMS model development in ALECSIS simulator

Bojan Andjelković and Milunka Damnjanović, Faculty of Electronic Engineering Niš

**Abstract** – Mixed-mode simulator Alecsis has the possibility to accept models written in two modeling languages: AleC++ and VHDL-AMS. This paper introduces both of them and points out to some of the useful features of AleC++ that are not in accordance with the IEEE standard for VHDL-AMS.

## 1. INTRODUCTION

The increase in the development of complex, mixed-signal integrated circuits (ICs), electromechanical systems and systems-on-chip (SoC) at the beginning of the decade has led in the need for mixed-signal and mixed-domain hardware description languages (HDLs) and powerful simulators. The creation of standardized languages such as IEEE VHDL 1076.1 (informally known as VHDL-AMS) and Verilog-AMS provided a unified environment that enables models written in these languages to be tool and vendor independent. However, it is already clear that industry-standard platform doesn't meet all demands for the design of mixed-signal SoC and the integration of mixed-signal electronics into large-scale systems. It was recognized that if we use a single HDL, whatever language we chose, some model, necessary to our ability to simulate a design, would likely be available only in the other language. Also, in the design of systems with embedded software both hardware modules and software routines have to be described. Existing standard HDLs do not have such possibility. In order to overcome those limitations modern simulators usually support the use of several modeling languages in the system description.

One such approach is implemented in the mixed-signal and mixed-domain simulator Alecsis (Analog and Logic Electronic Circuit Simulation System), developed at the Faculty of Electronic Engineering in Niš [5]. It has its own object-oriented HDL, named AleC++, suited for behavioral and structural description of analog and digital electronic circuits and different physical or abstract systems. AleC++ is a superset of C++, hence its object-oriented features which can be very useful in modeling. Inheritance properties and polymorphism are very helpful advantages in component description, since a model can be derived as a derived class of a base model. As AleC++ resembles semantics of a programming language, C++, software routines can be easily described which is very convenient for systems with embedded software.

Besides some very good features that do not have their counterparts in standard HDLs, AleC++ suffers from the lack of model interoperability among different implementations. Having in mind the fact that model libraries developed in standard HDLs, such as VHDL-AMS, are growing, and the portability of such models, a separate VHDL-AMS compiler for Alecsis is under development. In that way designers can enjoy reusability of mixed-signal designs between different vendors' solutions while taking all the advantages of non-

standard HDL, AleC++ to express models that are not conveniently described in VHDL-AMS [3].

This paper introduces model development for simulator Alecsis using VHDL-AMS and some non-standard features of AleC++. Both HDLs are described and compared in spreaded form. The paper is organized as follows. A short overview of Alecsis organization is given in the second section. In the third section, main aspects of VHDL-AMS are described. The fourth section is an overview of some very good properties of AleC++ not found in other HDLs, and the fifth section gives an example of modeling in both languages. The last section is devoted to concluding remarks.

## 2. ALECSIS SIMULATOR – AN OVERVIEW

The simulator Alecsis is a mixed-signal and mixed-domain simulator which can handle complex systems containing different kinds of devices and subsystems [4]. It is used not only for analog and digital electronic circuit simulation, but also for verification of systems with non-electrical quantities, such as pressure, light, etc. Some examples of its successful application can be found in [5].

Organization of the simulator is shown in Figure 1. As it can be seen, it consists of three functional units: compiler, linker/loader and simulation engine. Compiler accepts the source code written in AleC++ and translates it to AleC++ object code, i.e., into internal binary format of the simulator. That code can be either saved as a library file and invoked later by the simulator, or distributed directly to linker for further processing. The role of linker/loader is to resolve all global symbols and generate all data needed to begin the simulation. The simulation engine has three components: routines for electrical analyses, routines for event handling and virtual microprocessor which controls their work. It is responsible for the parallel process synchronization, signal propagation, time flow resolving, etc.

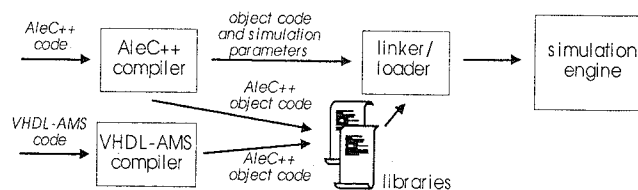


Figure 1. Organization of Alecsis simulator with VHDL-AMS compiler

VHDL-AMS modeling environment is supported by a separate VHDL-AMS compiler which translates VHDL-AMS source code into AleC++ object code. Since the simulator does not make any difference between object files generated from AleC++ and VHDL-AMS compilers, compiled VHDL-AMS models can be used as any other AleC++ models. The only exception is that simulation control parameters must be given in an AleC++ file. In this way the same simulation kernel of Alecsis with no changes can be used to simulate designs described in different HDLs.

### 3. INTRODUCTION TO VHDL-AMS

VHDL-AMS is an Analog and Mixed-Signal extension to the Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL) [1]. It is a combination of two IEEE standards. The base IEEE std 1076-1993 (VHDL) standard is modified by IEEE std 1076.1-1999. (analog and mixed-signal extensions). VHDL-AMS is an informal name, widely used in the designers' community, for the combination of these standards.

VHDL-AMS provides behavioral and structural description of both discrete and continuous systems. Being a superset of VHDL it inherited all its advantages such as structural and functional decomposition, separate compilation, a powerful sequential notation, and the strong type system of a modern programming language. The discrete models are specified using component instantiations, concurrent signal assignment and the process statement. Modeling of continuous systems is based on the theory of Differential and Algebraic Equations (DAEs). DAE-based continuous systems can be modeled similar to discrete models at several hierarchical levels. A special notation for DAE's is introduced describing precisely what system of equations is implied at each simulation time. VHDL-AMS also has the ability to describe non-electrical physical phenomena. Mixed-discipline models with different domains such as electrical, physical, and thermal can be described and simulated in a single entity.

For representing unknowns in the DAE's, VHDL-AMS introduces a new class of objects, the *quantity*. Quantities can also be declared as ports of the model (the points that can be connected to other models). Additional branch quantities are provided to support conservation semantics of the systems like electrical circuits. There are two kinds of branch quantities: across quantities representing effort like effects such as voltage or temperature, and through quantities for flow like effects such as current and fluid flow rate. They are declared with reference to two *terminals*. Terminals can be of different *natures* that represent distinct energy domains (electrical, thermal, etc.). Using of terminals as ports of the model enables constructing nodes in hierarchical descriptions when such model is instantiated.

The system of DAE's can be described using *simultaneous statements*. VHDL-AMS also provides two special simultaneous statements, called *simultaneous if* and *simultaneous case*, to alter the set of equations. These statements include conditional expressions and depending of their satisfaction appropriate set of equations is solved.

VHDL-AMS is developed as a universal and tool independent language for modeling and documentation of both analog and digital devices and physical subsystems from other domains. That enables the designers to focus on the model equations without the distraction of specific simulator internals. In that way they can create models with different abstraction levels that improve significantly the simulation time. However, VHDL-AMS is not suitable for hardware/software co-simulation since software routines cannot be described. One solution to that inability can be developing a simulator specific HDL, such as AleC++, with some non-standard properties. That language can be used to overcome some deficiencies in today's standard HDLs.

### 4. NON-STANDARD FEATURES OF ALEC++

AleC++ (Analog and Logic Electronic C++) is an object-oriented HDL developed for use in the simulator Alecsis. It is a superset of C++, so C/C++ routines can be described, which is very useful for modeling of SoC [2].

VHDL-AMS uses process statements for defining synchronization of discrete-event models. For analog models processes are not used. AleC++ uses processes for both discrete and continuous parts of the model. There are seven types of processes:

- *structural* – executed during the hierarchical design tree building;
- *post\_structural* – after defining the topology of the system, but before solving the system of equations;
- *initial* – active only once when the simulation starts;
- *per\_moment* – active once in every time-instant, before solving the system of equations;
- *post\_moment* – active once in every time-instant, after solving the equation set;
- *per\_iteration* – active once in every iteration, before solving the system of equations;
- *final* – active once at the end of the simulation.

Component definition, called *module* in AleC++, can contain any number of processes.

Processes give full control over the execution of the model. For example, the simulation can be significantly speeded up if constant contributions to the system of equations (such as resistors) are defined in process *initial*, linear time-dependent contributions in process *per\_moment*, and non-linear elements in process *per\_iteration*.

AleC++ provides structural and behavioral modeling styles as well as the combination of the two. Contributions to the system of equations describing model can be defined in two ways:

- explicitly writing equations;
- modifying contributions of structurally connected built-in or previously defined models.

Writing equations in AleC++ is very similar to that in VHDL-AMS. There are three *eqn* statements (simple, through and across) analogous to simultaneous statements in VHDL-AMS that enable describing of equations containing free and branch quantities.

The second approach of modifying contributions of connected submodels is not found in VHDL-AMS, but it is very user-friendly. It is based on describing equivalent circuits of semiconductor components using built-in or previously defined models. Every engineer is familiar with this approach, so it is easy to learn. One more important issue is that errors in such model can be easily detected comparing to the model consisting of equations. When the designer writes equations it might happen that the system of equations is singular. Although the solver can detect that it cannot track it back to find exactly what equations are badly written. With this structural approach, errors such as loops of voltage generators or cutsets of current generators leading to a singular system can be easily discovered before the simulation starts and the location of the error can be reported to the user.

AleC++ inherited object-orientation from C++. Since modeling is an object-oriented problem by its nature this is a very useful feature. VHDL-AMS does not support object-orientation in its formal definition, although there are some attempts to implement it. Two main benefits of object-oriented modeling in AleC++ are:

- straightforward definition of model parameters with controlled access;
- property inheritance for hierarchical models.

Model parameters are defined in C++ class. The class can also contain C++ functions (methods) that can be called from model (module) processes. Only modules declared in the C++-like class can have access to its *private* or *protected* parameters. Use of classes makes inheritance of model properties very easy. Hierarchically higher models, that contain instances of simpler model, can be connected to appropriate derived class. This gives direct access to parameters and methods (functions) of submodels.

AleC++ also has some useful features for the description of digital systems, which do not have their counterparts in VHDL and VHDL-AMS. In AleC++ it is possible to declare and define functions with a variable number of arguments as in C/C++. Besides this, the number of parameters passed to the model and the number of formal signals that are terminals of a module can be variable. It is useful for describing the regular structures and logic blocks with variable number of input/output signals.

AleC++ supports the declaration of user-defined signal attributes of any legal type. They can be used for setting signal values in the preparation phase of the simulation and for modeling parasitic capacitance in simulation of digital circuits. VHDL-AMS does not provide the use of user-defined signal attributes.

## 5. A MODELING EXAMPLE

The model of an ideal diode (Figure 2) is described in both HDLs (AleC++ and VHDL-AMS). Corresponding source codes are given in Figure 3 and Figure 4. Models declare saturation current and *anode* and *cathode* as two interface terminals. VHDL-AMS architecture contains *vd* as across quantity and *id* as through quantity between *anode* and *cathode*. The behavior of the diode is described by a simple simultaneous statement. AleC++ description uses built-in nonlinear current generator to describe the model. The generator has the value *id* and partial derivatives with respect to controlling links, *anode* and *cathode*. Appropriate process controls their calculation in every iteration. Operator @ denotes partial derivative of a nonlinear function with respect to a particular link.

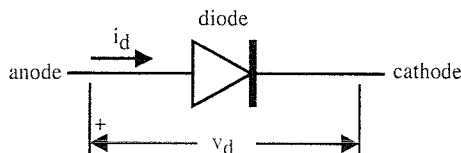


Figure 2. Diode model

```

/***** VHDL-AMS description *****/
entity diode is
  --saturation current
  generic (iss: real := 1.0e-14);
  port (terminal anode, cathode:
        electrical);
end entity diode;

architecture diode_arch of diode is
  quantity vd across id through anode
  to cathode;
  --thermal voltage at 300K
  constant vt: real := 0.0258;

begin

  id == iss * (exp(vd/vt) - 1.0);

end architecture diode_arch;

```

Figure 3: VHDL-AMS model

```

/***** AleC++ description *****/
module new_diode (node anode, cathode) {
  nlngen pngen;
  pngen (anode, cathode, anode,
cathode);
/*current flows from anode to cathode
controlled by node voltages
anode and cathode */

  action (double iss=1e-14)
  /*saturation current*/ {
    process per_iteration {
      double gd, id;
      /*thermal voltage at 300K*/
      double vt=25.8mv;

      id = iss * (exp((anode-cathode)/vt)-1.0);
      gd = (iss + id)/vt;
      nlngen pngen = id { @anode = gd; @cathode
= -gd; }
    }
  }
}

```

Figure 4.: AleC++ model

## 6. CONCLUSION

VHDL-AMS is a standard mixed-signal HDL that promises to play very important role in the specification and verification of mixed-signal and analog systems. Since it is tool and vendor independent their models are portable and reusable in different EDA implementations. AleC++ is an object-oriented HDL for the simulator Alecsis, therefore not fitting to standards. However, it has some very useful modeling features not found in other standard HDLs. The simulator Alecsis supports the use of both VHDL-AMS and AleC++. This gives the designers opportunity to develop models by using all the advantages that standardization brings and useful properties of a non-standard, simulator specific language AleC++.



## 7. REFERENCES

- [1] E.Christen and K.Bakalar, "VHDL-AMS – A Hardware Description Language for Analog and Mixed-Signal Applications", *IEEE Trans. CAS*, vol. 46, No. 10, pp. 1263-1272, October 1999.
- [2] V. Litovski, D.Maksimović, Ž. Mrčarica, "Mixed-signal modeling with AleC++: Specific features of the HDL", *Simulation Practice and Theory* 8, pp. 433-449, 2001.
- [3] M. Damnjanović, Ž. Dimić, V. Litovski, D. Glozić, "Hardware Description Languages for ALECSIS Simulator", *Proc. 20th International Conference on Microelectronics (MIEL'95)*, vol. 2, pp. 525-528, September 1995.
- [4] Ž. Mrčarica et.al., *Alecsis 2.3: the Simulator for Circuits and Systems. User's Manual*, Laboratory for Electronic Design Automation, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, LEDA – 1/1998
- [5] D. Glozić et al. *Alecsis, the simulator*, Laboratory for Electronic Design Automation, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering, LEDA – 3/96

## VHDL-AMS COMPILER FOR ALECSIS SIMULATION ENVIRONMENT

Milunka Damjanović and Bojan Andjelković, Faculty of Electronic Engineering, Niš

**Abstract** – Mixed-signal and mixed-domain simulator Alecsis with its own object-oriented HDL, AleC++ provides a comprehensive design environment for verification of complex electronic circuits and non-electrical systems. In order to exploit good features of standardization VHDL-AMS compiler for Alecsis has developed. Basic principles of the compiler and its integration into Alecsis are described in this paper.

### 1. INTRODUCTION

Modern application-specific integrated circuits (ASICs) and system-on-a chip (SoC) designs frequently contain both analog and digital subsystems, embedded software, and sometimes are used with optical, magnetic and/or micromechanical devices. Therefore, we have not only analogue/digital (mixed-signal) designs, but also mixed-domain integrated systems, where different physical processes interact. For development of such systems a powerful simulator and appropriate modeling language are needed with the ability to describe and analyze all these kinds of subsystems in the most efficient way. Recent development in the field of mixed-signal hardware description languages (HDLs) has been determined by the strong need for standardization. IEEE VHDL 1076.1-1999. (informally known as VHDL-AMS where AMS stands for analog and mixed-signal) [3], [5] and Verilog-AMS standards have been

issued and they are intended to be universal tools for modeling and documentation of both analog and digital devices and physical models from other domains (mixed-domain models). However, in the industrial community it is already clear that standardization is not going to solve all problems, such as, for example, the fact that VHDL-AMS and Verilog-AMS can not be used for hardware/software co-simulation necessary in SoC design. One convenient solution is to enable the simulator to accept and integrate models developed in different languages. Such language-neutral simulation environment let designers use codes (descriptions) already written in standard HDLs which are portable between different EDA tools, while taking good features of the other language(s) to describe and test the components which can not be described in standard HDLs. Finally, the whole complex system can be verified using only one simulation tool. Mixed-language simulators are already available in the market (ADVance MS rom Mentor Graphics, SMASH from Dolphin Integration etc.). This paper describes one such approach. It discusses a method of co-simulation with our Alecsis simulator/language environment and VHDL-AMS pre-developed models.

Alecsis (Analogue and Logic Electronic Circuit Simulation System) [1] is a mixed-signal and mixed-domain simulator with its own object-oriented HDL named AleC++ suited for modeling and simulation of both digital and

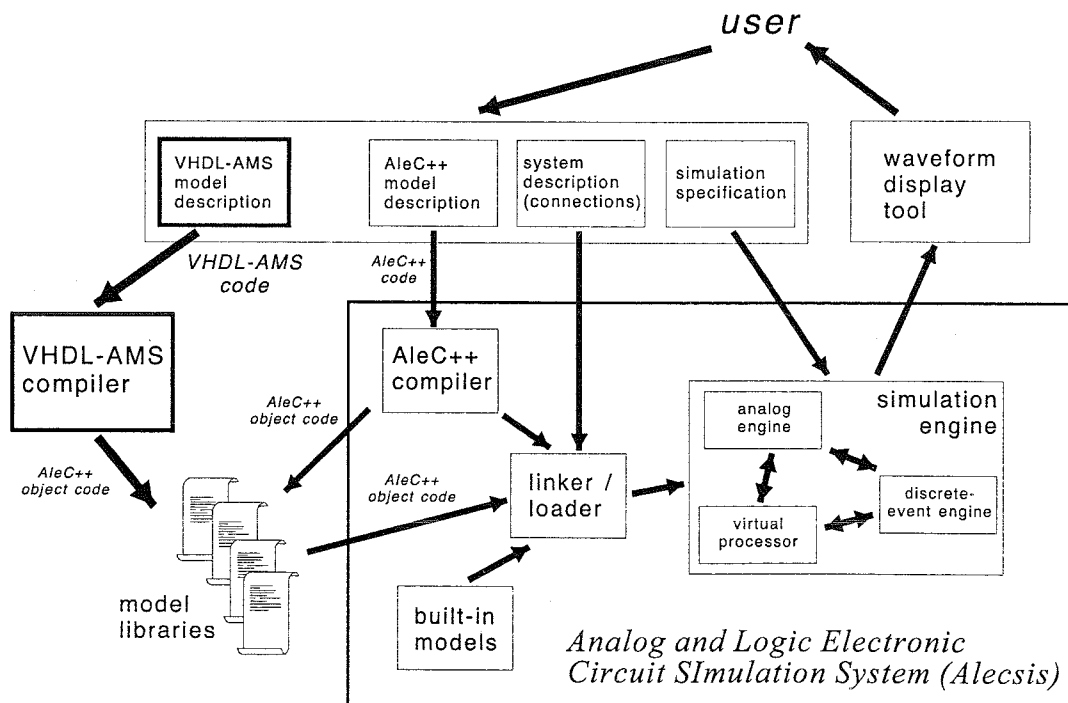


Figure 1. Organization of Alecsis simulator, with VHDL-AMS compiler.

especially complex analogue models. Developed as a superset of C++, AleC++ supports the good features of object-orientation that enables modeling in a natural way. As Alecsis can interpret C/C++ routines while executing hardware models, it is very convenient for descriptions of systems with embedded software. However, having in mind the importance of standard languages (great number of designers that use it, portable models, growing number of already developed models) and convenience of using mixed-language simulation environment we are developing VHDL-AMS compiler for Alecsis. The compiler enables accepting of VHDL-AMS code and Alecsis simulation with as low designer intervention as possible.

Short description of Alecsis structure and the concept of integration of VHDL-AMS compiler into Alecsis simulation environment will be given at the beginning. After that the principles of mixed-language simulation will be explained, as well as AleC++ and VHDL-AMS code interaction. The fourth section gives an example of co-simulation and the last one is the conclusion.

## 2. ALECSIS SIMULATOR/VHDL-AMS COMPILER INTEGRATION

Since AleC++, the hardware description language of simulator Alecsis, is based on the programming language C++, a straightforward solution would be to compile the HDL code into appropriate object code, link it into the simulation kernel and directly execute (compiled simulation). However, the simulation process is simpler if the model code needs not to be compiled and linked to the simulation engine every time it is modified. For that reason interpreted simulation can be used in which model code is captured by the front-end analyzer and transformed into a suitable form for the simulator to execute. This transformation process is called elaboration and it generates a program to be interpreted by the simulator. The drawback of such approach is lack of code optimization, so the model interpretation is slow. Since model code is executed many times during the simulation run, the code optimization is of great importance.

Alecsis combines good features of both approaches. From the user's point of view AleC++ models can be used both in an interpreted and compiled simulation. However, even if the user chooses interpreted mode, the code is firstly compiled into AleC++ object code (internal binary format of the simulator Alecsis) and optimization is performed. AleC++ object code is used as an intermediate code for communication between different HDLs. After that the virtual processor interprets the generated object code. In compiled mode, the result of compilation is stored in the model libraries in AleC++ object code format. These compiled models can be later used in system description or in description of other models, and all global symbols will be resolved by the linker/loader before the simulation starts.

The simplest way to achieve AleC++/VHDL-AMS co-simulation is to use the existing simulation kernel of Alecsis simulator and to develop a new compiler for VHDL-AMS language [4]. Figure 1 shows the co-simulation concept. The structure of VHDL-AMS compiler is shown in Figure 2.

At first the compiler front-end analyses VHDL-AMS source code and generates the intermediate data structures. It consists of two usual building blocks: lexical analyzer (scanner) and syntax analyzer (parser) [2]. The lexical analyzer

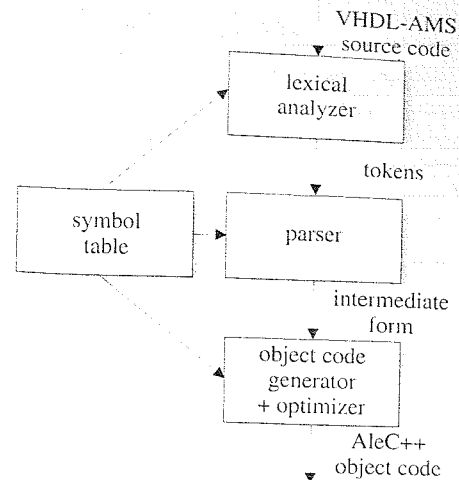


Figure 2. VHDL-AMS compiler structure

carries out the simplest level of structural analysis and groups the individual characters of the source code text into the logical entities having a collective meaning (tokens). The syntax analyzer then groups the simple elements identified by the scanner into the larger language constructs, such as entities, architectures, statements, loops and functions. The parser constructs binary trees followed by an intermediate form (called "three-address code" [2]). Also, in this phase the semantic analysis is performed which determines type of variables, signals, terminals and quantities, the size of arrays and so on. A symbol table is used to keep track of scope and binding information about names (see Figure 2). The compiler back-end takes generated intermediate data structures and produces AleC++ object code. The code optimisation is performed in this phase, too. It eliminates the unnecessary instructions, groups some instructions into one, discards the dead code (code that never executes), find the most frequently used variables and put them into registers etc. Alecsis implements only the local (peephole) optimisation that improves the quality of the generated object code while preserving pretty short compilation time. In this type of optimization, compiler does not analyze the whole code but only 2-3 successive instructions and tries to perform optimization on them. It can significantly reduce the simulation time while compilation is still pretty fast.

Due to similarities between AleC++ and VHDL-AMS, as it will be shown in the following section, the code generation phase developed for AleC++ language is used nearly complete without changes for VHDL-AMS compiler, too.

Compiled VHDL-AMS models can be used in the same manner as any other AleC++ model. The only exception is that simulation control parameters must be obtained from AleC++ file. They include control of numerical integration, iterative processes and sparse matrix solving. Therefore, VHDL-AMS models can not be used in the interpreted mode.

## 3. VHDL-AMS AND ALEC++ MIXED-LANGUAGE SIMULATION

Two problems must be solved in order to make AleC++/VHDL-AMS mixed-language simulation possible: on what level would be the code combining allowed and if the synchronizing primitives are needed. Since the objective

<i>ALEC++</i>		<i>VHDL-AMS</i>
<i>module</i>	⇔	<i>architecture</i>
<i>function</i>	⇔	<i>function</i>
<i>function call</i>	⇔	<i>function call</i>
<i>instance of module</i>	⇔	<i>instance of component</i>
<i>node</i>	⇔	<i>across quantity</i>
<i>current</i>	⇔	<i>through quantity</i>
<i>flow</i>	⇔	<i>free quantity</i>
<i>simple eqn, across eqn, through eqn</i>	⇔	<i>simple simultaneous statement</i>
<i>ddt</i>	⇔	<i>dot</i>
<i>idt</i>	⇔	<i>integ</i>
	⇔	<i>procedure</i>
<i>model card</i>	⇔	_____
<i>global variable</i>	⇔	_____
	⇔	<i>nature</i>

Figure 3. Correspondence between AleC++ and VHDL-AMS elements.  
 Shadowed items do not have appropriate counterparts

of co-simulation here is to enable reuse of models developed in the other HDL there is no need for code combining inside a single language object (e.g. function, instance of component, etc.).

Since AleC++ resembles the semantics of standard HDLs such as VHDL-AMS, the correspondence between language elements can be easily established (Figure 3). It enables VHDL-AMS compiler to form appropriate data structures that can be translated into AleC++ object code and use of almost completely unchanged the back-end of the existing AleC++ compiler. A VHDL-AMS model consists of an *entity* describing the interface and one or more *architectures* containing the implementation of the model. When that model is instantiated in a structural description, the designer specifies which of several architectures to use for each instance. Every architecture with appropriate entity in VHDL-AMS corresponds to one module in AleC++ and they are compiled into the library object of the same kind. Another basic language construct in both languages is *function*. Code combining under this level is forbidden. That means that it is not allowed to describe one process or equation in VHDL-AMS and another in AleC++ inside the same module/architecture. The mixed-language simulation is enabled through the instantiation of the subsystems (components in VHDL-AMS and modules in AleC++) and calling functions described in the other HDL. Thus, it is possible in VHDL-AMS descriptions to use components and call functions implemented in AleC++ and vice versa.

For describing of continuous systems VHDL-AMS uses the theory of differential and algebraic equations (DAE's). A new class of objects, the *quantity*, is introduced to represent the unknowns in the system of DAE's. Also, special kind of quantities called *branch quantities* are used for representing the unknowns in the equations describing conservative systems (systems obeying Kirchhoff's laws). There are two types of branch quantities: *across quantities* (for effort like effects such as voltage or pressure) and *through quantities* (for flow like effects such as current or

fluid flow rate). AleC++ uses a similar language element called *link* to describe quantities that appears on a module terminal and represent the unknowns in the behavioral system descriptions. There are five types of links in AleC++: *node*, *current*, *flow*, *charge*, and *signal*. In terms of across and through quantities node is across and current is through quantity. The flows represent general analog quantities and correspond to free quantities in VHDL-AMS. For notating DAE's a new class of statements known as simple simultaneous statements is introduced in VHDL-AMS. AleC++ has similar language constructs for writing equations. Three forms of describing equations are used: one for non-conservative and two for conservative systems with across and through quantities. Since the way of writing equations is almost the same in both languages VHDL-AMS compiler can easily determine contributions of the equations from VHDL-AMS model to the matrix of the system of equations describing the whole design. The compiler at first identifies the different unknown quantities in the VHDL-AMS model and from each equation determines contributions to the system matrix. If only one equation contributes to the specified matrix row then the equation appears as is in the system of equations. However, other equations in the same or some other VHDL-AMS or AleC++ model can contribute to the same row. All these contributions are added to appropriate row following the concept of "stamps" commonly used in electronic circuit simulation. It is necessary in Alecsis to explicitly specify to which matrix row the equation contributes. In equations using free quantities that information can be provided as the equation's label. Branch quantities are declared with respect to two terminals. They hold no values but can be used to determine matrix rows to which equations containing branch quantities contribute. VHDL-AMS does not specify a technique for solution of the system of equations leaving the selection of the method to the implementer of a simulator.

VHDL-AMS provides conditional and selected forms of the simultaneous statement that allow changing set of

equations in the model. Since AleC++ has similar constructs, VHDL-AMS compiler can easily translate those statements into the corresponding object code.

Both languages support signal attributes for derivative and integration over time used in differential equations. AleC++ also supports second-order time derivative attribute and it is implemented in VHDL-AMS compiler, too.

Through the instantiation, ports of the component are bound and parameters are passed to it. The interconnection of quantities via component instantiations and port maps associates unknowns in different equations and implicitly creates additional equations constraining the paired quantities to have the same value. Also, through the function call actual arguments are passed to the function. Ports and parameters passed to the subsystem or function may belong to different types. Since, both languages, AleC++ and VHDL-AMS, have very complex and powerful data type system it is very important to establish the data type correspondence. Due to the same machine representation it is easy to accomplish that. The type *real* in VHDL-AMS corresponds to *double* in AleC++, and *integer* in VHDL-AMS to *int* in AleC++. Enumeration types exist in both languages, just like vectors, while *record* in VHDL-AMS relates to *struct* in AleC++. The designer has to take care about this data type correspondence when uses mixed-language descriptions. Besides, if the designer creates new data type, the same name and the equivalent description has to be used in both languages. As opposed to earlier language versions VHDL-AMS introduces a new two-level type system: the types already inherent within VHDL'93 and the natures. Natures represent distinct energy domains (electrical, thermal etc.). Its declaration consists of specifying nature's "across" and "through" types. Therefore, type information in the intermediate structures is represented by type symbol and nature symbol instances. All instances of object (except for terminals), literal, subtype and subprogram symbols are linked to their corresponding type symbol and all instances of terminals and subnature symbols are linked to their corresponding nature symbol. Furthermore, nature symbol instances are linked to the symbol instances denoting their across and through types. Since a branch quantity is declared with reference to two terminals, and terminal is declared to be of some nature, the type of branch quantities is derived from the nature of their terminals.

Thanks to the fact that both languages produce the object code of the same format, the simulation engine and virtual processor do not know which compiler has prepared the information. Since the interference boundary of the two languages is limited to library objects, no additional synchronization mechanism is needed.

#### 4. CO-SIMULATION EXAMPLE

An example of a mechanical model describing oscillating mass is given in order to illustrate AleC++/VHDL-AMS mixed-language description and simulation (Figure 4). Its architecture is described in VHDL-AMS and defines mechanical equilibrium as a single differential equation using a simple simultaneous statement. Entities for calculating velocity and acceleration are not necessary for simulation, but are used just to print out the appropriate results. These models are instantiated and appropriate simulation control parameters are given in AleC++ file. VHDL-AMS models have to be compiled first

into the AleC++ object code, and then the whole system is simulated using Alecsis.

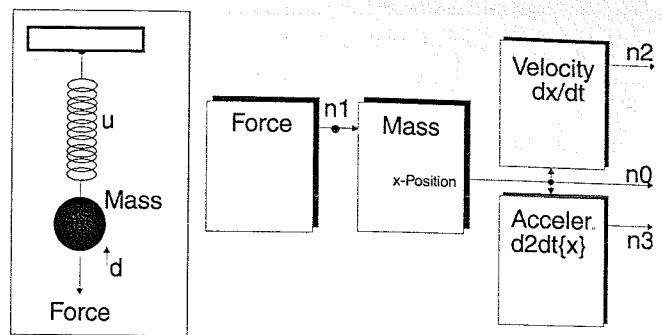


Figure 4. Architecture of oscillating mass

VHDL-AMS code describing the oscillating mass and additional entities for acceleration and velocity is given in Figure 5 and the corresponding AleC++ code for the model verification is shown in Figure 6.

```
entity mass_e is
  generic (m,u,d: real);
  port (quantity x: out real;
        quantity force: in real
  );
end entity mass_e;

architecture mass of mass_e is
begin
  x: m*x'dot'dot + d*x'dot + u*x -
  1*force == 0;
end architecture mass;

entity velocity_e is
  port (quantity x: real;
        quantity v: real
  );
end entity velocity_e;

architecture velocity of velocity_e is
begin
  v: 1*v - 1*x'dot == 0;
end architecture velocity;

entity acceleration_e is
  port (quantity x: real;
        quantity a: real
  );
end entity acceleration_e;

architecture acceleration of
acceleration_e is
begin
a: 1*a - 1*x'dot'dot == 0;
end architecture acceleration;
```

Figure 5. VHDL-AMS model of the oscillating mass

```

#include <alec.h>
#define Period 15. s
module mass(flow x, force)
action(double m, double u, double d);
module velocity(flow x, v);
module acceleration(flow x, a);
library "mass";
library "velocity";
library "acceleration";
module Force (flow force) {
action (double force_value) {
double force_out;
process per_moment {
force_out = force_value*exp(-now);
eqn force: {force} = force_out;
}
}
}
}

root eq() {
flow n0, n1, n2, n3;
mass p;
Force F;
velocity V;
acceleration A;
p(n1,n0) {m=1; u=1; d=0.35;}
F (n0) {force_value=10;}
V (n1,n2);
A (n1,n3);
timing {tstop = Period; a_step =
Period/1000;}

plot { flow n1;flow n2;flow n3; }
}

```

Figure 6. AleC++ code for the model verification

The mixed-language simulation results are shown in Figure 7.

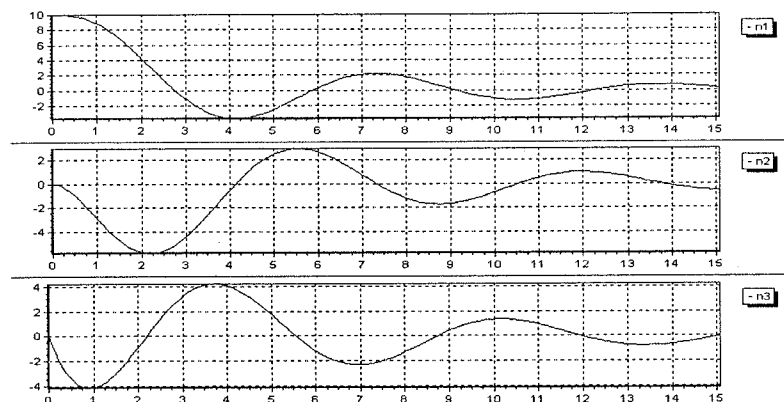


Figure 7. Simulation results of the oscillating mass. Traced signals are position, velocity and acceleration of the mass

## 5. CONCLUSION

AleC++ is an HDL that has all properties of a programming language, too. This gives designers freedom in modeling very complex systems that are not conveniently covered by standard HDLs. However, having in mind the opportunities that standardization brings, a separate VHDL-AMS compiler for Alecsis simulator has been developed. In this sense, mixed-language descriptions and simulations are possible enabling one part of the design to be modeled in AleC++ and exploiting its important advantages, while the other part (pre-developed models in VHDL-AMS) may be given in standardized form. It gives designers the comprehensive environment they need to develop analog/mixed-signal circuits and SoC while they still can exploit the power of using portable models already developed in standard HDLs.

The implementation of frequency-domain simulation in Alecsis is under development and appropriate VHDL-AMS constructs for small-signal frequency-domain and noise simulation will be incorporated into the compiler in the near future.

## 6. REFERENCES

- [1] Ž. Mrčarica et al., *Alecsis 2.3, the simulator for circuits and systems. User's manual*, Laboratory for Electronic Design Automation, Faculty of Electronic Engineering, University of Niš, Yugoslavia, LEDA – 1/1998.
- [2] A. Aho, R. Sethi, J. Ullman, *Compilers - Principles, Techniques and Tools*, Addison Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1986.
- [3] ----, *IEEE Standard VHDL Language Reference Manual (Integrated with VHDL-AMS changes) - IEEE Std 1076-1, draft version*, New York, IEEE, 1998.
- [4] V. Litovski, Ž. Dimić, M. Damjanović and Ž. Mrčarica, "Electronic circuit simulation in a mixed-language environment", *Miroelectronics Journal*, Vol. 29, No. 8, 1998, pp. 553-558.
- [5] E. Christen and K. Bakalar, "VHDL-AMS - A Hardware Description Language for Analog and Mixed-Signal Applications", *IEEE Trans. CAS*, Vol. 46, No. 10, pp. 1263-1272, October 1999.



---

---

секција T5

**МЈЕРНЕ МЕТОДЕ И СИСТЕМИ**

---

---

L. Babić, R. Babić

**A simple hydrodynamical G-force sensor ..... 88**

R. Babić

**Jastučasti hidraulični taktilni senzor sa jednoparametarskom regulacijom sile stezanja ..... 92**

B. Đorđević, A. Velimirović

**Upravljanje nelinearnim objektima korišćenjem fuzzy logike ..... 97**

P. Rančić, D. Vučković

**Realizacija laboratorijskog modela sistema integracionog fotometra (fluksmetra) ..... 101**

---

---

## A SIMPLE HYDRODYNAMICAL G-FORCE SENSOR

Lidija Babic, Ranko Babic, *Faculty of Technical Sciences - Kosovska Mitrovica*

**Abstract** - We propose the concept and design of a simple G-sensor based on hydrodynamics of a bubble influenced by gravity and confined in hemispherical vessel having a special system of electrodes. Presence of the bubble between corresponding electrodes changes the local resistance of conductive liquid or capacitance of non-conductive one that can be detected on electrode contact line by some outer electronic system. Details of bubble hydrodynamics in such system are discussed and confirmed by measurements carried out on device prototype. Its transient characteristics is synthesized from measurement data. Also, the sensor resolution is considered in regard to form, size and disposition of electrodes. Simple electrical model of the whole system is presented. Finally, we gave suggestions how to further improve sensor characteristic.

### 1. INTRODUCTION

For effective moving any organism or autonomous system must control its balance, especially the bipedal ones. Living beings basically perform that task by special sensory organs - statocist and vestibular system [1], [2]. Of course, the more active is the animal the more detailed balance information it needs. Therefore, the higher vertebrates possess additional sensory systems to get more perfect sense of balance, including proprioceptors and vision.

Consequently, a central role in the development of bipedal robots during last decade has been related with sensors aimed to balance control of the machine. It included gyrometers, G-force sensors, six-axis force sensors, statoliths, bionic equivalents of vestibular systems, accelerometers etc. All that confirms the complexity of such task.

The last-generation robots-humanoids, capable to stroll down stairs and along slopes, dance and even kick the soccerball, comprise very complex sensing systems controlled by powerful processors [3], [4], [5].

Some of applied sensors are pretty complex including their electromechanical design and signal output.

Among all these various sensors we find a room to propose configuration of a new one that would distinguish itself by extreme simplicity but respectable performance.

### 2. CONCEPT OF A NEW G-SENSOR

Property of zero shear within a liquid means the minimum of potential energy of liquid in the field of gravity. Because of that the surface of a liquid is perpendicular to gravity force. The liquid tends to eliminate any perturbation of such state and to return to previous stable minimum. The bubble as the most common perturbation phenomenon found its application in tube or circular spirit level [6].

It is the essence of our idea. But to prepare a spirit level to serve as a gravity sensor in robots and other applications we must spread its leveling abilities into all three dimensions and find a way to register current position of the bubble.

The conceptual configuration of the device is shown on Fig. 1.

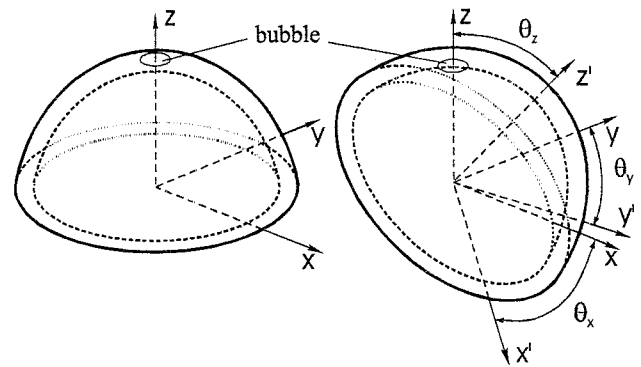


Fig. 1. Conceptual appearance of proposed G-sensor. Fluid is confined between two hemispherical walls with slightly different radii implying the bubble to move along a curved liquid layer.

Liquid is confined between two hemispherical surfaces forming a vessel where a bubble of corresponding size is inserted (or equivalent drop of liquid removed). The bubble at each moment occupies the highest level whatever the orientation of the vessel axis (Fig. 1). In that way it covers the half of the full solid angle, i.e.  $2\pi$ .

Obviously, it is easy to cover the full solid angle by combining two of such sensors in opposition.

Another problem is to determine the coordinates of the current bubble position with sufficient precision. The simplest way to do that is to make the bubble to accomplish that itself. Our invention includes a (non)conductive liquid and the coordinate network of electrodes that forms an equivalent matrix of resistors or capacitors where the bubble serves as a movable switch. Let us analyze the phenomena in this sensor more closely.

### 3. BUBBLE HYDRODYNAMICS IN SENSOR

Bubble movement stems from the liquid which flows around the bubble tending to minimize potential energy. Unlike vertical lift of free bubble in large vessel this confining system considerably affects its movements. First of all, the flow of liquid around a bubble is disturbed by proximity of vessel walls so that lateral streams dominate over up and down ones [7].

Another dimension of this phenomenon is whether flow of water around the bubble is laminar or turbulent, which is affected by the bubble diameter. Speaking of bubble diameter it should also be taken into account dynamic deformation of bubble surface [7]. All these aspects make the mathematical analysis of such phenomena very complicated. Therefore, we would restrict ourselves to detailed qualitative considerations and simplified calculus, trying to verify our observations by measurements.

We made a prototype of such vessel by plastic thermal deformation of transparent polyethylene sheets (Fig. 2).



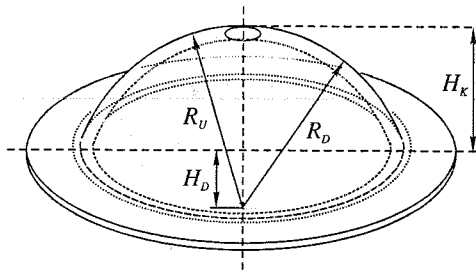


Fig. 2. Prototype of sensor vessel, made of transparent plastics. Its dimensions are:  $R_U=31\text{mm}$ ,  $R_D=27.5\text{mm}$ ,  $H_D=15\text{mm}$ ,  $H_K=16\text{mm}$ , so the thickness of curved liquid layer is  $R_U-R_D=3.5\text{mm}$ . The thickness of plastic wall is  $0.3\text{mm}$ .

Bubble size, inserted in the sensor, was controlled by precise hypodermic syringe with increments of only

$$V_{B1} = 15\text{mm}^3 \rightarrow R_{B1} = 1.53\text{mm} \quad (\text{sharp needle})$$

$$V_{B2} = 4.4\text{mm}^3 \rightarrow R_{B2} = 1.02\text{mm} \quad (\text{blunt needle})$$

Adhesive properties of liquid-wall also affect the bubble movability particularly in the case when the bubble is not closed but "sticks" to the wall. All these processes can be most easily examined with bubbles of various size confined in transparent tube.

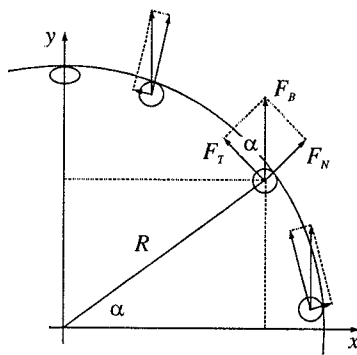


Fig. 3. Buoyancy force  $F_B$  is resolved into tangential  $F_T$ , that causes movement of bubble, and normal  $F_N$  component, that causes equal wall reaction. At final point,  $x=0$ ,  $y=R$ ,  $F_T=0$  and  $F_B$  is completely balanced by wall reaction.

Vertical lift of the bubble is characterized by uniform velocity because buoyancy  $F_B$  and Stokes forces are in balance, while curved wall of sensor will apparently cause its change. It is easy to derive a simplified relationship according to Fig. 3

$$F_T = F_B \cdot \cos \alpha = \frac{4}{3} \pi R^3 (\rho_L - \rho_A) \cdot \frac{x}{R} = \frac{4}{3} \pi R^2 \rho_L x \quad (1)$$

By a simple laboratory equipment we also measured the velocity dependence. The equipment comprised a rectangular transparent tube  $L_T \times W_T \times T_T = 290 \times 30 \times 4\text{mm}$ , made of the same material as the prototype, filled with liquid, that can be inclined at desired angle. A bubble with a proper diameter (volume) was created in the tube and its lift time was measured by stopwatch. Measurements were repeated 10 times in order to minimize subjective factors.

Certain training was necessary in order to get good results, given in table Table I.

TABLE I

BUBBLE LIFT TIME AND VELOCITY AT GIVEN ANGLE

10°	15°	30°	45°	60°	90°
2.56 s	2.32	2.03	1.85	1.75	1.56
11.3 cm/s	12.5	14.3	15.7	16.9	18.6

These values are relevant just in relative sense since they depend on many factors.

Let us stress that we intended to simulate conditions of bubble hydrodynamics in G-sensor within laboratory tube as close as possible. Therefore, we selected its lateral dimension to be close to thickness of liquid layer in sensor, i.e.  $T_T=4\text{mm}$  (see Fig. 2.). During measurements we noticed oscillatory phenomena caused by bubble periodic deformations from spherical to ellipsoid and vice versa [7].

Another phenomenon of interest is obviously transient characteristics as the response to the step-function [8]. This sensor behaves as a weak or highly damped second-order system, making just one oscillation (Fig. 4.). Relying on experimental data given in Table I it is easy to synthesize this characteristics as angle  $\alpha(t)$  or distance  $l(t)$  dependence. Taking into account the relationship

$$v(t) = \frac{dl(t)}{dt} = \frac{\Delta l}{\Delta t} \quad (2)$$

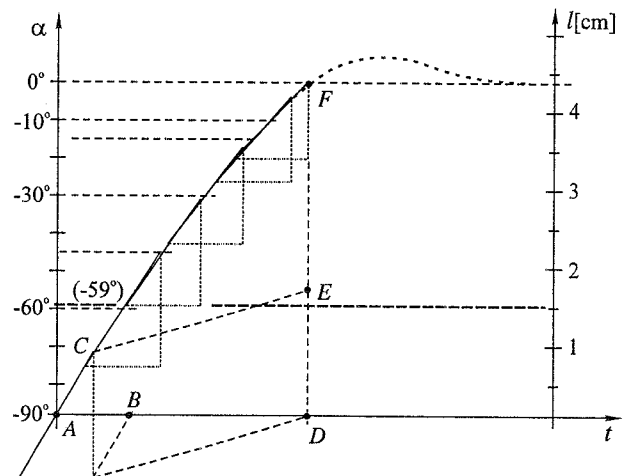


Fig. 4. Scheme of reconstruction of G-sensor transient function based on Table I. Angles are measured from z-axis of the vessel. The scale on the right ordinate corresponds to meridian arc length on a hemisphere with  $R=31\text{mm}$ .

one can create tangent lines at points specified by Table I. The procedure is shown on Fig. 4.

The incremental triangle at  $\alpha = -90^\circ$  defines, at a proper scale, velocity of  $18.6\text{cm/s}$ . Its sides can serve as scale unit lengths:  $AB$  as  $1\text{s}$  and  $DE$  as  $18.6\text{cm}$ . During an interval of time, represented by segment  $AD$  on Fig. 4., the bubble reaches  $\alpha=0^\circ$ , i.e. passes the length  $DF$ . It is easy to measure from the Fig. 4. that  $DF=2.66 \times DE=2.66 \times 18.6\text{cm}=49.5\text{cm}$  and  $AD=3.42 \times AB=3.42 \times 1\text{s}=3.42\text{s}$ . Taking that the radius of bubble circular trajectory in our prototype is  $R=29\text{mm}$  (see Fig.2.) we simply calculate rise time

$$\frac{DF}{2R\pi/4} = \frac{AD}{\Delta t} \rightarrow \Delta t = 0.315\text{s} \quad (3)$$

Transition behaviour significantly depends on the bubble diameter and the characteristic on Fig. 4. is related to its diameter  $D_B=4$  mm and height  $h_B=2$ mm (when bubble is in rest at the top of vessel).

Let us notice that our prototype is not a hemisphere but rather a calotte, with an angle aperture of  $2 \times 59^\circ$  (indicated by thick dashed line on Fig. 4).

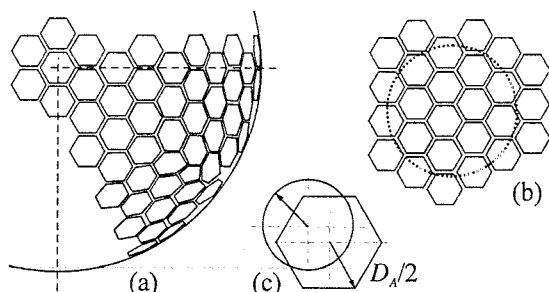


Fig. 5. (a) Up view on internal hemisphere covered with hexagonal electrodes. Only one sector is shown for simplicity. (b) Bubble covers several electrodes which means higher resolution of its center coordinates. (c) When a bubble partly covers the electrode uncertainty appears concerning determination of its center.

Measurements enabled us just to reconstruct rising slope of transient function. Adhesion prevented precise measurement for angles less than  $5^\circ$ . But observing bubble behavior around the top of hemisphere at the end of its rise we noticed just one surpass to opposite side, after which it swiftly rested in its neutral position. We estimated surpass to be close to  $5^\circ$ . That (assumed) part of transient is represented by dashed line on Fig. 4.

We used water as a fluid. Also were examined alcohol and laboratory gasoline. Oil is another promising liquid especially for capacitive variant of the sensor. There are plenty of other experimental results which need to be further systematized and properly interpreted.

Here we do not consider as relevant transition phenomena of the bubble membrane and take it as a rigid surface.

#### 4. ELECTRICAL PROPERTIES OF SENSOR

As we previously mentioned sensor vessel contains a (non)conducting liquid. With the ratio  $h_B/H$ , where the  $H$  stands for thickness of liquid layer, within the range (0.8–0.9) the bubble almost touches vertices of both hemispheres. If the bubble is sandwiched between two plate electrodes it forms a resistor system in conductive liquid or a capacitor one in insulating liquid. Obviously, the conductivity between the electrodes with and without the bubble will be considerably different.

Similar situation holds when considering a capacitive system, since the bubble means abrupt change of dielectric constant  $\epsilon$ .

Here a question arises about the form and size of electrodes. It is obvious that all electrodes should be of the same form and size since the coordinates are equivalent. The structure of carbon C60 molecule (having 12 pentagons and 20 hexagons) [9] help us to find out the proper division of hemisphere surface into electrodes but without significant gaps. Consequently, the final solution would be smaller

hexagons, having appearance of honey-comb. Disposition of such electrodes on a spherical surface is shown on Fig. 5(a).

The ratio of bubble and hexagonal electrode diameters,  $D_B$  and  $D_A$  respectively, is determined by requested sensor resolution. Here we can't go too far since each electrode must have its own contact line. On the contrary, it is not so critical having in mind well developed LCD technology. Taking the value of  $D_B$  between e.g.  $(5-10)D_A$ , as shown on Fig. 5(b) we see that it is possible to determine the center of bubble area and to significantly improve sensor resolution. As a consequence, uncertainty appears in regard to partly covered electrodes (Fig. 5(c)), and it is as much prominent as  $D_B$  is more closely to  $D_A$ . Logically, the relation  $D_B > D_A$  is out of question.

Here we must be aware of the fact that at what extent electrodes affect the adhesion properties of sensor walls and, consequently, characteristics of bubble movement.

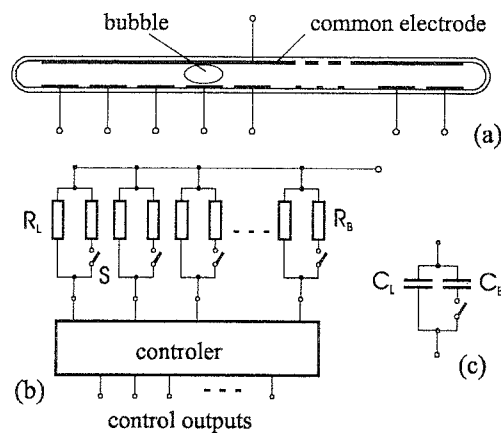


Fig. 6. (a) Schematic representation of sensor's electrical aspect. The upper, supplying electrode is common to all coordinate electrodes beneath. The bubble acts as movable switch as indicated in resistive (b) and capacitive (c) electrical models of the sensor.

The electrical scheme of G-sensor with accompanied electronic system is given on Fig. 6. A common electrode is internally applied on the vault of upper hemispherical wall while the system of hexagonal electrodes eternally on the inner wall. Conducting liquid between the common and certain hexagonal electrodes acts as resistance, is denoted as  $R_L$  on Fig. 6(a). When a bubble is between them an equivalent resistance

$$R_S = \frac{R_B R_L}{R_B + R_L} \quad (4)$$

appears, which can be modeled by two resistors in parallel. Actually, according to Fig. 6(a), the switch  $S$  indicates if the bubble happened to be between electrodes. That causes change of electric current in corresponding connection line. Concerning the aspect of energy consumption it is clear that the electric current permanently flows between all electrodes. A better solution for this problem can be attained by using nonconductive liquid and detecting change of capacity between electrodes. A similar model holds for such situation, as shown on Fig. 6(c).

A controller periodically scans outputs from electrodes and detecting the change of resistance or capacitance determines the corresponding coordinates of bubble.

## 5. CONCLUSION

Previous discussion clearly shows that the proposed G-sensor is a promising conception which distinguishes itself by giving a favorable tradeoff between its simplicity and efficacy. A particular value of this work is in its experimental aspect, i.e. prototype of the vessel and gadget for transient measurements.

Main sensor characteristics include its size, angle resolution, dynamical response and electrical complexity.

This sensor is scaleable till pretty miniature size which means proportionally smaller bubble and liquid with smaller viscosity in order to preserve dynamic behavior. In addition, scaling down causes the bubble to gradually change its form from ellipsoid to more spherical, which would affect electrical conditions between electrodes.

Higher resolution means huge number of electrodes and corresponding connection lines making the electrical aspect of the sensor to be cumbersome. This is an unquestionable drawback of the solution which should be improved. We propose an optical version of coordinate "reading" system which is currently under research. Concerning sensor dynamical performance one may complain about the transient overreach. We think that such behaviour is even desirable being the consequence of inertia which follows inertial behavior of the whole movable system (e.g. robot).

Otherwise, it is easy to compensate inherent transient introducing additional sensor with different dynamics that forms differential G-sensor or by compensation on electrical level.

It is important to point out that such sensor does not have movable parts and remains steady after installation, that assumes one adjustment.

## 6. REFERENCES

- [1] G.M. Shepherd, *Neurobiology*, Vol. 1, New York: Oxford University Press, 1983.
- [2] A. Kin, *Osnovi opšte zoologije*, Sarajevo: Veselin Masleša, 1960 (prevod s nemačkog).
- [3] G. Zorpette, "Robot Stand on Own Two Feet", *IEEE Spectrum*, Avgust 2002, pp. 24-25.
- [4] <http://www.honda.com/robot>
- [5] <http://www.androidworld.com>
- [6] Tehnička Enciklopedija, Tom 6, str. 32-35, Zagreb: Jugoslovenski leksikografski zavod, 1979.
- [7] Я.Е. Герузин, Пузыри, Москва: Наука, 1985.
- [8] М. Поповић, *Senzori i merenja*, Beograd: VETŠ, 2000.
- [9] <http://www.mpi.stuttgart.mpg.de>

**Садржај** – У раду је предложен концепт и конструкција једноставног G-сензора заснованог на хидродинамици мехура под утицајем гравитације који се креће унутар полулоптастог суда са посебним системом електрода. Присуство мехура између одговарајућих електрода мења локалну отпорност проводне течности или капацитивност непроводне, што се може детектовати споља на контактном изводу електроде помоћу одговарајућег електронског система. Хидродинамика мехура у оваквом систему је детаљно анализирана и поткрепљена лабораторијским мерењима извршеним на прототипу сензора. Његова динамичка карактеристика је затим синтетизована на основу резултата мерења. Резолуција сензора је размотрена у вези се обликом, величином и распоредом електрода. Дат је упрошћен електрични модел целог система. На крају су наведени предлози како додатно побољшати особине овог сензора.

## ЈЕДНОСТАВНИ ХИДРОДИНАМИЧКИ G-СЕНЗОР

Лидија Бабић, Ранко Бабић

## JASTUČASTI HIDRAULIČNI TAKTILNI SENZOR SA JEDNOPARAMETARSKOM REGULACIJOM SILE STEZANJA

Ranko Babić, *Fakultet tehničkih nauka, Kosovska Mitrovica, Jugoslavija*

**Sadržaj** - U radu je predložena i analizirana konfiguracija jednog novog taktilnog senzora koji se sastoji od elastičnog jastučića ispunjenog tečnošću i rezervoara sa elastičnom membranom koja tečnost odvaja od gasa. Kontaktni pritisak predmeta na zid jastučića potiskuje tečnost u rezervoar i deformiše membranu koja sabija gas. Time se postiže adaptivna mekoća zahvata a i povratna deformacija zida jastučića. Pritisak gasa se meri senzorom pritiska i služi kao ulazna veličina sistemu za upravljanje koji na osnovu toga određuje silu stezanja. Prezentirano je detaljno matematičko modeliranje senzora i izvedena njegova posredna konverzionna karakteristika. U zaključku su diskutovani pravci daljeg razvoja i načina primene ove konfiguracije.

### 1. UVOD

Taktilni senzori robotskih sistema najčešće imaju dvodimenzionalni raspored senzorskih elemenata [1], [2]. Od takve senzorske matrice do procesnog sistema vodi veliki broj mernih ulaza tako da procesni sistem mora operisati sa velikim brojem ulaznih podataka istovremeno. Razlog tome je donedavni nedostatak efikasnih vizuelnih senzornih sistema sa prepoznavanjem oblika u realnom vremenu, koji bi obezbedili koordinaciju pristupnog manevra efektora (šake robota) i oblika i vrste ciljnog objekta, zbog čega su konstruktori morali da mrežnjaču premeštaju u efektor, pri čemu je kraj efektor grubo dovođen u neposrednu blizinu predmeta da bi potom taktilni senzorski sistem preuzeo nadgledanje operacije zahvata i pristupa.

Današnji sistemi za prepoznavanje oblika dobijaju sve više na sposobnosti tako da je pod kontrolom vizuelnog sistema moguće ostvariti prilazni manevar do kraja dok se sensorima reguliše samo kvalitet zahvata, kako je uostalom svojstveno i čoveku.

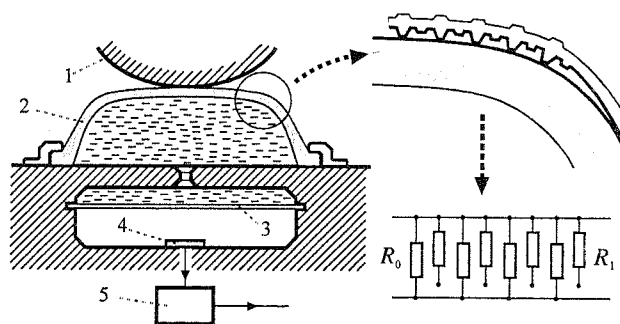
Upravo u ovom okviru nalazimo osnovu za novo rešenje taktilnog senzora koji istovremeno obuhvata i adaptivni kontaktni efektor koji se prilagođava zahvatanom predmetu. To podrazumeva jednostavnije podešavanje sile stezanja a time i znatno prostije rešavanje problema klizanja.

Dakle, radi se o senzoru koji podrazumeva sadejstvo sa efikasnim vizuelnim sistemom za navođenje a koji izvršni deo efektor dovede neposredno do objekta i otpočne proceduru hvatanja. To podrazumeva da je vizuelni sistem već prepoznao o kakvom predmetu se radi i da je zauzeo grube vrednosti parametara stezanja. Dakle, strategija upravljanja prstima je određena na osnovu toga.

### 2. KONFIGURACIJA SENZORA

Prema strukturi prikazanoj na Sl. 1. ovaj senzor ima dve strukturne celine: jastučić ispunjen odgovarajućom tečnošću i komoru sa elastičnom membranom. Zid jastučića je načinjen od elastomera čiji je obod hermetički pričvršćen na podlogu. U slobodnom stanju, pod dejstvom spoljne sile, elastomerni zid se deformiše i prilagođava obliku predmeta ali prema svom minimalnom poluprečniku krivine određenom mehaničkim i geometrijskim osobinama zida. Jastučić je ispunjen tečnošću određenih karakteristika (u pogledu npr. viskoznosti, temperaturnih osobina i td.) i spojen sa rezervoarom koji je podeljen elastičnom membranom, pri čemu se u drugom delu nalazi gas pod određenim pritiskom. Rezervoar se može nalaziti neposredno ispod jastučića, ukoliko konstruktorska ograničenja to dozvoljavaju ili izmešten na udaljeniju poziciju, u kom slučaju se mora uzeti u obzir i otpor spojne cevi. U delu rezervoara sa gasom nalazi se senzor pritiska.

Zid jastučića predstavlja, u stvari, dvoslojnu strukturu (uvećani deo na Sl. 1.). Gornji (spoljni) sloj ima bradavice, gde s unutrašnje strane postoje dva oblika bradavica. Spoljne bradavice imaju ulogu primarnih kontaktnih tačaka. Unutrašnje bradavice a takođe i dodirna površina donjeg, debljeg sloja zida, su prevučeni elektrootpornim slojem. Time bradavice predstavljaju sistem paralelno vezanih elementarnih otpornika, kako je prikazano na Sl. 1.

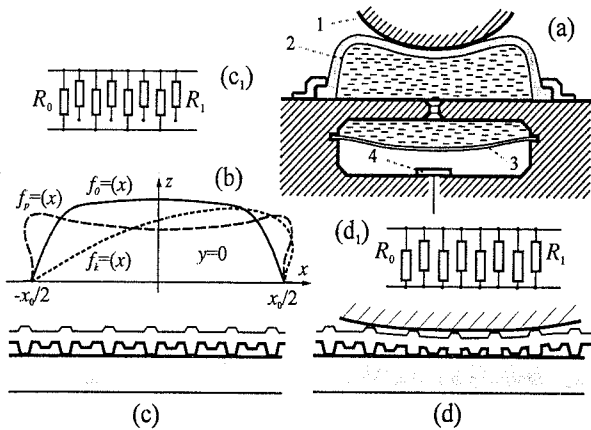


Sl. 1. Struktura taktilnog senzora. Brojevima su označeni: (1) predmet zahvata, (2) elastični zid jastučića, (3) gumena membrana, (4) senzor pritiska gasa, (5) lokalni procesni sistem. Uvećano je prikazan detalj spoljašnjeg sloja zida jastučića čije unutrašnje bradavice formiraju mrežu otpornih kontakata, kako je prikazano na ekvivalentnoj šemi.

### 3. FUNKCIONISANJE SENZORA

Pošto je platforma (šaka) sa sensorom, koji jednim delom funkcioniše i kao efektor, dovedena u

neposrednu blizinu predmeta započinje završna faza pristupnog manevra - dovođenje u neposredan konatkt sa površinom predmeta. Tu može nastati više situacija: da se predmet nalazi na podlozi i da je težak u odnosu na silu deformacije zida jastučića (i bradavica), da je predmet na podlozi lak u odnosu na silu deformacije jastučića te da prvo dolazi do njegovog pomeranja do dodira sa naspramnim jastučićem i da tek onda dolazi do deformacije njegovog zida i td.



Sl. 2. (a) Prikaz deformacija jastučića i membrane uzrokovan pritiskom predmeta. (b) Familija funkcija kojima se opisuju moguće promene oblika zida jastučića. (c) Kontaktni bradavičasti sloj zida jastučića u nedeformisanom stanju i njegova ekvivalentna šema (c<sub>1</sub>). (d) Kontakt sa predmetom zahvata izaziva deformaciju dužih bradavica zbog čega i kraće ostvaruju kontakt sa provodnim slojem. (d<sub>1</sub>) Ekvivalentna šema.

Ovakve situacije zahtevaju postojanje i taktilne indikacije dodira podloge na kojoj se nalazi predmet. Međutim, za sada ćemo posmatrati samo kontaktnu deformaciju ne ulazeći u detalje obuhvaćene gore pomenutim situacijama.

Dakle, jastučić senzora se kreće prema površini predmeta. Neposredno posle geometrijskog kontakta nastaje deformacija unutrašnjih dužih bradavica i dodir kraćih sa provodnim slojem čime dolazi do uočljive promene otpornosti između slojeva.

Ova promena otpornosti je znak sistemu upravljanja da se kontakt desio i da se treba početi sa drugačijim režimom zahvata.

Sada se pod pritiskom predmeta deformacija zida jastuka nastavlja. Pošto je tečnost nestišljiva promena zapremine jastučića izaziva deformaciju membrane u rezervoaru a što izaziva promenu pritiska gasa (Sl. 2.). Na taj način kontaktna sila zida jastučića prema predmetu može da se meko menja u dosta širokom dijapazonu.

#### 4. MATEMATIČKI MODEL SENZORA

Oblik nedeformisanog jastučića se može izraziti funkcijom definisanom nad oblašću osnove (baze) jastučića

$$\exists f_0(x, y) \forall x, y \in A = \begin{cases} |x| \leq x_0/2 \\ |y| \leq y_0/2 \end{cases} \quad (1)$$

Nama je interesantna zapremina tečnosti u jastučiću

$$V_0 = \iint_A f_0(x, y) dx dy \quad (2)$$

Kontakt sa predmetom izaziva deformaciju jastučića što možemo opisati odgovarajućom funkcijom

$$f_k(x, y) \quad x, y \in A, k \in \{I\} \quad (3)$$

Velikoj raznovrsnosti oblika mogućih predmeta kao i širokoj varijabilnosti konkretnog načina dodira odgovara kontinualna klasa funkcija (Sl. 2b)

$$C(f) = \{f_k(x, y) \mid x, y \in A, k \in \{I\}\} \quad (4)$$

U tom slučaju bilo bi logično da je

$$V_k = \iint_A f_k(x, y) dx dy \neq V_0 \quad \forall k \in \{I\} \quad (5)$$

Međutim, to ne mora da bude slučaj jer u zavisnosti od polaznog (nedeformisanog) oblika zida jastučića njegova deformacija može da se, naročito u početnoj fazi, svede samo na promenu oblika bez promene zapremine, tj.

$$V_k = V_0 \quad \forall k \in \{I^{(P)}\} \quad (6)$$

gde je  $I^{(P)}$  određeni podskup skupa celih brojeva  $I$ .

Zbog toga bi trebalo voditi računa i izabrati takav oblik jastučića koji bi pri svakoj deformaciji davao promenu zapremine, odnosno gde bi pomenuti efekat bio zanemarljiv.

#### A. Prva etapa zahvata - dodir

Kao što smo već objasnili, neposredan dodir površine zida jastučića i predmeta izaziva deformaciju unutrašnjih dužih bradavica čime kraće bradavice dolaze u kontakt sa provodnim slojem (Sl. 2c.) te dolazi do promena otpornosti

$$\Delta R(n) = \frac{R_0}{N} - \frac{R_0}{(N-n)} \parallel \frac{R_1}{n} \parallel \frac{(R_0 - \delta R_0)}{n} \quad (7)$$

gde je  $R_0$  otpornost na kontaktu nedeformisane duže bradavice,  $R_1$  otpornost na kontaktu kraće, dok  $\delta R_0$  predstavlja promenu (smanjenje) otpornosti usled deformacije duže bradavice a  $n$  broj kontaktnih mesta u području deformacije. Simbol  $\parallel$  označava paralelnu vezu između datih otpornika. Primetimo da smo ovde zanemarili postojanje delimično deformisanih dužih bradavica, na rubovima područja dodira, koje bi unele neku drugu promenu  $(\delta R_0)_1$  (Sl. 2d).

Nezavisno od velike varijabilnosti situacija pri kontaktu gde vrlo različite dispozicije predmeta i senzora mogu dati bliske vrednosti promene otpornosti, upravo veličina promene može poslužiti ne samo kao indikator nastupanja dodira već i njegovog kvaliteta, s obzirom na okvirnu pretpostavku našeg razmatranja da je sve pod kontrolom vizuelnog sistema za navođenje.

## B. Druga etapa zahvata - deformacija jastučića

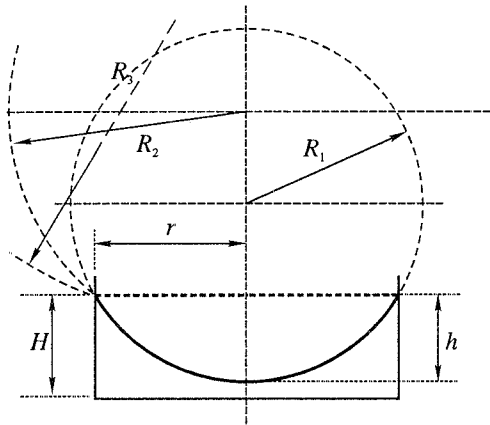
Posle dodira sa predmetom nastaje deformacija jastučića što uslovljava istiskivanje tečnosti u rezervoar i ugibanje membrane u njemu. Uz opravdanu pretpostavku da deformisana membrana ima oblik kalote sfere odgovarajućeg poluprečnika, s obzirom da je formirana pod uticajem pritiska tečnosti, možemo pisati

$$\Delta V_{(k)} = \iint_A [f_0(x, y) - f_k(x, y)] dx dy = \pi h^2 \left( R - \frac{1}{3} h \right) \quad (8)$$

gde je  $f_k(x, y)$  funkcija koja opisuje konkretnu deformaciju, odnosno

$$\Delta V_{(k)} = \frac{1}{6} \pi h (h^2 + 3r^2) \quad (9)$$

Oznake su date na Sl. 3.



Sl. 3. Geometrijski odnosi i oznake koji se odnose na rezervoar i membranu.

Smatrajući da se stanje (pritisak) gasa u rezervoaru menja izotermički možemo primeniti Bojl-Mariotov zakon

$$pV = p(V_{G0} - \Delta V_{(k)}) = p_0 V_{G0} = p_0 \pi r^2 H \quad (10)$$

odakle izvodimo zavisnost pritiska od veličine ugiba membrane  $h$

$$p(h) = p_0 \cdot \left[ 1 - \frac{1}{6} \frac{h}{H} \left( \frac{h^2}{r^2} + 3 \right) \right]^{-1} \quad (11)$$

Uvodeći  $C$  kao koeficijent geometrije rezervoara

$$H = C \cdot r \quad (12)$$

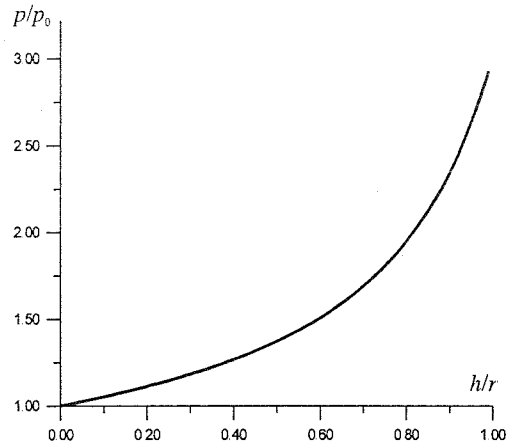
jednačinu (11) prepisujemo u pogodniji oblik

$$p(h/r) = p(x) = \frac{p_0}{1 - \frac{1}{6C} x (x^2 + 3)} \quad (11')$$

što ujedno predstavlja karakteristiku senzora. Za vrednost koeficijenta  $C=1$  karakteristika je predstavljena na Sl. 4.

Treba primetiti da izvedena formula daje spoljašnju sliku procesa u senzoru. Sa stanovišta sile koje deluju u njemu situacija izgleda malo drugačije. Naime, ukupna spoljašnja sila, kao rezultanta distribucije pritiska površine predmeta na jastučić, mora da savlada

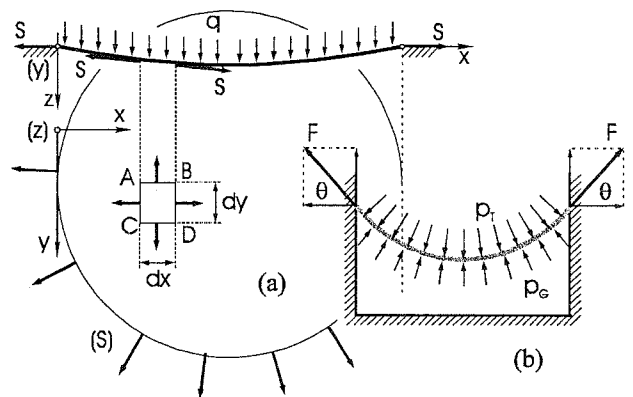
- deformaciju zida jastučića
- deformaciju membrane, i tek na kraju
- pritisak gasa.



Sl. 4 Normalizovana karakteristika senzora u zavisnosti od relativnog ugiba membrane. Za koeficijent geometrije  $C$  usvojena je vrednost 1.

Ovde pretpostavljamo da je pritisak gasa u rezervoaru u pasivnom stanju senzora jednak atmosferskom te da nema prednapregnutosti zida jastučića.

Prva komponenta je dosta komplikovana za proračun i sa time bismo izišli iz opsega razmatranja ovog problema. Sem toga, ova komponenta se u odnosu na druge može čak i zanemariti ili empirijski izraziti.



Sl. 5. (a) Ilustracija odnosa kod membranske analogije. (b) Analogija sa površinskim naponom kod tečnosti uz uvažavanje razlike između koeficijenta površinskog napona i mehaničkih osobina elastomera.

Što se tiče sile koju proizvodi membrana možemo iskoristiti tzv. membransku analogiju [3]. Ako posmatramo vrlo tanku opnu koja je zategnuta preko (kružnog) otvora i ako je  $q$  ravnomerno opterećenje po površini membrane a  $S$  ravnomerno zatezanje po jedinici dužine njene konture, tada su sile zatezanja na stranama beskonačno malog elementa, koje daju u slučaju malih ugiba rezultantu u pravcu ose  $x$  i ose  $y$ , respektivno (Sl. 5a.)

$$-S \frac{\partial^2 z}{\partial x^2} dx dy - S \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} dx dy \quad (13)$$

Iz jednačine ravnoteže elementa

$$q dx dy + S \frac{\partial^2 z}{\partial x^2} dx dy + S \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} dx dy = 0 \quad (14)$$

dobijamo jednačinu koja opisuje ugib (po z-osi)

$$\frac{\partial^2 z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 z}{\partial y^2} = -\frac{q}{S} \quad (15)$$

Strožija analiza i potrebni izrazi se mogu naći u odgovarajućoj literaturi [4], [5].

Prethodne jednačine ipak nisu pogodne za modeliranje ponašanja membrane u rezervoaru senzora zato što je ona načinjena od elastomera, koji se odlikuje izrazito nelinearnim mehaničkim karakteristikama [6]. Sem toga, u pitanju je analiza u slučaju malih ugiba (deformacija) dok se u našem slučaju očekuju velike deformacije.

Zato smatramo opravdanim da se kao aproksimacija ponašanja membrane upotrebi analogija sa odnosima koji vladaju kod površinskog napona tečnosti (npr. [7], [8]).

Naime, sila kojom membrana deluje po obodu rezervoara je

$$F = 2r\pi\gamma \quad (16)$$

gde je  $\gamma$  jedinična obodna sila elastomera. S obzirom na njegovu nelinearnost jednačinu prepisujemo u oblik

$$F(h) = 2r\pi \cdot \gamma(h) \quad (17)$$

gde je odabrano da obodna sila  $\gamma$  bude u zavisnosti od ugiba membrane  $h$ , uz pretpostavku da uvek ima oblik kalote.

Vertikalna komponenta ove sile uravnotežava zapravo razliku pritisaka u tečnosti  $p_T$  i gasu  $p_G$ , koji deluju na membranu-kalotu (Sl. 5b.), tako da je

$$F_V = F(h) \cdot \sin\theta = F_T - F_G = (p_T - p_G) \frac{1}{6} \pi h (h^2 + 3r^2) \quad (18)$$

što se može napisati zbog ravnomernosti kojom gas i tečnost deluju po površini membrane.

Time smo u karakteristici senzora znatno eksplicitnije izrazili delovanje njegovog značajnog elementa - elestične membrane. Naravno da (17) predstavlja izrazito nelinearnu jednačinu koja se stoga mora tretirati adekvatnim matematičkim metodama.

## 5. ZAKLJUČNA RAZMATRANJA

Glavna odlika predložene konfiguracije taktilnog senzora, za razliku od većine postojećih, je da se kao njegov izlaz pojavljuje samo jedna vrednost, tj. jedan parametar. Dakle, vrlo različiti oblici kontaktne površine jastučića, izazvani oblikom predmeta i načinom njegovog zahvata, mogu biti izraženi jednom te istom vrednošću izlaznog parametra - pritiska gasa u rezervoaru, prema kojoj se i određuje veličina sile stezanja, odnosno zahvata.

Međutim, treba naglasiti da je ključni preduslov za njegovo regularno delovanje postojanje efikasnog

vizuelnog sistema koji prepoznaje oblik predmeta i njegov položaj u odnosu na okolinu, ustanovljava njegova svojstva i na osnovu svega toga određuje pristupni manevar hvataljke (šake) efektora. Zapazimo da vizuelni sistem ne može do kraja da upravlja terminalnom fazom zahvata prosto zato što hvataljka najčešće zaklanja predmet. Međutim, vođena vizuelnim sistemom hvataljka dolazi u optimalan međupoložaj sa predmetom tako da se faza samog hvatanja može prepustiti ovakvim sensorima.

Njegova povoljna odlika je u tome što ne samo da se delovima hvataljke upravlja pomoću jednog parametra iz pripadnog senzora već i što isti taj parametar služi za kontrolisanje sile stezanja.

Kontaktni sloj na površini zida jastučića daje veoma bitan podatak o početku završne faze hvatanja predmeta. Pri tome, iako je u pitanju matični raspored kontaktnih elemenata otporničkog tipa, oni, zbog načina na koji su povezani, deluju kao jedan senzor sa širokim dijapazonom promene izlazne veličine.

Iz svega toga se primećuje da ovo rešenje predstavlja pokušaj modeliranja odlika čovekovog efektora - šake, ali ostvaren na vrlo jednostavan način. Podrobne analize pokazuju da jednostavnost ovog rešenja ne predstavlja ograničenje njegovoj efikasnosti.

Dalju razradu ove ideje vidimo u jastučiću sa dve komore, uz kontrolisanu interakciju između njih. Potpunija imitacija osobina čovekovog efektora svakako bi se postigla razdvajanjem kontaktnih senzora tako da od svakog vodi poseban izlaz do procesnog sistema. Time bi se svakako mnogo dobilo na preciznosti slike dodira ali bi to istovremeno značilo i principijelno odstupanje od osnovne ideje.

Na kraju, nije teško zamisliti sistem zahvatnih krakova (prstiju) hvataljke (šake) na kojima su postavljeni jastučići koji nezavisno deluju ali su sinhronizovani načinom pomeranja članaka i zglobova.

## 6. LITERATURA

- [1] Mladen Popović, *Senzori u robotici*, Beograd: VETŠ 1996., str. 79-141
- [2] A. Pugh, *Robot Sensors*, Vol. 2 - *Tactile and non-vision*, Berlin: IFS Ltd. - Bedford and Springer-Verlag, 1986.
- [3] V. Brčić, *Otpornost materijala*, Beograd: Građevinska knjiga, 1985. str. 156-158.
- [4] Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц, *Теория упругости*, Москва: Наука, 1987.
- [5] И.И. Улицкий, С.А. Ривкин, М.В. Самолетов, А.А. Дыховичный, *Железобетонные конструкции*, Киев: Госгиздат, 1958.
- [6] K. Decker, *Elementi strojeva*, Zagreb: Tehnička knjiga, 1980.
- [7] D.M. Ivanović, *Fizika I*, Beograd: Naučna knjiga, 1970.
- [8] С.Е. Фриш, А.В. Тиморева, *Курс общей физики*, том I, Москва: ФИЗМАТГИЗ, 1962.

**Abstract** - In this paper we propose and thoroughly discuss a new configuration of tactile sensor that comprises elastic pillow filled with liquid and reservoir with gas and membrane that separates the two fluids. The pressure of some object on the pillow wall pushes the liquid into the reservoir which stretches the rubber membrane causing rise of gas pressure. That can enable soft grasp of an object and also makes backward and more adaptive deformation of pillow wall. A pneumatic sensor in reservoir measures the gas pressure giving an input for control system that regulates squeezing force. A detailed mathematical modeling of the sensor functioning is also presented and its indirect

conversion characteristic is derived. In conclusion we consider directions of further development and application of this configuration.

## **PILLOW-LIKE HYDRAULIC TACTILE SENSOR WITH ONE-PARAMETER CONTROL OF SQUEEZING FORCE**

Ranko Babić



## UPRAVLJANJE NELINEARNIM OBJEKTIMA KORIŠĆENJEM FUZZY LOGIKE

Branimir Đorđević, Andrija Velimirović  
Elektronski fakultet u Nišu

Sadržaj – *Sistematska procedura za projektovanje fuzzy kontrolera koja dovodi do fuzzy upravljačkog sistema visokih performansi zavisi od aplikacije. Ovaj rad opisuje projektovanje PD fuzzy kontrolera i simulaciju njegovog rada sa dva nelinearna objekta.*

## 1. UVOD

Najčešće je pre implementacije fuzzy kontrolera, poželjno izvršiti simulacije koje bi pokazale kakve performanse bi imao sistem. U ovom radu će biti ukratko opisan način projektovanja modela fuzzy sistema a zatim će izlaganje biti skoncentrisano na osnovne korake u projektovanju fuzzy kontrolera. Kao provera valjanosti postupka i ispitivanje performansi učinjenog, urađena je simulacija sa nelinearnim objektima (neki opšte poznati mehanički sistemi).

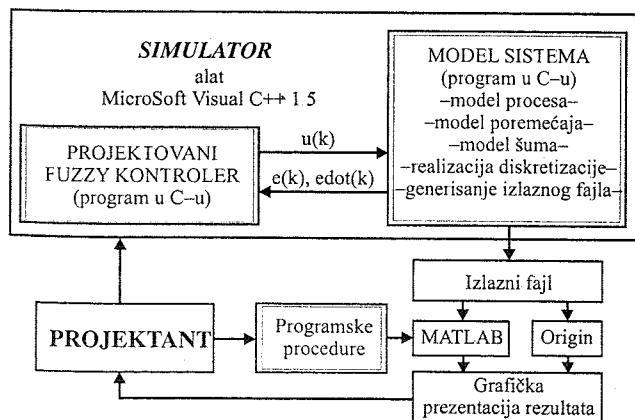
Da bi izvršili simulaciju neophodne su dve osnovne stvari:

- program koji će izvršavati funkciju fuzzy kontrolera
- program koji će simulirati ostali deo sistema (model procesa, model poremećaja, model šuma, diskretizaciju kontinualnog sistema, formiranje izlaznih podataka, itd.)

## 2. PROJEKTOVANJE MODELA FUZZY SISTEMA

Slika 1. prikazuje modularnu strukturu procesa projektovanja i verifikacije rezultata kroz simulaciju. Projektovani fuzzy kontroler ima mogućnosti:

- promene broja fuzzy regiona po promenljivima (za simulacije korišćen broj od pet ili sedam),
- biranja mehanizma zaključivanja (korišćeni mehanizmi minimuma i proizvoda),
- korigovanja baze pravila,
- biranja fuzzy funkcija pripadnosti (trougao ili Gausove),
- biranja metode defazifikacije (korišćena je uvek COG metoda).



Slika 1. Struktura procesa projektovanja i verifikacije fuzzy kontrolera

Na osnovu izlaznog fajla (rezultat simulacije), korišćenjem programa "Origin", urađena je grafička prezentacija rezultata. Na sličan način, korišćenjem MATLAB okruženja i pisanjem nekih programskih procedura (pisanjem ".m" fajlova) realizovan je grafički prikaz upravljačke površi fuzzy kontrolera. Odgovarajuća reprezentacija rezultata omogućava projektantu analizu i dalje podešavanje simuliranog sistema (podešavanje parametara fuzzy kontrolera i podešavanje parametara modela sistema).

Potrebno je projektovati model sistema koji će u interakciji sa projektovanim fuzzy kontrolerom (kroz izvršenje simulacije) dati verifikacione rezultate. Radi se o simulaciji nelinearnog sistema jer i da je model procesa linearan, sam fuzzy kontroler je po svojoj prirodi nelinearan, što, konačno, određuje prirodu celog sistema. Ceo sistem može biti predstavljen sistemom diferencijalnih jednačina:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= F(x(t), r(t)) \\ y(t) &= G(x(t), r(t)) \end{aligned} \quad (1)$$

gde je  $x$  vektor stanja  $x = [x_1, \dots, x_n]^T$ ,  $F = [F_1, \dots, F_n]^T$  je vektor nelinearnih funkcija, a  $G$  je nelinearna funkcija koja određuje na osnovu stanja sistema i referentnog ulaza izlaz sistema. Da bi simulirali gore navedenu jednačinu, neophodno je izvršiti diskretizaciju po vremenu. Kako je i diskretizacija (kvantizacija) po nivou inherentno urađena (vrednosti se pamte u računaru), očigledno je da se radi o digitalnom sistemu.

Ima više računarskih metoda za simuliranje dinamičkih sistema ŠIĆ. Bez obzira što je Euler-ova metoda jednostavna i za implementaciju i za razumevanje, odabrana je Runge-Kutta metoda. Postoje različite varijante Runge-Kutta metode ali u osnovi ideja je slična Euler-ovoj gde se koristi razvijanje funkcije u Taylor-ov red u okolini tačke  $t(k)$ . Bitna razlika je što se u Runge-Kutta numeričkoj integraciji koristi veći broj članova reda i tako smanjuje greška odsecanja.

Runge-Kutta metoda četvrtog reda (koja je i primenjena) svodi se na sledeći algoritam:

$$x(kh + h) = x(kh) + \frac{1}{6}(k_1 + 2 \cdot k_2 + 2 \cdot k_3 + k_4) \quad (2)$$

Napomenimo da ovim simulatorom simuliramo zapravo vremenski kontinualni nelinearni sistem. Ako bi želeli da simuliramo digitalni upravljački sistem koji bi se implementirao na računaru, morali bi samo da simuliramo kontroler semplovanjem njegovih ulaza i izlaza svakih  $T$  sekundi. Jasno je da  $T$  nije isto što i  $h$  i da predstavlja "vreme odabiranja" a da je upravljanje koje generiše fuzzy kontroler konstantno između dva trenutka semplovanja. Najjednostavnije je uzeti da je  $T = i \cdot h$  gde je  $i$  neki pozitivan ceo broj. Time realizujemo sistem koji se sastoji od procesa kao kontinualnog sistema (što je odlika realnih sistema nad kojima treba izvršiti upravljanje) i fuzzy kontrolera koji je implementiran na računaru.

Da bi simulacija bila što bliža realnim uslovima, napravljen je takav model sistema koji omogućava biranje perioda odabiranja  $T$  (dofoltno je  $T=h$ ) i time uspešno simuliramo implementaciju digitalnog fuzzy kontrolera na kontinualni proces.

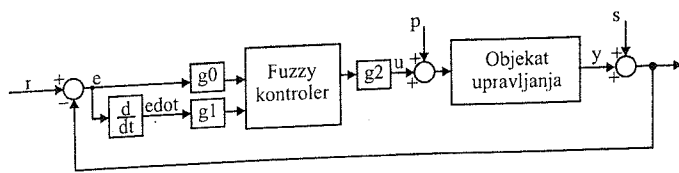
### 3. PROJEKTOVANJE FUZZY KONTROLERA

Da bi ostvarili fleksibilnost projektovanog fuzzy kontrolera u sistemu upravljanja u smislu oblasti definisanosti (domena) ulaznih i izlazne promenljive, što je veoma povoljno sa stanovišta podešavanja, implementirana su podesiva pojačanja  $g_0$ ,  $g_1$  i  $g_2$  (Slika 2.).

Kako želimo izvršiti verifikaciju valjanosti projektovanog fuzzy kontrolera u uslovima koji nisu idealni i njegove mogućnosti upravljanja nekim procesom, prvo je dozvoljena mogućnost dodavanja poremećaja  $p$  direktno upravljačkoj promenljivoj (Slika 2.). Da bi upotpunili simuliranje realnih uslova ponašanja upravljanja nekim sistemom, dodaćemo šum  $s$  na izlaz sistema. On će reprezentovati sve moguće poremećaje koji se mogu javiti u sistemu (kvantizacija, greške merenja, odstupanje aktuatora i sistema od jednačina koje ih opisuju, promene u okolini, odnosno uticaj okruženja na sam proces). Za ovu priliku šum će biti definisan kao beli šum.

Fuzzy kontroler je sastavljen od sledećih komponentata:

1. Baza pravila (*a rule-base*) – skup IF-THEN pravila, koja sadrži prilagođen lingvistički opis eksperta u vidu navedenih pravila o tome kako korekno upravljati procesom.
2. Mehanizam zaključivanja (*an inference mechanism, or inference engine, or fuzzy inference*) koji oponaša donošenje odluka eksperta u primeni znanja u upravljanju procesom.
3. Fazifikacija (*a fuzzification interface*), koja konvertuje ulaze kontrolera u informacije koje može direktno koristiti mehanizam zaključivanja pri primeni pravila.
4. Defazifikacija (*a defuzzification interface*), koja konvertuje zaključke mehanizma zaključivanja u konkretne ulaze za proces, odnosno objekat upravljanja.



Slika 2. Blok šema fuzzy kontrolera i upravljanog sistema sa pridodatim izvorom poremećaja na upravljanje i šuma na izlaznu veličinu

U slučajevima složenijih primena fuzzy kontrolera, izbor ulaza u fuzzy kontroler i izlaza može biti komplikovaniji. U osnovi, moramo biti sigurni da informacije koje koristimo moraju biti dovoljne za uspešno upravljanje sistemom. Nekada je neophodno ugraditi nove senzore ili predprocesirati informacije dobijene merenjima da bi zadovoljili potrebe upravljanja.

Moramo definisati izlaznu promenljivu koja je upravljačka za sistem. To je uglavno jednostavno jer je jasno na koji način upravljamo procesom (otvaranje-zatvaranje

ventila, povećanje-smanjenje brzine, promena smera obrtanja, itd). Ipak, na ovom mestu treba napraviti razliku da li je izlaz kontrolera upravljačka veličina  $u(t)$  ili njena promena  $\Delta u(t)$ .

Ako ulazne promenljive fuzzy kontrolera ne utiču na promenu upravljanja  $\Delta u(k)$  već na samo upravljanje  $u(k)$ , dobijamo alternativni tip fuzzy kontrolera koji realizuje zakon upravljanja:

$$u(k) = f(e(k), \Delta e(k)) \quad (3)$$

Ovo je veoma slično inkrementalnom algoritmu PD kontrolera Š2Ć:

$$u(k) = K_P e(k) + K_I \Delta e(k) \quad (4)$$

gde su  $K_P$  i  $K_D$  parametri PD kontrolera. Oba navedena upravljačka zakona predstavljaju zavisnost  $u(k)$  od  $\Delta e(k)$  i  $e(k)$ . Stoga, ovakav tip kontrolera možemo nazvati PD fuzzy upravljačkim algoritmom.

Mogućnosti izbora funkcija pripadnosti za regione su različite: trougaone simetrične, trougaone nesimetrične, trapezne, Gausove, eksponencijalne, polinomne itd. Sa stanovišta implementacije najjednostavnije je koristiti one koje su simetrične. Ukoliko takav pokušaj ne daje korektne rezultate, jedno od rešenja je analiziranje korigovanja funkcija pripadnosti. U slučaju ovog projektovanog fuzzy kontrolera, urađene su varijante sa trougaonim funkcijama pripadnosti fuzzy skupovima (5 i 7 regiona) i sa Gausovim funkcijama (5 regiona).

Formiranje baze fuzzy pravila je glavni i najteži aspekt projektovanja fuzzy kontrolera Š3Ć. To je, zapravo, jedan od razloga za kritiku fuzzy logike jer nema sistematizovanog načina za formiranje baze pravila FLC-a. U slučaju projektovanog FLC korišćena je sledeća baza pravila (Tabela 1.) koja predstavlja modifikaciju MacVicar-Whwelan-ove šeme [4].

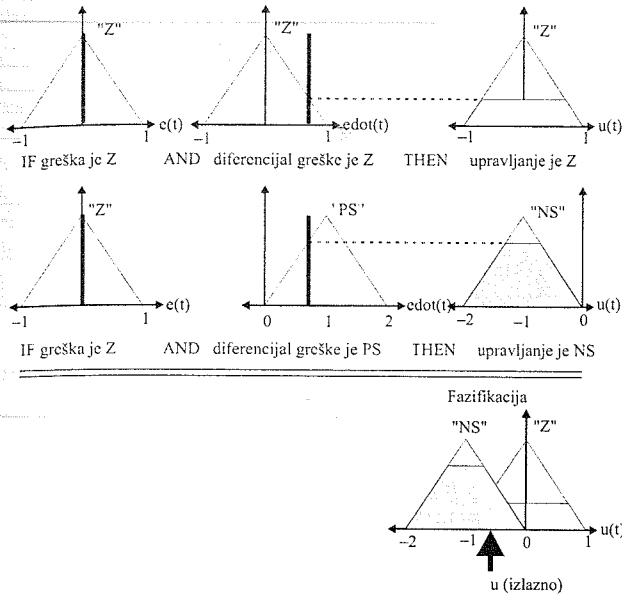
Tabela 1. Tabela baze pravila projektovanog fuzzy kontrolera

Izlaz u	diferencijal greške edot					
		-2	-1	0	1	2
greška e	-2	2	2	2	1	0
	-1	2	2	1	0	-1
	0	2	1	0	-1	-2
	1	1	0	-1	-2	-2
	2	0	-1	-2	-2	-2

Kod projektovanog fuzzy kontrolera primenjeno je zaključivanje zasnovano na pojedinačnim pravilima (*Individual-Rule Based Inference*). Zapravo, kod fuzzy kontrolera sa trougaonim funkcijama pripadnosti (pet ili sedam) primenjen je mehanizam zaključivanja zasnovan na minimumu (*Minimum Inference Engine*) a kod fuzzy kontrolera sa Gausovim funkcijama primenjen je mehanizam zaključivanja zasnovan na proizvodu (*Product Inference Engine*).

Primenjenen metod defazifikacije je COG (Center of Gravity) metoda, koja računa gde je momenat leve i desne površine jednak. Pošto imamo dve ulazne promenljive, u opštem slučaju bi imali četiri pravila koja treba primeniti

(neki od zaključaka mogu biti isti fuzzy skupovi iz domena izlazne promenljive).



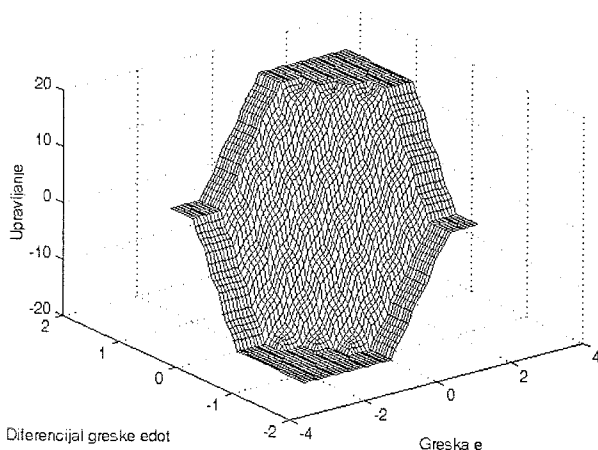
Slika 3. Grafička reprezentacija operacija fuzzy kontrolera uključujući i metod centra gravitacije

U opštem slučaju, u projektovanom kontroleru korišćena je jednačina:

$$u = \frac{C1 \cdot P1 + C2 \cdot P2 + C3 \cdot P3 + C4 \cdot P4}{P1 + P2 + P3 + P4} \quad (5)$$

Napomenimo da neke površine mogu biti iste (jedna te ista konsekvencija) a neki Ci mogu biti nula.

Osvrnućemo se na grafičku reprezentaciju nelinearnosti površine upravljanja fuzzy kontrolera. Podešavanje fuzzy kontrolera svodi se na podešavanje nelinearnosti uvedene istim. Ova nelinearnost, nazivana i "upravljačka površina", zavisi od svih osnovnih parametara fuzzy kontrolera.



Slika 4. Upravljačka površina projektovanog fuzzy kontrolera u slučaju 7 trougaonih funkcija pripadnosti i parametre  $g_0=1$ ,  $g_1=1$ ,  $g_2=1$

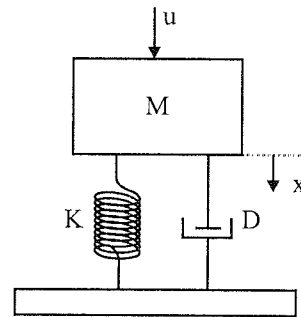
Posmatrajmo (Slika 4.) upravljačku površinu projektovanog fuzzy kontrolera za njegove difoltne parametre ( $g_0=1$ ,  $g_1=1$ ,  $g_2=1$ ) u slučaju korišćenja 7 trougaonih funkcija pripadnosti za svaku promenljivu. Radi se zapravo o funkciji

od dve promenljive ( $\Delta e(k)$  i  $e(k)$ ). Funkcija (upravljanje  $u(k)$ ) je dobijena prolaskom kroz oba domena nezavisno promenljivih sa odgovarajućim korakom (po 51 tačka), tako da se nelinearna upravljačka površ na Slici 4. sastoji od 2601 tačke (susedne su povezane dužima). Znači, imamo vrednosti svih mogućih defazifikovanih vrednosti za sve moguće ulaze  $\Delta e(k)$  i  $e(k)$  (sa konačnom rezolucijom).

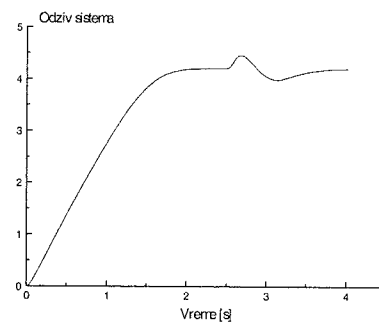
#### 4. SIMULACIJE SA NELINEARNIM OBJEKTIMA

Velika vrednost fuzzy kontrolera ogleda se u uspešnoj kontroli nelinearnih procesa. Da bi potvrdili takvu konstataciju izvršeno je simuliranje upravljanja projektovanog fuzzy kontrolera na dva nelinearna (mehanička) procesa. Naravno, u ovom slučaju je dat tačan matematički model sistema, odnosno model u prostoru stanja. U realnim uslovima, nije neophodno poznavati dovoljno tačno model sistema: potrebno je samo podesiti parametre.

Kao prvi ilustrativni primer poslužiće (Slika 5.) jednostavan mehanički sistem "masa-opruga-prigušnica" [5].



Slika 5. Mehanički sistem mase, opruge i prigušenja



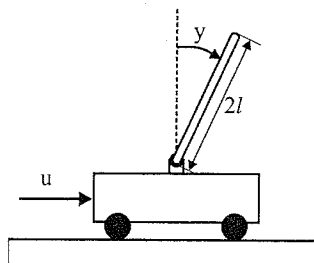
Slika 6. Izlaz sistema za parametre  $g_0=2$ ,  $g_1=0.25$ ,  $g_2=5$ ,  $h=0.001$ ,  $T=0.02$  i impulsni poremećaj  $100 \cdot [h(t-2.5) - h(t-2.6)]$

Jedan od najpoznatijih primera aplikacije fuzzy kontrolera je i obrnuto klatno ("Inverted Pendulum") prikazano na Slici 7. Urađene su simulacije upravljanog sistema sa fuzzy kontrolerom sa 5 i 7 trougaonih regiona po domenu, i fuzzy kontrolerom sa 5 Gauß-ovih fuzzy regiona. To je omogućilo poređenje performansi projektovanih fuzzy kontrolera.

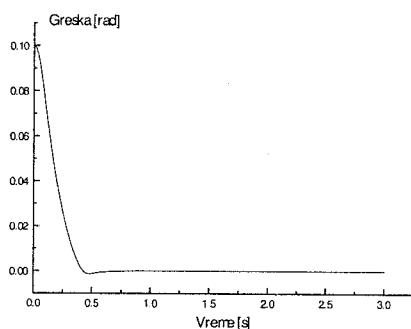
Na osnovu rezultata simulacije (broj različitih simulacija koje su urađene sa verifikaciju rada projektovanog kontrolera je daleko veći od prikazanih u ovom radu) mogu se doneti sledeći zaključci:

- Projektovani fuzzy kontroler se može prilagoditi potrebama upravljanja svakom od ovde analiziranih objekata jednostavnim podešavanjem parametara  $g_0$ ,  $g_1$  i  $g_2$

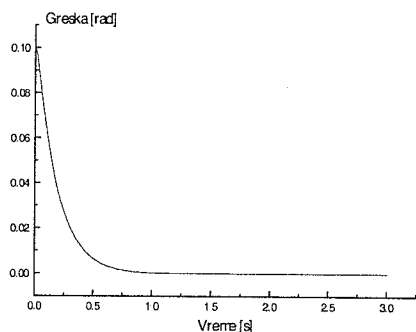
- Povećanje perioda smplovanja fuzzy kontrolera (vreme T) menja ponašanje sistema, ali se odgovarajućim dodatnim podešavanjem mogu dobiti odlični rezultati.
- Upotreba projektovanih fuzzy kontrolera sa sedam trougaonih funkcija pripadnosti po regionu ili pet Gausovih funkcija pripadnosti po regionu poboljšava performase simuliranog modela.



Slika 7. Mehanički sistem obrnutog klatna



Slika 8. Izlaz sistema (greška sistema) za parametre  $g_0=10$ ,  $g_1=0.8$ ,  $g_2=5$ ,  $h=0.001$  i  $T=0.01$  i FLC sa 7 regiona



Slika 9. Izlaz sistema (greška sistema) za FLC sa 5 Gausovih regiona i parametre  $g_0=10$ ,  $g_1=0.8$ ,  $g_2=5$ ,  $h=0.001$  i  $T=0.01$

## 5. ZAKLJUČAK

Pošto se radi o projektovanom fuzzy kontroleru koji se treba implementirati u mikror računarski upravljački uređaj za ostvarenje upravljanja realnog procesa (sistema), bilo je potrebno proveriti ispravnost rada kroz, pre svega, simulaciju [6,7].

Na ovom mestu treba istaći i veoma važnu činjenicu rezultata rada da projektovani simulator omogućava simulaciju vremenski kontinualnog sistema u sklopu sa fuzzy kontrolerom čije se vreme smplovanja može proizvoljno birati (u skladu sa proračunatim vremenom odgovora realizovanog mikror računarskog upravljačkog uređaja). Za razliku od nekih radova gde je korak simulacije fuzzy kontrolera i procesa bio isti, projektovani simulator

omogućava posmatranje ponašanja sistema i podešavanje kontrolera u daleko realnijim uslovima: fuzzy kontroler se ponaša kao mikror računarski upravljački uređaj (digitalni sistem); a upravljani proces se ponaša kao vremenski kontinualni sistem (sa veoma malim korakom integracije).

U cilju ispitivanja projektovanog fuzzy kontrolera izvršene su brojne simulacije sa dva nelinearna modela procesa. Izvršeno je uspešno podešavanje projektovanog fuzzy kontrolera u svim slučajevima simulacije (različiti poremećaji, menjanje perioda odabiranja kontrolera, itd.). Da bi se što potpunije sagledale mogućnosti i performanse upravljanja, projektovane su tri varijante fuzzy kontrolera: sa 5 i 7 trougaonih funkcija pripadnosti po domenu promenljivih, i sa 5 Gausovih funkcija pripadnosti po domenu promenljivih. Zaključak je da se fuzzy kontroler u ispitivanju off-line pokazao veoma prilagodljivim, jer se uz jednostavno podešavanje parametara uspešno realizovalo upravljanje različitih procesa.

## LITERATURA

- [1] Stojić, M., "Digitalni sistemi upravljanja," IP "Nauka" Beograd, 1990.
- [2] Bollinger, J.G. and Duffie, N.A., "Computer Control of Machines and Processes," Addison-Wesley: Reading, MA, 1989.
- [3] Lee, C.C., "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller, Part II," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics 20, 419-435, 1990.
- [4] MacVicar-Whwelan, P.J., "Fuzzy Sets for Man-Machine Interactions," International Journal of Man-machine Studies 8, 687-697, 1977.
- [5] Tanaka, K., Ikeda, T., Wang, H.O., "Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems via Fuzzy Control: Quadratic Stabilizability,  $H_\infty$  Control Theory, and Linear Matrix Inequalities," IEEE Tran. on Fuzzy Systems, Vol.4, NO.1, February 1996, pp.1-13.
- [6] Andrija Velimirović, Milun Jevtić, Maja Velimirović, Branimir Đorđević: "Fuzzy kontroler u upravljanju niskog nivoa", Konferencija YU INFO '98, Kopaonik, 23-27.03.1998., Zbornik radova, str. 771-776
- [7] Andrija Velimirović, Milun Jevtić, Branimir Đorđević, Maja Velimirović, Miodrag Arsić: "Simulacija projektovanog fuzzy kontrolera sa linearnim objektima", Konferencija YU INFO '99, Kopaonik, 22-26.03.1999.

Abstract - The systematic procedure of fuzzy controllers design which produces a high-performance fuzzy control system, depends on applications. This paper describes design of PD like fuzzy controller and simulations with two nonlinear plants.

## THE CONTROL OF NONLINEAR PLANTS USING THE FUZZY LOGIC

Branimir Đorđević, Andrija Velimirović

## REALIZACIJA LABORATORIJSKOG MODELA SISTEMA INTEGRACIONOG FOTOMETRA (FLUKSMETRA)

Predrag D. Rančić, Dragan D. Vučković

Elektronski fakultet u Nišu, 18000 Niš, P.Fah 73, Srbija

E-mail: prancic@elfak.ni.ac.yu

**Sadržaj** - Izračeni svetlosni fluks, njegova prostorna raspodela i temperatura boje svetlosnih izvora (sijalica) su osnovni parametri za fotometrijsku karakterizaciju električnih svetlosnih izvora (sijalica). Iz tog razloga u ovom radu su analizirane mogućnosti izrade jednostavnih sistema integracionih fotometara, koji za merenje svetlosnog fluksa, umesto Ulbricht-ove sfere koriste zatvorene prostore u obliku kocke, paralelopipeda i cilindra. Sistem jednačina interrefleksije svetlosnog fluksa (SJI-SF) i poznate karakteristike etalona svetlosnih izvora su korišćene za teorijsku analizu eksperimentalnog modela. Za eksperimentalni model u ovom radu je korišćena kocka kao zatvoreni integracioni prostor. Za merenje osvetljenosti na eksperimentalnom modelu korišćen je LMT Photometer B 510 sa fotometrijskom glavom P 30 SC0.

**Ključne reči:** Integracioni fotometar, Integraciona kocka, Integraciona konstanta kocke, Svetlosni fluks, Indirektna osvetljenost, Lambertian površina.

### 1. UVOD

Merenje izračenog svetlosnog fluksa svetlosnih izvora (sijalica) predstavlja jedno od osnovnih merenja koje je nezaobilazno kako u fazama istraživanja i razvoja, tako i u fazama redovne kontrole u praćenju procesa proizvodnje električnih svetlosnih izvora. Merenje svetlosnog fluksa ima takođe značaj kada se koristi za posredno merenje refleksionih parametara (karakteristika) materijala.

U ovu svrhu konstruisani su različiti sistemi za direktno merenje svetlosnog fluksa koji se sastoje:

- od zatvorenog (integracionog) prostora čija se unutrašnjost osvetljava svetlosnim izvorom,
- fotometra čiji je senzor ugrađen u zid zatvorenog prostora,
- zaklona, i
- pratećih uređaja za napajanje i kontrolna merenja električnih parametara.

Unutrašnja površina zatvorenog prostora je jednoliko idealno difuzno obojena, tj. predstavlja Lambertian površinu. Najpoznatiji i najčešće korišćeni fluksmeter sistemi za zatvoreni prostor koriste tzv. integracione sfere (Ulbricht's sphere) različitih poluprečnika. Iz razumljivih razloga problemima izrade sistema integracionog fotometra (Integrating photometer system, fluxmeter system) je u literaturi posvećena velika pažnja ([1], [2], [3]).

Na Elektronskom fakultetu u Nišu, u okviru Laboratorije za električne instalacije i osvetljenje, pristupilo se izradi sistema integracionog fotometra. U tu svrhu nabavljen je LMT Photometer B510 sa fotometrijskom glavom P 30 SC0. Zbog nedostatka sretstava i poteškoća oko precizne izrade integracione sfere, zadnjih nekoliko meseci se radi na modelima zatvorenog prostora u obliku kocke, paralelopipeda i cilindra.

Cilj ovog rada je da prikaže neka iskustva koja su autori stekli pri merenju svetlosnog fluksa pomoću razvojnog laboratorijskog modela mernog sistema, koji koristi kocku kao zatvoreni integracioni prostor.

### 2. TEORIJSKA ANALIZA MERNOG SISTEMA FLUKSMETRA

Posmatra se zatvoreni prostor sastavljen od  $N$  Lambertian delova, svaki površine  $S_i$  i reflektanse  $\rho_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ . Zatvoreni prostor je osvetljen tačkastim svetlosnim izvorom čiji je ukupan svetlosni fluks  $\Phi_0$ . Na osnovu zakona o konzervaciji svetlosnog fluksa se može napisati sistem jednačina interrefleksije svetlosnog fluksa (SJI-SF, [4]) u obliku

$$\Phi_k = \Phi_{0k} + \sum_{i=1}^N \rho_i f_{ik} \Phi_i, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

gde je:  $\Phi_k$  - ukupan svetlosni fluks koji pada na  $k$ -tu površinu (tj. zbir direktnog  $\Phi_{0k}$  i indirektnog svetlosnog fluksa  $\Phi_{indk}$ ,  $\Phi_k = \Phi_{0k} + \Phi_{indk}$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ ),  $\rho_i$  - reflektansa  $i$ -te površine,  $i = 1, 2, \dots, N$  i  $f_{ik} = (S_k / S_i) f_{ki}$  - koeficijenti interrefleksije (form factors)  $i$ -te i  $k$ -te površine

$$f_{ik} = \frac{1}{S_i} \iint_{S_i, S_k} \frac{\cos \gamma_i \cos \gamma_k}{\pi r_{ik}^2} \parallel S_i \parallel S_k, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (2)$$

za koje važi relacija

$$\sum_{k=1}^N f_{ik} = 1, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (3)$$

#### 2.1 Integracioni (zatvoreni) prostor u obliku sfere

Za zatvoreni prostor u obliku sfere poluprečnika  $R$ , koeficijenti interrefleksije se lako izračunavaju na osnovu izraza

$$f_{ik} = \frac{S_k}{S_s}, \quad i, k = 1, 2, \dots, N, \quad (4)$$

gde je  $S_s$  - ukupna površina sfere. Rešenje SJI-SF (1) je

$$\Phi_k = S_k \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i \Phi_{0i}}{S_s (1 - \rho_{sr})} + \Phi_{0k}, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (5a)$$

$$\Phi_{indk} = S_k \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i \Phi_{0i}}{S_s (1 - \rho_{sr})}, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (5b)$$

gde je  $\rho_{sr} = (1/S_s) \sum_{i=1}^N \rho_i S_i$  - srednja vrednost reflektanse sfere.

Iz (5b) sledi da je indirektna osvetljenost u okolini bilo koje tačke na površini sfere konstantna,

$$E_{ind k} = E_{ind} = \frac{\Phi_{ind k}}{S_k} = \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i \Phi_{oi}}{S_i (1-\rho_{sr})}, \quad k=1, 2, \dots, N. \quad (6a)$$

U slučaju jednoliko obojene sfere (tzv. Ulbricht-ova sfera, [1]), tj.  $\rho_i = \rho$ ,  $i=1, 2, \dots, N$ , ima se da je indirektna osvetljenost direktno srazmerna ukupnom svetlosnom fluksu svetlosnog izvora,

$$E_{ind} = \frac{\rho}{S_i (1-\rho)} \Phi_0, \quad (6b)$$

tj. merenjem indirektna osvetljenosti, postavljanjem zaklona ispred senzora luxmetra, koji se ugrađuje u nivou unutrašnjeg zida sfere, određuje se svetlosni fluks  $\Phi_0$  prema (6b),

$$\Phi_0 = C_s E_{ind}, \quad C_s = S_i (1-\rho) / \rho, \quad (6c)$$

gde je  $C_s$  tzv. integraciona konstanta sfere. Pri eksperimentalnom određivanju konstante sfere uključuje se i sistematska greška koju unosi zaklon, a koja nije analitički određena niti iskazana relacijom (6c).

## 2.2 Integracioni prostor u obliku kocke

S obzirom da su autori imali nepremostive probleme oko izrade sfere, pristupili su izradi kocke kao zamenu za integracionu sferu ([3]).

Ako je zatvoreni integracioni prostor kocka, a njena unutrašnja površina jednoliko idealno difuzno obojena, tj.  $\rho_i = \rho$ ,  $i=1, 2, \dots, 6$ , na osnovu rešenja iz [4] za  $f_{ik}$  se ima:

- koeficijenti interrefleksije su direktno recipročni,  $f_{ik} = f_{ki}$  i  $f_{kk} = 0$ ;
- koeficijenti bilo koje dve susedne površine su isti,  $f_{ik} = f = 0.200043776$ ;
- koeficijenti bilo koje dve naspramne stranice su isti,  $f_{ik} = F = 0.199824897$ .

Koeficijenti  $f$  i  $F$  zadovoljavaju relaciju (3) u obliku

$$4f + F = 1. \quad (7)$$

Koristeći (1) - (3) i (7), rešenja za raspodelu ukupne i indirektna komponente svetlosnog fluksa su:

$$\Phi_k = \frac{1+C(F/f-1)}{1-C^2(F/f-1)^2} \frac{C}{1-\rho} \Phi_0 + \frac{1-C}{1-C^2(F/f-1)^2} \Phi_{0k} + \frac{1-C}{1-C^2(F/f-1)^2} C(F/f-1) \Phi_{0,k^*}, \quad k=1, 2, \dots, 6, \quad (8a)$$

$$\Phi_{ind k} = \frac{1+C(F/f-1)}{1-C^2(F/f-1)^2} \frac{C}{1-\rho} \Phi_0 + \left( \frac{1-C}{1-C^2(F/f-1)^2} - 1 \right) \Phi_{0k} + \frac{1-C}{1-C^2(F/f-1)^2} C(F/f-1) \Phi_{0,k^*}, \quad k=1, 2, \dots, 6, \quad (8b)$$

gde  $\Phi_{0,k^*}$  označava direktni fluks na naspramnu u odnosu na  $k$ -tu površinu, a  $C$  je konstanta data izrazom

$$C = \rho f / (1 + \rho f).$$

Kako je faktor  $(1 - F/f) \cong 0$ , izrazi (8a) i (8b) se mogu znatno pojednostaviti

$$\Phi_k \cong \frac{C}{1-\rho} \Phi_0 + (1-C) \Phi_{0k}, \quad k=1, 2, \dots, 6, \quad (9a)$$

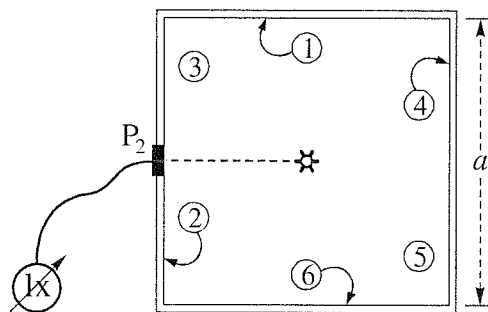
$$\Phi_{ind k} \cong \frac{C}{1-\rho} \Phi_0 - C \Phi_{0k}, \quad k=1, 2, \dots, 6. \quad (9b)$$

Ako se (9) podeli sa  $S_k = S = a^2$ , dobija se:

$$E_k = \Phi_k / S_k \cong \frac{C/S}{1-\rho} \Phi_0 + \frac{1-C}{S} \Phi_{0k}, \quad k=1, 2, \dots, 6, \quad (10a)$$

$$E_{ind k} = \Phi_{ind k} / S_k \cong \frac{C/S}{1-\rho} \Phi_0 - \frac{C}{S} \Phi_{0k}, \quad k=1, 2, \dots, 6, \quad (10b)$$

gde su  $E_k$  i  $E_{ind k}$  srednje vrednosti ukupne i indirektna osvetljenosti  $k$ -te površine, respektivno. Izrazi (10a) i (10b) upućuju na mogućnost merenja svetlosnog fluksa  $\Phi_0$  svetlosnog izvora, preko merenja osvetljenosti u privilegovanim tačkama (npr. okolina tačke  $P_2$ , tj. centar druge površine prema Sl. 1).



Sl 1: Šematska ilustracija integracione kocke

- Ukupna osvetljenost okoline tačke  $P_2$ ,  $E_2(P_2)$ , srazmerna je srednjoj vrednosti  $E_2$ , a ova vrednost je prema (10a) srazmerna ukupnom fluksu  $\Phi_0$  i direktnom fluksu  $\Phi_{02}$ . Ovaj zadnji je takođe nepoznat i unosi sistematsku grešku pri ovom merenju srazmerno konstanti  $(1-C)$ .
- Indirektna komponenta osvetljenosti okoline tačke  $P_2$ ,  $E_{ind 2}(P_2)$ , je takođe srazmerna srednjoj indirektnoj osvetljenosti druge površine  $E_{ind 2}$ . Ova osvetljenost je srazmerna ukupnom fluksu  $\Phi_0$  i direktnom fluksu  $\Phi_{02}$ , ali ovde srazmerno konstanti  $C$ ,  $C \ll 1$ . Pri ovom merenju unosi se dodatna sistematska greška postavljanjem zaklona ispred senzora fotometra. Ova greška se može minimizirati izborom veličine i položaja zaklona.

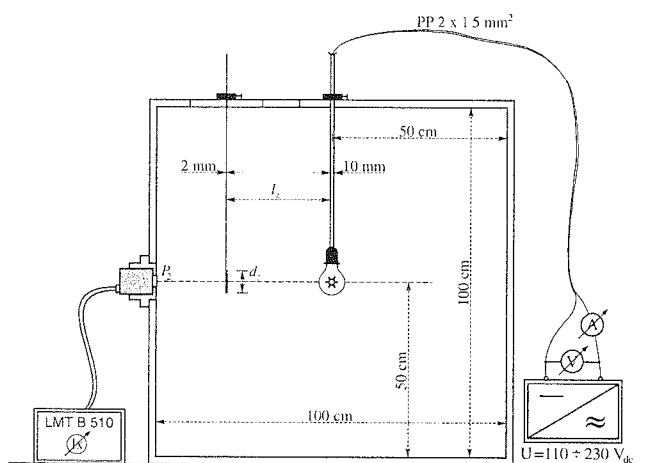
Na osnovu prethodnog teorijskog razmatranja (10b) se može dalje uprostiti i približno predstaviti sledećim izrazom

$$\Phi_0 \cong \frac{1-\rho}{C} S [C_2 E_{ind 2}(P_2)] = C_c E_{ind 2}(P_2), \quad (11)$$

gdje je  $C_2$  nova nepoznata konstanta, a  $C_c$  je integraciona konstanta kocke (IKK). Zadnji izraz je osnov za eksperimentalni model integracione kocke i celog sistema fluksmetra.

### 3. OPIS LABORATORIJSKOG MODELA

Integraciona kocka je napravljena od drvenog panela dimenzija  $1^M \times 1^M \times 1^M$ . Unutrašnjost je jednoliko obojena belom mat bojom, nepoznatog sastava i nepoznate reflektanse  $\rho$ . Fotometrijska glava P 30 SC0 LMT Photometer-a B 510 je ugrađena u centar druge stranice pomoću adaptera od plastike. Svetlosni izvori (etaloni proizvodnje OSRAM) postavljaju se u centru kocke preko aluminijumskog cevnog držača  $\varnothing = 10$  mm i keramičkog grla sa navojem E-27. Napajanje svetlosnih izvora (sijalica) vršeno je jednosmernim izvorom, uz kontrolna merenja napona i struje. Kružni zakloni od lima, debljine 0.5 mm, su ofarbani takođe belom mat bojom i vešani pomoću krute žice  $\varnothing = 2$  mm. Korišćena su dva zaklona prečnika  $d_z = 10$  cm i  $d_z = 6$  cm, a u eksperimentima su postavljani na različita rastojanja. Mereno od svetlosnog izvora rastojanja su  $l_z = 25$  cm i  $l_z = 33.6$  cm. Sistem je šematski prikazana na Sl. 2.



Sl. 2: Šematska ilustracija laboratorijskog modela sistema fluksmetra sa integracionom kockom.

Postupak merenja je principski identičan sa merenjem pomoću integracione sfere:

- Merenjima pomoću svetlosnih izvora koji su etaloni svetlosnog fluksa, za svaki etalon se određuje IKK na osnovu izraza (11), a zatim, za svaku grupu merenja srednja vrednost IKK, tj.  $C_{c, sr}$ ;
- Za svetlosne izvore nepoznatog svetlosnog fluksa, svetlosni fluks se takođe određuje pomoću izraza (11), na osnovu prethodno određene srednje vrednosti IKK i izmerene indirektno komponente osvetljenosti okoline tačke  $P_2$ .

### 4. REZULTATI MERENJA I ISPITIVANJA

Za izvođenje eksperimenata autori su imali na raspolaganju etalona električnih svetlosnih izvora OSRAM, na kojima su najpre izvršena kontrolna merenja svetlosnog

fluksa u Laboratoriji Saveznog zavoda za mere i dragocene metale (SZM-DM, [5]).

#### 4.1 Određivanje integracione konstante kocke

Koristeći zaklon prečnika  $d_z = 10$  cm koji je postavljen na rastojanju  $l_z = 25$  cm od svetlosnog izvora (etalona), izvršene su tri grupe merenja u različitim opštim uslovima ambijenta u Laboratoriji za električne instalacije i osvetljenje. Jedna grupa merenja izvršena je na eksperimentalnom modelu kada je korišćen manji zaklon prečnika  $d_z = 6$  cm, postavljen na rastojanju  $l_z = 33.6$  cm.

Etalon svetlosni izvori su napajani jednosmernim naponom, pri čemu su merenja u Laboratoriji SZM-DM vršena tako da se podesi struja napajanja kojom se temperatura boje svih izvora drži konstantnom, tj. na  $TCE = 2800$  K. Ovo je imalo za posledicu promenu vrednosti nominalnih napona napajanja koji su se nešto razlikovali od 110 Vdc. Isti uslovi napajanja su zadržani i kod eksperimentalnog modela, stim što su uslovi ambijenta bili različiti i pri merenjima nisu kontrolisani. Autori takođe nemaju podatke o uslovima ambijenta u Laboratoriji SZM-DM. Podaci o uslovima napajanja etalona OSRAM su dati u Tabeli 1, a preuzeti su iz [5].

Tabela 1: Podaci o uslovima napajanja etalona svetlosnih izvora. Svetlosni fluks  $\Phi_0$  je prema [5], SZM-DM.

Red. br.	Šifra etalona	P [W]	I [A]	U [V]	$\Phi_0$ [lm]
1.	7/903	25	0.2323	110.0	242.0
2.	8/904	25	0.2318	110.0	237.4
3.	21/129	40	0.3724	110.0	446.4
4.	22/130	40	0.3751	110.0	451.5
5.	73/131	100	0.8941	102.7	1,202.5
6.	27/917	150	1.3845	104.2	1,985.1

Merenjem indirektno osvetljenosti i usvajajući  $\Phi_0$  etalona kao poznato, za svaki etalon je računskim putem određena IKK. Zatim je za svaku grupu merenja izračunata srednja vrednost IKK. Koristeći srednju vrednost IKK i izmerenu indirektnu osvetljenost od etalona, računski je određena vrednost svetlosnog fluksa etalona i relativna greška.

Eksperimentalni rezultati sređeni u Tabeli 2, potvrđuju ispravnost zaključaka izvedenih na osnovu teorijskih razmatranja. Maksimalna greška pri merenju svetlosnog fluksa svetlosnih izvora etalona, korišćenjem kocke kao integracionog prostora, prema rezultatima sređenim u Tabeli 2 za ovu grupu merenja je 1,05%.

#### 4.2 Uticaj veličine i položaja zaklona

U cilju da se ispita uticaj veličine i položaja zaklona na merenje svetlosnog fluksa, zapravo na određivanje integracione konstante kocke, napravljeno je 8 kružnih zaklona, prečnika  $d_z = 3$  cm (1 cm) 10 cm. Položaj zaklona, meren rastojanjem  $l_z$  u odnosu na svetlosni izvor, ima 8 diskretnih položaja, a vrednost rastojanja  $l_z$  data je u Tabelama 3a, 3b, 3c, 3d i 3e. Pri svakom položaju zaklona

Tabela 2: Eksperimentalno određivanje IKK za dva položaja različitih zaklona pomoću etalon svetlosnih izvora i izračunavanje svetlosnog fluksa etalona na osnovu srednje vrednosti IKK i izmerenih vrednosti indirektno osvetljenosti okoline tačke  $P_2$ . Temperatura boje svih etalon svetlosnih izvora je  $TCE = 2800$  K

Podaci o etalonima			$d_z = 10$ cm, $l_z = 25$ cm				$d_z = 6$ cm, $l_z = 33.6$ cm			
Šifra	P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$C_{csr}E_{ind\ 2}$ [lm]	$\delta \Phi_0$ [%]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$C_{csr}E_{ind\ 2}$ [lm]	$\delta \Phi_0$ [%]
7/903	25	242.0	215.2	1.1245	240.6	<b>0.593</b>	216.8	1.1162	240.3	<b>0.702</b>
8/904	25	237.4	211.8	1.1209	236.8	<b>0.267</b>	212.9	1.1151	236.0	<b>0.599</b>
21/129	40	446.4	396.0	1.1273	442.7	<b>0.834</b>	401.6	1.1116	445.1	<b>0.283</b>
22/130	40	451.5	403.6	1.1187	451.2	<b>0.072</b>	407.8	1.1072	452.0	<b>0.112</b>
73/131	100	1,202.5	1,087.0	1.1063	1,215.1	<b>1.050</b>	1,095.0	1.0982	1,213.7	<b>0.932</b>
27/917	150	1,985.1	1,789.0	1.1096	1,999.9	<b>0.744</b>	1,801.0	1.1022	1,996.2	<b>0.561</b>
			$C_{csr} = 1.117871452$ [lm/lx]				$C_{csr} = 1.108403721$ [lm/lx]			

Tabela 3a: Eksperimentalna analiza uticaja veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke,  $d_z = 3$  cm

Etaloni		$l_z = 13.2$ cm		$l_z = 21.2$ cm		$l_z = 25.2$ cm		$l_z = 33.5$ cm		$l_z = 37.9$ cm	
P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]
25	242.0	236.2	1.0246	226.3	1.0694	223.2	1.0842	221.8	1.0911	221.2	1.0940
25	237.4	229.6	1.0340	225.9	1.0509	220.0	1.0791	218.2	1.0880	217.3	1.0925
40	446.4	439.5	1.0157	422.1	1.0576	414.2	1.0777	411.7	1.0843	409.6	1.0898
40	451.5	423.2	1.0669	428.3	1.0542	419.5	1.0763	415.9	1.0856	412.1	1.0956
100	1,202.5	1,204.0	0.9988	1,159.0	1.0375	1,150.0	1.0457	1,123.0	1.0708	1,118.0	1.0756
150	1,985.1	2,027.0	0.9793	1,958.0	1.0138	1,886.0	1.0525	1,865.0	1.0644	1,842.0	1.0777

Tabela 3b: Eksperimentalna analiza uticaja veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke,  $d_z = 5$  cm

Etaloni		$l_z = 13.2$ cm		$l_z = 21.2$ cm		$l_z = 25.2$ cm		$l_z = 33.5$ cm		$l_z = 37.9$ cm	
P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]
25	242.0	220.8	1.0960	220.2	1.0990	218.5	1.1076	217.6	1.1121	217.1	1.1147
25	237.4	217.6	1.0910	216.5	1.0965	215.1	1.1037	215.0	1.1042	213.7	1.1109
40	446.4	410.2	1.0882	407.4	1.0957	403.9	1.1052	402.2	1.1099	402.4	1.1093
40	451.5	412.3	1.0951	410.0	1.1012	408.2	1.1061	406.8	1.1099	406.3	1.1112
100	1,202.5	1,122.0	1.0717	1,114.0	1.0794	1,104.0	1.0892	1,101.0	1.0922	1,100.0	1.0932
150	1,985.1	1,874.0	1.0593	1,837.0	1.0806	1,829.0	1.0853	1,815.0	1.0937	1,813.0	1.0949

Tabela 3c: Eksperimentalna analiza uticaja veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke,  $d_z = 6$  cm

Etaloni		$l_z = 13.2$ cm		$l_z = 21.2$ cm		$l_z = 25.2$ cm		$l_z = 33.5$ cm		$l_z = 37.9$ cm	
P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_c$ [lm/lx]
25	242.0	219.8	1.1010	219.7	1.1015	217.1	1.1147	216.5	1.1178	216.5	1.1178
25	237.4	216.4	1.0970	215.8	1.1001	214.2	1.1083	213.1	1.1140	212.9	1.1151
40	446.4	407.5	1.0955	405.9	1.0998	402.3	1.1096	400.2	1.1154	400.3	1.1152
40	451.5	412.2	1.0953	409.7	1.1020	405.9	1.1123	405.5	1.1134	404.3	1.1167
100	1,202.5	1,114.0	1.0794	1,110.0	1.0833	1,101.0	1.0922	1,091.0	1.1022	1,096.0	1.0972
150	1,985.1	1,847.0	1.0748	1,828.0	1.0859	1,815.0	1.0937	1,811.0	1.0961	1,798.0	1.1041

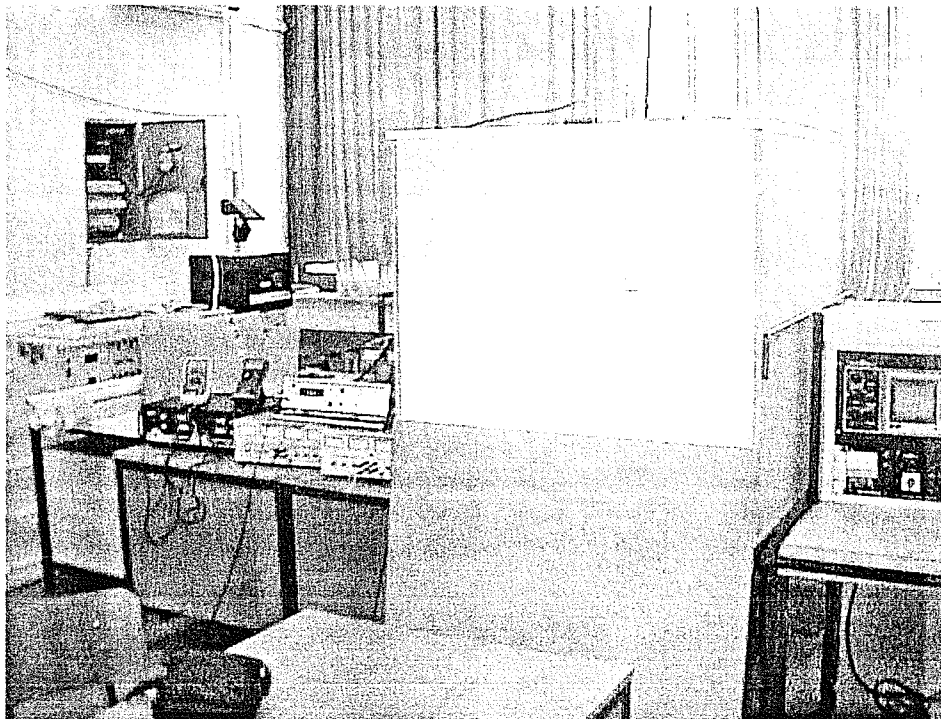


Tabela 3d: Eksperimentalna analiza uticaja veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke,  $d_z = 7$  cm

Etaloni		$l_z=13.2$ cm		$l_z=21.2$ cm		$l_z=25.2$ cm		$l_z=33.5$ cm		$l_z=37.9$ cm	
P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]
25	242.0	219.8	1.1010	219.3	1.1035	216.8	1.1162	215.9	1.1209	216.2	1.1193
25	237.4	216.1	1.0986	215.6	1.1011	213.7	1.1109	213.2	1.1135	212.9	1.1151
40	446.4	406.3	1.0987	405.7	1.1003	401.7	1.1113	399.2	1.1182	400.2	1.1154
40	451.5	408.7	1.1047	409.5	1.1026	405.5	1.1134	404.5	1.1162	403.8	1.1181
100	1,202.5	1,111.0	1.0824	1,110.0	1.0833	1,098.0	1.0952	1,096.0	1.0972	1,094.0	1.0992
150	1,985.1	1,829.0	1.0853	1,826.0	1.0871	1,805.0	1.0998	1,798.0	1.1041	1,794.0	1.1065

Tabela 3e: Eksperimentalna analiza uticaja veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke,  $d_z = 9$  cm

Etaloni		$l_z=13.2$ cm		$l_z=21.2$ cm		$l_z=25.2$ cm		$l_z=33.5$ cm		$l_z=37.9$ cm	
P [W]	$\Phi_0$ [lm]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]	$E_{ind\ 2}$ [lx]	$C_C$ [lm/lx]
25	242.0	217.9	1.1106	218.2	1.1091	216.4	1.1183	214.0	1.1308	213.6	1.1330
25	237.4	214.8	1.1052	214.4	1.1073	212.6	1.1167	210.9	1.1257	210.4	1.1283
40	446.4	404.1	1.1047	403.8	1.1055	399.9	1.1163	396.2	1.1267	394.6	1.1313
40	451.5	406.6	1.1104	406.3	1.1112	404.5	1.1162	400.6	1.1271	398.1	1.1341
100	1,202.5	1,104.0	1.0892	1,104.0	1.0892	1,090.0	1.1032	1,080.0	1.1134	1,079.0	1.1145
150	1,985.1	1,818.0	1.0919	1,810.0	1.0967	1,794.0	1.1065	1,772.0	1.1203	1,770.0	1.1215



Fotografija laboratorijskog modela sistema integracionog fotometra u Laboratoriji za električne instalacije i osvetljenje Elektronskog fakulteta u Nišu.

uslovi napajanja etalona svetlosnih izvora OSRAM identični su uslovima napajanja prilikom kontrolnih merenja koja su obavljena u SZM-DM ([5]), tj. struja napajanja svetlosnih izvora podešena je na vrednost pri kojoj temperatura boje svetlosnih izvora ima istu vrednost kod svih etalona,  $TCE = 2800 \text{ K}$  (Tabela 1).

## 5. ZAKLJUČAK

U ovom radu je najpre teorijski analizirana mogućnost formiranja eksperimentalnog modela sistema za merenje svetlosnog fluksa svetlosnih izvora, koji kao integracioni zatvoreni prostor koristi kocku umesto sfere. Uočena je razlika u teorijskom pristupu koji je dat u ovom radu u odnosu na teorijska razmatranja iz [3].

U odnosu na rad [7] autori su u ovom radu eksperimentalno analizirali uticaj veličine i položaja zaklona na vrednost integracione konstante kocke.

Formiran je laboratorijski eksperimentalni model kocke stranice  $a=1 \text{ m}$ . Unutrašnja površina kocke je obojena belom mat bojom nepoznatog sastava i nepoznate reflektanse, ali sa osobinama Lambertian površna. Korišćena su dva kružna zaklona prečnika  $d_z = 10 \text{ cm}$  i  $d_z = 6 \text{ cm}$ . Za njihov položaj, u odnosu na svetlosni izvor, u toku eksperimenata su usvojene vrednosti od  $l_z = 25 \text{ cm}$  i  $l_z = 33.6 \text{ cm}$ , respektivno ([7]). Na osnovu izvršenih merenja određena je srednja vrednost integracione konstante kocke. Zatim je utvrđeno da je maksimalna relativna greška pri ovim merenjima svetlosnih flukseva etalona 1,05%, a u ostalim slučajevima je ispod 1%. Ovo se potvrđuje rezultatima iz Tabele 2.

U Tabelama 3a – 3e su dati rezultati koji ilustruju uticaj veličine i položaj zaklona na vrednost integracione konstante kocke. Iz prikazanih rezultata se može zaključiti da najpovoljnije rezultate za IKK daju veličine zaklona prečnika  $d_z = 5 \text{ cm}$ ,  $d_z = 6 \text{ cm}$  i  $d_z = 7 \text{ cm}$ , ako su postavljeni na rastojanjima od  $l_z = 25 \text{ cm}$  do  $l_z = 37.9 \text{ cm}$ .

**ZAHVALNOST:** Ovaj rad je finansiran od strane Ministarstva za nauku, tehnologije i razvoj Republike Srbije. Autori se zahvaljuju Dr. Predrag Vukadinu na pomoći u okviru pribavljanja etalona svetlosnih izvora i izvršenim kontrolnim merenjima u Laboratoriji SZM-DM. Autori se takođe zahvaljuju Dip.ing Danku Jotanoviću, rukovodiocu Laboratorije za fotometriju u fabrici sijalica TESLA Pančevo, na saradnji.

## 6. LITERATURA

- [1] CIE Publication: "The measurement of Luminous Flux", *CIE Technical Report*, CIE Publ. No. 84, - 1<sup>st</sup> Edition, 1989.
- [2] IESNA, Ed.: Rea M.S.: *Lighting Handbook - Reference & Application*, IESNA 8th Edition, New York, 1993, Reprinted 1995.
- [3] G.KRENZKE: "Die Optimierung der Meßanordnung in runden und eckigen Hohlräumen zur Lichtstrombestimmung ausgedehnter Lichtquellen", *LICHTTECHNIK*, 21. Jahrgang, Nr. 9/1969.
- [4] P.D.RANČIĆ: *Supplements to the Lighting Engineering Characterizations - Illumination of Closed Spaces*, University of Niš, Faculty of Electronic Eng., Niš, 1997. (in Serbian).
- [5] SZM-DM (Savezni zavod za mere i dragocene metale): "Podaci o kontrolnim merenjima svetlosnog fluksa etalona OSRAM", Juli, Beograd 2002.
- [6] Laboratorija za fotometriju TESLA Pančevo: "Podaci o merenju svetlosnog fluksa uzoraka svetlosnih izvora", Juli, Pančevo 2002.
- [7] P.D.RANČIĆ, D.D.VUČKOVIĆ: "Some Experiences in Creation of the Integrating Photometer Systems", Int. Conf. *LIGHT&LIGHTING'2002*, Bucharest, Romania, 28.-30. Nov., 2002. (Rad prihvaćen za prezentovanje)

**Abstract** - Radiated luminous flux, its spatial distribution and colour temperature of light sources (lamps) are basic parameters for photometric characterization of electric light sources (lamps). Due to this reason, possibilities of simple integrating photometer systems creation, using closed spaces in the shape of cube, parallelepiped or cylinder (instead of the Ulbricht's sphere) in order to measure the luminous flux are analyzed in this paper. The System of Interreflection Equations of the Luminous Flux and known characteristics of luminous flux etalons (references) are used for the theoretical analysis of the experimental model. The cube is used as the closed integrating space for the experimental model. LMT Photometer B 510 with photometer head P 30 SC0 is used for illuminance measurement on the experimental model.

### REALISATION OF THE INTEGRATING PHOTOMETER (FLUXMETER) SYSTEM LABORATORY MODEL

Predrag D. Rančić, Dragan D. Vučković



---

---

секција Т6А

**ОБРАДА И ПРЕНОС СИГНАЛА**

---

---

Р. Стефановић, М. Арнаутовић, Б. Тодоровић Пресретање сигнала при преносу у проширеном спектру техником директне секвенце .....	108
И. Покрајац, М. Ерић, М. Дукић Процена брзине скакања предајника са фреквенцијским скакањем на бази просторно-фреквенцијско-временске анализе сигнала .....	111
В. Зрнић, Г. Дикић, А. Зејак Компарација адаптивних и конвенционалних алгоритама за праћење покретних објеката .....	117
М. Стефановић, М. Милошевић, Б. Стојановић, Д. Миловић Утицај импулсног шума на перформансе QPSK система .....	123
В. Despotović, М. Živković Опажена дубина и осећај присуства у 3D TV .....	127
Л.Ј. Враћар, В. Пешић, М. Ђукић Program за конверзију слике 2D графика у низ бројева, "Graf kovertor v1.1" .....	131
Г. Gardašević, М. Jevtović Kvalitet usluga (QoS) у телекомуникацијама .....	133

---

---

## ПРЕСРЕТАЊЕ СИГНАЛА ПРИ ПРЕНОСУ У ПРОШИРЕНОМ СПЕКТРУ ТЕХНИКОМ ДИРЕКТНЕ СЕКВЕНЦЕ

Радиша Стефановић, Младен Арнаутовић, Војна академија ВЈ, Београд  
Бранислав Тодоровић, Војнотехнички институт, Београд

**Садржај** - У раду је анализиран проблем пресретања сигнала са преносом у проширеном спектру који користи технику проширења директном секвенцом. Предложена је верификација перформанси пресретача на основу фактора добротe (*figure of merit*) који је дефинисан преко вероватноће пресретања.

### 1. УВОД

Идеја преноса сигнала у проширеном спектру (ППС) је присутна више од 50 година, са циљем да се у радио-комуникационим и радио-локационим системима обезбеди висок степен отпорности на електронско извиђање и ометање. Тадашње стање технологије није дозвољавало да системи реализовани по овој идеји уђу у масовну производњу. Минијатуризацијом електронских компоненти је решен проблем димензија, а модерне технологије омогућују да се овакви системи данас реализују у све већим серијама.

Пренос сигнала у проширеном спектру остварује се радио-комуникационим системом који преноси радио-сигнале са ширином радио-фреквенцијског опсега која је много већа од фреквенцијског опсега поруке, тј. информационог сигнала. Овим начином преноса, систем дистрибуира емитовану енергију преко широког опсега па је однос *сигнал/шум* на улазу пријемника низак. Класичним системима за извиђање, овакав сигнал најчешће је невидљив. Ипак кориснички пријемник може успешно да изврши своју функцију захваљујући томе што емитовани сигнал има различите карактеристике од шума. У пријемнику се проширени радио-фреквенцијски (РФ) опсег поново компримује на ширину опсега информационог сигнала.

Велики број земаља је у своје војне тактичке комуникације увео уређаје са преносом у проширеном спектру. Међу првима су свакако САД, Велика Британија, Немачка, Италија, Израел и Јужноафричка Република. У војним применама углавном су заступљени уређаји који користе проширење спектра техником фреквенцијског скакања или директне секвенце, или користе хибридну технику комбинацијом претходно наведених.

Сигнали са преносом у проширеном спектру представљају сигнале са малом вероватноћом пресретања (LPI - Low Probability of Intercept) и они се пројектују са циљем што теже детекције од стране неовлашћеног детекциона. Под појмом пресретања, подразумевамо детекцију постојећег сигнала у одсуству комплетне априорне информације о њему. Пресретање представља прву фазу у процесу електронског извиђања сигнала.

У раду је испитан проблем одређивања перформанси LPI система на основу фактора добротe који је дефинисан преко вероватноће пресретања.

Детаљније ће се сагледати могућности пресретања сигнала са преносом у проширеном спектру који користи технику проширења директном секвенцом, како са становишта успешности пресретача (за што већу вероватноћу пресретања) с једне стране, тако и са становишта конструкције и развоја ових система (за што мању вероватноћу пресретања), с друге стране.

### 2. КАРАКТЕРИСТИКЕ ПРЕСРЕТАЊА

Карактеристике пресретача зависе о обавештености пресретача о параметрима постојећег сигнала пре него је започето пресретање. Претпоставка је да су пресретачу познати:

- централна фреквенција преношеног сигнала  $f_c$ ,
- ширина спектра преношеног сигнала  $B$ ,
- почетно и крајње време саопштења информације  $t_i$  и  $t_f$ , односно време емитовања  $T$ .

Ако је производ  $TB$  довољно велики с обзиром на однос енергије сигнала и спектралне густине снаге шума ( $E_s / N_0$ ), нпр. већи од 30, излаз енергетског детектора можемо апроксимирати Гаусовом случајном променљивом чије су средња вредност и варијанса [4]:

$$m = 2(E_s / N_0 + TB),$$

$$\sigma^2 = 4(E_s / N_0 + TB). \quad (1)$$

Као енергетски детектор може се употребити склоп састављен од филтра пропусника опсега ширине  $B$ , склопа за квадрирање, интегратора и компаратора са задатом вредношћу напонског прага [1, 5].

Вероватноћа да ће излаз енергетског детектора премашити напон прага уз претпоставку  $TB \gg E_s / N_0$ , тј. вероватноћа детекције у детекторској ћелији  $TB$  приближно износи [1]:

$$\mathcal{P}_D \approx 2 \left[ 2^{-1} \left( \mathcal{P}_f \right) - \left( (E_s / N_0) / \sqrt{TB} \right) \right], \quad (2)$$

где је  $\mathcal{P}_f$  вероватноћа лажног аларма,  $Q^{-1}(x)$  је инверзна функција грешке, а  $Q(x)$  је функција грешке дефинисана као:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du. \quad (3)$$

С обзиром да је функција грешке у програмском пакету MATLAB дефинисана као:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du, \quad (3a)$$

то је према [4] веза  $Q(x)$  и  $\operatorname{erfc}(x)$  функције дата са:

$$Q(x) = 1/2 \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2}), \text{ тј. } \operatorname{erfc}(x) = 2Q(x\sqrt{2})$$

Ако не постоји сметња већ само шум, користећи апроксимацију Гаусове дистрибуције, укупна вероватноћа пресретања (детекције) је [1]:

$$P_D = Q \left[ \frac{Q^{-1}(P_{fa}) - \frac{(E_s/N_0)}{\sqrt{TB}}}{\sqrt{1 + \frac{2E_s/N_0}{TB}}} \right] \quad (4)$$

Из израза (4) је видљиво да је вероватноћа детекције дефинисана преко функције грешке дате изразом (3), која представља несвојствен интеграл Гаусове густине расподеле са нултом средњом вредношћу и јединичном варијансом.

У овом раду је разматран сигнал директне секвенце када пресретач покрива целу ширину опсега  $B$  кроз пуни интервал емитавања  $T$ .

У циљу прегледнијег графичког приказа перформанси система дефинисан је фактор добротe (FD) пресретача који представља инверзну функцију грешке,

$$FD = Q^{-1}(P_D). \quad (5)$$

Максимизирањем фактора добротe постиже се минимум вероватноће пресретања, па је ово једно од полазишта за пројектовање система мале вероватноће пресретања.

### 3. ПРЕСРЕТАЊЕ ДИРЕКТНЕ СЕКВЕНЦЕ

Вероватноћа пресретања (детекције)  $P_D$  је функција зависна од вероватноће лажног аларма  $P_{fa}$ , различитих параметара сигнала и типа детекторског система који користи пресретач. Најчешће се користи енергетски детектор који је једноставан и јефтин за реализацију, па је његову примену при овој анализи условила баш та једноставност, али су му и карактеристике лошије од других, нпр. кохерентних и кроскорелационих детектора.

Предпоставимо де је пресретачу познат ниво спектралне густине снаге адитивног белог шума  $N_0$ , те да може упоредити измерени ниво енергије унутар било ког детектованог фреквенцијског појаса  $B_D$ , кроз било који временски интервал детекције  $T_D$ , са енергијом  $N_0 B_D T_D$ , коју треба очекивати у мерењу ако сигнал не постоји.

При анализи је узето да фреквенцијски опсег детекције  $B_D$  коинцидира са ширином спектра преношеног сигнала  $B$ , а временски интервал детекције  $T_D$  коинцидира са интервалом емитавања  $T$ . Нарушавање перформанси услед неподешености изискује посебну анализу.

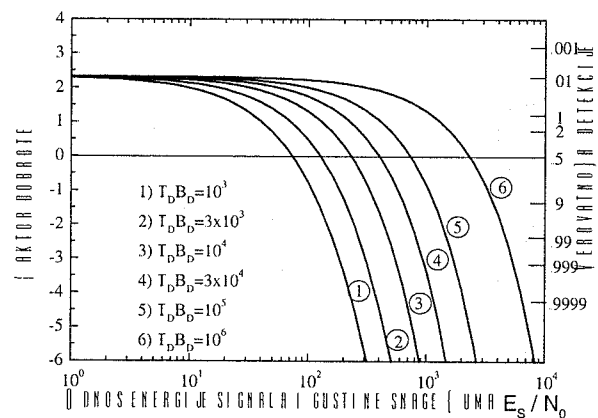
На слици 1 су приказани фактор добротe (лева оса) и вероватноћа детекције (десна оса) у функцији односа  $E_s/N_0$ .

Производ ограниченог временско-фреквенцијског појаса  $T_D B_D$  за сигнал директне секвенце је велики, а у раду ће се мењати као параметар од  $10^3$  до  $10^6$ .

Ако сужавамо трајање чипа псеудослучајне секвенце, односно повећавамо ширину спектра  $B$ , а не мењамо време трајања емисије  $T$ , енергију сигнала  $E_s$  и спектралну густину снаге шума  $N_0$ , фактор добротe  $FD$  се повећава, односно смањује вероватноћа пресретања.

Теоретски се минимизација вероватноће пресретања може постићи и повећањем времена  $T_D$ , али је у пракси време ограничено са временом наиласка информације или са захтевом за брзином преноса  $R$  (за фиксни број информација  $N_b = RT$ ) [3].

Вероватноћа детекције никада није мања од вероватноће лажног аларма ( $P_{fa} = 10^{-2}$ ) што се види из дијаграма на слици 1.



Сл. 1. Фактор добротe код пресретања проширеног спектра техником директне секвенце, при константној вероватноћи лажног аларма  $P_{fa} = 10^{-2}$ .

### 4. ЗАКЉУЧАК И КОМЕНТАР РЕЗУЛТАТА

Са слике 1 се уочава да коришћењем секвенци које повећававају ширину спектра преношеног сигнала  $B_D$ , уз константно време  $T_D$ , енергију  $E_s$ , и спектралну густину снаге шума  $N_0$ , расте фактор добротe  $FD$ .

Дакле, код пројектовања DS система за што мању вероватноћу пресретања, за пренос сигнала треба узети максимално могућу ширину фреквенцијског опсега  $B$ .

Када систем ради са практично највећим могућим фреквенцијским опсегом  $B$  и најдужим дозвољеним временом  $T$ , тада перформансе система могу бити побољшане само редуковањем енергије  $E_s$ . Минимално потребна вредност енергије  $E_s$  се одређује према нивоу спектралне густине снаге шума  $N_0$ , дозвољеној вероватноћи грешке у преносу, максимално дозвољеном времену кашњења и потребне брзине преноса.

За однос  $E_s/N_0$  мањи од 70 (18,45 dB), фактор добротe је већи од 0, односно вероватноћа детекције је мања од 0.5, уколико је производ  $T_D B_D > 10^3$ . Ово указује да је пренос у проширеном спектру техником DS и смањеном снагом добра стратегија, ако се пресретање

врши широкопојасним енергетским детектором са константном вероватноћом лажног аларма.

Прикривеност рада уређаја са преносом у проширеном спектру техником DS и читаве мреже се побољшава смањењем укупне енергије која је на располагању пресретачу.

#### 5. ЛИТЕРАТУРА:

[1] R. A. Dillard, "Detectability of Spread-Spectrum Signals," IEEE Trans. Aerosp. Elektron. Syst., AES-15, pp. 526-537, July 1979.

[2] A. J. Viterbi, "Spread Spectrum Communications: Myths and Realities," IEEE Comm. Mag., vol. 17, pp. 11-18, May 1979.

[3] R. F. Mills, G.E. Prescott, "Detectability Models for Multiple Access Low-Probability-of-Intercept Networks," IEEE Trans. on Aerosp. and Elektron. Syst., vol. 36, pp 848-857, July 2000.

[4] Г. Лукатела, "Статистичка теорија телекомуникација и теорија информација," Грађевинска књига, Београд, 1981.

[5] И. Симић, М. Шуњеварић, "Анализа метода детекције сигнала са фреквенцијским скакањем," ТЕЛФОР '95, стр. 335-338, Београд, 1995.

*Abstract - In this paper the interception of direct sequence spread spectrum signals is analyzed. The verification of interceptor performances based on figure of merit which is defined by using the probability of interception is proposed.*

#### INTERCEPTION OF DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM SIGNALS

R. Stefanović, M. Arnautović, B. Todorović

## ПРОЦЕНА БРЗИНЕ СКАКАЊА ПРЕДАЈНИКА СА ФРЕКВЕНЦИЈСКИМ СКАКАЊЕМ НА БАЗИ ПРОСТОРНО-ФРЕКВЕНЦИЈСКО-ВРЕМЕНСКЕ АНАЛИЗЕ СИГНАЛА

Иван Покрајац, ВП 1121, Београд

Миљко Ерић, Војнотехнички институт ВЈ у Београду

Мирослав Дукић, Електротехнички факултет у Београду

**Садржај-** У овом раду је приказан предлог алгоритма за процену брзине скакања предајника са фреквенцијским скакањем, односно процена времена трајање хопа, у ситуацији када се на антенски низ суперпонира више сигнала са фреквенцијским скакањем. Процена брзине скакања се заснива на бази просторно-фреквенцијско-временске анализе сигнала.

### 1. УВОД

Сигнали са фреквенцијским скакањем (*FH-Frequency Hopping*) представљају сигнале са малом вероватноћом пресретања (*LPD-Low Probability of Intercept*), односно пројектују се у циљу што теже детекције од стране неовлашћеног корисника. Због тога извиђање сигнала са FH представља изузетно сложен технички проблем, јер се у једном фреквенцијском опсегу може бити истовремено активно више емисија, класичних ускопојасних и емисија у проширеном спектру (односно емисија са FH), при чему начелно не постоје информације о броју и параметрима суперпонираних сигнала. У тим условима до наведених информација се долази кроз процену параметара примљеног сигнала.

Од савремених извиђачких система захтева се могућност детектовања сигнала са FH, одређивање локације FH предајника, раздвајање емисија са FH од класичних емисија и међусобно раздвајање сигнала са FH (разврставање више активних хопера).

У овом раду је предложен алгоритам за процену времена трајања хопа сигнала са FH на бази просторно-фреквенцијско-временске анализе сигнала, у случају када се на антенски низ суперпонира више сигнала са FH, са различитим брзинама скакања, односно различитим временом трајања хопа.

### 2. ПРОСТОРНИ МОДЕЛ СУПЕРПОЗИЦИЈЕ СИГНАЛА НА АНТЕНСКОМ НИЗУ

Сумарни радио сигнал  $u(t)$  у задатом фреквенцијском подопсегу  $\Delta\omega_{BW}$  и опсервационом интервалу  $\Delta T$  резултат је суперпозиције радио сигнала више активних предајника  $\{u_k(t)\}$ ,  $k=1, \dots, K$ , и шума  $n(t)$  и може се изразити у аналитичком облику на следећи начин:

$$u(t) = \sum_{k=1}^K u_k(t) + n(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \exp(j\omega_{ck}t) + n(t), \quad (1)$$

Процеси детекције, процене параметара суперпонираних сигнала и сепарације информационог сигнала врше се на бази анализе сумарног сигнала  $u(t)$  који је расположив унутар задатог фреквенцијског

подопсега  $\Delta\omega_{BW}$  у временском интервалу  $\Delta T$ . При томе се полази од претпоставке да не постоје априорне информације о броју, статистичким и спектралним карактеристикама суперпонираних сигнала.

Генерализовани просторни модел суперпозиције сигнала у временском домену, може се изразити на следећи начин [1]:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{h=-N/2}^{N/2} [\mathbf{A}(\omega_c, \omega_h) \mathbf{F}(\Omega_h) + \mathbf{N}(\Omega_h)] \exp(j2\pi\Omega_h n), \quad (2)$$

где је  $\mathbf{x}(n) = [x_1(n) \ x_2(n) \ \dots \ x_L(n)]^T$  вектор просторно-временских узорака I-Q демодулисаног сигнала унутар фреквенцијског подопсега на антенском низу, произвољне геометрије, а  $\Omega_h$  нормализована фреквенција и има вредност у границама  $\Omega_h \in [-0.5, 0.5]$ . Просторни модел суперпозиције радио сигнала на антенском низу може се изразити у фреквенцијском домену у матричној форми:

$$\mathbf{X}(\Omega_h) = \mathbf{A}(\omega_c, \omega_h) \mathbf{F}(\Omega_h) + \mathbf{N}(\Omega_h), \quad (3)$$

при чему је:

$\mathbf{X}(\Omega_h) = [X_1(\Omega_h) \ X_2(\Omega_h) \ \dots \ X_L(\Omega_h)]^T$  -вектор спектралних компоненти узорака сигнала на антенском низу;

$\mathbf{F}(\Omega_h) = [F_1(\Omega_h) \ F_2(\Omega_h) \ \dots \ F_L(\Omega_h)]^T$  -вектор спектралних компоненти померених комплексних анvelope суперпонираних сигнала;

$\mathbf{N}(\Omega_h) = [N_1(\Omega_h) \ N_2(\Omega_h) \ \dots \ N_L(\Omega_h)]^T$  -вектор спектралних компоненти узорака шума.

Спектар  $F_k(\Omega_h)$  померене комплексне анvelope  $k$ -тог суперпонираног сигнала може се изразити на следећи начин [1, 2]:

$$\begin{aligned} F_k(\Omega_h) &= \sum_{n=1}^N s_k(n\Delta t) \exp[j(\omega_{ck} - \omega_c)n\Delta t] \exp(j2\pi\omega_h n\Delta t) = \\ &= \sum_{n=1}^N s_k(n\Delta t) \exp[j2\pi\Omega_{ck} n] \exp(j2\pi\Omega_h n) = \\ &= \sum_{n=1}^N f_k(n\Delta t) \exp(j2\pi\Omega_h n). \end{aligned} \quad (4)$$

У вектору спектралних компоненти  $\mathbf{F}(\Omega_h)$  садржана је информација о спектралним ширинама и централним фреквенцијама суперпонираних радио сигнала.

Спектралне компоненте  $F_k(\Omega_h)$  померених комплексних анvelope распоређене су симетрично око нормализованих централних фреквенција

$\left\{ \Omega_{ck} = \frac{\omega_{ck} - \omega_c}{\Delta\omega_{BW}} = \frac{f_{ck} - f_c}{\Delta f_{BW}} \right\}$ ,  $k=1, \dots, K$ . На основу познате централне фреквенције  $\omega_c$  селектованог фреквенцијског

подопсега и процењених нормализованих централних фреквенција  $\{\Omega_{ck}\}$ ,  $k=1, \dots, K$  могу се одредити централне фреквенције радио сигнала  $\{\omega_{ck}\}$ ,  $k=1, \dots, K$ .

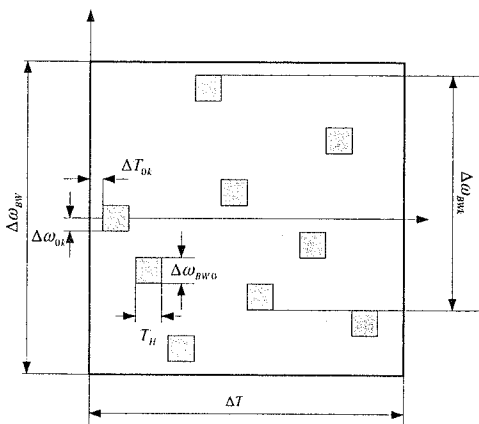
Матрица  $A(\omega_c, \omega_n)$  има димензије  $L \times K$ . Колоне ове матрице су вектори простирања суперпонираних радио сигнала, који се могу изразити у нормализованом облику на следећи начин:

$$\left[ \exp\left(j2\pi\left(\frac{\omega_c + \omega_n}{\omega_A}\right)\mathbf{v}_k^T \frac{\mathbf{r}_l}{\lambda_A}\right) \dots \exp\left(j2\pi\left(\frac{\omega_c + \omega_n}{\omega_A}\right)\mathbf{v}_k^T \frac{\mathbf{r}_L}{\lambda_A}\right) \right]^T \quad (5)$$

где је  $\mathbf{r}_l \in R^3$  вектор локације  $l$ -те антене у реалном 3-D простору,  $\mathbf{v}_k \in R^3$  је јединични вектор смера доласка  $k$ -тог сигнала на антенски низ се може изразити у поларним координатама као функција смера доласка (азимута  $\theta_k$  и елевације  $\varphi_k$ ), на следећи начин:

$$\mathbf{v}_k = [\sin(\theta_k)\cos(\varphi_k) \quad \cos(\theta_k)\cos(\varphi_k) \quad \sin(\varphi_k)] \quad (6)$$

Да би се формирао просторни модел суперпозиције сигнала са фреквенцијским скакањем, потребно је формулисати математички модел анвелопе сигнала са фреквенцијским скакањем у референтној тачки простора. На сл.1 приказана је расподела енергетског спектра сигнала са фреквенцијским скакањем у временско-фреквенцијском домену унутар задатог фреквенцијског подопсега  $\Delta\omega_{BW}$  и опсервационог интервала  $\Delta T$ , и дефинисани су основни параметри који су битни за формирање математичког модела комплексне анвелопе.



Сл.1 Расподела енергије сигнала са фреквенцијским скакањем у временско-фреквенцијском домену.

Параметар  $\Delta\omega_{Bwk}$  представља опсег скакања  $k$ -тог сигнала унутар опсервационог интервала  $\Delta T$  док је параметар  $\Delta\omega_{Bw0}$  ширина канала скакања. Параметар  $\Delta\omega_{ok}$  представља фреквенцијски помак, а  $\Delta T_{ok}$  временски помак канала скакања у односу на координатни почетак. Ови параметри су дефинисани због тога што су суперпонирани сигнали предајника који нису у међусобној вези временски асинхрони, а такође је могућа и ситуација када растер канала скакања није исти. Величина  $M_h = \Delta\omega_{BW} / \Delta\omega_{Bw0}$  представља број могућих канала скакања унутар подопсега  $\Delta\omega_{BW}$  а величина  $N_h = \Delta T / T_n$  број хопова унутар опсервационог интервала  $\Delta T$ .

На основу претходно дефинисаних параметара комплексна анвелопа сигнала са фреквенцијским

скакањем  $s_k(t)$  се може изразити у дискретно фреквенцијском домену на следећи начин [3,4]:

$$s_k(n) = \sum_{v=1}^{N_h} \exp\left[j2\left(\gamma_k \frac{\Delta\omega_{Bw0} - \Delta\omega_{ck}}{\Delta\omega_{BW}}\right)n\right] \cdot \sum_{h=-H/2}^{H/2} S_{kv}(\Omega_h) \exp[-j2\pi\Omega_h((v-1)n_h - n_k)] \exp(j2\pi\Omega_h n) \quad (7)$$

У горњем изразу  $n_h$  представља број временских узорака у оквиру једног хопа, а  $n_k$  број временских узорака за које је почетак првог хопа временски помакнут у односу на координатни почетак,  $v=1, \dots, N_h$  означава редни број хопа,  $\gamma_k \in (-M_h/2, M_h/2)$  представља кодну секвенцу са којом се кодира промена канала скакања, а  $S_{kv}(\Omega_h)$  је комплексна анвелопа  $v$ -тог хопа.

### 3. СЕГМЕНТАЦИЈА СПЕКТРА

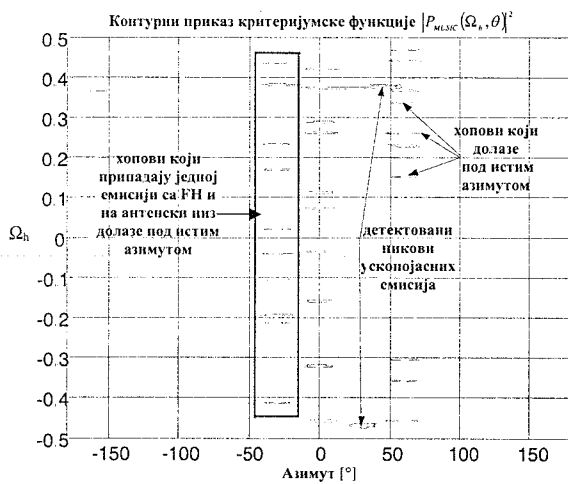
Сегментациони поступак описан у [1,5] заснива се на процени смера доласка сигнала у фреквенцијском домену применом MUSIC алгоритма и здруживању у информациони канал спектралних компоненти за које је процењен исти смер доласка сигнала. При томе, се полази од претпоставке да извор радио сигнала не мења смер доласка у односу на антенски низ унутар трајања опсервационог интервала  $\Delta T$ . Поступак се заснива на процени параметара генерализованог просторног модела суперпозиције сигнала у задатом фреквенцијском подопсегу.

У овом раду дати су резултати поступка сегментације за следећи моделирани сценарио. Сигнал се прима пето-елементним антенским низом кружне геометрије. Карактеристична централна фреквенција антенског низа је  $f_A = 80$  MHz. Селектован је фреквенцијски подопсег  $\Delta\omega_{BW} = 12.8$  MHz на централној фреквенцији од  $f_A = 60$  MHz. На антенски низ се суперпонирају три сигнала са FH, први под азимутом од  $60^\circ$  и елевацијом од  $0^\circ$ , други под азимутом од  $-30^\circ$  и елевацијом од  $0^\circ$  а трећи сигнал под азимутом од  $0^\circ$  и елевацијом од  $0^\circ$ . Ширина канала скакања је 12.5 kHz, што значи да у селектованом опсегу постоји  $M_h = 1024$  могућих канала скакања. Број временских узорака по једном хопу за сва три сигнала је  $n_h = 20000$  што одговара трајању хопа од 1.56 ms односно брзини скакања од 625 hops/s. Укупан временски број узорака износи  $N = 200000$  што одговара трајању опсервационог интервала од  $\Delta T = 15.6$  ms. Поред ових сигнала на антенски низ се суперпонирају и два ускопојасна сигнала (4-FSK, са симболском брзином од 6400 simbola/s) под азимутима од  $45^\circ$  и  $30^\circ$  са елевацијом од  $0^\circ$ . Однос сигнал/шум за сигнале са FH је 15,10 и 20 dB, а за ускопојасне сигнале 15 и 20 dB. Сигнаlima са FH преносе се 2-FSK сигнали, са битском брзином од 6400 bita/s, што значи да се ради о преносу са спорим FH (за време трајања једног хопа пренесе се 10 бита поруке).

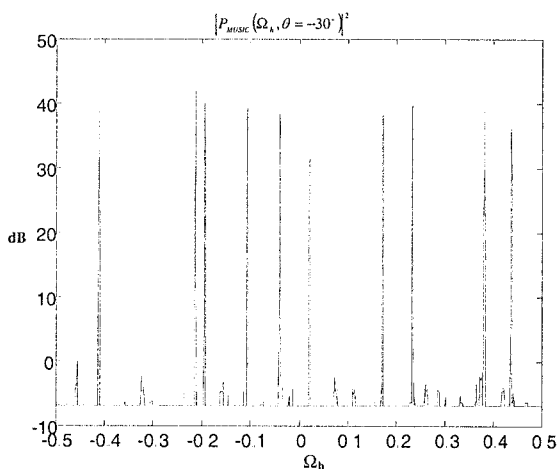
На сл.2 дати су резултати разврставања емисија FH за моделирани сценарио. На сл.2а дат је контурни приказ



критеријумске функције  $P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta)$ . На основу резултата приказаних на сл.2а, разврставањем детектованих пикова на основу критеријума истог смера доласка, може се закључити да су активна три предајника са FH као и два ускопојасна сигнала. Такође јасно се могу идентификовати опсежи скакања и канали скакања унутар селектованог подопсега.



а)



б)

Сл.2. а) контурни приказ критеријумске функције  $|P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta)|^2$ ; б) приказ критеријумске функције  $|P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta = -30^\circ)|^2$ .

#### 4. ПРОЦЕНА ВРЕМЕНА ТРАЈАЊА ХОПА

Проблем разврставања емисија представља један од кључних проблема у аутоматизацији процеса анализе радио-фреквенцијског спектра. Од савремених извиђачких система се захтева да имају могућност детекције емисија са FH, одређивање локације предајника са FH као и могућност раздвајања предајника са FH и њихово груписање у поједине радио мреже. Да би један извиђачки систем могао да испуни наведене захтеве мора има могућност одређивања појединих параметара емисија са FH: смер доласка сигнала на

антенски низ, брзину скакања, ширину канала скакања, опсег скакања, време почетка хопа.

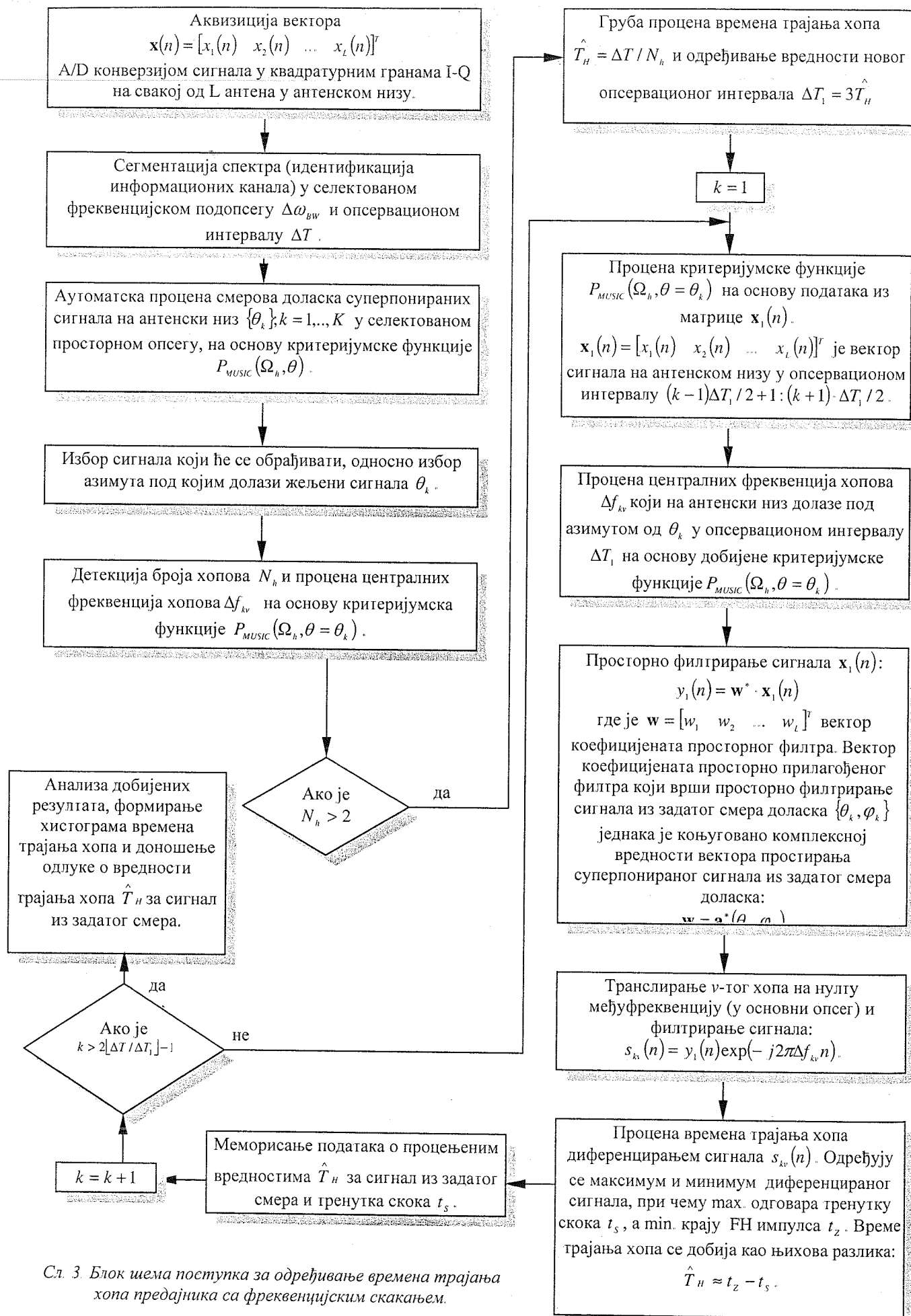
У овом раду је предложен алгоритам, сл.3. за процену времена трајања хопа селектованог предајника са FH у ситуацији када се на антенски низ суперпонира више сигнала са FH који припадају различитим радио мрежама. Предложени поступак за процену времена трајања хопа се заснива на раније описаном сегментационом поступку.

Процена непознатих параметара врши се на бази  $L \times N$  комплексних просторно-временских узорака сигнала на антенама, транслираних на нулту међуфреквенцију I-Q демодулацијом, расположивих у временском опсервационом интервалу  $\Delta T$  и фреквенцијском подопсегу  $\Delta \omega_{BW}$ . При томе се полази од претпоставке да је опсервациони интервал  $\Delta T$  много већи од времена трајања хопа,  $T_H$  ( $\Delta T \gg T_H$ ).

На основу аквизираних узорака сигнала у квадратурним гранама I-Q демодулатора, на свакој од L антена, врши се сегментација спектра у селектованом фреквенцијском подопсегу. На основу резултата добијених сегментацијом спектра односно израчунавањем критеријумске функције  $P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta)$  врши се аутоматска процена смерова доласка суперпонираних сигнала на антенски низ  $\{\theta_k\}; k=1, \dots, K$ . Након тога је потребно изабрати који ће се сигнал даље анализирати што се одређује бирањем једног од процењених азимута. На основу изабраног азимута анализира се критеријумска функција  $P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta = \theta_k)$  и процењује се број детектованих пикова, где сваки пик одговара једном хопу у случају преноса са FH. У случају да је број детектованих пикова већи од дефинисаног броја, алгоритам претпоставља да се ради о емисији са FH и на основу процењеног броја хопова  $N_h$  и опсервационог интервала  $\Delta T$  врши грубу процену времена трајања хопа,  $T_H^{\wedge} = \Delta T / N_h$ .

Да би се тачније проценило време трајања хопа врши се поново сегментација спектра, у истом селектованом фреквенцијском подопсегу, али у новом опсервационом интервалом  $\Delta T_1 = 3T_H^{\wedge}$ . У овом случају израчунава се критеријумска функција  $P_{MUSIC}(\Omega_h, \theta = \theta_k)$ , само за изабрани азимут и на основу ње се процењују централне фреквенције хопова  $\Delta f_k$ .

Када су процењене централне фреквенције хопова суперпонирани сигнал на антенском низу се просторно филтрира у задатом смеру, а затим се за сваки процењени хоп врши његово транслирање у основни опсег на нулту међуфреквенцију, користећи податке о процењеним централним фреквенцијама хопа. На овај начин у основном опсегу добијамо комплексне анvelope хопова. Да би се одредило време трајања хопа, добијени сигнали у основном опсегу се диференцирају, а затим се одређују максимум и минимум који одговарају тренутку појаве и краја скока, респективно. Разлика ова два тренутка даје време трајања хопа. Крајња поцена времена трајања хопа се добија након анализе свих добијених вредности процене трајања хопа за сигнал из задатог смера у опсервационом интервалу  $\Delta T$ .

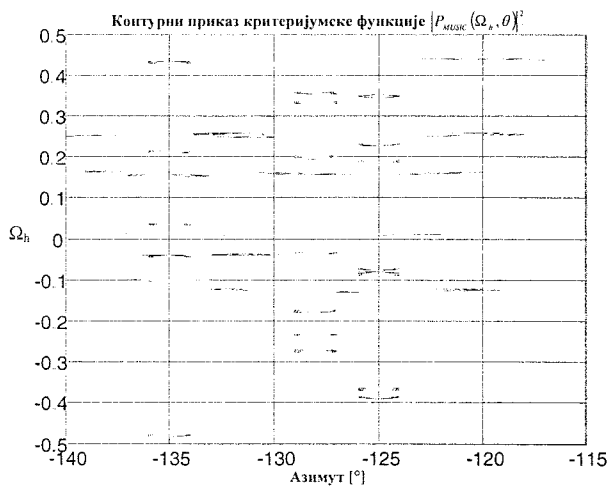


Сл. 3. Блок шема поступка за одређивање времена трајања хопа предајника са фреквенцијским скакањем.

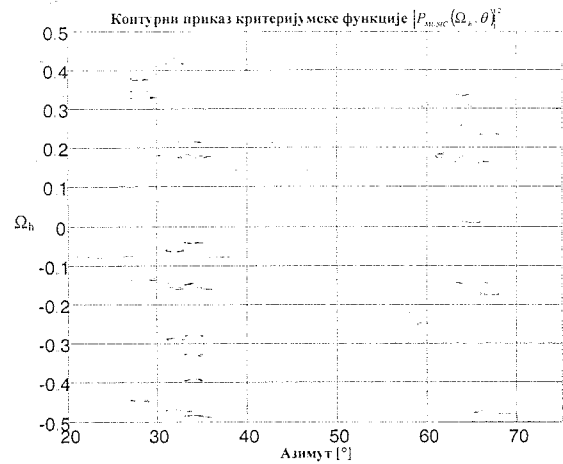
## 5. РЕЗУЛТАТИ НУМЕРИЧКОГ МОДЕЛИРАЊА

Овде су приказани резултати примене предложеног поступка на два примера. У првом примеру сигнал се прима осмо-елементним антенским низом кружне геометрије. Карактеристична централна фреквенција антенског низа је  $f_A = 80$  MHz. Селектован је фреквенцијски подопсег  $\Delta\omega_{BW} = 6.4$  MHz на централној фреквенцији од  $f_A = 60$  MHz. На антенски низ се суперпонира девет сигнала са FH, који се могу груписати у три радио мреже (у свакој мрежи имамо по три учесника). Сигнали из прве радио мреже долазе на антенски под следећим азимутима  $63^\circ, 65^\circ$  и  $67^\circ$ , сигнали из друге радио мреже долазе под азимутима од  $34^\circ, 32^\circ$  и  $28^\circ$ , а сигнали из треће радио мреже под азимутима од  $-125^\circ, -128^\circ$  и  $-135^\circ$ , елевација је за све сигнале  $0^\circ$ . Ширина канала скакања је  $12.5$  kHz за прву радио мрежу што значи да у селектованом опсегу постоји  $M_{n1} = 512$  могућих канала скакања, код друге и треће радио мреже ширина канала скакања је  $25$  kHz тако да је број могућих канала скакања за ове две групе  $M_{n2,3} = 256$ . Број временских узорака по једном хопу за сигнале из прве радио мреже је  $n_{n1} = 11000$  што одговара трајању хопа од  $1.718$  ms односно брзини скакања од  $581.4$  hops/s, код друге радио мреже  $n_{n2} = 7500$  што одговара трајању хопа од  $1.171$  ms односно брзини скакања од  $853.4$  hops/s, код треће радио мреже  $n_{n3} = 5600$  што одговара трајању хопа од  $0.875$  ms односно брзини скакања од  $1142.8$  hops/s. Укупан временски број узорака износи  $N = 100000$  што одговара трајању опсервационог интервала од  $\Delta T = 15.62$  ms. Поред ових сигнала на антенски низ се суперпонирају и три ускопојасна сигнала под азимутима од  $60^\circ, 30^\circ$  и  $-120^\circ$  са елевацијом од  $0^\circ$ . Однос сигнал/шум за сигнале са FH је  $15, 10$  и  $15$  dB за сигнале из прве радио мреже,  $10, 10$  и  $15$  dB за сигнале из друге и  $20, 15$  и  $15$  dB за сигнале из треће, а за ускопојасне сигнале  $20, 15$  и  $10$  dB.

У Табели 1. дат је приказ добијених резултата процене времена трајања хопа за описани сценарио. Процена времена трајања хопа за све хопере била је добра са грешком мањом од  $0.5\%$ .



а)



б)

Сл.4. а) приказ критеријумске функције  $P_{MUSIC}(\Omega_n, \theta)$  у просторном опсегу  $\theta \in [-140^\circ, 115^\circ]$ , б) приказ критеријумске функције  $P_{MUSIC}(\Omega_n, \theta)$  у просторном опсегу  $\theta \in [20^\circ, 75^\circ]$ .

На сл.4 приказани су резултати сегментације спектра за описани сценарио. Због боље прегледности сегментација спектра је урађена за два просторна опсега. У првом просторном опсегу  $\theta \in [-140^\circ, 115^\circ]$ , сл.4а детектована су три сигнала са FH и један ускопојасни сигнал, док је у другом просторном опсегу  $\theta \in [20^\circ, 75^\circ]$ , сл.4б детектовано шест сигнала са FH и два ускопојасна сигнала.

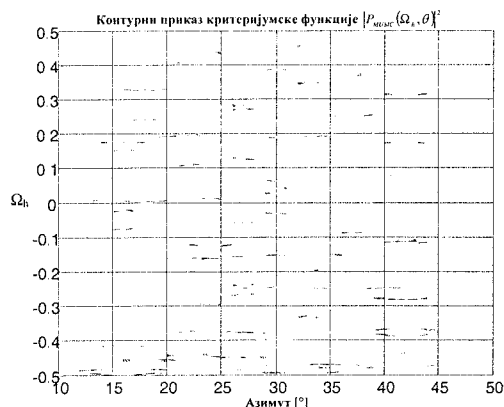
У другом примеру сигнал се прима осмо-елементним антенским низом кружне геометрије. Карактеристична централна фреквенција антенског низа је  $f_A = 80$  MHz. Селектован је фреквенцијски подопсег  $\Delta\omega_{BW} = 12.8$  MHz на централној фреквенцији од  $f_A = 60$  MHz. На антенски низ се суперпонира девет сигнала из просторног опсега од  $30^\circ$  са FH, који се могу груписати у три радио мреже (у свакој мрежи имамо по три учесника). Радио мреже нису просторно раздвојене као што је био случај у претходном примеру.

Сигнали из ове три радио мреже долазе на антенски низ под следећим азимутима  $24^\circ, 37^\circ, 18^\circ, 16^\circ, 33^\circ, 22^\circ, 42^\circ, 27^\circ$  и  $30^\circ$  респективно. Елевација је за све сигнале  $0^\circ$ . Ширина канала скакања је  $25$  kHz за све сигнале, што значи да у селектованом опсегу постоји  $M_{n1} = 512$  могућих канала скакања. Број временских узорака по једном хопу за сигнале из прве радио мреже је  $n_{n1} = 12525$  што одговара трајању хопа од  $0.97852$  ms односно брзини скакања од  $1022.5$  hops/s, код друге радио мреже  $n_{n2} = 8050$  што одговара трајању хопа од  $0.6289$  ms односно брзини скакања од  $1592.3$  hops/s, код треће радио мреже  $n_{n3} = 6800$  што одговара трајању хопа од  $0.53125$  ms односно брзини скакања од  $1882.4$  hops/s. Укупан временски број узорака износи  $N = 100000$  што одговара трајању опсервационог интервала од  $\Delta T = 7.81$  ms. Однос сигнал/шум за сигнале са FH је  $15, 10$  и  $20$  dB за сигнале из прве радио мреже,  $15, 10$  и  $15$  dB за сигнале из друге и  $15, 20$  и  $10$  dB за сигнале из треће.

Табела 1: Резултати процене времена трајања хопа

Азимут $\theta$ [°]	Права вредност $T_H$ [ms]	Процењена вредност $T_H$ [ms]	Грешка у $[\mu\text{s}]$ и $[\%]$
63°	1.71875	1.71828	0.47 (0.027 %)
65°	1.71875	1.72250	3.75 (0.21 %)
67°	1.71875	1.71953	0.78 (0.045 %)
34°	1.171875	1.17281	0.93 (0.08 %)
32°	1.171875	1.17375	1.87 (0.16 %)
28°	1.171875	1.17250	0.62 (0.053 %)
-125°	0.875	0.87656	1.56 (0.17 %)
-128°	0.875	0.87718	2.18 (0.25 %)
-135°	0.875	0.87500	0 (0 %)

У Табели 2. дати су резултати процене времена трајања хопа за други пример. У овом случају за осам од девет предајника са FH процена времена трајања хопа је добра, са грешком мањом од 0.5 %. Алгоритам за процену времена трајања хопа је само у једном случају дао лошу процену времена трајања хопа.

Сл.5. Приказ критеријумске функције  $P_{MUSIC}(\Omega_n, \theta)$  у просторном опсегу  $\theta \in [10^\circ, 50^\circ]$ .

На сл.5 приказани су резултати сегментације спектра за описани сценарио, просторном опсегу  $\theta \in [10^\circ, 50^\circ]$ .

## 6. ЗАКЉУЧАК

У овом раду је приказан алгоритам за процену времена трајања хопа у ситуацији када се на антенски низ суперпонира више сигнала са FH који припадају различитим радио мрежама.

Брзина скакања, односно време трајања хопа је један од битних параметара за раздвајање предајника са FH и њихово груписање у јединствене радио мреже. Резултати који су добијени коришћењем предложеног алгоритма омогућавају процену времена трајања хопа са грешком мањом од 0.5% од времена трајања хопа.

Поред процене времена трајања хопа која се добија као резултат предложеног алгоритма, као међу-резултати добијају се централне фреквенције хопова и време

почетка хопа на тим фреквенцијама. Ове међу-резултате је могуће користити за боље раздвајање предајника са FH и њихово груписање у радио мреже, што ће бити циљ даљих испитивања.

Табела 2: Резултати процене времена трајања хопа.

Азимут $\theta$ [°]	Права вредност $T_H$ [ms]	Процењена вредност $T_H$ [ms]	Грешка у $[\mu\text{s}]$ и $[\%]$
42°	0.53125	0.53094	0.31 (0.058 %)
24°	0.97852	0.27590	950.9 (97 %)
16°	0.6289	0.62969	0.79 (0.124 %)
33°	0.6289	0.63195	3.05 (0.484 %)
37°	0.97852	0.97718	1.34 (0.135 %)
27°	0.53125	0.53203	0.78 (0.147 %)
30°	0.53125	0.5311	0.15 (0.029 %)
18°	0.97852	0.97875	0.23 (0.024 %)
22°	0.6289	0.62789	1 (0.161 %)

## 7. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Erić M. "Prostorno-frekvencijska analiza radio frekvencijskog spektra", doktorska disertacija, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad 1999.
- [2] Erić M., Obradović M., "Metode za prostorno-frekvencijsku analizu signala", referat po pozivu na VII simpozijumu TELFOR, Beograd, Novembar 1999.
- [3] Erić M., Dukić M., Obradović M., "Frequency hopping signal separation by spatio-frequency analysis based on the MUSIC method", IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA 2000), NJ, USA, Septembar 2000.
- [4] Erić M., "Razvrstavanje emisija sa frekvencijskim skakanjem na bazi prostorno-frekvencijske analize primenom metode MUSIC", XLIII konferencija za ETRAN, Zlatibor, 20-22 Septembar 1999.
- [5] Erić M., Skender M., "Automatic Band Segmentation Based on Spatio-Frequency Processing Using MUSIC Algorithm", 50-th Vehicular Technology Conference – VTC99, Amsterdam, Netherlands, 19-22. September 1999.
- [6] Proakis J., "Digital Communications", New York, 1989.

**Abstract** – A procedure for estimation of frequency hop time duration based on spatial-frequency-time signal analysis is proposed. The procedure is applicable when many frequency hoppers and narrow band transmitters share the same frequency subband. The performances of the proposed procedure are illustrated by some results of simulations.

## ESTIMATION OF FREQUENCY HOP TIME DURATION BASED ON SPATIO-FREQUENCY-TIME SIGNAL ANALYSIS

Ivan Pokrajac, Miljko Erić and Miroslav Dukić

## KOMPARACIJA ADAPTIVNIH I KONVENCIONALNIH ALGORITAMA ZA PRAĆENJE POKRETNIH OBJEKATA

Bojan M. Zrnić, Goran Dikić, *Vojna akademija, Ratka Resanovića 1, 11000 Beograd, zrnibc@yubc.net*  
Aleksa J. Zejak, *Institut IMTEL, Bul. M. Pupina 165-B, 11070 N. Beograd, zejak@zorni.com*

**Sadržaj** - U radu su analizirana dva adaptivna algoritma za praćenje pokretnih objekata: algoritam za praćenje sa promenljivom dimenzijom stanja i algoritam za praćenje sa estimacijom ulaza. Rezultati ovih algoritama upoređeni su sa rezultatima koje daje konvencionalni neadaptivni filter za praćenje.

### 1. UVOD

Radarski sistem je jedan od najčešće korištenih sistema za otkrivanje i praćenje objekata u vazдушnom prostoru. Informacija o prostornim parametrima objekta dobija se na osnovu merenja relativnih promena u reflektovanom radarskom signalu u odnosu na predajni signal. Vremenski pomak reflektovanog signala nosi informaciju o daljini objekta, frekvencijski pomak (zbog Doplerovog efekta) nosi informaciju o radijalnoj brzini objekta, a položaj antene u maksimumu zračenja daje ugaone koordinate objekta.

Proces praćenja (tracking) objekata ili ciljeva zasniva se na konceptu merenja parametara objekta-cilja na prethodno opisan način i obradi sekvenci merenja radi poboljšanja naših saznanja o tim parametrima. Dodatni doprinosi procesa praćenja su mogućnost procene parametara cilja koji nisu direktno mereni (npr. ubrzanje), kao i mogućnost predikcije položaja cilja.

Postoje različiti pristupi procesu praćenja ciljeva pomoću radara, ali se svi mogu grupisati u dve osnovne kategorije [1]:

- praćenje pojedinačnih ciljeva (Single Target Tracking, STT)
- praćenje više ciljeva (Multiple Target Tracking, MTT)

Pored vojnih, postoje i mnoge civilne aplikacije u kojima se primenjuje praćenje objekata (npr. kod radara za kontrolu vazdušnog saobraćaja, za praćenje satelita, radari za ispomoć u navigaciji, meteorološki radari).

### 2. ALGORITMI ZA PRAĆENJE POKRETNIH OBJEKATA

Algoritmi za praćenje objekata sa STT radarom se implementiraju u bloku za filteriranje podataka i treba da obezbede: smanjenje greške merenja, bolje upravljanje položajem antene u prostoru i generisanje trajektorije i predikciju trajektorije cilja za potrebe drugih sistema.

Praćenje pokretnih objekata se uglavnom razmatra kao problem optimalne filteracije gde se kao osnovni pristup koristi Kalmanov filter [2], što podrazumeva matematičko modeliranje procesa praćenja u formi jednačine stanja i jednačine merenja. Drugi pristupi procesu praćenja su u pogledu tačnosti inferiorni a njihova prednost u smislu manje numeričke složenosti danas gotovo da nema značaja. Pri

sintezi algoritama praćenja važan je izbor kordinatnog sistema (KS) u kome se definiše problem kao i izbor modela kinematike cilja.

Kada je reč o izboru KS, imajući u vidu prirodu radarskog senzora, logičan izbor bio bi sferni KS. Međutim, većina autora smatra da zbog toga što avion većinu vremena provede u pravolinijskom kretanju treba koristiti pravougli KS. Ako bi se u pravougloj KS direktno koristila merenja koja dolaze sa senzora (daljina  $R$ , ugao azimuta  $\theta$  i ugao elevacije  $\phi$ ), jednačina merenja bi bila nelinearna pa bi se morao koristiti nelinearni estimator npr. prošireni Kalmanov filter. Zato je prethodno potrebno transformisati merenja  $(R, \theta, \phi)$  u kordinate  $(x, y, z)$  čime estimacija postaje linearna, pri čemu se javlja problem izračunavanja matrice kovarijanse šuma merenja.

Prilikom izbora modela kinematike cilja tj. jednačina kojima se opisuje kretanje cilja potrebno se opredeliti za red modela tj. da li se pored pozicije i brzine (model drugog reda) vrši i estimacija ubrzanja cilja (model trećeg reda).

Veoma je važno modelirati i efekte pri kretanju cilja koji se ne mogu egzaktno uključiti u model (iznenadni manevri od strane pilota, slučajna ubrzanja usled turbulencija itd.), što se pokušava rešavati odgovarajućim izborom matrice kovarijanse šuma procesa. Upravo pristup modeliranju ovih efekata uslovljava postojanje dve osnovne grupe algoritama za praćenje koji se mogu uslovno klasifikovati kao neadaptivni i adaptivni algoritmi.

U grupu *neadaptivnih* algoritama spadaju oni algoritmi u kojima se apriori pretpostavlja postojanje manevra cilja. Ta pretpostavka je uključena u model kroz neki statistički opis ubrzanja cilja, u rasponu od belog šuma, preko obojenog šuma do Markovskog procesa. Najpoznatiji rad koji koristi ovakav pristup je rad Singera iz 1970 [3], gde se manevar tj. ubrzanje cilja modelira kao slučajan proces sa eksponencijalnom autokorelacionom funkcijom.

Algoritmi iz ove grupe rade dobro unutar konteksta podrazumevanih pretpostavki. Međutim, da bi se dobio dobar statistički opis manevra, koji je po prirodi slučajan, potrebno je dosta saznanja o cilju koja nisu raspoloživa. Kao rezultat toga, ako pretpostavke ne odgovaraju aktuelnoj prirodi manevra imaćemo degradaciju performansi filtera za praćenje.

Performanse filtera će biti dodatno narušene u slučaju da cilj ne manevriše, tj. da se kreće konstantnom brzinom na pravolinijskoj putanji.

Grupom *adaptivnih* algoritama čine algoritmi u kojima nije apriori dat statistički opis manevra cilja, već se u procesu praćenja vrši procena da li je do manevra došlo ili ne. Osnovna motivacija za uvođenje ovakvih algoritama za

praćenje jeste dobijanje boljih karakteristika praćenja za slučaj kada cilj ne manevriše u odnosu na neadaptivne algoritme. Ako je manevar detektovan, vrši se korekcija u modelu kinematike cilja, bilo povećanjem reda modela uz reinicijalizaciju algoritma [4], ili procenom komandnih ubrzanja cilja i njihovim uvođenjem u model kinematike cilja kao poznatih ulaza [5].

Jedan specifičan pristup, koji se takođe može svrstati u ovu grupu algoritama, predlaže paralelan rad filtera za praćenje sa modelom kinematike drugog reda za nemanevrirajući let i jednog ili više filtera sa modelom kinematike trećeg reda sa različitim nivoima procesnog šuma. Izlazi (procenjena stanja) iz navedenih filtera se procesiraju kroz dodatne module kako bi se dobio konačni procenjeni vektor stanja. Ovaj pristup je poznat kao IMM (Interacting Multiple-Model) algoritam praćenja [6].

Prilikom modeliranja kinematike cilja i modeliranja merenja nemoguće je izbeći određene greške. Model kinematike cilja aproksimira neko stvarno kretanje cilja, koje je rezultat potpuno slučajnih faktora (vazdušne turbulencije, greške navigacionog sistema itd.) i namernih, takođe, slučajnih faktora (odluka pilota da vrši manevar).

Za razliku od ovih faktora koji se vrlo teško mogu korektno modelirati, faktori koji utiču na greške merenja (prvenstveno termički šum prijemnika i ugaoni šum (eng. glint noise) se mogu prethodno testirati i zatim dobro modelirati.

Efikasan indikator postojanja grešaka modeliranja je sekvenca inovacija ili rezidual, označena sa  $v(t)$ . Ona predstavlja razliku merenog i predviđenog stanja cilja. Osobine sekvence inovacija su [1]:

- To je sekvenca belog Gausovog šuma, nulte srednje vrednosti uz uslov da su početni uslovi za vektor stanja i svi ostali procesni šumovi Gausovski, tj. da je Kalmanov filter optimalan estimator.
- Greške modeliranja u opštem slučaju unose u sekvencu inovacija pomeraj (bias) tj. čine da je kovarijansa stvarne sekvence inovacija veća od kovarijanse sekvence inovacija dobijene za slučaj optimalnog Kalmanovog filtera.
- Greške modeliranja utiču na pojavu korelacije između odbiraka sekvence inovacija, tj. sekvenca inovacija nije više beli šum.

Ove osobine sekvence inovacija navode na ideju da se uočene razlike između teoretskih i stvarno dobijenih osobina sekvence iskoriste kao informacija na osnovu koje bi se adaptirale statističke osobine manevra radi podešavanja filtera na ponašanje okoline.

U ovom radu su prikazana dva poznata i danas aktuelna algoritma iz grupe adaptivnih algoritama, koji koriste sekvencu inovacija za procenu da li je došlo do manevra cilja ili ne. To su algoritam za praćenje sa promenljivom dimenzijom stanja (Variable Dimension Filter, VDF), i algoritam za praćenje sa estimacijom ulaza (Input Estimation, IE). Ovi filteri se mogu koristiti za praćenje pojedinačnih ciljeva u STT radarima. Izvršena je analiza rezultata koje daju ova dva algoritma za jedan mogući scenario kretanja

cilja. Upoređeni su ovi rezultati sa rezultatima koji se, za isti scenario, dobijaju konvencionalnim (neadaptivnim) algoritmom zasnovanim na Singerovom modelu kretanja cilja.

### 3. FILTER SA PROMENLJIVOM DIMENZIJOM STANJA

Osnovna ideja ovog algoritma datog u radu [4] jeste da se u slučaju pravolinijskog kretanja cilja sa konstantnom brzinom, proces praćenja vrši Kalmanovim filterom koji koristi dvodimenzionalni vektor stanja  $\mathbf{x}=[\text{pozicija brzina}]^T$  tj. CV (Constant Velocity) model kinematike cilja, da bi u trenutku kada se detektuje manevar, filter počeo da radi sa trodimenzionalnim vektorom stanja  $\mathbf{x}=[\text{pozicija brzina ubrzanje}]^T$  tj. CA (Constant Acceleration) model kinematike cilja.

Korišćenje CV modela za nemanevrirajući, odnosno CA modela za manevrirajući slučaj obezbeđuje najbolje performanse filtera u datim situacijama. Kada se koristi model trećeg reda, a cilj ne manevriše dobija se porast greške procene pozicije i brzine. Potrebno je reći da primena ovog algoritma nije ograničena na CV i CA model, već se mogu koristiti i neki drugi modeli, npr. za manevrirajući slučaj se može koristiti model kinematike sa eksponencijalno korelisanim ubrzanjem tkz. ECA (Exponential Correlated Acceleration) model.

U odsustvu manevra, cilj se modelira kao objekat konstantne brzine sa procesnim šumom koji modelira neznatne promene brzine. Kordinatni sistem je Kartezijev pravougli sa x-y osama.

Da bi se primenio Kalmanov filter za estimaciju stanja potrebno je proces praćenja iskazati u matematičkoj formi preko jednačine stanja i jednačine merenja. Jednačina stanja za CV model je oblika

$$\mathbf{X}(k+1)=\mathbf{F}\mathbf{X}(k)+\mathbf{G}\mathbf{w}(k), \quad (1)$$

gde je  $\mathbf{X}(k)$  vektor stanja dat sa  $\mathbf{X}=[x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}]^T$ , a  $\mathbf{w}(k)$  je Gausovski beli šum dat sa  $\mathbf{w}(k)=[w_x \quad w_y]^T$ ,  $E[\mathbf{w}(k)]=0$  i  $E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)]=\mathbf{Q}$ , gde je  $\mathbf{Q}$  matrica kovarijanse šuma procesa. Matrica prelaza stanja  $\mathbf{F}$  i matrica  $\mathbf{G}$  date su sa

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{T}{2} & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & \frac{T}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Jednačina stanja za slučaj manevra (CA model) je

$$\mathbf{X}(k+1)=\mathbf{F}^m\mathbf{X}(k)+\mathbf{G}^m\mathbf{w}(k), \quad (3)$$

gde je  $\mathbf{X}(k)$  vektor stanja dat sa  $\mathbf{X}=[x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y} \quad \ddot{x} \quad \ddot{y}]^T$ , a  $\mathbf{w}(k)$  Gausovski beli šum dat sa  $\mathbf{w}(k)=[w_x \quad w_y]^T$ ,  $E[\mathbf{w}(k)]=0$  i  $E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)]=\mathbf{Q}^m$ . Matrice  $\mathbf{F}^m$  i  $\mathbf{G}^m$  su date sa

$$\mathbf{F}^m = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 & \frac{T^2}{2} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T & 0 & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & T \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}^m = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{4} & 0 \\ \frac{T^2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{4} \\ 0 & \frac{T^2}{2} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

U gornjim jednačinama  $x, y$  predstavljaju poziciju,  $\dot{x}, \dot{y}$  - brzinu a  $\ddot{x}, \ddot{y}$  - ubrzanje cilja duž ose  $x$  i  $y$ , respektivno, dok je  $T$  perioda odabiranja.

Model merenja dat je jednačinom

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{H}\mathbf{X}(k) + \mathbf{v}(k), \quad (5)$$

gde je  $\mathbf{Z}(k)$  vektor merenja, a  $\mathbf{v}(k)$  je šum merenja sa  $E[\mathbf{v}(k)] = 0$  i  $E[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(k)] = \mathbf{R}$ .

Za slučaj bez manevara matrica merenja  $\mathbf{H}$  data je sa

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

dok je za slučaj manevara

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Da bi se detektovao manevar provodi se sledeća procedura: Srednja vrednost izčezavajuće memorije sekvence inovacija računa se kao:

$$\mathbf{O}(k) = \rho \mathbf{O}(k-1) + \sigma(k), \quad 0 < \rho < 1, \quad (8)$$

$$\sigma(k) = \mathbf{v}^T(k) \mathbf{S}^{-1}(k) \mathbf{v}(k), \quad (9)$$

gde je sekvence inovacija  $\mathbf{v}(k) = \mathbf{Z}(k) - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}(k/k-1)$ ;  $\hat{\mathbf{x}}(k/k-1)$  - procenjeni vektor stanja dobijen Kalmanovim filterom, a kovarijansa sekvence inovacija data je izrazom  $\mathbf{S}(k) = \mathbf{H}\mathbf{P}(k/k-1)\mathbf{H}^T + \mathbf{R}(k)$ .

Može se pokazati da je  $\sigma(k)$  slučajna promenljiva sa  $\chi^2$  (hi-kvadrat) raspodelom sa  $n_z$  stepeni slobode ( $n_z$  je dimenzija merenja).

Efektivna dužina prozora nad kojim se testira prisustvo manevara je

$$\nabla = (1 - \alpha)^{-1}. \quad (10)$$

Procedura prelaska sa CV na CA model je: Pripisujemo hipotezu da manevar postoji ako  $\mu(k)$  prelazi određeni prag TH koji je unapred zadat. Prag se zadaje u zavisnosti od stepena uverenosti za  $\chi^2$  - raspodelu. Ako je manevar detektovan u trenutku  $k$ , filter smatra da cilj ima konstantno ubrzanje počev od trenutka  $k - \nabla - 1$ . Potrebno je izvršiti modifikaciju estimiranih stanja u zadnjih  $\nabla$  ciklusa, tačnije ta stanja se estimiraju ponovo ali sa CA modelom.

Relacije po kojima se vrši reinicijalizacija, kao i procedura prelaska sa CA na CV model date su u izvornom radu [4].

#### 4. FILTER ZA PRAĆENJE SA ESTIMACIJOM ULAZA

Šema za praćenje ciljeva bazirana na Kalmanovom filteru sa estimacijom ulaza (pri čemu se misli na procenu ubrzanja cilja) izvorno je data u radu [5], a u literaturi se sreće pod nazivom CHP (prema imenima autora) ili IE (Input Estimation). Ovaj pristup takođe koristi sekvencu inovacija za procenu ubrzanja cilja da bi na osnovu te procene izvršio korekciju estimiranog vektora stanja. Kao što je već rečeno, ovakav pristup ne zahteva apriori znanje o vrsti cilja i o modelu manevara. Korekcija estimiranog vektora stanja vrši se sa ciljem da se eliminiše pomeraj u proceni izazvan odstupanjem cilja sa pretpostavljene pravolinijske putanje. Eliminacija pomeraja u proceni izaziva povećanje varijanse greške estimacije, pa se korekcija vrši samo ako postoji verovatnoća da se desio manevar, što se testira tkz. detektorom manevara.

Praćenje se vrši u Kartezijevom pravouglom KS. Kako se merenja vrše u sfernom KS, potrebno je prethodno izvršiti njihovu transformaciju u pravougli KS.

Kretanje cilja opisano je preko jednačine stanja

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F}\mathbf{X}(k) + \mathbf{B}\mathbf{U}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (11)$$

gde je  $\mathbf{X}(k)$  vektor stanja dat sa  $\mathbf{X} = [x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}]^T$ ,  $\mathbf{U}(k)$  je ulazno ubrzanje dato sa  $\mathbf{U}(k) = [u_x \quad u_y]^T$ , a  $\mathbf{w}(k)$  Gausovski beli šum dat sa  $\mathbf{w}(k) = [w_x \quad w_y]^T$ ,  $E[\mathbf{w}(k)] = 0$  i  $E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)] = \mathbf{Q}$  čime se modelira bilo koji slučajni ulaz.

Matrica prelaza  $\mathbf{F}$  i matrica ulaza  $\mathbf{B}$  date su sa

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} & 0 \\ T & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{2} \\ 0 & T \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Jednačina merenja ista je kao jednačina (5), dok je matrica merenja ista kao u (6). Kalmanov filter daje procenu

vektora stanja  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}$  u trenutku  $k$  prema sledećim jednačinama

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K} [\mathbf{Z}_k - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}_k] + \mathbf{B} \mathbf{U}_k$$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{F} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^T [\mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^T + \mathbf{R}]^{-1} \quad (13)$$

$$\mathbf{P}_{k+1} = [\mathbf{F} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}] \mathbf{P}_k \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}$$

Da bi se gornje jednačine mogle rešavati potrebno je u svakom trenutku poznavati, pored merenja  $\mathbf{Z}_k$ , i ubrzanje cilja  $\mathbf{U}_k$  (ili njegovu vrednost procenjivati).

Pretpostavlja se da je u jednačinama Kalmanovog filtera  $\mathbf{U}_k=0$  (znači, nema člana  $\mathbf{B} \mathbf{U}_k$  u izrazu za procenu vektora stanja) i takav filter je označen kao standardni Kalmanov filter (SKF). Pretpostavlja se da do trenutka  $k$  nije bilo manevra, tako da estimacija vektora stanja dobijena primenom SKF-a dosta dobro aproksimira stvarne parametre kretanja cilja. Ako u trenutku  $k$  cilj počinje manevr, potrebno je izvršiti procenu vrednosti ubrzanja i na osnovu te procene korigovati estimirani vektor stanja dobijen SKF.

Generalizovana srednjekvadratna procena ubrzanja  $\mathbf{U}$  u trenutku  $k$  je [5]:

$$\hat{\mathbf{U}} = (\Psi^T \Omega^{-1} \Psi)^{-1} (\Psi^T \Omega^{-1} \mathbf{Y}), \quad (14)$$

gde je

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} v_{k-sp+1} \\ v_{k-sp+2} \\ \vdots \\ \vdots \\ v_k \end{bmatrix}, \quad (15)$$

pri čemu je  $v_k = \mathbf{Z}_k - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}_k$ , a 'sp' dužina prozora unutar koga se vrši procena. Matrica  $\Omega$  data je sa

$$\Omega = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{k-sp+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{S}_{k-sp+2} & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{S}_k \end{bmatrix}, \quad (16)$$

gde je  $\mathbf{S}_k = \mathbf{H} \mathbf{P}_k \mathbf{H}^T + \mathbf{R}$ , dok je matrica  $\Psi$  data sa

$$\Psi = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \mathbf{B} \\ \mathbf{H} \left[ (\mathbf{F} - \mathbf{K}_{k-sp+1} \mathbf{H}) + \mathbf{I} \right] \mathbf{B} \\ \vdots \\ \mathbf{H} \left\{ \sum_{m=0}^{i-2} \left[ \prod_{j=0}^m (\mathbf{F} - \mathbf{K}_{k-sp+i-j} \mathbf{H}) \right] + \mathbf{I} \right\} \mathbf{B} \end{bmatrix}; i=1,2,\dots,sp; \quad (17)$$

Dimenzije datih matrica su:  $\dim(\mathbf{Y})=(2sp,1)$ ;  $\dim(\Omega)=(2sp,2sp)$ ;  $\dim(\Psi)=(2sp,2)$ ,  $\dim(\mathbf{I})=(4,4)$ .

Procena  $\hat{\mathbf{U}}$  je nepomerena i ima kovarijansu  $\mathbf{L} = (\Psi^T \Omega^{-1} \Psi)^{-1}$ .

Korigovani estimirani vektor stanja  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^n$  dobija se preko  $\hat{\mathbf{U}}$  kao

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^n = \hat{\mathbf{x}}_{k+1} + \mathbf{M} \hat{\mathbf{U}}, \quad (18)$$

gde je

$$\mathbf{M} = \left\{ \sum_{m=0}^s \left[ \prod_{j=0}^m (\mathbf{F} - \mathbf{K}_{k-j} \mathbf{H}) \right] + \mathbf{I} \right\} \mathbf{B}, \quad (19)$$

a  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}$  je estimirani vektor stanja dobijen SKF.

Ova korekcija briše pomeraj u proceni vektora stanja  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}$ , a 'cena' tog poboljšanja je porast matrice kovarijanse greške estimacije  $\mathbf{P}_k$  (a samim tim i Kalmanovog pojačanja) koja postaje

$$\mathbf{P}_{k+1}^n = \mathbf{P}_{k+1} + \mathbf{M} \mathbf{L} \mathbf{M}^T \quad (20)$$

SKF nastavlja dalje da radi sa vrednostima  $\mathbf{P}_{k+1}^n$  i  $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^n$ .

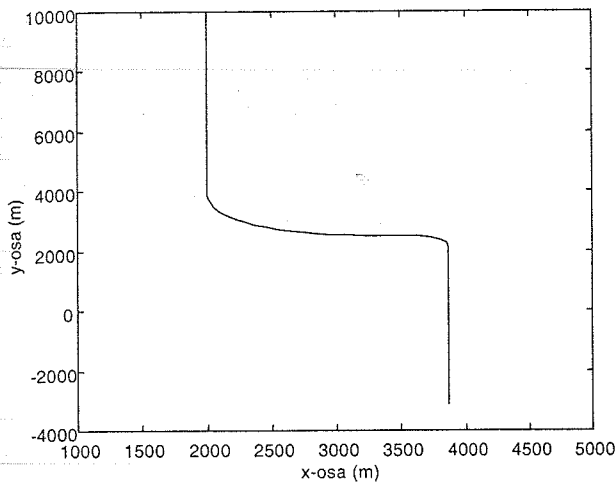
Algoritam za detekciju manevra, kao i procedura integracije LS estimatora, detektora manevra i SKF u šemu za praćenje detaljno je data u radu [5].

## 5. REZULTATI

Za potrebe simulacije generisano je kretanje cilja sa jednim sporim i jednim brzim manevrom (Slika 1).

Posmatra se slučaj estimacije parametara cilja duž x-ose (slično je i za y-osu), a za oba filtera važili su sledeći parametri:  $T=10s$ ,  $\mathbf{Q}=0$ ,  $\mathbf{R}=[10^4 \ 500; 500 \ 10^4]$ .





Slika 1. Kretanje cilja sa blagim i ostrim manevrom

Za VDF algoritam ostali parametri su bili:

- Efektivna dužina prozora za ocenu da li se prelazi sa CV na CA model je  $\nabla=5$  ( $\alpha=0.8$ ),
- Dužina prozora za ocenu prelaska CA na CV model je  $p=2$ ,
- Prag za  $\mu(k)$  je  $TH=18.3$  (odgovara regionu uverenosti od 0.95 za  $\chi^2$  raspodelu sa 10 stepeni slobode),
- Prag za  $\mu_a(k)$  je  $TH_1=9.49$  (odgovara regionu uverenosti od 0.95 za  $\chi^2$  raspodelu sa 4 stepena slobode),
- Za vreme rada CA modela, šum procesa je uzet da ima standardnu devijaciju 5% od procenjenog ubrzanja.

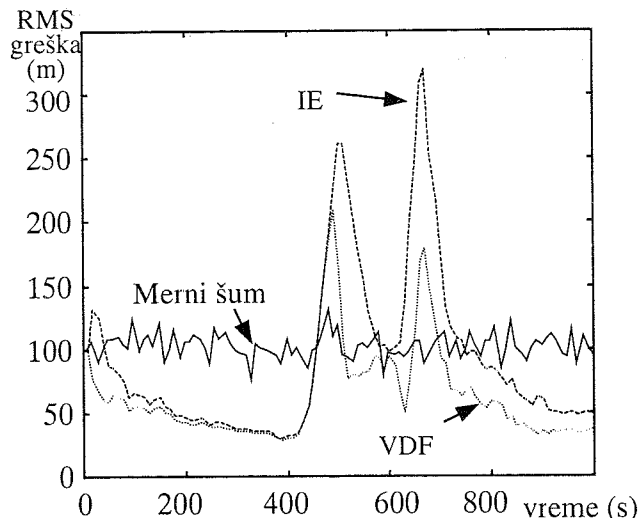
Za IE algoritam ostali parametri su bili:

- Efektivna dužina prozora nad kojim se vrši procena je  $sp=5$ .
- Vrednost praga je  $TH=15$  (odgovara verovatnoći lažnog alarma  $P_{FA}=5 \cdot 10^{-4}$ ), a posle detekcije vrednost TH se postavlja na 25 ( $P_{FA}=10^{-6}$ ) u narednih 8 ciklusa rada filtera.

Izvršeno je 50 Monte Karlo simulacija pod istim uslovima za oba filtera. Rezultati simulacija dati su na slici 2.

Potrebno je istaći da VDF algoritam ima manju grešku na ukupnom intervalu praćenja i da je, posmatrano globalno, numerički manje zahtevan u odnosu na IE algoritam. Međutim, sa aspekta implementacije u realnom vremenu, VDF algoritam je nepogodniji jer ima velike numeričke zahteve u trenutku kada je manevar detektovan zato što je potrebno izvršiti reinicijalizaciju filtera i korekciju prethodno estimiranih stanja, unutar prozora dužine  $\nabla$ , što konkretno znači da je potrebno  $\nabla$  puta izvršiti algoritam Kalmanove filteracije pre nego što stigne novo merenje.

Kao ilustracija da su VDF i IE algoritam zaista efikasniji od klase neadaptivnih algoritama za praćenje u slučaju kada nema manevra cilja, na slici 3 su prikazani rezultati simulacije rada filtera za praćenje koji koristi Singerov model kretanja cilja.



Slika 2. RMS greška praćenja za koordinatu pozicije po x-osi za VDF i IE filter

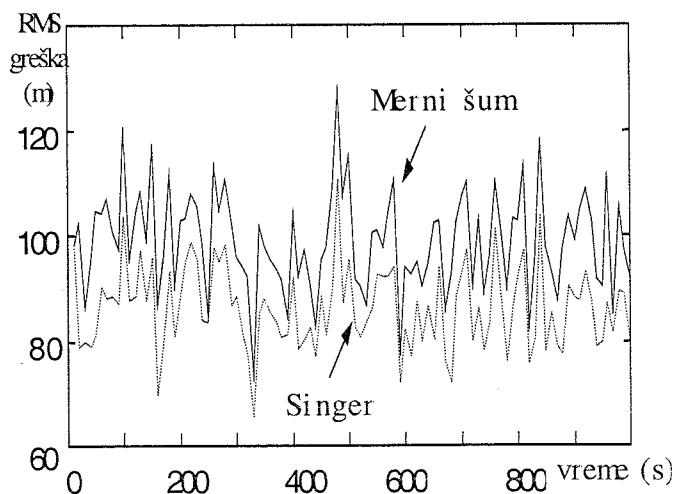
I ovde je izvršeno 50 Monte Karlo simulacija, sa istim statistikama kao i u prethodnom slučaju.

Parametri Singerovog modela kretanja cilja bili su:

- maksimalno ubrzanje cilja  $1 \text{ m/s}^2$ ,
- verovatnoća da cilj neće manevrisati je 0.4,
- verovatnoća da će cilj manevrisati maksimalnom brzinom je 0.2,
- vremenska konstanta manevra je  $\tau=25$ .

Može se uočiti da je RMS greška estimacije pozicije nešto manja u odnosu na merni šum, ali je veća u odnosu na VDF i IE filter za vreme dok nema manevra.

Kao što je i očekivano, u toku manevra ovaj filter ima znatno manju grešku u odnosu na VDF i IE pristup.



Slika 3. RMS greška za koordinatu pozicije po x-osi za filter sa Singerovim modelom cilja

## 6. ZAKLJUČAK

U ovom radu prikazani su VDF i IE algoritam koji pripadaju klasi adaptivnih algoritama za praćenje pokretnih ciljeva. Potvrđeno je da VDF algoritam ima bolje performanse praćenja za vreme manevra cilja.

Doprinos ovog rada je u tome što je izvršena komparacija rezultata rada dva tipična adaptivna algoritma za praćenje pokretnih ciljeva sa rezultatima rada jednog klasičnog, neadaptivnog filtera, pri potpuno istim simulacionim uslovima. Na osnovu dobijenih rezultata uočava se prednost adaptivnih algoritama u odnosu na konvencionalne u slučaju kada cilj ne vrši manevre. Takođe se vide bolje karakteristike konvencionalnih filtera u slučaju manevra objekta. Na osnovu ovoga može se zaključiti da adaptivne algoritme treba koristiti u aplikacijama gde objekti ne vrše često manevre, a da konvencionalne algoritme treba koristiti onda kada se očekuju intenzivni manevri objekta praćenja.

U daljem radu biće razmatrani rezultati koje daje VDF algoritam koji bi u fazi manevra koristio ECA model kretanja cilja, kao i rezultati koje daje IMM pristup.

## LITERATURA

- [1] Bogler P.L.: *Radar Principles with Application to Tracking Systems*, John Wiley&Sons, 1990
- [2] Anderson B., Moore J.: *Optimal Filtering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1979

[3] Singer R.A.: Estimating Optimal Tracking Filter Performance for Manned Maneuvering Targets, *IEEE Tran. on Aerospace and El. Sys.*, AES- 8, pp. 512-519, July 1970

[4] Bar-Shalom Y., Birniwal K.: Variable Dimension Filter for Maneuvering Target Tracking, *IEEE Tran. on Aerospace and El. Sys.*, AES-18, pp. 621-629, Sep. 1982

[5] Chan Y.T., Hu A.G., Plant J.B.: A Kalman Filter Based Tracking Scheme with Input estimation, *IEEE Tran. on Aerospace and El. Sys.*, AES-15, 237-244, March 1979

[6] Bar-Shalom Y., Chang K.C., Blom H.A.P. : Tracking a Maneuvering Target Using Input Estimation Versus the Interacting Multiple Model Algorithm, *IEEE Tran. on Aerospace and El. Sys.*, AES-25, 296-300 March 1989

**Abstract-** In this paper the analysis of two adaptive radar tracking algorithm is performed. Tracking algorithm based on variable dimension Kalman filter and tracking scheme with input estimation were considered. The results are compared with the results that were given by conventional tracking algorithm with Singer's target motion model.

## THE COMPARISON OF ADAPTIVE AND CONVENTIONAL TRACKING ALGORITHM

Bojan Zrnčić, Goran Dikić, Aleksa Zejak

## УТИЦАЈ ИМПУЛСНОГ ШУМА НА ПЕРФОРМАНСЕ QPSK СИСТЕМА

Михајло Стефановић, Милан Милошевић, Братислав Стојановић, Даниела Миловић, *Електронски факултет у Нишу*

**Садржај** - Циљ овог рада јесте одређивање вероватноће грешке QPSK система, при чему су узети у разматрање импулсни и Гаусов шум као и несавршена екстракција референтног носиоца. Фазно затворена петља првог реда је искоришћена за синхронизовану екстракцију референтног носиоца, за коју је у овом раду претпостављено да није идеална. Вероватноћа грешке је одређена када се користан сигнал, изобличен истовремено и импулсним и Гаусовим шумом, доводи на улаз QPSK система.

### 1. УВОД

Највећи практичан значај од свих небинарних (вишепозиционих) система при дигиталном преносу фазно модулисаних (PM) сигнала имају QPSK системи. Системи са четворофазном модулацијом обезбеђују могућност двоструког преносног односа у истом фреквенцијском опсегу у поређењу са бинарним PM системима. Међутим, оно што је много значајније, QPSK може да обезбеди исти преносни однос у двоструко ужем опсегу без губитака или са безначајним губицима на отпорност на шум [1,2,3,4].

Кохерентна демодулација PSK сигнала захтева фазну петљу за генерисање, односно екстракцију фазе локалног носиоца [5,6,7], тј. сваки шум придружен носиоцу доводи до деградације особина детекције самог система. Нумерички резултати за QPSK систем су представљени тако да ови резултати у комбинацији са карактеристикама кола за обнову фазе носиоца могу омогућити најбољу практичну реализацију QPSK система.

У телекомуникационим каналима јављају се одређене компоненте шума које често имају карактеристике импулсног шума, тј. шум се може описати као сума пикова велике амплитуде у поређењу са просечним нивоом шума. На пример, мерења статистичких особина атмосферског шума указују да се овај шум може моделовати као адитивна комбинација Гаусовог и импулсног шума, такође, шум који се јавља у телефонским каналима има импулсне карактеристике. Овакви канали су најчешће ускопојасни тако се може усвојити претпоставка да се ради о ускопојасним системима. Приликом моделовања шума користи се Поиссон-ов модел импулсног шума. Одмерци се састоје од случајних делта функција. Ова врста шума има белу спектралну густину и могуће је урадити одређене модификације да би се урачунали ефекти ускопојасних канала. Овим моделом је представљена добра апроксимација најважнијих особина природног импулсног шума.

Циљ овог рада јесте да се одреде перформансе QPSK система када се носилац екстрахује PLL петљом а када се користан сигнал изобличен и Гаусовим и импулсним шумом истовремено, доводи на улаз QPSK система.

### 2. МОДЕЛ СИСТЕМА

Претпоставља се да на улаз QPSK система долази користан сигнал, импулсна сметња и Гаусов шум облика:

$$r(t) = A \cos(\omega t) + A_1 n_i \cos(\omega t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

при чему је  $A$  амплитуда сигнала који носи информацију док је  $\omega$  носећа фреквенција. Импулсно модулисана интерференција је представљена другим сабирком.  $A_1$  је амплитуда импулсне интерференције чија је фаза  $\theta$  униформно расподељена са функцијом густине вероватноће:

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi}, \quad \{-\pi \leq \theta \leq \pi\} \quad (2)$$

при чеми је косинусни талас модулисан импулсима облика:

$$n_i = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_o (T - t_i) \quad (3)$$

где  $a_i$  представља случајну област где се јавља  $i$ -ти импулс који се јавља у случајним временским тренуцима  $t_i$ . Кружна носећа фреквенција  $\omega_o = 2\pi/T$  при чему је  $T$  трајање сигнала. Тренуци појављивања импулса представљају Poisson-ов процес. Pdf случајне променљиве  $n_i$  дата је са:

$$p(n_i) = (1-\gamma)\delta(t) + \left(\frac{\gamma}{\pi}\right)^{3/2} \pi^{1/2} \int_0^{\frac{m_i^2}{4\sigma^2 \cos^2(y)}} e^{-\frac{m_i^2}{4\sigma^2 \cos^2(y)}} \frac{dy}{\sigma \cos(y)} \quad (4)$$

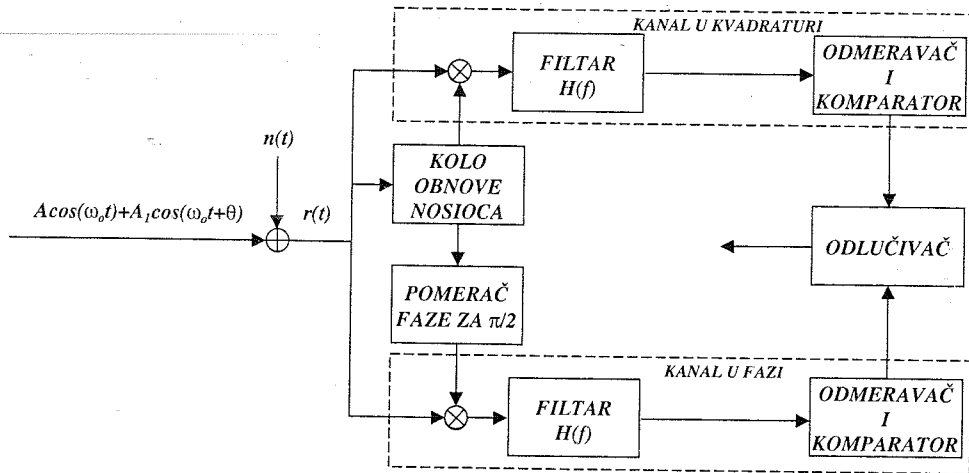
где  $\gamma$  представља просечан број импулса који се јављају за време трајања сигнала  $T$ ,  $\sigma_{n_i}^2$  је спектрална густина импулсно модулисаних интерференција. Сада се улазни сигнал може записати у следећем облику:

$$r(t) = AR \cos(\omega_o t + \psi) + m(t), \quad (5)$$

при чему је:

$$\eta = \frac{A_1}{A} n_i, \quad R = \sqrt{1 + \eta^2 + 2\eta \cos \theta}, \quad \psi = \arctg \frac{\eta \sin \theta}{1 + \eta \cos \theta},$$

где је  $\eta$  сметња дефинисана као однос амплитуда импулса сметње и корисног сигнала.



Слика 1. Блок дијаграм QPSK система

У даљој анализи је поред Гаусовог и импулсног шума узета у обзир и несавршена екстракција носиоца док је за све остало претпостављено да је идеално. Разматра се блок дијаграм QPSK система приказан на слици 1. Сигнал који се користи за обнову носиоца је синусоидалног облика. Такође, усваја се да је сигнална порука бинарног облика.

Под претпоставком да је фаза константна за време трајања симбола, условна вероватноћа грешке за QPSK систем који користи PLL петљу првог реда да обезбеди синхронизацију дата је формулом [9]:

$$P_{e|\phi}(\phi) = \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{2R_b} \cos \left[ \left( \pi/4 \right) + \phi \right] \right] + \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{2R_b} \cos \left[ \left( \pi/4 \right) - \phi \right] \right] \right\}, \quad (6)$$

при чему важи да је

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-z^2/2) dz, \quad R_b = \frac{E}{N_o}, \quad (7)$$

где је  $E$  енергија сигнала,  $N_o$  једнострана спектрална густина једне стране Гаусовог шума у W/Hz, док је  $\phi$  фазна грешка. Ефекат филтрирања филтра  $H(\phi)$  на слици 1. није узет у обзир.

У стању држања петље функција густине вероватноће фазне грешке по модулу  $2\pi$  дата је апроксимацијом [10]

$$p(\phi) = \frac{e^{\beta\phi + \alpha \cos \phi}}{4\pi^2 e^{-\pi\beta} |I_{j\beta}(\alpha)|^2} \int_{\phi}^{\phi+2\pi} e^{-\beta x + \alpha \cos x} dx, \quad (8)$$

где је  $I_\nu(x)$  модификована Беселова функција реда  $\nu$  и аргумента  $x$ . Област дефиниције за  $\phi$  је било који интервал ширине  $2\pi$ , центриран око било које тачке  $2n\pi$ , где је  $n$  произвољан цео број.

Параметри  $\alpha$  и  $\beta$  који карактеришу једначину (6), за петљу првог реда, су [11]

$$\alpha = \alpha_0 R, \quad \beta = \beta_0 \Omega, \quad (9)$$

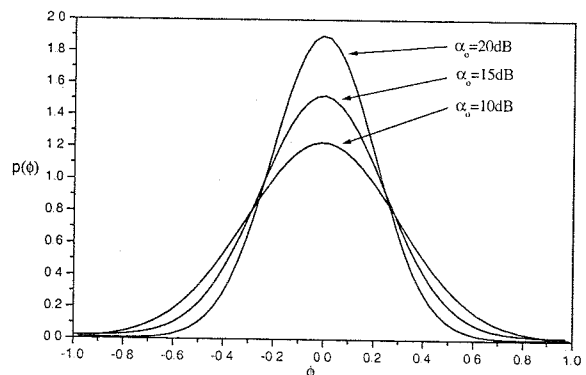
при чему су  $\alpha_0$ ,  $\beta_0$  и  $\Omega$  константе [12,13]. Параметар  $\alpha$  је мера петље односа сигнал шум у смислу да што је већа вредност параметра  $\alpha$ , мањи су ефекти услед појаве шума.  $\Omega$  је фреквенцијски офсет првог члана једначине (3) дефинисан са:

$$\Omega = \frac{d}{dt}(\omega_0 t + \psi) - \omega_0 = \frac{\eta(\eta + \cos \theta)}{R^2} \frac{d\theta}{dt}. \quad (10)$$

Како је  $(\partial\theta/\partial t) = 0$ , следи да је  $\Omega = 0$ ,  $\beta = 0$  тако да једначина (6) добија облик

$$p(\phi) = \int_{-\pi-\infty}^{\pi+\infty} p(\phi/n_i, \theta) p(n_i) p(\theta) d\theta dn_i \quad (11)$$

Заменом једначине (5) у једначину (11) добија се функција густине вероватноће фазе која је графички приказана на слици 2.



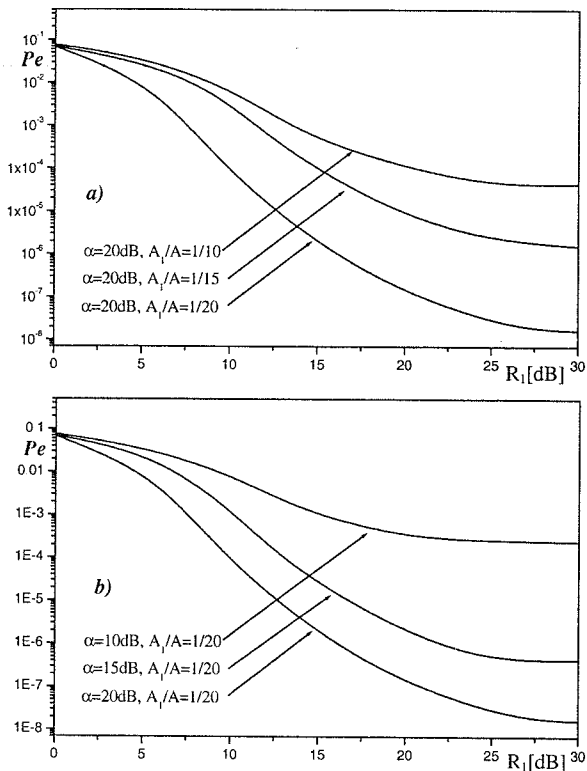
Слика 2. Функције густине вероватноће фазе за посматрани QPSK систем

### 3. ОСОБИНЕ СИСТЕМА

Заменом  $R_b = R_1 R^2$  у једначину (6) добија се условна вероватноћа грешке по биту. Израз за укупну вероватноћу грешке по биту се добија усредњавањем по  $\theta$ ,  $n_i$  и  $\phi$  тако да се за коначни израз добија:

$$P_e = \iiint_{\phi \theta A} P_{e|\phi} p(\phi|n_i, \theta) p(n_i) p(\theta) d\phi d\theta dn_i. \quad (12)$$

Укупна вероватноћа грешке је нумерички прорачуната на основу једначине (12) и приказана на слици 3., у зависности од односа сигнал шум.



Слика 3. Укупна вероватноћа грешке QPSK система у присуству импулсног и Гаусовог шума у функцији односа сигнал шум  $R_1$  [dB] за различите вредности односа интерференција сигнал  $\eta$  а), параметра PLL петље  $\alpha_0$  б)

Укупна вероватноћа грешке, када је на улаз пријемника поред корисног сигнала присутан и импулсни и Гаусов шум, у функцији односа сигнал шум је приказана на слици 3. На основу слике 3., се може закључити да се вероватноћа грешке смањује са повећањем односа сигнал шум ( $R_1$ ). Такође, може се видети да систем показује боље перформансе када и параметар петље  $\alpha_0$  и однос интерференција сигнал,  $\eta$ , имају веће вредности.

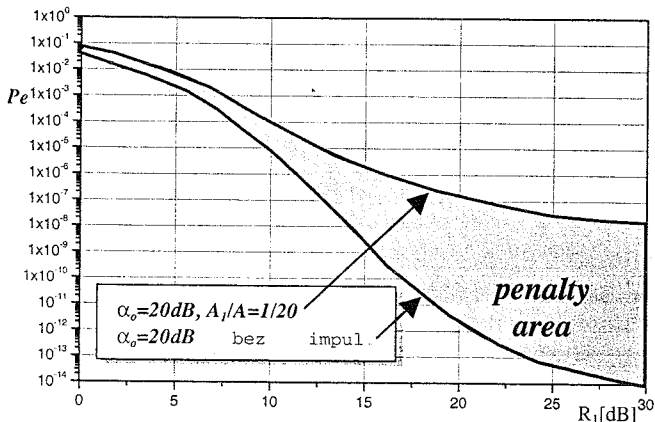
На основу слике 3 а) се види да повећањем вредности односа интерференција сигнал перформансе система се побољшавају. Исти закључак важи и за случај повећавањем вредности параметра петље  $\alpha_0$ , слика 3 б). Међутим, на основу резултат приказаних на слици 4, се јасно уочава утицај импулсне сметње на перформансе система. Ако се на улазу у пријемник јави импулсна сметња и ако је однос сигнал шум,  $R_1$ , у опсегу од 0 до 10dB, вероватноћа грешке се повећа 11.53 пута. Ако су вредности односа сигнал шум 30dB или више вероватноћа грешке се промени 1.5  $10^6$  пута. На основу приказане анализе може се закључити да се перформансе система знатно погоршавају са појавом импулсне сметње.

### 4. ЗАКЉУЧАК

У овом раду су анализирани перформансе QPSK система са становишта вероватноће грешке када се на улаз QPSK система доводе поред корисног сигнала и Гаусов и импулсни шум истовремено. Утицај неидеалне екстракције референтног носиоца је изражен преко функције густине вероватноће фазне грешке PLL петље.

Приказано је како параметар PLL петље  $\alpha_0$  као и сметња  $\eta$  утичу на перформансе размаграног QPSK система. На основу добијених и анализираних резултат може се закључити да систем показује боље перформансе ако параметар петље  $\alpha_0$  има већу вредност, односно, ако је однос амплитуда импулсне сметње и корисног сигнала имају већу вредност.

Анализа је показала да вероватноћа грешке тежи ка константној вредности (BER floor) при повећању односа сигнал шум. У BER области, однос сигнал шум је релативно велики у односу на параметар петље  $\alpha_0$  и зато има мали утицај на вероватноћу грешке система. BER област се може смањити повећањем параметра  $\alpha_0$ , што зависи од примењене PLL петље. На основу приказаних карактеристика могуће је одредити параметар  $\alpha_0$ , као и неопходну корисну снагу за компензацију несавршене екстракције носиоца. Све ово је неопходно познавати да би се извршила оптимална конструкција QPSK система са одговарајућим карактеристикама на врло ниским фреквенцијама. Ово значи да се приказана анализа може искористити приликом пројектовања QPSK система.



Слика 4. Утицај импулсне сметње на вероватноћу грешке QPSK система

## 5. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Стефановић М., Драча Д., Милошевић М., "Перформансе QPSK система у присуству више синусних сметњи", *TELFOR 99*, pp. 237-240, Београд 1999.
- [2] Stefanović M., Đorđević G., Đorđević I., Stojanović N., "Influence of Imperfect Carrier Recovery on Satellite LjPSK Communication System Performance", *International Journal of Satellite Communications*, Vol. 17, pp. 37-49, 1999.
- [3] Stefanović M., Zlatković N., Nikolić Z., Stojanović N., "Performance of M-QAM System in the Presence of Phase Jitter and Cochannel Interference", *International Journal of Electronics*, pp. 863-867, 1994.
- [4] Okunev Y., *Phase and Phase-Difference Modulation in Digital Communications*, Artech House, Inc., London, 1997.
- [5] Stefanović M., Đorđević I., Đorđević G., Basta J., "Coherent Optical Heterodyne PSK Receiver Performance in Multi Channel Environment", *Journal of Optical Communications*, Vol. 20, pp. 12-15, April 1999.
- [6] Stefanović M., Drača D., Vidović A., Milović D., "Coherent Detection of FSK signal in the presence of Cochannel interference and noisy carrier reference signal", *International Journal of Electronics and Communications*, No. 2, pp. 77-82, 1999.
- [7] Stefanović M., Đorđević G., Đorđević I., "Performance of Binary CPSK Satellite Communication System in the Presence of Noises and Noisy Carrier Reference Signal", *International Journal of Electronics and Communications*, No. 2, pp. 70-76, December 1999.
- [8] J. K. Okura, P. D. Shaft, "Modem Performances in VLF Atmospheric noise", *IEEE transactions on Communication Technology*, Vol. Com-19, No. 5, October 1971.
- [9] Prahbu. K. V., "PSK Performance njith Imperfect Carrier Phase Recovery", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-12, No.2, pp. 275-285, March 1976.
- [10] Lindsey, C., "Nonlinear analysis and synthesis of generalized tracking system", *Proc. IEEE*, 57, pp. 1705-1722, 1969.
- [11] Drača, D., Stefanović M., "Bit error probability of phase coherent communication systems in presence of noise and interference", *Electronics Letters* 26, No. 16, pp. 1234-1235, 1990.
- [12] Lindsey, C., *Synhroization systems in communication and control*, Prentice-Hall, Englenjood Cliffs, 1972.
- [13] Viterby, J., *Principles of coherent communication*, McGranj-Hill, Nenj York, 1966.
- [14] Abramonjitz, M., Stegun, A., *Handbook of mathematical functions njith formulas, graphs and mathematical tables*, Nenj York, Dover Publications, Inc., 1970.

**Abstract** - The purpose of this paper is to provide the theoretical approach for determining the QPSK system performances at very low frequencies. Performances are determined when the signal, thermal noise, atmospheric noise and imperfect carrier phase recovery are taken into consideration. Phase locked loop, as the constituent part of the receiver, is used in providing the synchronization reference signal extraction, which is assumed to be imperfect. The reference carrier is extracted by first order loop.

## OPAŽENA DUBINA I OSEĆAJ PRISUSTVA U 3DTV

Vladimir Despotović, Miodrag Živković, Elektronski fakultet u Nišu

**Sadržaj** - Ovaj rad ispituje subjektivni osećaj prisustva u 3DTV i njegovu vezu sa opaženom dubinom i sadržajem slike. Subjektivne metode za ocenu prisustva koje su korišćene ili predložene do danas ne omogućavaju merenje vremenski promenljivih karakteristika. Da bi prevazišli ovo ograničenje primenili smo metodologiju kontinualnog ocenjivanja (ITU-R, BT 500-7) za ocenu prisustva opažene dubine i prirodnosti dubine.

12 posmatrača kontinualno je ocenjivalo svoju trenutnu percepciju prisustva, dubinu i prirodnost dubine, dok su gledali stereoskopski materijal. Rezultati pokazuju da subjektivne ocene prisustva zavise od sadržaja slike i od tehnike snimanja. Korelacija između različitih osobina pokazuje da povećanje dubine može voditi povećanom osećaju prisustva.

Kvalitativna analiza podataka u vezi sa sadržajem slike potvrđuje hipotezu da skup senzorskih informacija koji je na raspolaganju posmatraču predstavlja odlučujući faktor prisustva.

### 1. UVOD

Koncept prisustva, ili osećaj da ste negde u prostoru i vremenu, do danas je široko bio primenjivan za opis iskustva korisnika u interakciji sa naprednim medijskim interfejsima, kao što je virtuelno okruženje. To se može smatrati glavnim konceptom za definisanje virtuelnog okruženja sa eksperimentalne tačke gledišta, a nasuprot definiciji zasnovanoj na tehnologiji. Ipak, može se raspravljati da li teorija teleprisustva treba da bude primenjiva na sva posrednička okruženja, uključujući i tradicionalne medije kao što je televizija. Preciznije, sa napretkom novih medija, kao što je 3DTV, koncept prisustva može biti korišćen da naznači činjenicu da učesnici sve više postaju deo prikazanog prostora. Ili, drugim rečima, kroz poboljšanu perceptivnu vezu koju 3DTV može omogućiti, granice između prostora posmatrača i prikazanog prostora su manje uočljive, omogućavajući iluziju neposredovanja.

Ovaj rad treba da oceni osećaj prisustva u toku gledanja 3DTV programa, koristeći adaptaciju SSCQE (Single Stimulus Continous Quality Evaluation), koja zahteva da subjekti neprekidno ocenjuju prisustvo. Ova metodologija je stoga, osetljiva na vremenske promene prisustva.

Prisustvo je složena, višedimenziona struktura, koja kada se primeni na virtuelno okruženje, zavisi dosta od hardvera, softvera, subjekta i zadatih promenljivih. Šeridan [1] razlikuje tri glavne komponente osećaja prisustva, sa tačke gledišta učesnika:

1. opseg senzorskih informacija - veliki broj korisnih senzorskih informacija kao oznaka odgovarajućih senzora posmatrača,

2. kontrola senzora - mogućnost da posmatrač kontroliše vezu senzora sa okruženjem (npr. podešavanje tačke gledišta), i

3. mogućnost promene okruženja - stepen do kog posmatrač može da menja objekte u okruženju i njihove međusobne veze.

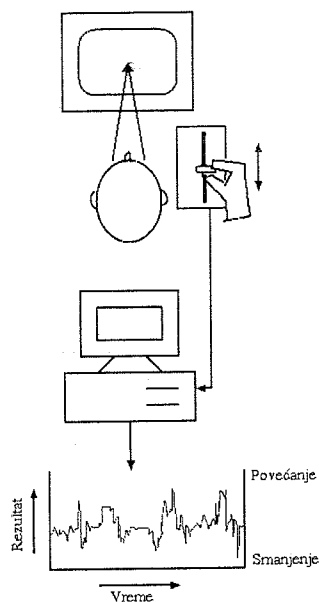
Stereoskopski displeji su bolji od nestereoskopskih u velikom broju praktičnih aplikacija, ali od njih se takođe očekuje da doprinesu povećanom osećaju prisustva, pošto stereoskopska informacija pre može da pojača iluziju neposredovanja. U slučaju Šeridanovih definicija prisustva, stereo informacija se dodaje opsegu glavnih senzorskih informacija dostupnih posmatraču.

Pouzdana mera prisustva obezbediće radio-difuziji i industriji zabave oruđe za ocenu kvaliteta, dalje, najverovatnije će pomoći teoriji i istraživanjima o strukturi osećaja prisustva. Ipak, trenutne metodologije, bilo korišćene ili predložene za merenje prisustva su dosta ograničene [2]. Potencijalni problem je što se post-test ocenjivanja izvode u stvarnom svetu, gde je prisustvo posmatrača veće nego u prikazanom. Ovo povećava mogućnost da će maksimalne ocene prisustva za prikazano okruženje biti redukovane. Naredni pravac u istraživanju je posmatranje povratnih odgovora, kao što su posturalni refleksi, za posredno okruženje, koji se bazira na pretpostavci da što se prisutnije učesnik oseća, prirodniiji će biti refleksi. Ipak, osećaj prisustva može nastati bez ikakvih posturalnih refleksa. Dalje, pošto postoji mnogo posrednih promenljivih koje povezuju osnovne fizičke reflekse sa višedimenzionim konceptom prisustva, interpretacija mera ovakvih povratnih odgovora nije najvernija. Stoga, rezultati dobijeni ovom metodom, mogu biti korišćeni za ocenu subjektivnog osećaja prisustva.

U pokušaju da se prevaziđu neka ograničenja prethodno korišćenih subjektivnih mera prisustva, korišćena je metodologija kontinualnog ocenjivanja za merenje subjektivnog osećaja prisustva. Ova metodologija ne zavisi od odgovora i osetljiva je na vremenski promenljive informacije.

Metod kontinualnog ocenjivanja je prvobitno razvijen za ocenu kvaliteta opažene TV slike u okviru RACE MOSAIC projekta [3]. On zahteva od subjekta da kontinualno ukazuje na moć opažanja određenih osobina, podešavanjem pozicije klizača (slika 1.) duž grafičke skale dužine od tipično 10cm. Kompjuter zatim uzorkuje poziciju klizača u konstantnim koracima. Kontinualno ocenjivanje se koristi za ocenu kvaliteta i nepokretne i pokretne slike. Hamberg i De Ridder [4] pokazali su da su subjekti bili u stanju da kontinualno ocenjuju vremenski promenljiv stepen jasnoće nepokretne slike, koja je sistematski zamućivana, uz saglasne rezultate subjekata. Aldridge [5] je dobio slične rezultate za kontinualnu ocenu promena kvaliteta u MPEG-2 kodiranom video materijalu. U direktnom istraživanju kontinualnog ocenjivanja, koristeći MPEG-2 kodirane video sekvence od 10min i 24min, Hands [3] nije otkrio nikakve efekte zamora subjekata. Aldridge je pokazao da je sveukupna ocena kvaliteta bazirana na težinskom, vremenskom proseku, gde se najveća težina daje poslednje viđenom delu sekvence. Pojava ovog efekta se sprečava

korišćenjem metodologije kontinualnog ocenjivanja. Stoga, metod kontinualnog ocenjivanja se pokazao kao pouzdana i validna tehnika za ocenu vremenski promenljivih osobina u uporednim dugim video sekvencama.



*Slika 1. Kontinualno ocenjivanje:  
Eksperimentalno podešavanje*

Ovaj eksperiment je izveden da proceni da li ocene prisustva mogu da pokažu znatne vremenske promene, i kako ove promene, ako i kada se pojave, treba da budu povezane kako sa snimljenim materijalom (u smislu dostupnosti senzorskih informacija posmatrača), tako i sa korišćenim tehnikama snimanja. Dalje, verovatno je da će subjektivna ocena prisustva zavisiti od opažene dubine u snimljenom materijalu, tako da promene u opaženoj dubini mogu da uzrokuju promenu u perceptivnoj vezi između prostora posmatrača i prikazanog prostora. Ipak, ovo će najverovatnije zavisiti od procenjene prirodnosti dubine. Na primer, ako je dubina u snimljenom materijalu prenaplašena, posmatrači ovo mogu da ocene kao neprirodno i stoga prijavljuju manje prisustvo. Sa druge strane, posmatrači mogu malo preterivanje u dubini oceniti kao poboljšanje u kompletnom utisku scene. Da bi se ispitale ove veze pokazan je stereoskopski film, nešto kao dokumentarni koji se prikazuje na običnoj televiziji, i traženo je od posmatrača da kontinualno ocenjuju, u odvojenim grupama, njihov trenutni osećaj prisustva, opažene dubine i prirodnosti dubine.

## 2. METOD

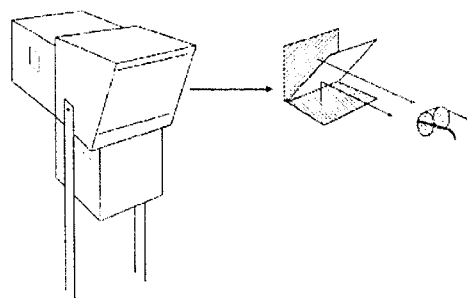
### 2.1 Posmatrači

Dvanaest posmatrača (7 muškaraca, 5 žena, prosek godina 33) dobrovoljno je učestvovalo u eksperimentu. Svi su imali normalan vid, ili korigovano normalan. Svi su imali dobar stereopsis što je utvrđeno na odgovarajućem testu korišćenjem geometrijskih oblika uklopljenih u stereogramе sa slučajnim rasporedom tačaka.

### 2.2 Oprema

Korišćen je video zapis "eye to eye" [6]. Iz ovog filma napravljen je osmominutni izbor koji je detaljno presnimljen da bi se dobio opis sadržaja slike scena po scena,

pokreta kamere, vidljivih znaka dubine i stereoskopskih parametara kamere. Ovaj snimljeni materijal je menjao sadržaj, razlikujući se i u količini i u snazi različitih prisutnih znaka dubine. Da bi se ovaj film gledao stereoskopski korišćena su dva digitalna studijska video rekordera (BTS DCR - 100), jedan za pogled levim a drugi desim okom. Rekorderi su bili sinhronizovani i njihov izlaz je prikazan na stereo monitoru (AEA Technology 20"), koji se sastoji od dva BARCO CPM 2053 kolor monitora (50Hz PAL), sa polarizacionim filtrima ispred njih. Monitori su smešteni ortogonalno sa polupropusnim ogledalom, pod uglom od 45 stepeni između njih, tako da se jedna polarisana slika reflektuje, druga prenosi, pa se čini da obe slike nastaju na istoj lokaciji. Posmatrači moraju da nose polarisane naočare da bi razdvojili poglede na levom i desnom oku (slika 2.). Klizač kojim posmatrač pokazuje svoj odgovor je povezan na običan PC, koji uzorkuje poziciju klizača 20 puta u sekundi i pamti sakupljene podatke kao fajlove.



*Slika 2. Šematski prikaz:  
Pogled levim i desnim okom u isto vreme, pri čemu se koristi polarizacija za njihovo razdvajanje*

### 2.3 Procedura

Jedna eksperimentalna sesija se sastoji od prikazivanja osmominutnog izbora iz filma tri puta (po jednom za svaku osobinu), tako da je dužina celokupne sesije oko 30 minuta. Posmatrači se nalaze na udaljenosti od 80 cm (oko 2,5 visine slike) od stereo monitora. Za svaku prezentaciju posmatrač ocenjuje drugu osobinu (dubina, prirodnost dubine, ili prisustvo) na osnovu položaja klizača koji on/ona drži na svom krilu i može rukom da upravlja njime. Posmatrač je zamoljen da pomera klizač na gore ako je osetio povećanje odgovarajuće osobine, odnosno na dole ako je osetio smanjenje. Pošto posmatrač potvrdi da je razumeo zadatak, gasi se svetlo. Film se prikazuje bez zvuka i u potpuno mračnom okruženju. Redosled kojim se ocenjuju različite osobine se menja. Startna pozicija klizača se takođe razlikuje od posmatrača do posmatrača, da bi se videlo da li ovo utiče na rezultat.

## 3. REZULTATI

Kontinualni podaci od svakog posmatrača sakupljaju se i pante kao fajlovi. Pre određivanja prosečne vrednosti, primenjuje se z-transformacija za linearizaciju, zbog različite upotrebe skale. Zatim se prosečni rezultati z-transformacije linearno transformišu nazad u originalnu skalu. Rezultujuća srednja vrednost i standardne greške za osmominutnu sekvencu prikazane su na slici 3. (i to za prva dva minuta). Primitimo da x-osa prikazuje frejmove, 25 u sekundi, što

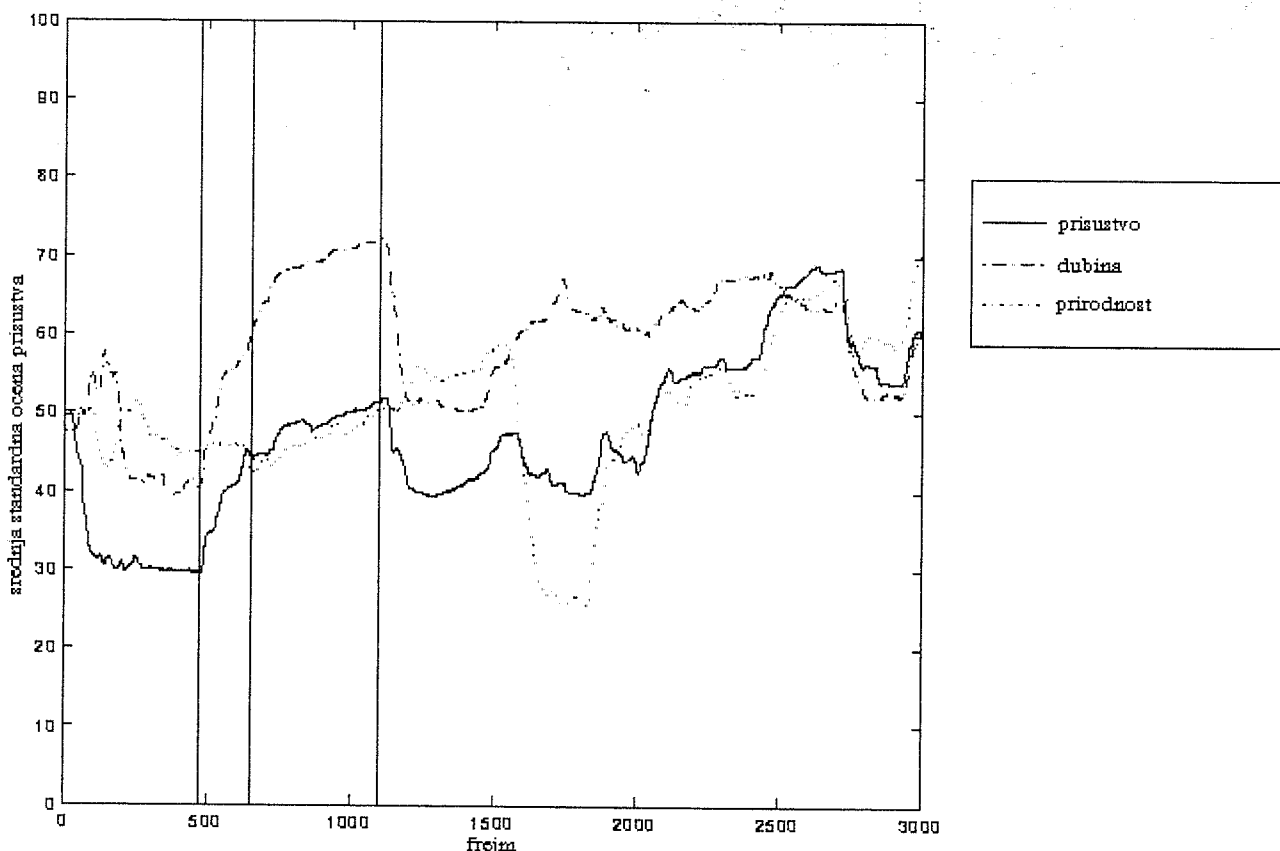


daje 12 000 frejmova u osmominutnoj sekvenci. Isti ovaj eksperiment je izveden na Katedri za psihologiju Univerziteta u Essex-u, koristeći potpuno istu metodologiju sa 18 posmatrača [7]. Rezultati dobijeni u dve laboratorije su vrlo slični.

Korelacija između dubine, prirodosti dubine i prisustva prikazane su u tabeli 1. Značajne su sve korelacije na nivou 0.01 (druga decimala). Najveća korelacija postoji između opažanja prirodosti dubine i prisustva, a najmanja korelacija između dubine i prirodosti dubine.

Tabela 1. *Korelacija između ocene dubine, prirodosti dubine i prisustva, za osmominutnu sekvencu*

	dubina	prirodnost	prisustvo
dubina	1.000		
prirodnost	0.092	1.000	
prisustvo	0.542	0.666	1.000



Slika 3. *Srednja standardna ocena prisustva za osmominutnu sekvencu (tj. za prva dva minuta)*

Dalja analiza je izvedena korišćenjem grafika prvog izvoda kontinualne ocene, koji pokazuje veličinu i pravac promena u subjektivnim procenama posmatrača [8]. Primenjuje se Gausov filter ( $\sigma=1s$ ) da poravna krivu i analiziraju se samo brze promene (gde je  $|ds/dt| > 0.1$ ). Koristeći ovaj kriterijum posmatraju se promene u jednoj ili više zavisnih promenljivih. Kada se povežu ove promene sa detaljnim snimkom filma, primećuje se da svakoj promeni prethodi rez scene od jedne do dve sekunde. Osmominutna sekvenca sadrži ukupno 48 rezova.

Imajući u vidu različite pozicije klizača kod posmatrača, svi posmatrači pokazali su tendenciju da vrate klizač negde na sredinu u roku od nekoliko sekundi.

#### 4. ZAKLJUČAK

Rezultati prikazani na slici 3., pokazuju konzistentne promene u oceni prisustva na različitim sekvencama.

Činjenica da je standardna greška skoro konstantna na različitim sekvencama, ukazuje da su posmatrači u stanju da vrlo dosledno kontinualno ocenjuju vremenske promene u prisustvu, opaženoj dubini i prirodosti dubine. Pik u standardnoj grešci na početku sekvence posledica je toga što je posmatračima potrebno nekoliko sekundi za podešavanje klizača. Činjenica da su vrlo slični rezultati dobijeni na ponovljenom eksperimentu, nezavisno od ovog u laboratoriji za psihologiju na Univerzitetu u Essex-u, ukazuje na pouzdanost ove metodologije.

Imajući u vidu korelacije u tabeli 1., sveukupna pozitivna korelacija između različitih osobina nije iznenađenje, pošto povećanje u opaženoj dubini treba da ide zajedno sa povećanjem ocene prisustva. Iako su grafici koji pokazuju srednje vrednosti tri osobine vrlo slični, ima nekoliko sekvenci na kojima ocene osobine divergiraju [9], što pokazuje da ih posmatrači opažaju kao različite promenljive. Prethodna interpretacija korelacije i prosečni

rezultati pokazuju da povećanje u opaženoj dubini vodi ka povećanom osećaju prisustva. Ova veza se pojačava ako se dubina opaža kao prirodna.

Analiza prvih izvoda srednjih vrednosti ukazuje na vrlo zanimljiv efekat. Svako od 35 promena prethodi rez, ali svaki rez ne uzrokuje приметnu promenu. Stoga, rez obezbeđuje potreban, ali ne i dovoljan uslov za brzu promenu subjektivne ocene podataka. Dalje, iako promenama prethode rezovi, oni ne određuju smer promene. On je određen sadržajem scene.

Da sumiramo, u ovom radu primenjen je koncept prisustva u 3DTV. Preciznije, korišćen je ovaj koncept da pokaže povećanu perceptivnu vezu između posmatrača i posrednog okruženja, podržavajući iluziju neposredovanja. Primenjena je metodologija kontinualnog ocenjivanja da pokaže vremenski promenljive karakteristike prisustva. SSCQE može biti korisno oruđe za merenje koje je osetljivo na ove vremenske promenljive informacije u subjektivnoj oceni prisustva. Svi zaključci su bazirani na prosečnim rezultatima dobijenim od adekvatnog skupa posmatrača.

Dalje, može se zaključiti, da povećani broj senzorskih informacija koje se obezbeđuju posmatraču kroz stereoskopiju, mogu povećati osećaj prisustva posmatrača. Ovi osnovni rezultati su provereni i ponovljeni u mnogo kontrolisanim uslovima eksperimenta.

Na kraju, podatak koji opominje je da je prisustvo u ovom trenutku još uvek nepopularan koncept za većinu običnih posmatrača. Iako pravilne instrukcije mogu pomoći da se koncept razjasni, posmatrači još uvek baziraju svoje ocene na najistaknutijim osobinama posrednog okruženja, kao što su rezovi scena u slučaju televizije.

## 5. LITERATURA

- [1] T. B. Sheridan, "Musings on telepresence and virtual presence," *Presence: Teleoperators and Virtual Environments* 1 (1992) 120-125
- [2] V. Despotović, M. Živković, "Testiranje kvaliteta komprimovane TV slike," in: *Proceedings of the Symposium Yu Info, (Multimedia), Kopaonik, Yugoslavia, 2002*
- [3] D. Hands, "Order effects in the assessment of digitally-coded television pictures," *RACE MOSAIC WP 2.1 technical Report, UoE, 1996*

[4] R. Hamberg, H. de Ridder, (1995). "Continuous assessment of perceptual image quality." *Journal of the Optical Society of America A* 12, 2573-2577.

[5] R. Aldridge, J. Davidoff, M. Ghanbari, D. Hands, D. Pearson, "Subjective assessment of time-varying coding distortions," in: *Proceedings of the International Picture Coding Symposium, Melbourne, Australia, 1996*, pp. 269-274

[6] ACTS MIRAGE, "Eye to eye-Stereoscopic film," EC Project ACTS MIRAGE, 1996.

[7] J. Freeman, W. A. IJsselsteijn, S. E. Avons, H. de Ridder, R. Franich, (1997a). "Assessment of the sense of presence in stereoscopic displays: its relation to display type and image content." ACTS TAPESTRIES WP 2.1 Technical Report, UoE/IPO.

[8] W. A. IJsselsteijn, H. de Ridder, R. Hamberg, D. Bouwhuis, and J. Freeman, "Perceived depth and the feeling of presence in 3DTV," *Displays*, vol. 18, pp. 207-214, 1998.

**Abstract** - This paper investigates the subjective feeling of presence elicited by 3DTV and its relationship to perceived depth and image content. Subjective methods of assessing presence that have been used or proposed to date do not provide a measure of temporal variation. To overcome this limitation, we have applied the continuous assessment methodology (ITU-R, BT 500-7) to the measure of presence, perceived depth and naturalness of depth.

Twelve observers continuously rated their instantaneous perception of presence, depth and naturalness of depth when viewing stereoscopic material. The results indicate that subjective presence ratings are subject to considerable temporal variation depending on the image content and the camera techniques used. The correlations between the different attributes suggest that an increase in depth may lead to an enhanced sense of presence, provided depth is perceived as natural.

A quality analysis of the data in relation to the image content provides evidence for the hypothesis that the extent of sensory information available to an observer is a determinant of presence.

## PERCEIVED DEPTH AND THE FEELING OF PRESENCE IN 3DTV

Vladimir Despotović, Miodrag Živković

## PROGRAM ZA KONVERZIJU SLIKE 2D GRAFIKA U NIZ BROJEVA, "GRAF KONVERTOR v1.1"

Ljubomir Vračar, Biljana Pešić, *Elektronski fakultet Niš*  
Miodrag Đukić, *Istraživačka stanica Petnica*

**Sadržaj** – U ovom radu opisan je program za konverziju slike 2D grafika u niz koordinata zadanog formata. Grafik može biti u BMP, WMF, GIF ili JPEG formatu, a izlazni fajl je u TXT formatu. Program je napisan u programskom jeziku Visual Basic 6.0, a korisnički interfejs je organizovan u obliku 'wizard-a', što umnogome olakšava rad krajnjem korisniku i smanjuje mogućnost pogrešnog unosa parametara neophodnih za rad ovog programa.

### 1. UVOD

Najčešći način za prikazivanje podataka do kojih se dolazi prilikom raznih istraživanja, merenja ili procesa simulacije je pomoću raznih grafikona. Iz tog razloga postoji veliki broj programa koji omogućavaju crtanje najrazličitijih tipova 2D ili 3D grafika na osnovu unetih podataka. Svi ovi programi kao izlaz daju sliku grafika za date ulazne podatke. Međutim, ponekad postoji potreba i za obrnutim postupkom – za datu sliku grafika treba odrediti ulazne podatke. Ovakav problem se javlja kada nam originalni podaci, koji su predstavljeni na nekom grafiku, nisu direktno dostupni, na primer kod grafika štampanih u nekoj knjizi ili časopisu. Takođe, mnogi merni sistemi starijeg datuma kao jedini izlaz podataka daju nacrtane grafike na papiru. Program "Graf konvertor v1.1" koji je opisan u ovom radu omogućava jednostavno prevođenje slike 2D grafika u niz vrednosti u željenom formatu.

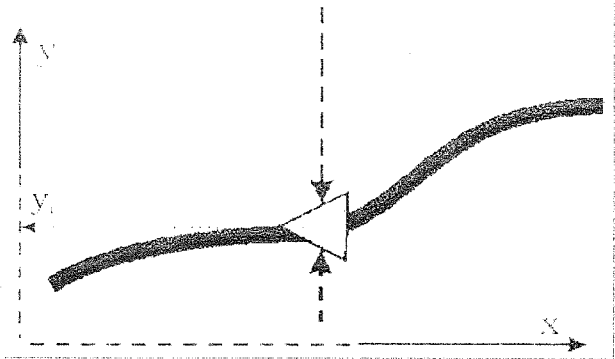
### 2. OPIS RADA PROGRAMA

Sam proces konverzije 2D grafika pomoću ovog programa zasniva se na skeniranju date slike, pronalazenju tačaka u određenoj boji a zatim određivanju apsolutnih koordinata nađenih tačaka. Za pronalazenje tačaka upotrebljena je funkcija "Point(X As Single, Y As Single) As Long" koja vraća RGB vrednost boje na zadatim koordinatama na formi ili slici. Na osnovu četiri referentne tačke, koje unosi korisnik – po dve za x i y osu, dalje se preračunavaju relativne koordinate. Upravo ove vrednosti predstavljaju korisnu informaciju koja opisuje datu krivu čiji grafik želimo da konvertujemo.

Nakon unošenja neophodnih parametara od strane korisnika, a o kojima će biti reči nešto kasnije, konverzija započinje tako što se uvećava tekuća vrednost na x-osi, a zatim se startuju dve petlje koje pretražuju sliku grafika po vertikali, tj. po y-osi. Jedna programska petlja pretražuje odozdo naviše, a druga odozgo naniže, sve do trenutka kada se pronađe tačka u zadatoj boji krive. Tada se za y vrednost koja odgovara trenutnoj vrednosti x koordinate,  $y_i(x_i)$ , uzima aritmetička sredina dve nađene vrednosti y koordinate:

$$y_i(x_i) = \frac{y_1 + y_2}{2}$$

Ovakav, nešto komplikovaniji proces za nalaženje vrednosti  $y_i(x_i)$  je neophodan da bi se izbegle greške koje mogu nastati usled debljine linije kojom je predstavljen grafik ili zbog eventualnih oznaka tačaka na samoj liniji (sl.1.).



Sl.1. Određivanje tekuće  $y_i$  koordinate

Na ovaj način uvek se dobija vrednost za  $y_i$  koja predstavlja sredinu linije, što zaista i jeste njena tačna vrednost. Ukoliko se u ovim dvema programskim petljama ne pronađe zadata boja, trenutna tačka se jednostavno preskače. Trenutno se radi na usavršavanju ovog dela algoritma u smislu da se tačke koje nedostaju interpoliraju.

Program omogućava konvertovanje grafika u lin-lin, lin-log, log-lin i log-log razmeri. U slučaju log razmere po nekoj od koordinatnih osa, nakon dobijanja apsolutne vrednosti za tekuću koordinatu, relativna vrednost se izračunava kao  $a^x$  ili  $a^y$ , gde je  $a$  osnova logaritma za datu osu. Zanimljivo je napomenuti da je tek pomoću ovog programa utvrđeno da je veliki broj objavljenih rezultata u vidu raznih grafikona u  $\log_{10}$  razmeri po nekoj osi zapravo računat u  $\log_e$  (ln) razmeri.

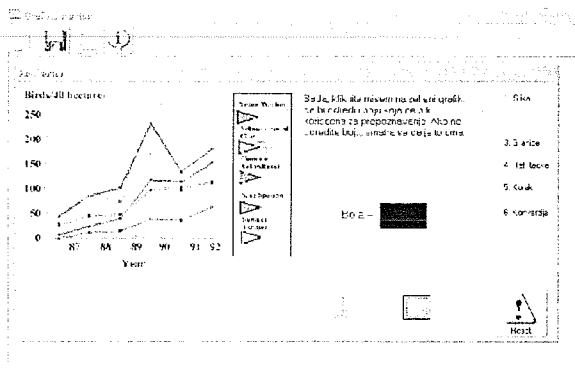
Upravljački interfejs ovog programa je organizovan u vidu "wizard-a". To znači da program vodi korisnika kroz niz panoa, detaljno objašnjavajući koji se parametri trenutno zahtevaju, a proces se nastavlja samo ako su uneti ispravni podaci. Ovakav način rada maksimalno olakšava upotrebu programa, a istovremeno se izbegavaju eventualne greške pri unosu pojedinih parametara.

### 3. NAČIN UPOTREBE PROGRAMA

Na samom početku rada sa "Graf konvertorom v1.1" potrebno je izabrati sliku grafikona koju želimo prevesti u niz koordinata. Trenutno su podržani BMP; JPEG; WMF ili GIF formati, što sa obzirom na veliki broj komercijalnih programa za konverziju slika u neki od ovih formata, ne predstavlja veliko ograničenje. Nakon učitavanja, slika se automatski prilagođava na fiksne dimenzije, unapred definisane unutar programa, što omogućava korišćenje slika različitih veličina i rezolucije. U praksi se pokazalo da su rezolucije od 100 tačaka/inču sasvim dovoljne za pravilan rad programa.

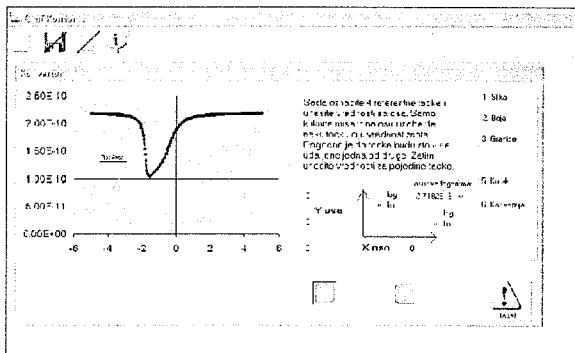
Kako na istom grafiku može biti nacrtano više krivih, predviđena je mogućnost izbora krive koju želimo da konvertujemo. Korisnik može da izabere boju krive koju želi da konvertuje jednostavnim klikom na krivu. Na ovaj način moguće je sa grafika koji sadrži više krivih različitih boja konvertovati samo one koje su trenutno od interesa. Jedan od

primera podešavanja parametra u slučaju ovakvog grafika prikazan je na slici 2.



Sl.2. Primer grafika sa nekoliko krivih nacrtanih u različitim bojama

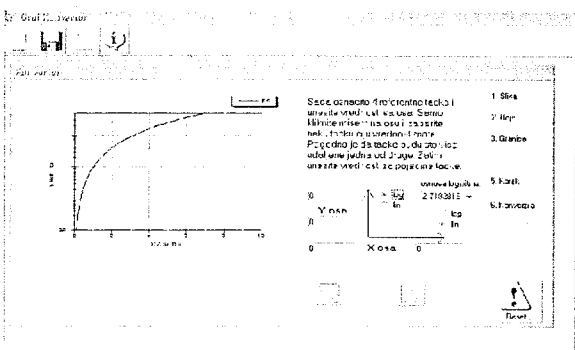
Dalje sledi određivanje oblasti na slici unutar koje se vrši konvertovanje. Ovim se izbegavaju razni okviri oko slika, eventualni odštampani komentari i slično. Konačno, potrebno je još odrediti četiri referentne tačke, po dve za x i y osu. To mogu biti bilo koje tačke, ali se veća tačnost prevođenja postiže ukoliko su tačke više udaljene jedna od druge.



Sl.3. Unos referentnih tačaka i tipa razmere

Takođe, program omogućava izbor tipa razmere i to posebno za x i y osu. Može se odrediti i osnova logaritma gde se nude tri mogućnosti: e, 10 i proizvoljna osnova.

Na slici 4 prikazan je primer grafika u lin-log razmeri. Kako je kriva grafika u crnoj boji – istoj kao i koordinatne ose, pre ovog koraka bilo je potrebno definisati oblast u kojoj će se vršiti konverzija, da se ne bi dobili netačni podaci. Zelene linije u pozadini ne utiču na proces konverzije.

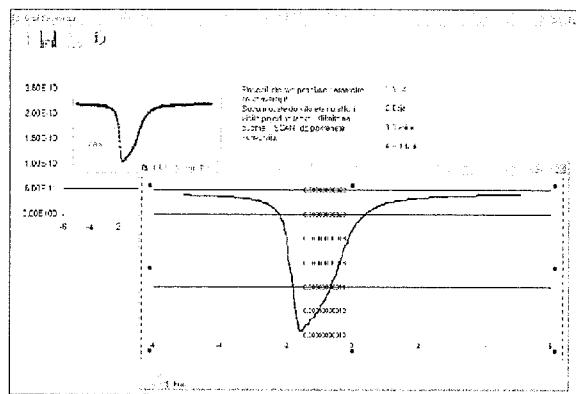


Sl.4. Primer grafika u lin-log razmeri

U poslednjem koraku podešavanja programa korisnik može dobiti informacije o pojedinim tačkama na grafiku i bez kompletnog konvertovanja grafika, jednostavnim klikom na

površinu slike. Nakon konvertovanja, podaci se mogu snimiti u TXT formatu, razdvojeni zarezom ili tabulatorom. Ovako snimljeni podaci jednostavno se otvaraju u ORIGIN-u ili EXCEL-u.

Program poseduje i sopstveni editor grafika, koji se automatski otvara po završetku konverzije slike i prikazuje dobijene podatke, tako da korisnik pre njihovog snimanja može imati uvid u tačnost konverzije. Slika 5 prikazuje završenu konverziju slike grafika CV-krive i njenu interpretaciju unutar programa.



Sl.5. Dobijeni podaci automatski se prikazuju unutar programa

#### 4. ZAKLJUČAK

U ovom radu opisan je program razvijen sa ciljem da se pojednostavi unos grafički predstavljenih podataka u slučaju kada nam originalni podaci nisu dostupni. Predstavljanje podataka graficima, koje se do sada odvijalo u jednom smeru, pomoću ovog programa postaje dvosmerno, tj. sada je moguće samo na osnovu grafičkog prikaza podataka dobiti i brojne vrednosti tih podataka.

Program se već duže vreme koristi na Elektronskom fakultetu u Nišu i Istraživačkoj stanici Petnica gde se pokazao kao nezamenjiv u slučajevima kada je trebalo analizirati podatke čiji je jedini izvor bio u obliku grafikona u štampanoj formi.

Dalji razvoj ovog programa odvijao bi se u pravcu poboljšanja korisničkog interfejsa i mogućnostima analize dobijenih podataka. Takođe, trenutno se radi na automatskom prepoznavanju više krivih na grafiku u istoj boji, što bi značajno olakšalo konverziju ovakvih grafika.

#### 5. LITERATURA

[1] P. Norton, *Visual Basic 6.0*, Kompjuter biblioteka, 1999.

**Abstract** – This paper presents the program for converting 2D graph into the array of the specified format coordinates. A graph can be in BMP, WMF; GIF or JPEG file type and the exit file is in TXT type. The program is written in Visual Basic 6.0

#### PROGRAM FOR CONVERTING 2D GRAPH IMAGE INTO NUMBERS, "GRAF KONVERTOR v1.1"

Ljubomir Vračar, Biljana Pešić, Miodrag Đukić

## KVALITET USLUGA (QoS) U TELEKOMUNIKACIJAMA

Gordana Gardašević, *Elektrotehnički fakultet u Banjaluci*  
 Miloško Jevtović, *Vojnotehnički institut u Beogradu*

**Sadržaj** - Kvalitet usluga (QoS - Quality of Service) je termin koji se koristi u mnogim oblastima ljudske djelatnosti. U oblasti telekomunikacija QoS određuje kvalitet percepcije krajnjeg korisnika, kvalitet korisničkog interfejsa, mrežne performanse, sistemske performanse itd. Može se reći da QoS odražava neposredan interes i potrebe korisnika određene mreže, a takođe predstavlja i tržišni podsticaj za razvoj telekomunikacija. U radu je dat pregled i klasifikacija relevantnih QoS parametara.

### 1. UVOD

**Kvalitet usluga** (QoS - Quality of Service) je termin koji se koristi u mnogim oblastima ljudske djelatnosti. U oblasti telekomunikacija QoS određuje kvalitet percepcije krajnjeg korisnika, kvalitet korisničkog interfejsa, mrežne performanse, sistemske performanse itd. QoS parametri su od posebnog značaja kako za korisnike usluga telekomunikacionih mreža tako i za upravljanje pristupom mreži i tehnička rješenja mreže. Može se reći da QoS odražava neposredan interes i potrebe korisnika određene mreže, a takođe predstavlja i tržišni podsticaj za razvoj telekomunikacija [1].

Analiza ponašanja određene mreže u eksploataciji, izbor algoritama usmjeravanja saobraćaja, implementacija nekog algoritma za sinhronizaciju, svi pomenuti postupci zasnivaju se na željenom kvalitetu usluga. Ne postoji jedinstvena definicija QoS-a. Postoji više definicija koje opisuju tehničke performanse sistema za prenos različitih vrsta poruka.

### 2. DEFINICIJA KVALITETA USLUGA

Preporukom E.800 Međunarodne unije za telekomunikacije (ITU-T) kvalitet usluge se definiše kao "efekat performansi usluge kojim je određen stepen zadovoljstva korisnika datom uslugom".

Preporukom ITU-T X.902 kvalitet usluga se definiše kao "skup zahtjeva u pogledu kvaliteta koji opisuju grupno ponašanje jednog ili više medija".

U ATM (Asynchronous Transfer Mode) leksikonu QoS se definiše kao termin koji se odnosi na skup parametara za opis ATM karakteristika kvaliteta

koje karakterišu saobraćaj na datom virtuelnom putu ATM veze. U ovom slučaju parametre kvaliteta čine: vjerovatnoća gubitka ćelija, broj pogrešno prenijetih ćelija, stepen pogrešno ubačenih ćelija, kašnjenje ćelija u prenosu, varijacija kašnjenja ćelije, kapacitet transfera ćelija, vjerovatnoća bitske greške (BER) i drugi.

QoS kao tehnički zahtjev je danas prisutan u svim strukturama i elementima telekomunikacionih sistema i mreža kao što su:

- prenosni digitalni hijerarhijski multipleksni sistemi (PDH, SDH) uključujući i digitalne mreže integrisanih službi (N-ISDN i B-ISDN);
- javna komutirana telefonska mreža sa analognim i digitalnim prenosnim sistemima;
- multimedijalne telekomunikacione mreže;
- telekomunikacione mreže na bazi asinhronog načina transfera;
- univerzalni mobilni telekomunikacioni sistemi (UMTS);
- računarske mreže (LAN - lokalne računarske mreže, MAN - računarske mreže širih gradskih područja, WAN - računarske mreže širokog prostranstva);
- globalna računarska mreža Internet.

U tehničkom pogledu, QoS predstavlja skup mjerljivih performansi, odnosno karakteristika mreže. Među njima, najznačajnije su sljedeće:

- **Raspoloživost** (eng. **Availability**). U idealnom slučaju mreža treba biti raspoloživa u 100 procenata radnog vremena, što u realnim uslovima eksploatacije nije ostvarivo. Kvalitetnim se smatraju mreže čija je raspoloživost jednaka 99,9999 procenata radnog vremena, što odgovara jednom prekidu trajanja 2,6 sekundi mjesečno.
- **Efektivni kapacitet ili propusna sposobnost** (eng. **Throughput**). Ovaj parametar označava efektivnu brzinu prenosa podataka izraženu brojem prenijetih informacionih bita u sekundi.
- **Gubitak paketa** (eng. **Packet Loss**) u mreži nastaje kada dođe do prepunjavanja bafera u komutacionim sistemima i ruterima, kao posljedica čekanja paketa u redovima za usmjeravanje odnosno rutiranje. Do gubitaka paketa takođe može doći ako se usljed grešaka u prenosu paket usmjeri na pogrešno odredište.

U mrežama sa dobro riješenim upravljanjem, gubitak paketa prosječno iznosi manje od jednog procenta mjesečno.

- **Kašnjenje** (eng. **Latency**). Vrijeme potrebno da se paketska poruka prenese od izvora do odredišta definiše se kao kašnjenje.

Veličina kašnjenja zavisi od niza faktora kao što su:

- kašnjenje pri kodovanju/dekodovanju i kompresiji /dekompresiji,
- kašnjenje zbog paketizacije,
- kašnjenje u prenosu,
- kašnjenje propagacije po različitim medijima prenosa,
- kašnjenje pri komutaciji,
- kašnjenje zbog čekanja u baferima,
- kašnjenje pri reasembliranju paketa itd.

- **Varijacija kašnjenja** (eng. **Jitter**). Na pojavu džitera utiču brojni faktori kao što su: varijacija dužine redova čekanja paketa, varijacija vremena obrade paketa, varijacija trajanja vremena reasembliranja paketa itd.

Može se izdvojiti nekoliko elemenata od značaja za obezbjeđivanje QoS-a u savremenim mrežama:

- razumijevanje karakteristika saobraćaja u cilju definisanja i implementacije QoS zahtjeva;
- translacija između QoS parametara koja podrazumijeva raspodjelu sistemskih i mrežnih resursa;
- uspostavljanje odgovarajuće QoS arhitekture koja može obezbijediti potrebne QoS garancije za realizovanje aplikacije.

U određenoj mreži, nivo kvaliteta njenih QoS performansi (tabela 1) može biti:

- **garantovan**, u slučaju kada mreža korisniku obezbjeđuje garantovan kvalitet usluga. Garantovani QoS se obezbjeđuje analizom tzv. "worst case" saobraćaja i rezervacijom resursa potrebnih za realizaciju zahtjevanog QoS-a. U slučaju kada se QoS ovako obezbjeđuje, mreža će imati mali stepen iskorišćenja resursa.
- **statistički**, u slučaju kada je mala vjerovatnoća da zahtjevani QoS neće biti realizovan. Statistički QoS se realizuje na bazi analize statističkih parametara saobraćaja. Na osnovu takve analize mreža sprečava degradaciju QoS-a ispod unaprijed definisanog nivoa.
- **prediktivni**, kada mreža pokušava da obezbijedi QoS uz mogućnost neuspjelih pokušaja. Nadgledanjem stepena iskorišćenja resursa mreže i QoS performansi, vrši se adaptacija u skladu sa promjenjenim uslovima u mreži, kako bi se time ostvario zahtjevani QoS.

- **"best-effort"**, u slučaju kada se QoS "ignoriše" pri obezbjeđivanju usluge, a tipičan primjer su tradicionalne LANWAN mreže. Ovakav QoS nije pogodan za distribuirane mreže zbog toga što ne uzima u obzir specifične zahtjeve određene aplikacije, tj. odgovarajući nivo QoS-a.

Tabela 1 – Nivo QoS performansi

Nivo QoS performansi	Realizacija zahtjevanog QoS parametra Q	QoS pouzdanost	Korišćenje resursa
<i>Garantovan</i>	Q je garantovan	velika	malo
<i>Statistički</i>	mala vjerovatnoća da Q neće biti realizovan	velika	malo
<i>Prediktivni</i>	mreža pokušava da obezbijedi Q uz mogućnost neuspješnih pokušaja	velika	malo
<i>"Best-effort"</i>	Q se ignoriše pri obezbjeđivanju usluge	mala	veliko

### 3. KLASIFIKACIJA PARAMETARA KVALITETA

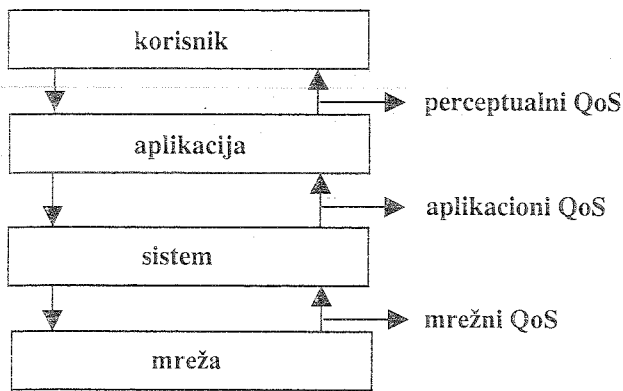
S obzirom na složenost problema određivanja i obezbjeđenja QoS-a, razlikuju se kategorije QoS-a. U tabeli 2 prikazana je podjela QoS parametara u pet kategorija sa primjerima njihove primjene.

Kategorija	Primjeri parametara
<i>Performanse</i>	Kašnjenje "od kraja do kraja", bitska brzina
<i>Format</i>	Video-rezolucija, brzina prenosa rama, šema kompresije
<i>Sinhronizacija</i>	Kašnjenje između audio i video sekvenci
<i>Cijena</i>	Cijena veze i prenosa
<i>Korisnik</i>	Subjektivni kvalitet slike i zvuka

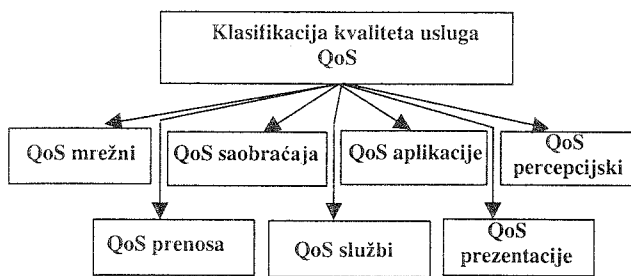
Tabela 2 - Kategorizacija QoS parametara

Složenost QoS-a ogleda se, pored ostalog, i u postojanju razlika između parametara koji se odnose na aplikaciju i mrežnih QoS parametara. Poseban značaj ima veza između tih parametara, odnosno preslikavanje (mapiranje) korisničkih/aplikativnih parametara u mrežne parametre (sl.1).

Jedna opšta klasifikacija QoS-a prikazana je na sl.2. U ovom slučaju QoS je definisan prema određenom korisniku (percepcija, aplikacija) i prema sistemu (terminal, mreža, prenos). Preslikavanjem se postiže povezivanje odnosno translacija jednog u drugi QoS parametar.



Sl.1- Preslikavanje QoS parametara



Sl.2. Klasifikacija kvaliteta usluga

Mreža mapira aplikativne QoS zahtjeve u skup parametara koji opisuju određeni terminal (uređaj), protokole i mrežu u cjelini. Karakteristike terminala i mrežnih elemenata koji su angažovani u procesu komunikacije definišu se preko **aplikativnih QoS parametara**. Tako se, na primjer, kvalitet video signala definiše brzinom prenosa ramova (15 ili 30 ramova/s), veličinom rama (visina × širina) izraženom u pikselima i dr. Parametri koji se koriste za opis kvaliteta individualnih medijuma, koji učestvuju u prenosu, nazivaju se **parametrima kvaliteta medijuma**. Prenosni sistem mreže konfigurira se **mrežnim QoS parametrima**. Ti parametri opisuju zahtjeve koji se odnose na kvalitet mrežne infrastrukture, odnosno mrežnih resursa [2,3].

Problem obezbjeđivanja kvaliteta usluga prisutan je i u savremenim telekomunikacionim mrežama. Implementacija QoS-a je, u najvećem broju slučajeva, realizovana u okviru pojedinačnih slojeva arhitekture koja je usvojena za određeni tip mreže.

Problemi u definisanju cjelovite QoS arhitekture nastali su prvenstveno iz sljedećih razloga:

- *nekompletnost*: postojeći interfejsi nisu QoS konfigurabilni i podržavaju samo osnovne funkcije za upravljanje i nadzor mrežnog saobraćaja;
- *nedostatak mehanizama za QoS garancije*: neophodna su istraživanja u oblasti distribuiranog

mrežnog upravljanja, monitoringa i održavanja QoS mehanizama;

- *nedostatak cjelovitog razvojnog okruženja*: neophodno je razviti cjelovit okvir arhitekture sa ciljem analize QoS-a na različitim sistemskim slojevima i u različitim mrežnim okruženjima.

Logično povezane QoS karakteristike mogu se grupisati u kategorije koje odgovaraju klasifikaciji problema, a koji se odnose na QoS na najvišem aplikacionom nivou. U tabeli 3 prikazan je širi pregled QoS kategorija u funkciji QoS karakteristika (parametara).

Tabela 3 - Kategorizacija QoS parametara

QoS kategorija	Karakteristike QoS-a
<i>Vremenska zavisnost</i>	Kašnjenje Varijacija kašnjenja Vrijeme oporavka Garancija Intervali sinhronizacije Raspoloživost Vrijeme uspostave karakteristika
<i>Obim/veličina</i>	Propusna sposobnost Vršni protok
<i>Tačnost</i>	Tačnost adresiranja (vjerovatnoća ubacivanja ćelija) Vjerovatnoća grešaka (vjerovatnoća gubitka ćelija, vjerovatnoća bitske greške...) Integritet
<i>Robustnost</i>	Pouzdanost (srednje vrijeme između otkaza) Pogodnost za održavanje (srednje vrijeme između opravki) Otpornost
<i>Ekonomičnost</i>	Cijena koštanja Pogodnost za reviziju ili inoviranje
<i>Upravljivost</i>	Pogodnost za nadgledanje Pogodnost za upravljanje
<i>Privatnost</i>	Pogodnost za obezbjeđenje autentičnosti Obezbjeđenje tajnosti Kontrola protoka saobraćaja

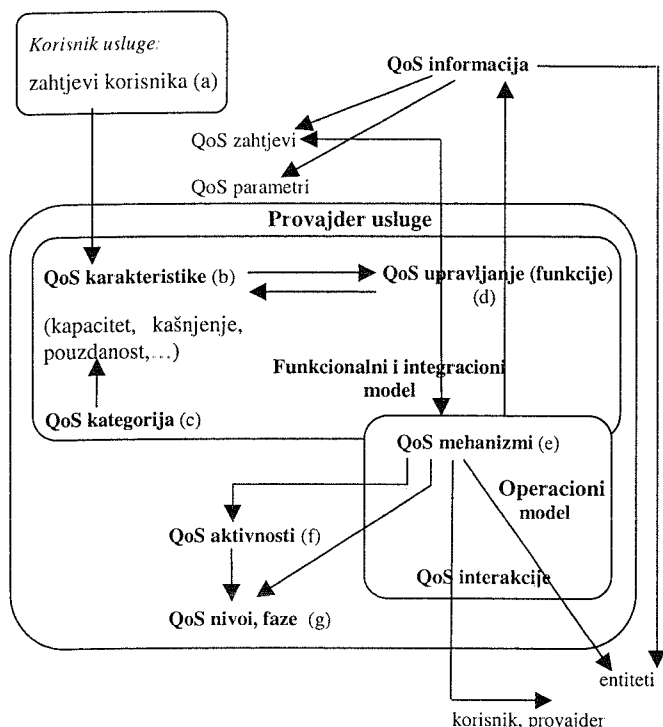
Mogu se izdvojiti tri osnovna elementa za implementaciju QoS-a:

- identifikacija QoS-a i izbor tehnika za realizaciju QoS-a "od kraja do kraja" kao i između mrežnih elemenata;
- realizacija QoS-a unutar jednog mrežnog elementa (baferovanje, upravljanje saobraćajem, plan prenosa, oblikovanje saobraćaja);
- QoS nadzor, upravljanje i administracija.

Ključni elementi svake QoS arhitekture su [4,5]:

- *QoS zahtjevi*, koji se realizuju pomoću entiteta QoS upravljanja i održavanja;
- *QoS karakteristike*, koje predstavljaju osnovne aspekte QoS-a u procesu upravljanja;
- *QoS kategorije*, koje su reprezentivni odgovarajućih grupa QoS zahtjeva u zavisnosti od specifičnosti okruženja određene mreže;
- *QoS funkcije upravljanja*, koje se mogu kombinovati na različite načine i primjeniti na različite QoS karakteristike u cilju ispunjenja QoS zahtjeva.

Veze između pojedinih elemenata QoS arhitekture predstavljene su na sl.3. Redoslijed u obezbjeđivanju QoS-a označen je sa (a,b,c,d,e,f,g).



Sl. 3 – Veze između pojedinih elemenata QoS arhitekture

#### 4. ZAKLJUČAK

U posljednjih nekoliko godina intenzivirale su se aktivnosti u oblasti istraživanja QoS-a u telekomunikacijama. Svoj doprinos istraživanju dala su i odgovarajuća tijela za standardizaciju kao što su ISO,

ITU, IETF i dr. Predložen je veliki broj različitih arhitektura za realizaciju QoS-a. Pored razlika u pristupima pomenutoj realizaciji, mogu se uočiti i zajednički principi:

- QoS treba biti primjenjen na čitav sistem tj. treba biti realizovan "od kraja do kraja";
- potrebno je razdvojiti QoS funkcije za transfer medija, upravljanje i nadzor saobraćaja u mreži;
- realizacija QoS-a treba biti fleksibilna u smislu da podržava različite zahtjeve korisnika i da omogućava dinamičku adaptaciju pri promjeni uslova u mreži.

#### 5. LITERATURA

- [1] M. Jevtović, "Kvalitet usluga telekomunikacionih mreža", Izdavač "Grafo-Žig", Beograd, 2002.
- [2] G. Gardašević, "Analiza metoda i algoritama za sinhronizaciju u multimedijalnim telekomunikacijama", Magistarski rad, Banjaluka, juni 2001.
- [3] K. Nahrstedt, "Challenges of providing End-to-End QoS Guarantees in Networked Multimedia Systems", Technical Report, Computer Science Department, University of Illinois.
- [4] AMIDST/WP3/N005/V09, "Deliverable 3.1.1: QoS architectures and mechanisms", January 1999, amidst.ctit.utwente.nl/workpackages/wp3/documents/d311.pdf
- [5] D.G. Waddington, G. Coulson and D. Hutchison, "Specifying QoS for Multimedia Communications within Distributed Programming Environments", Technical Report, Lancaster University, <http://citeseer.nj.nec.com/67123.html>.

**Abstract** – The notion of QoS is broad and is applied to many areas. In telecommunications, this term is related to end-user quality perception, ergonomic quality of user interfaces, network performance, system performance etc. This paper presents the review and classification of relevant QoS parameters.

#### QUALITY OF SERVICE (QoS) IN TELECOMMUNICATIONS

Gordana Gardašević  
Milojko Jevtović





---

---

секција Т6Б

**ОБРАДА И ПРЕНОС СИГНАЛА**

---

---

М. Стефановић, Д. Драча, А. Панајотовић, П. Спалевић Анализа простирања нечипрованих оптичких импулса дуж нелинеарно- дисперзивног влакна .....	138
М. Стојановић, М. Стефановић, А. Панајотовић Некохерентни FSK пријемник у присуству интерференције .....	142
М. Živković, V. Despotović Analiza malih signala za optičke sisteme koji rade u okolini talasne dužine nulte dispersije .....	146
J. Jovković, J. Antonijević Širokopojasna bežična WAN mrežna rješenja .....	152

---

---

## АНАЛИЗА ПРОСТИРАЊА НЕЧИРПОВАНИХ ОПТИЧКИХ ИМПУЛСА ДУЖ НЕЛИНЕАРНО-ДИСПЕРЗИВНОГ ВЛАКНА

Михајло Ч. Стефановић, Драган Драча, Александра Панајотовић, *Електронски факултет у Нишу*  
Петар Спалевић, *Факултет Техничких Наука у Косовској Митровици*

**Садржај-** Код система за пренос информација на велика растојања великим брзинама мора се узети у разматрање комбиновани утицај нелинеарних и дисперзивних ефеката на простирање сигнала дуж влакна. У овом раду разматраће се простирање кратких улазних импулса чија се ширина креће у опсегу од 10 fs до 10 ns, који су дуж влакна изложени комбинованом деловању ефеката групне дисперзије (GVD-group velocity dispersion) и аутофазне модулације (SPM-self phase modulation) и то решавањем основне једначине кретања таласа у оптичком влакну. Интерферирани сигнала је стандардна појава у оптичким комуникационим системима, те је због тога у овом раду разматран утицај деловања интерференце на карактеристике простирања оптичких импулса дуж нелинеарно-дисперзивног влакна.

### 1. УВОД

Данас су оптички комуникациони IM-DD системи, великог капацитета за пренос информација на велика растојања, широко распрострањени. Капацитети оваквих система су реда Gb/s, док се сигнал преноси на растојања реда хиљада километара. При оваквом преносу информација, компензација слабљења врши се коришћењем појачавача, док се компензација дисперзије врши коришћењем компензационих влакана. У оптичким системима интерференца је стандардна појава, те је стога у овом раду разматран њен утицај на простирање сигнала када се интерференца јавља на улазу влакна. За решавање оваквих проблема коришћена је нелинеарна диференцијална Шредингерова једначина. Као репрезентативне примере за простирање сигнала дуж нелинеарно-дисперзивног влакна посматраћемо улазне Gaussian-ов и super-Gaussian-ове импулсе ( $m=2$  и  $m=3$ ), при чему сигнал интерференца има исти облик као и улазни сигнал, те се услед тога мењају почетни услови за решавање Шредингерове таласне једначине, која у себи обухвата нелинеарне и дисперзивне ефекте [1,2,3].

### 2. НЕЛИНЕАРНА ШРЕДИНГЕРОВА ЈЕДНАЧИНА

Простирање сигнала кроз оптичко влакно под утицајем нелинеарних и дисперзивних ефеката може се описати преко једначине кретања таласа:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = i\gamma |A|^2 A \quad (1)$$

при чему је  $A(z,t)$ -анвелопа импулса,

$$\beta_1 = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} = \frac{1}{v_g}, \beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}, \beta_3 = \frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3}, \text{ а } \beta - \text{ константа}$$

мода пропагације,  $v_g$  - групна брзина,  $\gamma$  - параметар нелинеарности који је дефинисан као:

$$\gamma = 2\pi n_2 / (\lambda A_{\text{eff}}) \quad (2)$$

где је  $n_2$  нелинеарни коефицијент индекса преламања,  $\lambda$  таласна дужина и  $A_{\text{eff}}$  ефективна површина језгра. Параметри  $\beta_2$  и  $\gamma$  управљају ефектима GVD и SPM, респективно [1,5].

Једначина (2) доста добро описује кретање импулса, од неколико пикосекунди, кроз влакно. У случајевима када је  $\lambda$  доста удаљена од мултидисперзионе дужине, може се извршити поједностављење једначине (2), јер је у том случај  $\beta_3=0$ .

Ако се изврши нормализација и то на следећи начин

$$\tau = \frac{T}{T_0} = \frac{t - \beta_1 z}{T_0}, U = \frac{A}{\sqrt{P_0}} \quad (3)$$

где је  $T_0$  ширина импулса,  $P_0$  вршна снага импулса, а  $L_D$  је дисперзиона дужина која је дефинисана као:

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (4)$$

а параметар  $N$  представља бездимензионисану величину која показује релативну важност SPM и GVD ефекта на кретање импулса кроз влакно и дефинисан је као:

$$N^2 = \gamma P_0 L_D = \gamma P_0 T_0^2 / |\beta_2| = L_D / L_{NL} \quad (5)$$

где је  $L_{NL}$  дужина нелинеарности тј.

$$L_{NL} = (\gamma P_0)^{-1} \quad (6)$$

тада једначина (2) поприма следећи облик:

$$\frac{\partial U}{\partial z} = -i \operatorname{sgn}(\beta_2) \frac{\partial^2 U}{\partial \tau^2} + \frac{i}{L_{NL}} |U|^2 U \quad (7)$$

У једначини (7)  $\operatorname{sgn}(\beta_2)$  може узети вредност +1 или -1, ако се ради о нормалном дисперзионом режиму тј. аномалном дисперзионом режиму, респективно [1,4].

Једначина (7) је нелинеарна парцијална диференцијална једначина и за њено решавање могу се користити велики број нумеричких метода. Једна од таквих метода је и "Split-step" Fourier [1,3,5] трансформациони алгоритам који представља псеудоспектралну методу и у овом раду ова метода биће коришћена за решавање нелинеарне Шредингерове једначине.

### 3. ПРОСТИРАЊЕ СИГНАЛА ДУЖ НЕЛИНЕАРНО-ДИСПЕРЗИВНОГ ВЛАКНА

У оптичким системима се врло често као корисни сигнал користи сигнал чија је анвелопа super-Gaussian-овог облика:

$$U(0, \tau) = a \exp(-\tau^{2m}/2) \quad (8)$$

те је стога такав сигнал разматран у овом раду. У овом раду ће се разматрати улазни импулси за  $m=\{1,2,3\}$ , при чему super-Gaussian-ов импулс за  $m=1$  представља

Gaussian-ов импулс. У једначини (8) вредност параметар  $a$  зависи од тога да ли се шаље јединица или нула. При преносу сигнала кроз оптичко влакно често долази до преслушавања из суседног канала тј. долази до интерференце. Интерферирани сигнал такође има Gaussian-ову форму анvelope при чему јевременски и фазно померен у односу на корисни сигнал. Корисни сигнал на улазу у оптички систем може се написати као:

$$s(0, \tau) = U(0, \tau) \cos \omega \tau \quad (9)$$

док је интерферирани сигнал облика:

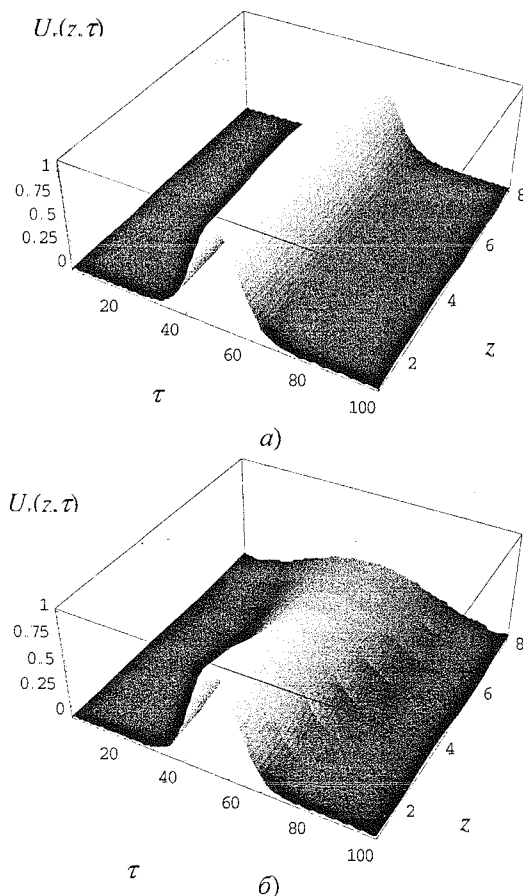
$$\begin{aligned} s_i(z_i, \tau) &= U_i(z_i, \tau) \cos(\omega \tau + \varphi), \\ U_i(z_i, \tau) &= a_i \exp(-(\tau - b)^{2m} / 2) \end{aligned} \quad (10)$$

где вредност параметра  $a_i$  зависи од величине интерференце тј. преслушавања у оптичком систему,  $z_i$  је место појаве интерференце,  $a$  и  $\varphi$  је временски тј. фазни померај интерферираног сигнала. Анvelope и фаза резултујућег сигнала на месту појаве интерферираног сигнала у оптичком систему су одређене као [7]:

$$U_i(z_i, \tau) = \sqrt{U^2(z_i, \tau) + 2U(z_i, \tau)U_i(z_i, \tau) \cos \varphi + U_i^2(z_i, \tau)} \quad (11)$$

$$\psi(z_i, \tau) = \arctg \frac{U_i(z_i, \tau) \sin \varphi}{U(z_i, \tau) + U_i(z_i, \tau) \cos \varphi} \quad (12)$$

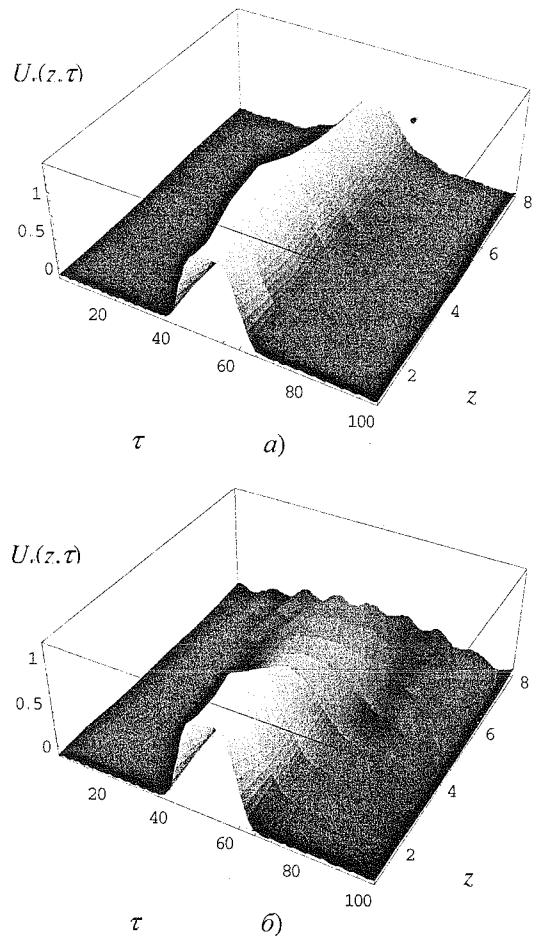
Решавањем нелинеарне Шредингерове једначине (7) коришћењем "Split-step" Fourier-ове методе, која је најбржа псеудоспектрална метода, могу се добити облици сигнала дуж оптичког влакна.



Сл. 1 Простирање Gaussian-овог сигнала дуж оптичког влакна а)  $\beta_2 < 0$ ; б)  $\beta_2 > 0$

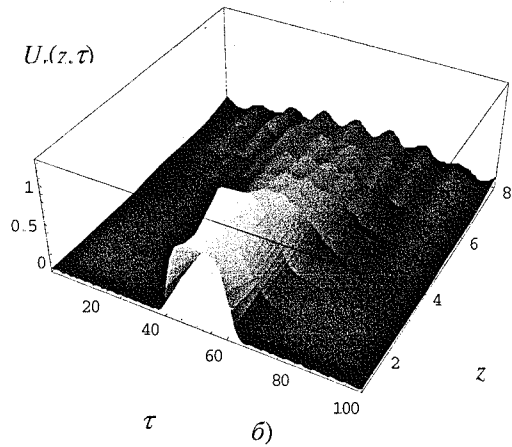
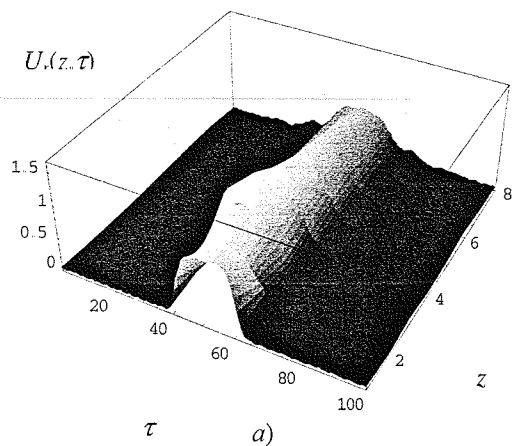
За све посматране случајеве простирања заједнички су следећи параметри  $\lambda = 1550 \text{ nm}$ ,  $T_{FWHM} = 1,665 \text{ ps}$  т.ј.  $T_0 = 1 \text{ ps}$ ,  $A_{eff} = 80 \mu\text{m}^2$ ,  $D = \pm 1 \text{ ps/km}\cdot\text{nm}$  ( $D \leq 1$ ),  $n_2 = 2,24 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}^2$ ,  $P_0 = 0,89 \text{ W}$ ,  $\beta_2 = -\lambda D^2 / (2\pi c)$  и они као такви омогућују подједнак утицај нелинеарних и дисперзивних ефеката.

На сл. 1 приказано је простирање оптичког импулса Gaussian-ове анvelope дуж нелинеарно дисперзивног влакна, за оба режима дисперзије. Са слике се може приметити да кооперирајуће деловање GVD и SPM у режиму анормалне дисперзије доводи до знатно бољег очувања облика импулса дуж влакна, у односу на режим нормалне дисперзије.

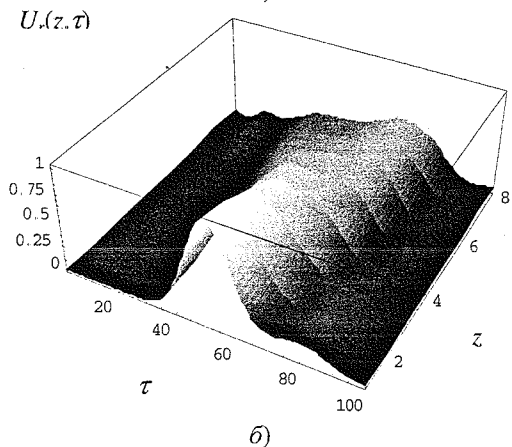
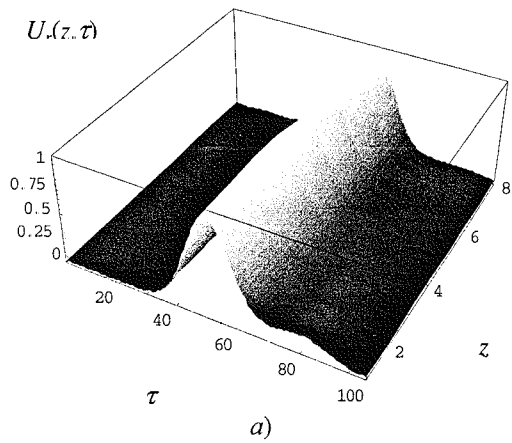


Сл. 2 Простирање супер Gaussian-овог сигнала ( $m=2$ ) дуж оптичког влакна а)  $\beta_2 < 0$ ; б)  $\beta_2 > 0$

На сл. 2 и сл. 3 приказано је простирање оптичког импулса супер Gaussian-ове форме за  $m=2$ , т.ј.  $m=3$ , у оба режима дисперзије. Као и у претходном случају импулс је боље очуван у режиму анормалне дисперзије. Такође, може се приметити да је ширење и деформација импулса све веће са повећањем параметра  $m$ .



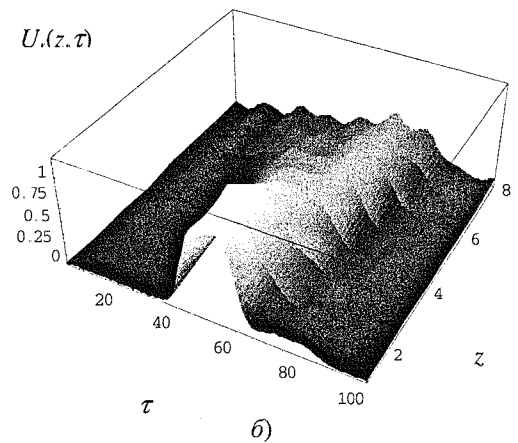
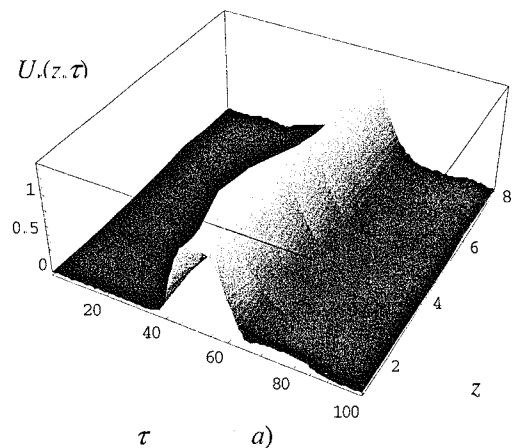
Сл. 3 Простирање супер Gaussian-овог сигнала ( $m=3$ ) дуж оптичког влакна а)  $\beta_2 < 0$ ; б)  $\beta_2 > 0$



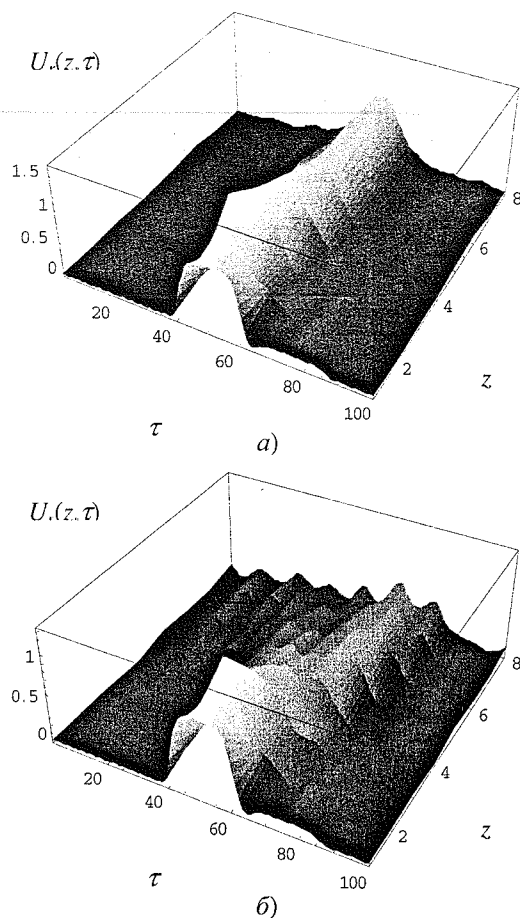
Сл. 4 Простирање Gaussian-овог сигнала у присуству интерференце дуж оптичког влакна а)  $\beta_2 < 0$ ; б)  $\beta_2 > 0$

На сл. 4 приказано је простирање оптичког импулса Gaussian-ове анвелопе дуж нелинеарно дисперзивног влакна, за оба режима дисперзије, у присуству сигнала интерференце ( $SIR_{sr}=10\text{dB}$ ) који се јавља на улазу влакна. Са слике се може приметити да заједничко деловање GVD и SPM у режиму аномалне дисперзије омогућава мање дистурбације таласног облика дуж влакна, у односу на режим нормалне дисперзије, када је присутна интерференца.

Сл. 5 и сл. 6 приказују простирање оптичког импулса супер Gaussian-ове форме за  $m=2$ , т.ј.  $m=3$ , у оба режима дисперзије, у присуству сигнала интерференце ( $SIR_{sr}=10\text{dB}$ ) који се јавља на уласку влакна. Као и претходним случајевима режим аномалне дисперзије је доминантан у погледу што бољег очувања облика импулса, утицај интерференце се повећава са повећавањем параметра  $m$ .



Сл. 5 Простирање Супер Gaussian-овог сигнала ( $m=2$ ) дуж оптичког влакна у присуству интерференце а)  $\beta_2 < 0$ ; б)  $\beta_2 > 0$



Сл. 6 Простирање Супер Gaussian-овог сигнала ( $m=3$ ) дуж оптичког влакна у присуству интерференце  
 $a) \beta_2 < 0; b) \beta_2 > 0$

#### 4. ЗАКЉУЧАК

Оптички импулс Gaussian-ове анvelope је доминантан у погледу очувања облика дуж нелинеарно дисперзивног влакна у односу на супер Gaussian-ове импулсе, при чему се примећује да са повећавањем параметра  $m$  долази до све већег нарушавања облика дуж влакна. Утицај интерференце на простирање импулса дуж влакна је најмањи за случај Gaussian-ове анvelope и са повећањем параметра  $m$  он расте. Такође можемо приметити да су карактеристике простирања у свим случајевима боље у режиму аномалне у односу на режим нормалне дисперзије, због заједничког деловања GVD и SPM у циљу што бољег очувања облика импулса дуж влакна.

#### 5. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Govid P. Agrawal, "Nonlinear fiber optics", The Instityt of Optics, University of Rochester, Rochester, New York.
- [2] А. Маринчић, "Оптичке телекомуникације", Електротехнички факултет, Универзитет у Београду, Београд, 1997.
- [3] S. Wolfram, "Mathematics", Addison-Wesley Publishing company, 1988.
- [4] John M. Senior, "Opical Fiber Communications: Prnciples and Practice", Prentice Hall Inernational (UK) Ltd, 1992.
- [5] Д. Драча, А. Панајотовић, П. Спалевић, М. Стефановић, "Утицај нелинеарних и дисперзивних ефеката на перформансе оптичких система", ТЕЛФОР 2001, Београд, 2001.
- [6] Г. Лукатела, "Стагистичка теорија телекомуникација и теорија информација", Универзитет у Београду, 1981.

**Abstract-** The influence of nonlinear and dispersive effects on the optical telecommunication systems for high data rate was consider in this paper. Using Schrödinger equation, performance of optical telecommunication system was determined. Besides nonlinear and dispersive effects, the influence of interference also was considered. Propagation along the nonlinear and dispersive fiber was considered in the next cases for input pulse: Gaussian pulse, super Gaussian pulse  $m=2$  and super Gaussian pulse  $m=3$ .

#### ANALYSIS OF UNCHIRPEOPTICAL PULSES PROPAGATION ALONG THE NONLINEAR AND DISPERSIVE FIBER

Михајло Ч. Стефановић, Драган Драча,  
 Петар Спалевић, Александра Панајотовић

## НЕКОХЕРЕНТНИ FSK ПРИЈЕМНИК У ПРИСУСТВУ ИНТЕРФЕРЕНЦИЈЕ

Мила Стојановић, Михајло Стефановић, Александра Панајотовић, Електронски факултет у Нишу

**Садржај** – У овом раду је представљен некохерентни FSK пријемник у присуству интерференције. Одређена је укупна вероватноћа грешке, као и функција густине расподеле вероватноће сигнала на излазу пријемника.

### 1. УВОД

Сигнал при свом преносу кроз телекомуникационе системе трпи различите утицаје и један од таквих утицаја је и појава интерференце чији утицај на пренос сигнала није нимало санемарљив. У овом раду разматран је њен утицај на пренос FSK сигнала при чему смо на месту пријема имали некохерентни FSK пријемник. Величина утицаја интерференце је сагледана кроз вероватноћу грешке, која је одређена за случај присуства интерференце у једној од грана пријемника и за случај присуства интерференце у обе гране некохерентног FSK пријемника. Такође је одређена и функција густине расподеле вероватноће за сигнал на излазу из некохерентног FSK пријемника који уствари представља разлику детектованих анвелопа из обе гране.

### 2. НЕКОХЕРЕНТНИ FSK ПРИЈЕМНИК

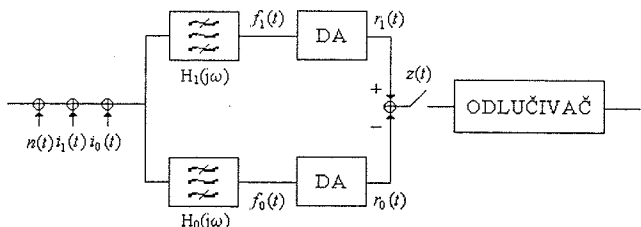
Нека је елементарни FSK сигнал када се шаље логичка "јединица" представљен као:

$$S_{FSK}(t) = \begin{cases} A_p \cos \omega_1 t, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{drugde.} \end{cases} \quad (1)$$

Када се шаље логичка "нула" елементарни FSK сигнал је

$$S_{FSK}(t) = \begin{cases} A_p \cos \omega_0 t, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{drugde.} \end{cases} \quad (2)$$

Блок шема пријемника за некохерентну детекцију FSK сигнала представљена је на сл. 1. Пријемник садржи две паралелне гране. У горњој грани је појасни филтар  $H_1(j\omega)$  централне учестаности  $\omega_1$ , тако да пропушта само елементарни сигнал "јединице". У доњој грани је појасни филтар  $H_0(j\omega)$  са централном учестаношћу  $\omega_0$ , и пропушта само сигнал елементарне "нуле" [1].



Сл. 1. Блок шема некохерентног FSK пријемника

Иза филтра, у свакој грани, налази се детектор анвелопе (DA). Детектоване анвелопе  $r_1(t)$  и  $r_0(t)$  се међусобно одузимају. Врши се одмеравање и разлика одмерака се доводи одлучивачу

$$r_1(t) - r_0(t) \geq 0. \quad (3)$$

Претпоставимо да је послата "1". Сигнал у грани из филтра ће бити:

$$f_1(t) = A \cos \omega_1 t + x_1(t) \cos \omega_1 t - y_1(t) \sin \omega_1 t + A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1),$$

где је  $A \cos \omega_1 t$  користан сигнал,  $n(t) = x_1(t) \cos \omega_1 t - y_1(t) \sin \omega_1 t$  ускопојасни Гаусов шум са нултом средњом вредношћу и варијансом  $\sigma^2$ , као у [2]. Здружена функција густине расподеле за  $x_1$  и  $y_1$ :

$$p(x_1, y_1) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x_1^2 + y_1^2}{2\sigma^2}}$$

Интерференција на учестаности  $\omega_1$  је дата изразом  $i_1(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ , где је функција густине расподеле фазе  $p(\theta_1) = 1/(2\pi)$ ,  $-\pi \leq \theta_1 \leq \pi$ . Ако сигнал  $f_1(t)$  представимо у облику

$$f_1(t) = r_1(t) \cos(\omega_1 t + \gamma_1(t)),$$

где је  $r_1(t)$  анвелопа сигнала, а  $\gamma_1(t)$  фаза, након сређивања се добија

$$\begin{aligned} x_1(t) &= r_1 \cos \gamma_1 - A - A_1 \cos \theta_1 \\ y_1(t) &= r_1 \sin \gamma_1 - A_1 \sin \theta_1. \end{aligned} \quad (4)$$

Сада је здружена функција густине расподеле

$$p(r_1, \gamma_1/\theta_1) = |J| p(x_1, y_1),$$

за  $x_1$  и  $y_1$  који су дати са (4) и Јакобијан  $|J| = r_1$ . Даље је

$$p(r_1, \gamma_1) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r_1, \gamma_1/\theta_1) p(\theta_1) d\theta_1,$$

односно, функција густине расподеле за  $r_1$  када је послата "1" је

$$p_{11}(r_1) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r_1, \gamma_1) d\gamma_1 = \frac{r_1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_1^2 + A_1^2 + A^2}{2\sigma^2}} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{A r_1 \cos \gamma_1}{\sigma^2}} I_0 \left[ A_1 \sqrt{r_1^2 + A^2 - 2 \frac{A r_1}{\sigma^2} \cos \gamma_1} \right] d\gamma_1, \quad r_1 \geq 0. \quad (5)$$

У доњој грани је сигнал иза филтра:

$$f_0(t) = x_0(t) \cos \omega_0 t - y_0(t) \sin \omega_0 t + A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0),$$

где је са  $n(t) = x_0(t) \cos \omega_0 t - y_0(t) \sin \omega_0 t$  даг ускопојасни Гаусов шум нулте средње вредности и варијансе  $\sigma^2$ , са здруженом функцијом густине расподеле

$$p(x_0, y_0) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x_0^2 + y_0^2}{2\sigma^2}}$$

Интерференција на учестаности  $\omega_0$  дата је са  $i_0(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0)$ ,  $p(\theta_0) = 1/(2\pi)$ ,  $-\pi \leq \theta_0 \leq \pi$ . Ако сигнал представимо у облику:

$$f_0(t) = r_0(t) \cos(\omega_0 t + \gamma_0(t)),$$

добијамо

$$\begin{aligned} x_0(t) &= r_0 \cos \gamma_0 - A_0 \cos \theta_0 \\ y_0(t) &= r_0 \sin \gamma_0 - A_0 \sin \theta_0. \end{aligned} \quad (6)$$

Сада је

$$p(r_0, \gamma_0 / \theta_0) = |J| p(x_0, y_0),$$

за  $x_0$  и  $y_0$  који су дати са (6) и Јакобијан  $|J| = r_0$ , па је

$$p(r_0 / \theta_0) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r_0, \gamma_0 / \theta_0) d\gamma_0 \\ = \frac{r_0}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + A_0^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[ \frac{r_0 A_0}{\sigma^2} \right]$$

Како  $p(r_0 / \theta_0)$  не зависи од  $\theta_0$  то је функција густине расподеле за  $r_0$  када је послата "1":

$$p_{10}(r_0) = p(r_0 / \theta_0) \\ = \frac{r_0}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + A_0^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[ \frac{r_0 A_0}{\sigma^2} \right], r_0 \geq 0, \quad (7)$$

што представља Рајсову расподелу.

Претпоставимо сада да је послата "0". Сигнал у горњој грани иза филтра ће бити:

$$f_1(t) = x_1(t) \cos \omega_1 t - y_1(t) \sin \omega_1 t \\ + A_1 \cos(\omega_1 t + \theta_1).$$

На сличан начин добијамо функцију густине расподеле за  $r_1$  када је послата "0". Ова расподела је Рајсова:

$$p_{01}(r_1) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r_1, \gamma_1 / \theta_1) d\gamma_1 \\ = \frac{r_1}{\sigma^2} e^{-\frac{r_1^2 + A_1^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[ \frac{r_1 A_1}{\sigma^2} \right], r_1 \geq 0. \quad (8)$$

У доњој грани сигнал иза филтра је

$$f_0(t) = A \cos \omega_0 t \\ + x_0(t) \cos \omega_0 t - y_0(t) \sin \omega_0 t \\ + A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0),$$

па је функција густине расподеле за  $r_0$  када је послата "0"

$$p_{00}(r_0) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r_0, \gamma_0) d\gamma_0 = \frac{r_0}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + A_0^2 + A^2}{2\sigma^2}} \\ \cdot \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{Ar_0 \cos \gamma_0}{\sigma^2}} I_0 \left[ A_0 \sqrt{r_0^2 + A^2 - 2 \frac{Ar_0}{\sigma^2} \cos \gamma_0} \right] d\gamma_0, r_0 \geq 0. \quad (9)$$

### 3. УКУПНА ВЕРОВАТНОЋА ГРЕШКЕ

Сада ћемо извести израз за укупну вероватноћу грешке. У тренутку  $t_0$  врши се одмеравање па је одмерак анvelope сигнала у посмаграном тренутку  $r_1(t_0) = r_1$ . Дакле, као што је показано у [3], вероватноћа да је примљена "0" под претпоставком да је послата "1", условна по  $r_1$ :

$$P(D_0 / H_1) \Big|_{r_1} = \int_{r_1}^{\infty} p_{10}(r_0) dr_0,$$

па је вероватноћа да је примљена "0" под претпоставком да је послата "1":

$$P(D_0 / H_1) = \int_{r_1=0}^{\infty} P(D_0 / H_1) \Big|_{r_1} p_{11}(r_1) dr_1. \quad (10)$$

У тренутку  $t_0$  врши се одмеравање анvelope сигнала па је  $r_0(t_0) = r_0$ . Вероватноћа да је примљена "1" под претпоставком да је послата "0", условна по  $r_0$ , је:

$$P(D_1 / H_0) \Big|_{r_0} = \int_{r_0}^{\infty} p_{01}(r_1) dr_1,$$

па је вероватноћа грешке да је примљена "1" кад је послата "0":

$$P(D_1 / H_0) = \int_{r_0=0}^{\infty} P(D_1 / H_0) \Big|_{r_0} p_{00}(r_0) dr_0. \quad (11)$$

Укупна вероватноћа грешке је:

$$P_e = P(H_1)P(D_0 / H_1) + P(H_0)P(D_1 / H_0). \quad (12)$$

Ако је  $P(H_1) = P(H_0) = 1/2$ , онда је укупна вероватноћа грешке:

$$P_e = \frac{1}{2} [P(D_0 / H_1) + P(D_1 / H_0)] \quad (13)$$

У *Mathematica 4* је написан програм којим се рачуна укупна вероватноћа грешке за задате вредности  $A$ ,  $A_1$  и  $A_0$ , при чему се однос сигнал/шум SNR мења. Резултати за случај присуства интерференције у обе гране су приказани у табели 1, а у табели 2 су приказани резултати за случај када постоји интерференција само у горњој грани. На сл. 2. и сл. 3. су графички представљени добијени резултати за укупну вероватноћу грешке.

Табела 1: Укупна вероватноћа грешке у присуству интерференција  $i_1(t)$  и  $i_0(t)$  за  $A=1$ ,  $A_1=0.1$ ,  $A_0=0.3$

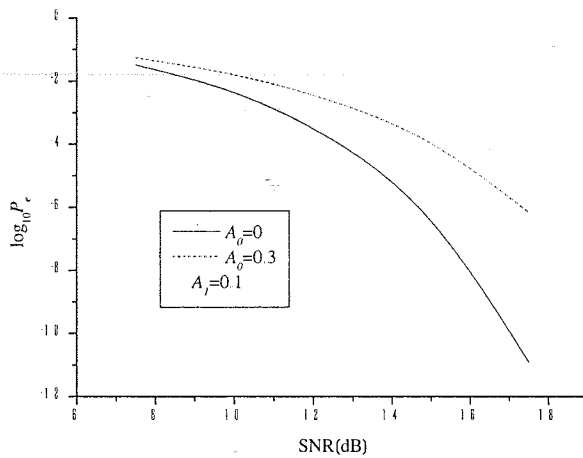
SNR [dB]	$\log_{10} P_e$
7.5	-1.2582
10	-1.8086
12.5	-2.6527
15	-3.9858
17.5	-6.1598

Табела 2: Укупна вероватноћа грешке у присуству интерференције  $i_1(t)$  за  $A=1$ ,  $A_0=0$

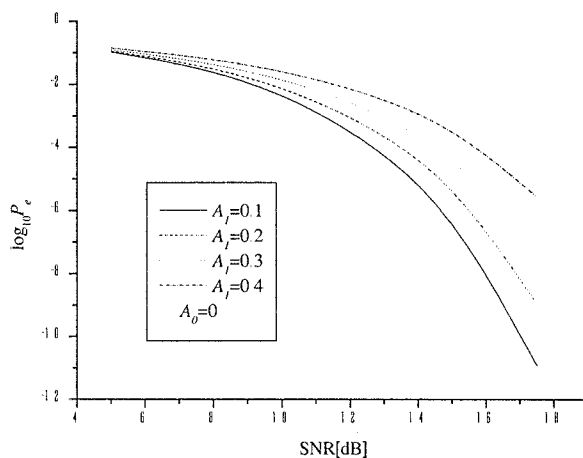
	$A_1=0.1$	$A_1=0.2$	$A_1=0.3$	$A_1=0.4$
SNR [dB]	$\log_{10} P_e$	$\log_{10} P_e$	$\log_{10} P_e$	$\log_{10} P_e$
5	-0.9770	-0.9466	-0.9008	-0.8451
7.5	-1.4889	-1.4005	-1.2805	-1.1492
10	-2.3723	-2.1399	-1.8688	-1.6027
12.5	-3.8798	-3.3520	-2.8164	-2.3228
15	-6.4542	-5.4010	-4.40863	-3.5195
17.5	-10.9148	-8.9457	-7.1484	-5.5614

### 4. ФУНКЦИЈА ГУСТИНЕ РАСПОДЕЛЕ ВЕРОВАТНОЋЕ

Сигнал  $z(t)$  представља разлику детектованих анvelope  $r_1(t)$  и  $r_0(t)$ , тј.  $z(t) = r_1(t) - r_0(t)$  [1]. Познато је да функција густине расподеле вероватноће случајне променљиве  $\zeta$ , која је збир међусобно независних случајних променљивих  $\xi$  и  $\eta$  са расподелама  $p_{\xi}(x)$  и  $p_{\eta}(y)$ , респективно, једнака конволуцији:



Сл. 2. Укупна вероватноћа грешке у присуству интерференције у обе гране, и у присуству интерференције само у горњој грани



Сл. 3. Укупна вероватноћа грешке у присуству интерференције само у горњој грани

$$p_{\zeta}(w) = \int_0^{\infty} p_{\xi}(x) p_{\eta}(w-x) dx \quad (14)$$

Претпоставимо да је послата "1". Функције густине расподеле  $p_{11}(x)$  и  $p_{10}(y)$  су претходно одређене и дате изразима (5) и (7). Како је  $w = x + y$ , а  $z = r_1 - r_0$ , уводимо смену  $x = r_1$  и  $y = -r_0$ . Сада је

$$p_{11}(r_1) = p_{11}(x) = \frac{r_1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_1^2 + A_i^2 + A^2}{2\sigma^2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{Ar_1 \cos \gamma_1}{\sigma^2}} I_0 \left[ A_1 \sqrt{r_1^2 + A^2 - 2 \frac{Ar_1}{\sigma^2} \cos \gamma_1} \right] d\gamma_1, r_1 \geq 0, \quad (15)$$

и

$$p_{10}(r_0) = \left. \frac{p_{10}(y)}{|dr_0/dy|} \right|_{y=-r_0} = -\frac{r_0}{\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + A_0^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[ -\frac{r_0 A_0}{\sigma^2} \right], r_0 \leq 0. \quad (16)$$

Применом израза (14), (15) и (16) добијамо функцију густине расподеле вероватноће  $p(z)$ :

$$p(z) = \int_0^{\infty} p_{11}(r_1) p_{10}(z-r_1) dr_1 \quad (17)$$

У случају претпоставке да је послата "0", примењујемо исти поступак, при чему је

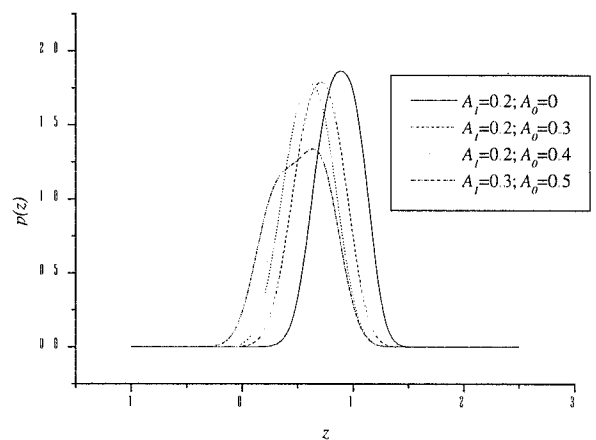
$$p_{01}(r_1) = \frac{r_1}{\sigma^2} e^{-\frac{r_1^2 + A_i^2}{2\sigma^2}} I_0 \left[ \frac{r_1 A_i}{\sigma^2} \right], r_1 \geq 0, \quad (18)$$

$$p_{00}(r_0) = -\frac{r_0}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r_0^2 + A_0^2 + A^2}{2\sigma^2}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-\frac{Ar_0 \cos \gamma_0}{\sigma^2}} I_0 \left[ A_0 \sqrt{r_0^2 + A^2 + 2 \frac{Ar_0}{\sigma^2} \cos \gamma_0} \right] d\gamma_0, r_0 \leq 0, \quad (19)$$

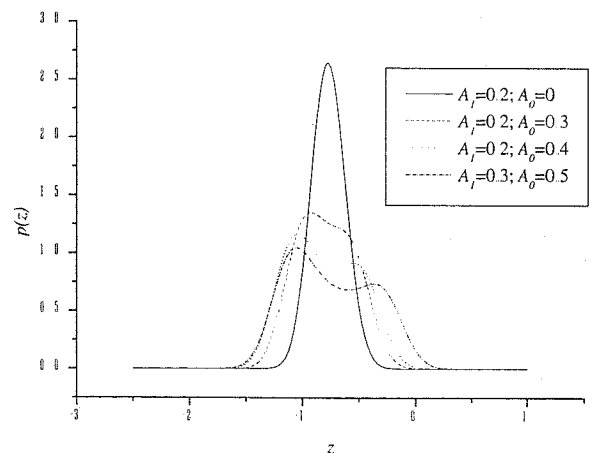
па је тражена функција густине расподеле вероватноће

$$p(z) = \int_0^{\infty} p_{01}(r_1) p_{00}(z-r_1) dr_1 \quad (20)$$

Добијени резултати су графички представљени на сл. 4 и сл. 5.



Сл. 4. Функција густине расподеле вероватноће  $p(z)$  под претпоставком да је послата "1"



Сл. 5. Функција густине расподеле вероватноће  $p(z)$  под претпоставком да је послата "0"



## 5. ЗАКЉУЧАК

У овом раду је одређена вероватноћа грешке за случај FSK сигнала у присуству интерференце у функцији односа сигнал-интерференца и односа сигнал-шум. Како се као критеријум доброг преноса узима вредност вероватноће грешке од  $10^{-9}$  из добијених резултата се може уочити да се тај критеријум постиже за вредности сигнал-шум које су веће од 16 dB. Такође се може уочити да се лошији резултати добијају за случај присуства интерференце у обе гране некохерентног FSK пријемника у односу на случај присуства интерференце само у једној од грана. Допринос овог рада огледа се и у одређивању функције густине расподеле вероватноће сигнала на излазу из оваквог пријемника.

## 6. ЛИТЕРАТУРА

- [1] G. Lukatela, Statistička teorija telekomunikacija i teorija informacija, Građevinska knjiga, Beograd, 1981.
- [2] M. C. Stefanović, "Detekcija signala u belom i Gausovom šumu", Elektronski fakultet u Nišu, Niš, 1999.
- [3] M. C. Stefanović, "Performanse digitalnih telekomunikacionih sistema", Elektronski fakultet u Nišu, Niš, 2000.

**Abstract** – This paper introduces noncoherent FSK receiver in the presence of interference. Total error probability is determined, as well as density function of probability distribution of the output signal.

### **NONCOHERENT FSK RECEIVER IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE**

Mila Stojanović, Mihajlo Stefanović, Aleksandra Panajotović

## ANALIZA MALIH SIGNALA ZA OPTIČKE SISTEME KOJI RADE U OKOLINI TALASNE DUŽINE NULTE DISPERZIJE

Miodrag Živković, Vladimir Despotović, Elektronski fakultet u Nišu

**Sadržaj** - U ovom preglednom radu predstavljena je precizna teorija malih signala za linearna monomodna vlakna sa uticajem prvog i drugog reda disperzije, i izvedena je matrica konverzije između snage i faze optičkog polja na ulazu vlakna i snage i faze optičkog polja na izlazu vlakna. Zatim se primenjuje teorija za dobijanje prenosnih funkcija intenzitetske (IM) i frekvencijske modulacije (FM) vlakna, gde se kao optički izvor koristi direktno modulirani monomodni laser. Na kraju, teorija se koristi za dobijanje izraza za frekvencijski i intenzitetski šum posle prenosa kroz monomodno vlakno, a usled šuma monomodnih lasera.

### I. Uvod

Da bi se postigli veći kapaciteti prenosa potrebni su kanali sa velikom brzinom podataka, i samim tim optičke komponente sa boljim performansama. Za višegigabitske sisteme vlakana neophodni su poluprovodnički laseri malošumnih karakteristika i dobrih osobina pri visokim frekvencijama. Disperzija grupne brzine (group velocity dispersion, GVD) monomodnog optičkog vlakna može da izazove značajnije pogoršanje u višegigabitskim kanalima, kao što su izobličenje signala i povećani šum. Za minimiziranje izobličenja signala predlaže se rad u okolini talasne dužine nulte disperzije. Ako je talasna dužina emisije lasera dovoljno udaljena od talasne dužine nulte disperzije, šum izazvan GVD-om postoji prvenstveno zbog prvog reda disperzije. Pokazano je da su, na talasnoj dužini nulte disperzije, teorijski i numerički, spektri intenzitetskog i frekvencijskog šuma na izlazu vlakna slični, respektivno, spektrima intenzitetskog i frekvencijskog šuma na ulazu vlakna, te stoga ugao (*slope*) disperzije vlakna ne utiče na prenos šuma na talasnoj dužini nulte disperzije. Za talasnu dužinu nulte disperzije, predstavljena je približna teorija malih signala koja uzima u račun uticaj i prvog i drugog reda disperzije. Ova teorija predviđa da se, spektar relativnog intenzitetskog šuma (RIN spektar) i spektar frekvencijskog šuma izazvani uticajem drugog reda disperzije, povećavaju u velikoj meri sa frekvencijom i dužinom prenosa, i zbog toga su to veoma štetni uticaji u veoma dugim širokopojasnim prenosnim sistemima, sem ako

se ne koriste malošumni diodni laseri ili vlakna malog ugla disperzije.

Predstavljena je i precizna procena tačne teorije malih signala za linearne i disperzivne sisteme sa optičkim vlaknima, koji rade blizu talasne dužine nulte disperzije i ova teorija je potvrđena kroz precizne numeričke simulacije. Teorijski i numerički je pokazano da su RIN spektar i spektar frekvencijskog šuma na izlazu vlakna potpuno određeni prvim redom disperzije vlakna. Sem toga, objašnjeno je neslaganje između tačne i približne teorije.

### II. Teorijska postavka

*Intenzitet i faza optičkog polja na izlazu vlakna*

Linearno prostiranje u monomodnim vlaknima, sa uticajem prvog i drugog reda disperzije vlakna [1], opisano je sledećom linearnom parcijalnom diferencijalnom jednačinom:

$$\frac{\delta A}{\delta z} = j \frac{\beta_2}{2} \frac{\delta^2 A}{\delta t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\delta^3 A}{\delta t^3} \quad (1)$$

gde je  $A$  normalizovana sporopromenjiva amplituda anvelope,  $z$  je longitudinalna koordinata vlakna,  $t$  je vreme prostiranja grupnom brzinom,  $\beta_2 = -\lambda^2 D / (2\pi c)$  označeno kao prvi red GVD sa  $\lambda$  nosećom talasnom dužinom,  $D$  parametrom disperzije i  $c$  brzinom svetlosti u vakuumu, i  $\beta_3 = \lambda^3 (\lambda^2 dD/d\lambda + 2\lambda D) / (2\pi c)^2$  je drugi red disperzije GVD sa  $dD/d\lambda$  uglom disperzije vlakna.

Dalje, amplituda anvelope može biti napisana kao  $A(z, t) = \sqrt{p_t(z, t)} \exp[j\phi_t(z, t)]$ , gde su  $p_t(z, t)$  i  $\phi_t(z, t)$  realne veličine koje označavaju, redom, ukupnu snagu i fazu optičkog polja. Najpre se amplituda anvelope zameni u (1) snagom i fazom optičkog polja, zatim izraze parcijalni izvodi amplitude anvelope preko parcijalnih izvoda snage i faze, i nakon algebarskog sređivanja, dobija se par nelinearnih jednačina (2) i (3). One opisuju promenu snage i faze optičkog polja koje se prostire kroz linearno i disperzivno vlakno, i važe za proizvoljan ulazni signal ili šum.

$$\frac{\delta p_t}{\delta z} = -\beta_2 \left[ \frac{\delta p_t}{\delta t} \frac{\delta \phi_t}{\delta t} + p_t \frac{\delta^2 \phi_t}{\delta t^2} \right] + \frac{\beta_3}{6} \left[ \frac{3}{4} p_t^{-2} \left( \frac{\delta p_t}{\delta t} \right)^3 - \frac{3}{2} p_t^{-1} \frac{\delta p_t}{\delta t} \frac{\delta^2 p_t}{\delta t^2} + \frac{\delta^3 p_t}{\delta t^3} - 3 \frac{\delta p_t}{\delta t} \left( \frac{\delta \phi_t}{\delta t} \right)^2 + p_t^{-1} \frac{\delta p_t}{\delta t} \left( \frac{\delta \phi_t}{\delta t} \right)^2 - 6 p_t \frac{\delta \phi_t}{\delta t} \frac{\delta^2 \phi_t}{\delta t^2} \right] \quad (2)$$

$$\frac{\delta \phi_t}{\delta z} = \frac{\beta_2}{8 p_t^2} \left[ 2 p_t \frac{\delta^2 p_t}{\delta t^2} - \left( \frac{\delta p_t}{\delta t} \right)^2 - 4 p_t^2 \left( \frac{\delta \phi_t}{\delta t} \right)^2 \right] + \frac{\beta_3}{6} \left[ -p_t^{-2} \left( \frac{\delta p_t}{\delta t} \right)^2 \frac{\delta \phi_t}{\delta t} + 2 p_t^{-1} \frac{\delta^2 p_t}{\delta t^2} \frac{\delta \phi_t}{\delta t} + \frac{3}{2} p_t^{-1} \frac{\delta p_t}{\delta t} \frac{\delta^2 \phi_t}{\delta t^2} - \frac{1}{2} p_t^{-2} \frac{\delta p_t}{\delta t} \frac{\delta^2 \phi_t}{\delta t^2} - \left( \frac{\delta \phi_t}{\delta t} \right)^3 + \frac{\delta^3 \phi_t}{\delta t^3} \right] \quad (3)$$

### Analiza malih signala

Za izvođenje analize malih signala [2], ukupna snaga se izražava kao  $p_r(z, t) = \bar{P} + p(z, t)$ , gde je  $\bar{P}$  srednja snaga i  $p(z, t)$  član koji predstavlja šum ili modulaciju, i ukupna faza kao  $\phi_r(z, t) = \bar{\Phi} + \phi(z, t)$ , gde je  $\bar{\Phi}$  srednja faza i  $\phi(z, t)$  šum ili modulacija. Analiza malih signala podrazumeva da je srednja snaga mnogo veća od modulacije ili šuma,  $\bar{P} \gg p(z, t)$ , i da je frekvencijska modulacija ili šum dovoljno mala veličina da bi se zanemarili proizvodi vrednosti malih signala i njihovih izvoda u (2) i (3), te se dobijaju sledeće dve diferencijalne jednačine za snagu i fazu malih signala:

$$\frac{\delta p}{\delta z} = -\beta_2 \bar{P} \frac{\delta^2 \phi}{\delta t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\delta^3 p}{\delta t^3} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{p}(z, \omega) \\ \tilde{\phi}(z, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \\ -\frac{1}{2P} \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \end{bmatrix}$$

gde su  $\tilde{p}(0, \omega)$  i  $\tilde{\phi}(0, \omega)$ , respektivno, Furijeove transformacije snage i faze na ulazu za male signale.

Ova matrica daje prenosnu funkciju inteziteta i faze duž vlakna, od njegovog ulaza do njegovog izlaza. Ako se zanemare uticaji drugog reda disperzije,  $\beta_1 = 0$ , dobija se matrica prenosne funkcije Wang-a i Petermann-a [2]. (U slučaju rada na talasnoj dužini nulte disperzije,  $\beta_2 = 0$ ).

Matrica prenosne funkcije predstavljena u [3], dobija se iz izraza (8) uzimajući iz matrice samo prva dva člana Tejlorovog razvoja eksponencijalne funkcije:  $\exp(-j\beta_3 \omega^3 z/6) \approx 1 - j\beta_3 \omega^3 z/6$ , te stoga približna teorija važi samo za  $|\beta_3 \omega^3 z/6| \ll 1$ . Posmatrajući tačno rešenje, drugi red disperzije utiče samo na fazu u matrici prenosne funkcije, dok približno rešenje izvedeno u [3], govori da i veličina i faza zavise od drugog reda disperzije. Ovo je veoma važno da se naznači, pošto je od posebnog značaja u optičkim prenosnim sistemima upravo veličina prenosne funkcije.

### III. IM i FM prenosne funkcije vlakna za male signale

U ovom odeljku, predstavljeni su tačni teorijski izrazi IM i FM prenosnih funkcija vlakna za male signale za direktno modulirane monomodne lasere, i porede se teorijska predviđanja sa numeričkim rezultatima simulacije. Radi jednostavnosti, usvaja se model *bulk* lasera. Ovaj model važi i za QW lasere, gde su efekti transporta nosilaca neznatni, tj. za pravilno opisivanje dinamičkih karakteristika QW lasera mogu da se iskoriste dva modela jednačina (brzina) za gustine nosioca i fotona. Stoga, jednačine brzina za monomodni laser koje opisuju relaciju između gustine nosilaca  $N(t)$ , gustine fotona  $S(t)$ , i optičke faze,  $\phi_r(t)$ , može da bude napisana kao [4]

$$\frac{\delta \phi}{\delta z} = \frac{\beta_2}{4P} \frac{\delta^2 p}{\delta t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\delta^3 \phi}{\delta t^3} \quad (5)$$

Zapaža se da jednačine (4) i (5) imaju po dva člana i da su linearne. Primenom Furijeove transformacije na obe strane diferencijalnih jednačina (4) i (5), dobija se, respektivno

$$\frac{\delta \tilde{p}(z, \omega)}{\delta z} = \beta_2 \bar{P} \omega^2 \tilde{\phi}(z, \omega) - j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 \tilde{p}(z, \omega) \quad (6)$$

$$\frac{\delta \tilde{\phi}(z, \omega)}{\delta z} = -\frac{\beta_2}{4P} \omega^2 \tilde{p}(z, \omega) - j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 \tilde{\phi}(z, \omega) \quad (7)$$

gde  $\tilde{p}(z, \omega)$ ,  $\tilde{\phi}(z, \omega)$  označavaju Furijeovu transformaciju od  $p(z, t)$  i  $\phi(z, t)$ , respektivno. Jednačine (6) i (7) mogu lako da se reše korišćenjem standardnih tehnika, na primer Laplasovom transformacijom. Rešenja mogu da se izraze kao članovi matrice koja opisuje relaciju između intenziteta i faze u linearnom i disperzivnom vlaknu, (8):

$$\begin{bmatrix} \tilde{p}(z, \omega) \\ \tilde{\phi}(z, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \\ \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \sin\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}(0, \omega) \\ \tilde{\phi}(0, \omega) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{\eta I}{qV_{act}} - R(N) - \frac{g(N)}{1 + \epsilon S} \cdot S + F_N(t) \quad (9)$$

$$\frac{dS}{dt} = \Gamma \frac{g(N)}{1 + \epsilon S} \cdot S - \frac{S}{\tau_p} + R_s(N) + F_s(t) \quad (10)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{\alpha}{2} \Gamma g_0 (N - N_{th}) + F_\phi(t) \quad (11)$$

gde je  $I$  struja injektovana u aktivnu zapreminu  $V_{act}$ ,  $q$  je električno opterećenje,  $N_{th}$  je prag gustine nosilaca,  $R(N)$  je ukupna brzina rekombinacije definisana kao u [1],  $R(N) = A_{nr} N + BN^2 + CN^3$  sa životom diferencijalnog nosioca  $\tau_n$ , dato kao  $\tau_n = (A_{nr} + 2BN + 3CN^2)^{-1}$ ,  $R_s(N)$  je brzina spontane emisije date u [4] sa  $R_s(N) = \Gamma \beta B N^2$  i  $F_N(t)$ ,  $F_s(t)$  i  $F_\phi(t)$  su izvori Langevin šuma povezani sa jednačinama brzina za nosioce, fotone i fazu, respektivno. Za QW lasere, zavisnost gustine nosilaca od pojačanja je uzeta kao logaritamska zbog logaritamskog odnosa pojačanje-gustina struje [5]:  $g(N) = g_c \cdot \ln(R(N)/R(N_0))$ , gde je parametar pojačanja  $g_c$  dat kao  $g_c = v_g a_c$  sa  $a_c$  koeficijentom pojačanja i  $v_g$  grupnom brzinom. Sa logaritamskim modelom pojačanja, diferencijalno pojačanje se može pisati kao  $g_0 = g_c \tau_c / (N - \tau_n)$  gde život spontanog nosioca  $\tau_c$  je, iz gustine nosilaca, [4],  $\tau_c = (A_{nr} + BN + CN^2)^{-1}$ . Optička snaga na izlazu lasera se odnosi prema gustini fotona kao  $p_r(t) = C_{sp} \cdot S(t)$ , sa  $C_{sp} = V_{act} \eta h c / (\Gamma \tau_p \lambda \eta)$ , gde je  $h$  Plankova konstanta.

IM i FM odzivi lasera za male signale se dobijaju svođenjem šumova na nulu, uz injektovanu struju koju čine njena

jednosmerna komponenta i sinusoidalni član male amplitude sa modulišućom ugaonom frekvencijom  $\omega$ :  $I(t) = \bar{I} + i \cdot e^{j\omega t}$ ,  $\bar{I} \gg |i|$  [4]. Gustine fotona i nosilaca, i optička frekvencija mogu takođe da se izraze kao zbir jednosmerne komponente i sinusoidalnog člana sa malom amplitudom,  $N(t) = \bar{N} + n \cdot e^{j\omega t}$ ,  $S(t) = \bar{S} + s \cdot e^{j\omega t}$ , i  $\Delta v(t) = 1/(2\pi) \cdot d\phi_t / dt = \Delta v + \delta v \cdot e^{j\omega t}$ ; i posle linearizacije jednačina (brzina) lasera dobijaju se, korišćenjem Furijeove transformacije, IM i FM odzivi u frekvencijskom domenu za  $\bar{s}(v)$  i  $\delta\bar{v}(\omega)$ , redom [4].

IM odziv lasera je definisan kao  $H_{IM}(\omega) = \bar{p}(0, \omega) / \bar{i}(\omega)$  sa  $\bar{p}(0, \omega) = C_p \cdot \bar{s}(\omega)$  i može se pisati kao  $H_{IM}(\omega) = E_{IM} \cdot H_n(\omega)$  gde je  $E_{IM}$  IM efikasnost definisana kao  $E_{IM} = H_{IM}(\omega=0)$   $\{ E_{IM} = C_p \eta_i \Gamma(Q_n + 2\beta BN) / (qV_{act} \cdot \omega_r^2) \}$ ,  $Q_n = g_0 \bar{S} / (1 + \epsilon S)$  i  $H_n(\omega)$  je normalizovana IM prenosna funkcija tako što je uzeto 0 dB na nultoj frekvenciji

$$H_n(\omega) = \frac{\omega_r^2}{\omega_r^2 - \omega^2 + j\gamma\omega} \quad (12)$$

$$H_{IM}^{fiber}(\omega) = \frac{\bar{p}(z, \omega)}{\bar{p}(0, \omega)} = \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \left[ \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) - j \frac{4\pi}{\omega} P \cdot \sin\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \cdot \frac{H_{FM}(\omega)}{H_{IM}(\omega)} \right] \quad (14)$$

$$H_{FM}^{fiber}(\omega) = \frac{j\omega \cdot \bar{\phi}(z, \omega) / (2\pi)}{j\omega \cdot \bar{\phi}(0, \omega) / (2\pi)} = \exp\left(-j \frac{\beta_3}{6} \omega^3 z\right) \cdot \left[ \cos\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) - j \frac{\omega}{4\pi P} \cdot \sin\left(\frac{\beta_2}{2} \omega^2 z\right) \cdot \frac{H_{IM}(\omega)}{H_{FM}(\omega)} \right] \quad (15)$$

Tačni izrazi (14) i (15) pokazuju da drugi red disperzije utiče samo na fazu IM i FM prenosnih funkcija vlakna, kao što se očekivalo iz matrice prenosne funkcije (8), te stoga drugi red disperzije vlakna ne unosi povećanje veličine IM i FM prenosnih funkcija vlakna. Može da se pokaže da se, zanemarivanjem udela brzine spontane emisije kod lasera, za male optičke snage gde se ima  $1 + \epsilon S \approx 1$ , i zanemarivanjem uticaja drugog reda disperzije, izrazi (14) i (15) svode na IM i FM prenosne funkcije vlakna predstavljene u [2]. Slike 1 i 2 pokazuju teorijska predviđanja (a) i rezultate simulacije (b) veličine (u dB) IM i FM prenosnih funkcija vlakna nakon prenosa kroz 10000 km dugo monomodno vlakno koje radi blizu talasne dužine nulte disperzije, redom [6]. Parametri vlakna su  $D = 7.96 \times 10^{-3} ps / (nm \cdot km)$ , i  $dD / d\lambda = 0.085 ps / (nm^2 km)$ ; radna talasna dužina je 1544 nm. Opaža se odlično slaganje između egzaktne teorije i rezultata simulacije u čitavom frekvencijskom opsegu osim u blizini minimuma. Ova mala neslaganja se pripisuju uticaju šuma lasera na frekvencijski odziv dobijen simulacijom. Na slikama 1(a) i 2(a) data je i kriva za aproksimativnu teoriju. Uočava se značajno neslaganje između egzaktne i aproksimativne teorije na višim frekvencijama. Više od 30 dB razlike dobija se između ove dve teorije na 50 GHz. Na niskim frekvencijama (do 15 GHz), aproksimativna teorija je održiva, i obe teorije predviđaju istu prenosnu funkciju, tj. u ovom frekvencijskom opsegu aproksimativna teorija predviđa da drugi red disperzije ne utiče na veličinu prenosnih funkcija vlakna. Numerički rezultati pokazuju da nema povećanja

gde je  $\omega_r = 2\pi f_r$  sa  $f_r$ , rezonantna frekvencija, data kao  $f_r = \sqrt{\gamma_n \cdot \gamma_p + \Gamma Q_p (Q_n + 2\beta BN) / (2\pi)}$  sa  $Q_p = g(N) / (1 + \epsilon S)^2$ ,  $\gamma_n = Q_n + 1/\tau_n$ , i  $\gamma_p = -\Gamma Q_p + 1/\tau_p$ ;  $\gamma$  je *damping* (kočeća) brzina data kao  $\gamma = \gamma_n + \gamma_p$ .

FM odziv lasera definisan je sa  $H_{FM}(\omega) = \delta\bar{v}(\omega) / \bar{i}(\omega)$  i može se pisati kao:

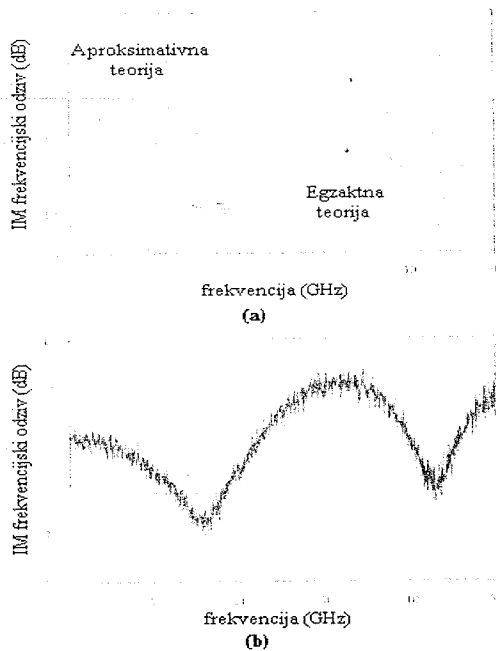
$$H_{FM}(\omega) = E_{FM} \cdot \left( \frac{j\omega}{2\pi f_c} + 1 \right) \cdot H_n(\omega) \quad (13)$$

gde je  $E_{FM}$  FM efikasnost definisana kao FM odziv lasera na veoma niskoj frekvenciji  $E_{FM} = H_{FM}(\omega=0)$  i data sa  $E_{FM} = \alpha \Gamma g_0 \eta_i \gamma_p / (4\pi qV_{act} \omega_r^2)$  i  $f_c$  je frekvencija na kojoj adijabatski i tranzitni *chirp* imaju istu veličinu,  $f_c = \gamma_p / (2\pi)$ . IM i FM prenosne funkcije vlakna se dobijaju zamenjivanjem IM i FM na izlazu vlakna u matrici prenosne funkcije, uzimajući u proračun da je  $\bar{\phi}(0, \omega) = 2\pi \cdot \delta\bar{v}(\omega) / (j\omega)$ . Korišćenjem IM i FM odziva datih ranijim izrazima, IM i FM prenosne funkcije vlakna se daju, respektivno, sa (14) i (15):

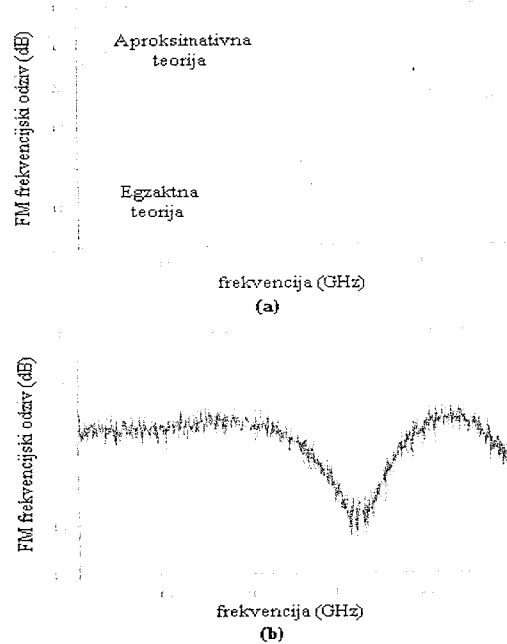
prenosnih funkcija vlakna na visokim frekvencijama modulacije, usled drugog reda disperzije, suprotno aproksimativnoj teoriji.

#### IV. Spektri intenzitetskog i frekvencijskog šuma nakon prenosa kroz linearna i disperzivna monomodna vlakna

U ovom odeljku, predstavljeni su tačni teorijski izrazi RIN spektra i spektra frekvencijskog šuma usled šuma poluprovodničkog lasera nakon prenosa kroz linearno i disperzivno monomodno vlakno, i poredi se teorijska predviđanja sa numeričkim rezultatima simulacije. Ponovo se usvaja *bulk* model za poluprovodnički laser. U jednačinama brzina (9)-(11) za laser, član *Langevin* šuma  $F_s(t)$  je usled osobina šot šuma injektovane struje i usled spontane i stimulisane rekombinacije, a članovi *Langevin* šuma  $F_s(t)$  i  $F_p(t)$  su usled šuma spontane emisije. Njihove dvostrane spektralne gustine, [4], date su kao  $\langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \rangle = 8\pi \cdot \Delta f_0 \bar{S}^2 / \Gamma^2 + 2R(\bar{N}) / V_{act}$ ,  $\langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \rangle = 8\pi \cdot \Delta f_0 \bar{S}^2$ , i  $\langle |\tilde{F}_p(\omega)|^2 \rangle = 2\pi \Delta f_0$ , gde uglavne zgrade označavaju srednju vrednost ansambla, i  $\Delta f_0$  je modifikovana *Schawlow-Townes* širina linije  $\Delta f_0 = R_s(\bar{N}) / (4\pi \bar{S})$ . Međuspektralne gustine između različitih komponenata *Langevin* šuma su nula osim za  $\langle \tilde{F}_s(\omega) \tilde{F}_s^*(\omega) \rangle = -8\pi \cdot \Delta f_0 \bar{S}^2 / \Gamma$ . Iako se pretpostavlja da su



Slika 1 Teoretska predviđanja(a) i rezultati simulacije(b) veličine IM prenosne funkcije (u dB) nakon prenosa kroz 10000km dugo monomodno vlakno u okolini talasne dužine nulte disperzije



Slika 2. Teoretska predviđanja(a) i rezultati simulacije(b) veličine FM prenosne funkcije (u dB) nakon prenosa kroz 10000km dugo monomodno vlakno u okolini talasne dužine nulte disperzije

odlike šuma bulk-lasera prevashodno određene šumom spontane emisije, razmatraju se svi izvori Langevin šuma da bi se izbeglo dodatno komplikovanje interpretacije neslaganja između teorije i simulacije. U ovoj analizi malih signala

prihvaćene nelinearne diferencijalne jednačine brzina (9)-(11) su najpre linearizovane, a zatim rešene u frekvencijskom domenu korišćenjem Furijeove transformacije. Snaga i faza na izlazu lasera, u frekvencijskom domenu, date su, redom, sa

$$\tilde{p}(0, \omega) = C_{sp} \cdot \left[ \Gamma(Q_n + 2\beta B\bar{N}) \cdot \tilde{F}_N(\omega) + (j\omega + \gamma_n) \cdot \tilde{F}_s(\omega) \right] \cdot \frac{H_n(\omega)}{\omega^2} \quad (16)$$

$$\tilde{\phi}(0, \omega) = \frac{1}{j\omega} \cdot \left\{ \frac{\alpha\Gamma g_0}{2} \cdot [(j\omega + \gamma_p) \cdot \tilde{F}_N(\omega) - Q_p \cdot \tilde{F}_s(\omega)] \cdot \frac{H_n(\omega)}{\omega^2} + \tilde{F}_\phi(\omega) \right\} \quad (17)$$

Dvostrani spektar RIN-a je definisan sa (18):

$$RIN(z, \omega) = \frac{\langle |\tilde{p}(z, \omega)|^2 \rangle}{P^2} \quad (18)$$

a spektar frekvencijskog šuma je definisan kao (19):

$$S_\phi(z, \omega) = \langle |\omega \cdot \tilde{\phi}(z, \omega)|^2 \rangle \quad (19)$$

Zamenom (16) u (18), odnosno zamenom (17) u (19), tačan izraz za dvostrani RIN spektar, odnosno za spektar frekvencijskog šuma, na izlazu lasera, može se napisati kao

$$RIN(0, \omega) = \frac{1}{S} \cdot \left| \frac{H_n(\omega)}{\omega^2} \right|^2 \cdot \left[ (\omega^2 + \gamma_n^2) \langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \rangle + 2\gamma_n \Gamma(Q_n + 2\beta B\bar{N}) \langle \tilde{F}_s(\omega) \cdot \tilde{F}_N^*(\omega) \rangle + \Gamma^2(Q_n + 2\beta B\bar{N})^2 \langle |\tilde{F}_N(\omega)|^2 \rangle \right] \quad (20)$$

$$S_\phi(0, \omega) = \left( \frac{\alpha\Gamma g_0}{2} \right)^2 \cdot \left| \frac{H_n(\omega)}{\omega^2} \right|^2 \cdot \left[ Q_p^2 \langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \rangle + 2Q_p \gamma_p \langle \tilde{F}_s(\omega) \tilde{F}_N^*(\omega) \rangle + (\omega^2 + \gamma_p^2) \langle |\tilde{F}_N(\omega)|^2 \rangle \right] + \langle |\tilde{F}_\phi(\omega)|^2 \rangle \quad (21)$$

Zamenom (16) i (17) u matricu prenosne funkcije (8) i tako dobijenog rezultata u (18), tačan izraz za dvostrani spektar

RIN-a na izlazu vlakna može da se izrazi preko RIN-a i spektra frekvencijskog šuma na izlazu lasera na sledeći način:

$$RIN(z, \omega) = \cos^2\left(\frac{\beta_2 \omega^2 z}{2}\right) \cdot RIN(0, \omega) + \frac{4}{\omega^2} \cdot \sin^2\left(\frac{\beta_2 \omega^2 z}{2}\right) \cdot S_\phi(0, \omega) + \alpha\Gamma g_0 \cdot \frac{|H_n(\omega)|^2}{\omega^4} \cdot \frac{C_{sp}}{P} \cdot \left[ Q_p \langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \rangle + (\gamma_n - \gamma_p) \cdot \langle \tilde{F}_s(\omega) \cdot \tilde{F}_N^*(\omega) \rangle + \Gamma(Q_n + 2\beta B\bar{N}) \cdot \langle |\tilde{F}_N(\omega)|^2 \rangle \right] \cdot \sin(\beta_2 \omega^2 z) \quad (22)$$

Zamenom (16) i (17) u matricu prenosne funkcije (8) i tako dobijenog rezultata u (19), tačan izraz za spektar

frekvencijskog šuma na izlazu vlakna može da se izrazi preko RIN-a i spektra frekvencijskog šuma na izlazu lasera kao:

$$S_o(z, \omega) = \cos^2\left(\frac{\beta_2 \omega^2 z}{2}\right) \cdot S_o(0, \omega) + \frac{\omega^2}{4} \cdot \sin^2\left(\frac{\beta_2 \omega^2 z}{2}\right) \cdot RIN(0, \omega) - \alpha \Gamma g_0 \cdot \frac{\omega^2 |H_n(\omega)|^2 C_{sp}}{4 \omega_r^4 P} \quad (23)$$

$$\left[ Q_p \left\langle |\tilde{F}_s(\omega)|^2 \right\rangle + (\gamma_n - \gamma_p) \left\langle \tilde{F}_s(\omega) \cdot \tilde{F}_v^*(\omega) \right\rangle + \Gamma(Q_n + 2\beta B N) \left\langle |\tilde{F}_v(\omega)|^2 \right\rangle \right] \cdot \sin(\beta_2 \omega^2 z)$$

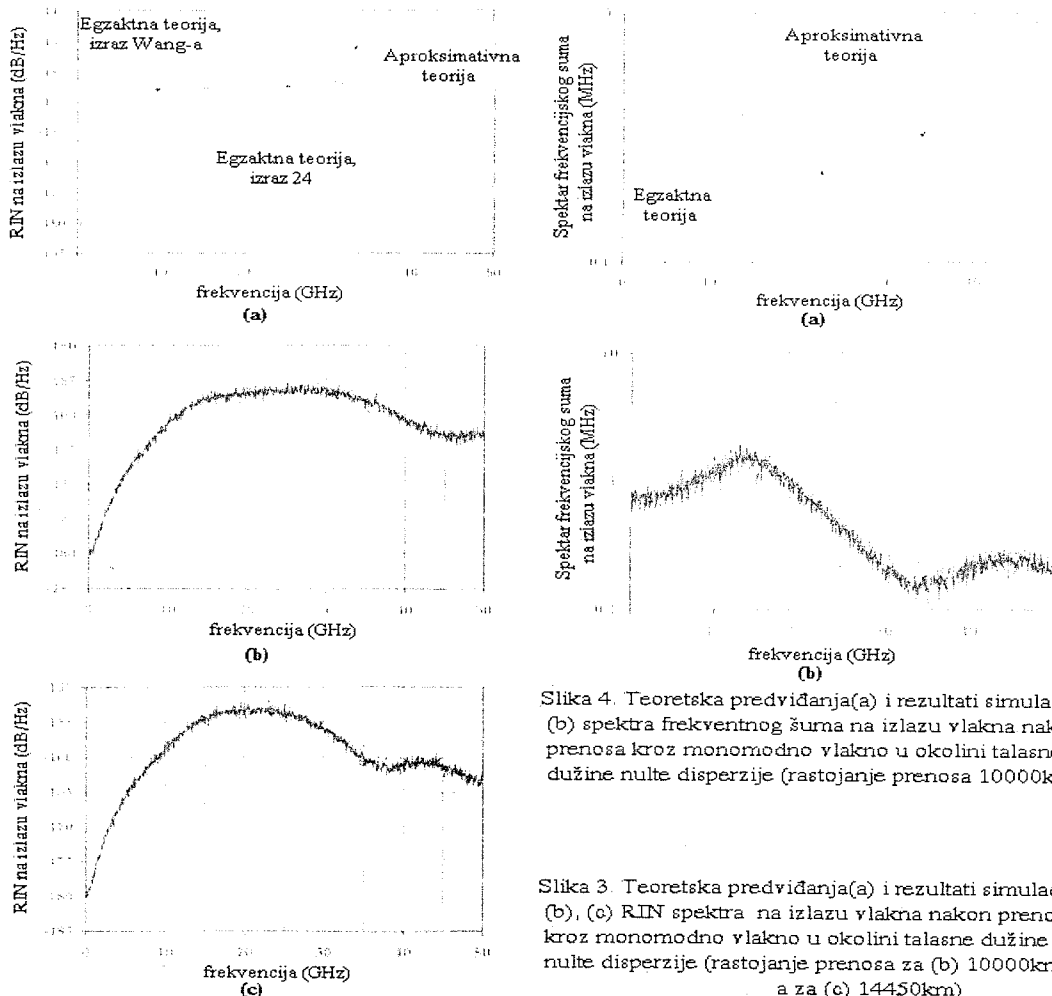
Izrazi (22) i (23) pokazuju da drugi red disperzije ne utiče na RIN spektar i spektar frekvencijskog šuma na izlazu vlakna, kao što se i očekivalo iz matrice prenosne funkcije (8), i stoga nema povećanja RIN spektra i spektra frekvencijskog šuma usled drugog reda disperzije. Prema tome, izrazi predstavljeni u [3] za RIN spektar i spektar frekvencijskog šuma na izlazu vlakna važe samo za  $|\beta_2 \omega^2 z / 6| \ll 1$ . Izraz (22) je opštiji od izraza (40) iz [2], u kojem je uticaj, onog člana Langevin šuma koji ne zavisi od šuma spontane emisije, zanemaren. Prema (22) u nesavršenom disperzionom režimu prostiranja, intenzitetski šum na izlazu vlakna može da bude minimiziran usled korelacije između intenzitetskog i frekvencijskog šuma kod lasera. Dužina vlakna na kojoj intenzitetski šum pada na svoj minimum je data sa

$$z = -\frac{2\alpha}{\beta_2(1+\alpha^2) \cdot \omega_r^2} \quad (24)$$

koji, u slučaju velikog faktora povećanja širine linije, prerasta u Wang-ov izraz, izraz (41) u [2]. Za  $\alpha = 1.5$  (tipično za najbolje QW lasere) dužina dobijena korišćenjem (24) je oko 30% manja nego dužina koja se dobija korišćenjem Wang-ovog izraza.

Slika 3(a) [6] pokazuje teorijska predviđanja RIN spektra nakon prenosa kroz monomodno vlakno koje radi blizu talasne dužine nulte disperzije. Uzeti su isti parametri vlakna:

$D = 7.96 \times 10^{-3} \text{ ps l/(nm} \cdot \text{km)}$ , i  $dD/d\lambda = 0.085 \text{ ps l/(nm}^2 \cdot \text{km)}$ ; radna talasna dužina je 1544 nm. Za ove parametre vlakna, dobijeno rastojanje prenosa koje minimizuje intenzitetski šum, izraz (24), je 10000 km, dok rastojanje prenosa dobijeno korišćenjem Wang-ovog izraza je 14450 km. Slika 3(a) pokazuje da je do oko 30 GHz RIN spektar dobijen sa dužinom vlakna prema izrazu (24) uvek manji od onog koji se dobija korišćenjem Wang-ove dužine vlakna i opažene su razlike veće od 2 dB, između 2 i 27.4 GHz. Iznad 30 GHz, RIN spektri su slični jedan drugom. Na slici 3(a) pokazano je još i predviđanje koje koristi aproksimativnu teoriju za dužinu prenosa od 10000 km. Opaža se приметно neslaganje između egzaktna i aproksimativne teorije na višim frekvencijama. Primetna je razlika veća od 15 dB između ove dve teorije na 50 GHz. Na niskim frekvencijama (do 15 GHz), aproksimativna teorija je važeća i obe teorije predviđaju isti RIN, tj., u ovom frekvencijskom opsegu aproksimativna teorija predviđa da drugi red disperzije ne utiče na RIN spektar.



Slika 4. Teoretska predviđanja(a) i rezultati simulacije (b) spektra frekventnog šuma na izlazu vlakna nakon prenosa kroz monomodno vlakno u okolini talasne dužine nulte disperzije (rastojanje prenosa 10000km)

Slika 3. Teoretska predviđanja(a) i rezultati simulacije (b), (c) RIN spektra na izlazu vlakna nakon prenosa kroz monomodno vlakno u okolini talasne dužine nulte disperzije (rastojanje prenosa za (b) 10000km, a za (c) 14450km)

Slike 3(b) i (c) [6] pokazuju rezultate simulacije za RIN spektar nakon prenosa kroz 10000 i 14450 km duga monomodna vlakna, respektivno. Poređenje slike 3(b) sa odgovarajućom teorijskom krivom koja je dobijena korišćenjem izraza (22) i koja je pokazana na slici 3(a), otkriva odlično slaganje između simulacije i egzaktno teorije u čitavom frekvencijskom opsegu. Numerički rezultati pokazuju da nema povećanja RIN spektra na visokim frekvencijama modulacije usled drugog reda disperzije vlakna, suprotno aproksimativnoj teoriji.

Poređenje slike 3(c) sa odgovarajućom teorijskom krivom za rastojanje prenosa dato Wang-ovim izrazom, slika 3(a), otkriva odlično slaganje između simulacije i egzaktno teorije u čitavom frekvencijskom opsegu. Stoga, primetno smanjenje RIN spektra može da se postigne, ako se iskoristi rastojanje prenosa dato izrazom (24), umesto da se koristi Wang-ov izraz za rastojanje prenosa. Ovo je posebno važno za sisteme koji koriste QW lasere sa smanjenim faktorom povećanja širine linije. Sa povećanjem faktora  $\alpha$  (iznad 1.5), ovo poboljšanje RIN spektra je manje (ispod 2 dB).

Slika 4 [6] pokazuje teorijska predviđanja (a) i rezultate simulacije (b) za spektar frekvencijskog šuma nakon prenosa kroz monomodno vlakno koje radi blizu talasne dužine nulte disperzije. Uzeti su isti parametri vlakna. Rastojanje prenosa je 10000 km. Spektar frekvencijskog šuma je  $S_p(z, \omega)/(2\pi)$ .

Na slici 4(a) data su teorijska predviđanja spektra frekvencijskog šuma na izlazu vlakna dobijena korišćenjem egzaktno i aproksimativne teorije. Kada se koristi aproksimativna metoda, povećanje spektra frekvencijskog šuma na izlazu vlakna je veće od 50 puta na 50 GHz, u poređenju sa onim što bi trebalo da se očekuje kod egzaktno teorije. Na niskim frekvencijama (do 15 GHz), aproksimativna teorija je važeća i obe teorije predviđaju isti frekvencijski šum, pošto u ovom frekvencijskom opsegu aproksimativna teorija predviđa da drugi red disperzije ne utiče na spektar frekvencijskog šuma. Poređenje slike 4(b) sa predviđanjem koje koristi egzaktnu teoriju a prikazano na slici 4(a), ukazuje na odlično slaganje između egzaktno teorije i numeričke simulacije spektra frekvencijskog šuma u čitavom frekvencijskom opsegu. Numerički rezultati pokazuju da nema povećanja spektra frekvencijskog šuma na visokim frekvencijama modulacije usled drugog reda disperzije, suprotno aproksimativnoj teoriji.

## V. Zaključak

Ovde je predstavljena i numerički potvrđena precizna teorija za linearna monomodna vlakna za male signale, gde je uzet u proračun i prvi i drugi red disperzije vlakna. Iz ove teorije izvedene su IM i FM prenosne funkcije vlakna za male signale i spektri intezitetskog i frekvencijskog šuma nakon prostiranja kroz linearno monomodno vlakno koje radi blizu talasne dužine nulte disperzije (1544 nm).

Tačni izrazi IM i FM prenosnih funkcija vlakna za male signale su predstavljeni i potvrđeni kroz precizne numeričke simulacije koje su pokazale veoma dobro slaganje sa teorijskim predviđanjima. Predstavljeni su i tačni izrazi za spektre intezitetskog i frekvencijskog šuma na izlazu vlakna pri čemu su uzeti u proračun svi članovi Langevin šuma. Precizne numeričke simulacije za spektre intezitetskog i frekvencijskog šuma posle prenosa kroz monomodno vlakno blizu talasne dužine nulte disperzije su pokazale veoma dobro slaganje sa teorijskim predviđanjima izvedenim iz nove tačne

teorije za male signale. Rezultati teorije i simulacije pokazuju da veličina IM i FM prenosnih funkcija vlakna za male signale i spektri RIN-a i frekvencijskog šuma posle prenosa kroz linearno monomodno vlakno nisu ugroženi od strane drugog reda disperzije vlakna. Teorija je otkrila da drugi red disperzije vlakna izaziva samo promenu faze IM i FM prenosnih funkcija vlakna.

Ovde je predstavljen izraz za rastojanje prenosa koje može da unese primetno slabljenje spektra RIN-a u poređenju sa RIN spektrom postignutim korišćenjem Wang-ovog izraza za rastojanje prenosa. Ovo poboljšanje RIN-a je značajnije za sisteme koji koriste QW lasere sa smanjenim faktorom povećanja širine linije i opada sa povećanjem faktora  $\alpha$ .

Pokazano je da aproksimativna teorija [3] može se smatrati tačnom samo kada je proizvod: drugi red disperzije  $\times$  frekvencija na kub  $\times$  rastojanje prenosa, mnogo manji od jedinice. U ovom opsegu aproksimativna teorija predviđa da drugi red disperzije ne utiče na veličinu matrice prenosne funkcije. Pri linearnom prenosu uticaji drugog reda disperzije na RIN i frekvencijski šum pokazali su se beznačajnim čak i za veoma duge širokopojasne sisteme vlakana.

## VI. Literatura

- [1] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", San Diego, CA: Academic, 1995
- [2] J. Wang, K. Petermann, "Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems", J. Lightwave Technol., vol. 10, pp. 96-100, Jan. 1992
- [3] C. Crognale, "Small signal frequency response of a linear dispersive single-mode fiber near zero first-order dispersion wavelength", J. Lightwave Technol., vol. 15, pp. 482-489, Mar. 1997
- [4] G. P. Agrawal, N. K. Dutta, "Semiconductor Lasers", New York: Van Nostrand Reinhold, 1993
- [5] T. DeTemple, C. Herzinger, "On the semiconductor laser logarithmic gain-current density relation", IEEE J. Quantum Electr., vol. 29, pp. 1246-1252, May 1993
- [6] A. Cartaxo, J. Morgado, "Rigorous assessment of small-signal analysis for linear and dispersive optical communication systems operating near zero-dispersion wavelength", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 17, n°1, January 1999, pp. 86-94.

**Abstract** - In this paper, the accurate small signal theory for linear single-mode fibers taking into account the first- and second-order fiber dispersion is presented and the conversion matrix between power and phase of an optical field at the fiber input and power and phase of an optical field at the fiber output is derived. The theory will be applied to obtain the intensity modulation (IM) and frequency modulation (FM) fiber transfer functions using a directly modulated single-mode laser as optical source. Finally, the theory is used to obtain the frequency and intensity noise after transmission along a single-mode fiber of the single-mode laser noise.

## SMALL-SIGNAL ANALYSIS FOR OPTICAL SYSTEMS OPERATING NEAR ZERO-DISPERSION WAVELENGTH

Miodrag Živković, Vladimir Despotović

## ŠIROKOPOJASNA BEŽIČNA WAN MREŽNA REŠENJA

Jelena Jovković, Jelena Antonijević, Elektronski fakultet u Nišu

**Sadržaj** – *Stalni rast prometa podataka na Internetu, do krajnjih granica, podržan upotrebom optičkih vlakana visokog kapaciteta, stvara "usko grlo" koje ostaje kao problem povezivanja poslovnosti i korisnika sa novom količinom (opsega) frekvencija. Problem uskog grla zahteva fleksibilna, skalirajuća i ekonomična mrežna rešenja koja se mogu instalirati prema postavljenom zahtevu.*

*Odlučujuća prednost u današnjici se ogleda u tome da samo oni koji mogu da se sa konkurentnim cenama susretnu sa ovom rastućom potrebom, ubrzano koristeći nezauzete nove infrastrukture i povezujući nove usluge zapravo i mogu uspeti. Bežične tehnologije fiksnog širokog opsega su neophodnost u smislu da su osnovni sastojak mešavine proizvoda koji čine ovakve mreže, jer mogu da izbegnu otkaze u sistemu kao i monopole, i što je najvažnije, mogu da pruže svoje velike pipke direktno do kupca.*

*Cilj ovog rada je da se pruže informacije i prikžu sredstva koja su potrebna da bi se razumela, vrednovala i implementirala bežična rešenja u povezivanju mrežne aplikacije korisnika.*

### 1. UVOD

Širokopojasni bežični prenos se odnosi na komunikacije sa dovoljnim talasnim dužinama da bi se omogućilo pružanje višestrukih servisa, kao što su govor, podaci i slika. Generalno se zahteva T1 (protoka od 1.5 Mb) i veći, iako se taj uslov primenjuje za bilo koju vezu krajnjeg korisnika koja sadrži više od jednog VF kapaciteta (64 kb). Fiksni bežični prenos je pouzdani metod povezivanja fiksnih lokacija, kao što su ofisi ili zgrade, preko radio linka.

Prednost bežičnih veza u odnosu na bakarne ili kablovske veze se ogleda u tome što je bežični prenos odmah ostvariv, bez ikakvih ograničenja u smislu poštovanja nekih prethodno uspostavljenih, tačno određenih putanja. Frekvencije za koje nije potrebna dozvola su dostupne bilo kom servisnom provajderu, dok i krajnji korisnici i nosioci mogu dobiti frekvencije za koje je potrebna dozvola. Bakarne ili kablovske veze obično zahtevaju mesečnu taksu za iznajmljene linije koja se plaća telefonskim kompanijama gde, pak, servisni provajderi mogu posedovati i raditi nad svojom sopstvenom bežičnom infrastrukturom. Kao rezultat, bežični sistemi mogu da obrađuju svoje korisnike nižom cenom i najčešće pouzdanijim prenosom od bakra ili kablova. Kada se razmatra opseg bežičnog linka, maksimalna tipična razdaljina koja se pokriva je u opsegu od 5 milja do više od 30 milja izvan linije posmatranja, zavisno od sistema antena, frekvencije i izabranog kapaciteta.

### 2. USKO GRLO OPSEGA FREKVENCIJA I ISPLATIVE MOGUĆNOSTI

Usko grlo opsega frekvencija se stvara usled tranzicije iz LAN okruženja u WAN okruženje, koje je tradicionalno koristilo relativno nizak protok, težak za konfigurisanje, i skup interfejs. Današnje WAN tehnologije koje su izuzetno brze nude provajderima usluga mogućnost da dizajniraju

okruženje komunikacija koje integriše LANove i WANove da bi se postigla visoka performansa, tj. efektivno isplativa međumrežna rešenja.

Bežična međumrežna tehnologija visoke brzine, koja je poznata kao fiksirano širokopojasno bežična, je jedna od kritičnih tehnologija mreža koje se sada koriste da bi se oživeo problem uskog grla propusnog opsega. Za ilustraciju, uprkos milionima milja instaliranih optičkih vlakana u SAD, 97% od onih koji rade u velikim komercijalnim firmama u US nemaju direktan kablovski pristup. Mnoge druge zemlje se susreću sa sličnim problemom, iako u je u mnogim slučajevima pristup propusnom opsegu manje problematičan. U isto vreme, putanje sobračaja u mrežama se razvijaju. Pristup do određene mreže iz klasičnih kancelarija, ruralnih ili telekomunikacionih korisnika, biznis potrošača i nabavljača, podići će saobraćaj van mreže sa prethodnih 20% na čak 80% udela određenih za daljinske adrese.

Na primer, bežični pristup za Internet portal kompanije očekuje se da će rasti od današnjih 3 miliona korisnika do više od 50 miliona kupaca, stvarajući tako više od 6.6 biliona potencijalnih dolara do 2004.

Postoji još jedna mogućnost za provajdere koji su uspeli da reše problem suženja propusnog opsega u WAN-u tako što se oni postavljaju za provajdere dodatnih vrednosti, nudeći dodatne usluge, kao što je jako brz pristup Internetu, virtualne privatne mreže (VPNovi) za združene unutrašnje i spoljašnje mreže, kao i govorni i FAX saobraćaj. Na pr., govorne usluge mogu se prenositi ili unutar opsega za pristup serveru kroz tehnologije kao što su glas-iznad-IP, ili van opsega za PBX pristup, koristeći pomoću ni kapacitet. Povratak na investicije u infrastrukturu govornih usluga je obojen malim i srednje velikim biznisima koji rado prihvataju plaćanje telefonskih računsa ali koji sasvim iracionalno očekuju da usluge za prenos podatka budu skoro besplatne.

Provajderi usluga najpre bi trebalo da procene sve opcije mrežnog povezivanja. Shvatanje koristi i uključivanje tehničkih zahteva bežičnih WAN sistema za vreme faze projektovanja mreže otvoriće neopslužena tržišta i neočekivane isplative mogućnosti.

### 3. KOJE SU MOGUĆNOSTI ZA POVEZIVANJE KORISNIKA?

Brzine prenosa za WAN veze su primarno bile ograničene uslugama telefonskih kompanija (Telco). PSTN (public switched telephone network) - javna prekidačka telefonska mreža je najšire dostupna mreža za pristup, preko bakarnih žica koje su instalirane od strane lokalnih nosioca razmene (ILEC). Ipak, modemska (dial-up) performansa je nezadovoljavajuća za većinu LAN poslovnih aplikacija. Jasnije, PTSN nikad nije ni bila projektovana da se nosi sa kontinualnim, punim dupleksom, saobraćajem sa velikom brzinom transfera podataka.

Telco takođe nudi različite iznajmljene usluge, uključujući ISDN, TI i DSL. Ovi tarifirani servisi (odobreni od javnih korisničkih snabdevača) mogu biti dostupni preko konkurentskih lokalnih nosioca razmene (CLEC) kao i preko



tradicionalnih ILEC-a. ISDN usluga nije svuda dostupna, i nudi se na 64 kbps (BRI-ISDN) ili 128 kbps brzine korisnika po ceni od 50 \$ do 200 \$ mesečno u svetu. T1 (1.544 MB, puni duplex) se još uvek smatra relativno brzim WAN servisom i lako je dostupan u urbanim sredinama u području većine metropola. T1 veze mogu biti ili posvećene ili podeljene (frejm prenos ili ATM), i košta u proseku od 150 do preko 1500 dolara mesečno. Troškovi generalno rastu ako se na razdaljini koriste krosing LATA ograničenja (područja usluge) i posebno za namenjeni pristup. Provajderi servisa mogu ponovo da prodaju ove usluge, ali ne mogu se smatrati konkurentnima jer ne poseduju i ne operišu olakšicama.

DSL servisi, koristeći postojeću bakarnu infrastrukturu, se nude od strane nosioca ili drugih provajdera usluga, u nekim oblastima nudeći brzine za prenos podataka i glasa do čak 12 Mbps. Ipak, DSL zahteva postojeći uvijeni par žica, i ograničen je u distanci (tipično do 15000 stopa od koncentratora) i može jedino biti dostupan na brzinama manjim nego kod T1. Dalje, DSL servis može biti asimetričan, sa uzvodnim brzinama podataka od 64 kbps i performansom koja varira zavisno od sistemskog loadovanja. Provajderi usluga moraju ili da koriste Telco bakarne parice ili da instaliraju svoje sopstvene.

Telco nudi i iznajmljene optičke veze na DS-3 (45 MB), 0&3 (155 MB), OC-12 (622 MB) i iznad. Kada su dostupne, one se frekventno mogu skalirati, za velike u razdaljine i skupe: mesečno izdavanje za DS-3 vezu, plus cena instalacije. Iako mnoge nove zgrade imaju tzv. stablo od optičkih kablova instalirano u sebi, trenutno samo 3% velikih komercijalnih zgrada su opslužene spoljašnjim optičkim kablom. Dalje, prodiruća brzina optičkih kablova opada jer su najlakše lokacije već osvojene. Takse za instalaciju novih optičkih vlakana mogu dosegnuti i 1M\$-2M\$ po milji u centrima urbanih područja, i to samo ako smesta mogu biti ustanovljena. Alternativno, 'tamna' optička vlakna (instalirana, ali nisu u primeni) mogu biti dostupna za ponovnu prodaju i oprema za optički interfejs vlaknu mora biti dodata od strane servisnog provajdera.

Govor i podaci koji se prenose preko kablovskih tehnologija nude potencijal koji omogućuje WAN pristup za rezidentne korisnike u kućama, ali ovaj servis nije generalno dostupan u većini poslovnih lokacija. Razdaljina od početnog kraja je ograničena i brzine generalno zavise od sistemskog loadovanja. Kabl ima link niske brzine, kao DSL. Zbog ograničenja, ovaj servis je tipično bio omogućen samo preko kablovskih TV operatera.

Nasuprot tome, bežična tehnologija se može instalirati prema zahtevima, bez right-of-way ograničenja. Dakle, vreme za prodaju je ekstremno skupo i nema čekanja na Telco da obezbedi uslugu. Potreban je pristup do vrhova krovova na svakoj lokaciji da bi se olakšali zahtevi za puteve izvan opsega vidljivosti sa distancama uobičajeno do 50 milja. Odličan puni-duplex prolaz se kreće od 64 kbps do 100 Mbps, i više, servisi za govor, podatke i video su dostupni, zavisno od proizvođača i izabranog frekventnog opsega. Bežični prenos je naročito efektivno isplativ: kada se jednom plati glavna investicija, nema više mesečnih troškova.

#### 4. BEŽIČNI T1 i DS-3

Bežični prenos ima lošu reputaciju među onima koji ga ne koriste: kaže se da bežični sistemi nisu pouzdani, da su

nedostupni i skupi. Ovako loše tumačenje potiče od negativnog iskustva sa mobilnim bežičnim sistemima (kao što su celularni i PCS) sa jedne strane, i zbog nedostatka iskustva sa fiksnim bežičnim prenosom, s druge strane. Korisnici pravilno projektovanih fiksnih bežičnih linkova daju instaliranu referentnu bazu zadovoljenih kupaca koji znaju da im njihovi fiksni bežični sistemi pružaju najpouzdanije i najisplativije među-veze. Bežično povezivanje pruža fleksibilni, samerljivi pristup.

Od 1992., bežični T1 linkovi (1.5 Mb) koji koriste tehnologiju širokog spektra su dokazali svoju performansu u servisu za široki opseg aplikacija. Ovi linkovi ne zahtevaju dozvolu od korisnika i rade u pouzdanim opsezima 2.4 i 5.8 GHz ISM-a, na koje uopšte ne utiču kiša i sneg. Desetine hiljada ovakvih sistema se koriste danas 24 sata dnevno svuda u svetu. Druge dokazane bežične T1 aplikacije uključuju pružanje usluge govora, FAX-a, podatke i slike za udaljene ofise ili pristupe za zgrade sa više zakupaca, kičme nosilaca i privatne mreže, korišćenjem T1 multiplexera.

Prva rešenja bežičnog T1 za WAN veze podataka su na početku bila ograničena kompletnim nedostatkom bežičnih provajdera servisa podataka. Proizvođači proizvoda za bežični prenos podataka su, generalno, bili suočeni sa obeshrabrujućim zadatkom prodaje direktno kupcima željnim znanja, koji su, pak, bili u nedostatku tehničkih veština i resursa neophodnih da bi se planirale i uspešno instalirale bežične veze. Ovakva situacija se sada menja, sa ubrzanim porastom broja preduzetnika koji žele da se agresivno takmiče sa Telco-ima i da pruže potpuni opseg servisa baziranih na bežičnim mrežama. Ovakvi preduzetnički provajderi servisa su okarakterisani željom da se brže kreću, da investiraju u tehničke ekspertize i profesionalnu opremu "klase nosilaca" sa ciljem da sagrade solidan konkurentski biznis. Partnerstvo sa iskusnim bežičnim snabdevačem će izdiferencirati one servisne provajdere koji budu prvi dostigli tržište sa ponajmanje implementacionih problema.

Kako brzine LANa nastavljaju da rastu od 10 Mbps do 100 Mbps i više, WAN uska grla će se javiti čak i sa T1 vezama. WAN portovi na IP ruterima su trenutno omogućeni za iznajmljene DS-3 opcije veza da bi se pružio adekvatni paritet performansi u WAN okruženju. Sa poboljšanim WAN brzinama, (IP) LAN/WAN prekidači Sloja 3 mogu zameniti IP rutere koji su prethodno bili neophodni da bi se izbegla zakrčenost i izašlo na kraj sa ograničenim širanama opsega. Prednosti prekidača Sloja 3 leže na njihovoj sposobnosti da eliminišu većinu kašnjenja i preteranu obradu na ruterima.

Danas su bežični linkovi sa DS-3 WAN kapacitetom dostupni na 5 GHz sa opsezima koji su prijateljski nastrojani ka korisnicima, i bez neophodnih dozvola. Vlasnici stambenih objekata (zgrada) ostvaraju dodatnu prednost ako postanu prvi koji će prihvatiti bežični WAN pristup visokih brzina kao portove na krovovima i ako ih postepeno razvijaju prema svojim stanarima.

Bilo da se procenjuju T1 ili DS-3 sistemi, provajderi servisa će želiti da obezbede kompletno transparentan link, kao što su žice ili optički kablovi, sa potpunom korisnom nosivosti, oslobođen od grešaka i bez restrikcija u saobraćajnim protokolima. Ove performanse moraju biti razmatrane kao selekcionni zahtevi i sumirani su u Tabeli 1.

TABELA 1	Bežični T1	Bežični DS-3
Protok	1.544 MB	44.7 MB
Potpuni dupleks	da	da
Korisna nosivost bez greške	da	da
Protokoli	Transparentan	Transparentan

## 5. KLASSE NOSILACA

Samo oni proizvodi koji su projektovani za najviše nivoe pouzdanosti u cilju da zadovolje zahteve servisa kritičnog prenosa prema nosiocu i koji donosi prihod, zaslužuju da se nađu u "klasi nosilaca".

### Bežični IP

Četiri su vodeća faktora u razvoju WAN-a:

1. konvergencija ka IP/Eternetu
2. porast potreba za širinama opsega
3. neophodnost bežičnih servisnih provajdera, i
4. zahtev za brzim razvojem.

Nove WAN tehnologije za više brzine se baziraju na razmeni ćelija, paketa ili okvira suprotno od posvećenih prekidačkih kola za veze. WAN servisi za razmenu podataka, kao što su prenos ramova i ATM, dozvoljavaju mnogo isplativiju upotrebu provajderskog kapaciteta za prenos, tako da smanjuju cenu WAN pristupa korisnicima. Postojeće mreže za pristup primeni će, izgleda, i ove tehnologije sa tradicionalnim T1 i DS-3 interfejsima.

Ipak, servisni provajderi koji instaliraju nove WAN mreže sada imaju opciju korišćenja bežičnih IP veza pri 10 BaseT, 100 BaseT ili 1000 BaseT koji nisu direktno dostupni ni iz jednog tarifiranog servisa. (Trenutno nema ni 10 BaseT ili 100 BaseT iznajmljenih linijskih servisa dostupnih iz bilo kog Telco-a). Kada se procenjuju različita bežična IP rešenja, servisni provajderi moraju pažljivo razmotriti brzinu prema zahtevima prolaza, posebno što niža cena koštanja proizvoda koristi protokole visoke latencije ili modele koji smanjuju protok kako razdaljina linka raste.

Bez obzira da li se koriste 100 BaseT ili DS-3, WAN pristupi visoke brzine u osnovi mogu doneti "kičmu" (debeli vod) direkto do korisnika, pružajući mogućnost tzv. "kičma svuda". Sa konvergencijom koja može da se pripise 'tornado efektu' Interneta, korišćenje IP prolaza do mreže biće neizbežan ekonomski pravac kako cene IP prijave padaju značajno ispod cena komponenti sa kojima za razmenu. Već sada Web kamera, za nešto manje od 800 \$, može zameniti video kameru, kodek i multiplekser koji koštaju i više od 5000 \$. Na sličan način 10/100 BaseT prekidač za 100 \$ pruža kontakt i izdvaja mogućnost koja bi koštala preko 3000 \$ za T1 multiplekser.

Servisni provajderi bi trebalo da iskoriste ove nove koncepte "svuda IP" i "kičma svuda". Bežični IP nudi mogućnost smanjivanja cena izgradnje mreže i rešava problem uskog grla širina opsega istovremeno.

### Potpuni Dupleks Prolaz

Klasa nosilaca IP WAN proizvoda treba da podrži kontinualne potpune-dupleks aplikacije bez ograničenja na simultanim nizvodnim i uzvodnim frekvencijama. Totalna širina opsega proizvoda, upoređujući sa klasom proizvoda nenosilaca, je efektivno udvostručena u odnosu na specificirane vrednosti u Mbps-ima. Kada vrednuju različita IP bežična

rešenja, korisnici bi morali da pažljivo razmotre brzine prema zahtevima protokola, posebno što niža cena koštanja proizvoda koristi protokole visoke latencije ili modele koji smanjuju protok kako razdaljina linka raste.

## 6. APLIKACIJE NOSILACA

### CLEC-ovi: Ekstenzije Mreža Optičkih Vlakana i Daljinski POP-ovi

Da bi bili zaista konkurentni i da bi se do tržišta doprlo za najkraće vreme, konkurentski lokalni nosioci razmene (CLECovi) instaliraju bežične elemente u svojim mrežama. Dve tipične aplikacije iskravaju kako CLECovi izgrađuju svoje mreže da bi opsluživali nove kupce.

U prvom primeru CLEC je izgradio kablovski prsten velike brzine u urbanoj srži područja velegradske mreže. Da bi se dostigao dodatni visoki kapacitet za poslovne kupce i iz centra grada i na periferiji, CLEC ima alternativu relativno skupe podzemne konstrukcije da bi produžio kratke ogranke iz kablovskog prstena ili bi eventualno mogao da izgradi dodatne kablovske prstene. Ovakav projekat bi zahtevao 3 godine za realizaciju. CLEC zna da njegovi konkurenti neće čekati 3 godine, niti će to učiniti kupci, tako da mu je potrebne mnogo brže rešenje. Bolja alternativa bi bila bežična IP mreža, razvijena kao nekoliko DS-3, 10 BaseT ili 100 BaseT tačka-do-tačke bežičnih ogranaka iz ključnih, već postojećih kablovskih čvorova direktno do krovova korisnika. UNII oprema oslobođena dozvole može biti instalirana za mesec dana i može biti ponovno razvijena ka budućim korisnicima onako kako bežični linkovi zamenjuju kablovske. Sve olakšice ostaju pod kontrolom CLECa.

Drugi primer predstavlja CLEC kao nekog ko želi da proširi područje usluga ustanovljavanjem daljinskih POP-ova (point of presence) u drugom gradu na razdaljinama iznad 10 milja. Daljinska POP veza može biti ostvarena korišćenjem Telco iznajmljenih linija, ali i to bi od razvijene telefonske kompanije zahtevalo 3-6 meseci da se instalira i CLEC bi morao da plaća značajnu mesečnu taksu za iznajmljene linije. Ako bi se, pak, dogodilo da iznajmljena linija bude u kvaru svi CLEC-ovi korisnici u drugom gradu bi bili bez svoje usluge sve dok telefonska kompanija ne popravi problem. Umesto toga, CLEC dobija pravo pristupa do male ravne pločaste antene na krovu visoke zgrade u udaljenom gradu. Tako bežični IP link postavlja Brzu Eternet vezu do daljinskih POP-ova, gde Sloj 3 prekidač povezuje CLEC VPN servise sa lokalnim korisnikom. Sav novac od Telco pristupa bi uzeo CLEC za investiranje u porast biznisa.

### ISP-ovi: Pristup Poslovnih Pretplatnika

Internet Servisni Provajderi (ISP-ovi) znaju da su najbolje mušterije takođe i najzahtevnije. Pružanje pristupa velike brzine zahtevnim poslovnim pretplatnicima u predgradima i u ruralnim oblastima je izazovna mogućnost zahvaljujući nedostatku infrastrukture. Iznajmljene linije velike brzine su skupe i teško se dobijaju, naročito iz malih nezavisnih

lokalnih telefonskih kompanija. Potrebno je bolje rešenje koje pruža pouzdani kvalitet servisa na većim daljinama i za više korisnika i kojim se izbegavaju troškovi oko pristupa Telco-ima.

Prema ovom scenariju ISP odlučuje da razvije bežičnu mrežu koja donosi T1 uslugu do malih poslovnih preduzeća za govorni i Internet pristup; veća poslovna preduzeća dobijaju DS-3 servis sa T1 stranom puta za podatke, video, Internet/IP i PBX saobraćaj; najzad, pretplatnici svesni visoke cene koje plaćaju dobijaju 10 BaseT IP servis. U osnovi, bežična mreža koristi različite tačka-do-tačke namenjene linkove i tačka-do-više tačaka raspodeljenih pristupnih linija, koristeći nedozvoljene frekvencije. Kupci su povezani sa Internetom za par nedelja pri mnogo većim brzinama nego pre, tako da je mnogo više korisnika na svakoj lokaciji sada istovremeno na liniji. Ako se mreža pokaže tako pouzdana i saradnja sa korisnicima profitabilna, dozvolice se da se ISP većine bežičnih mreža razvije do dozvoljenih frekvencija sa posvećenim bežičnim vezama tačka-do-tačke, kao i da se inicira da status CLEC-a za povećane servise uđe u konkurenciju sa lokalnim telefonskim kompanijama. Posledično, ISP širi pokrivenost u susedna velegradaska područja korišćenjem 100 Mbps bežičnog mosta za utvrđivanje linka do daljinskih POP-ova a da bi se ostvarila velika brzina potrebna za Internet saobraćaj.

## 7. APLIKACIJE U BIZNISU

### Biznis u Predgrađu

Mnoga preduzeća su opterećena zbog zagušenja propusnog opsega jer imaju ogranke, ofise, fabrike ili izložbene prostore koji se nalaze van urbanog središta gde je brzi pristup relativno jeftin i bogat. Radne mogućnosti LAN-a na višestrukim daljinskim lokacijama predstavljaju značajan izazov u međusaradnji. Zapošljeni u predgrađima ili u fabrikama van grada su izolovani i od brzog pristupa Internetu i od velikih baza podataka na LAN servisima.

Bežične IP veze idealno proširuju LAN-ove preduzeća u 'metro' WAN preduzeća sa minimumom dodatne opreme i cenom. Besplatan transport i-mejlom i niska cena govora preko IP telefonskog pristupa, ili PBX proširenja mogu postati realna na svim lokacijama WAN preduzeća. Ova aplikacija može biti čak i opterećenija u međunarodnim tržištima gde satelitski ofisi obično čekaju korisnike čak i za sasvim obične telefonske usluge. Većina preduzeća će se okrenuti lokalnom nosiocu da bi zadobila aktuelne bežične veze, snabdevajući se novim poslovnim mogućnostima.

### Edukacija i Studentski Centri

Treba uočiti da je trenutno veoma aktuelna inicijativa da se pruži mogućnost pristupa Internetu svim javnim školama, skoro u svim zemljama savremenog društva, ali je ona i ograničena visokom cenom koštanja i time što linije za brzi protok nisu dostupne. Sa druge strane, spore linije za zvanje sprečavaju učenike da rešavaju zadatke za vreme nastave ili provere znanja. Koja je alternativa? Treba konsolidovati sve školske računare na zajednički LAN, bez obzira da li je žičani ili bežični. Jedan ruter ili prekidač u svakoj školi može tako pružiti eksterni port 10 BaseT velike brzine za Internet pristup. Bežični mostovi tačka-do-tačke, visokog protoka, povezuju 10 BaseT portove u svakoj školi unutar školske oblasti sa centralnim školskim središtem. Na kraju, središta okruga mogu biti povezana za ISP ili NSP (network service

provider) uređajem mnogo većeg protoka, na pr., 100 Mbps bežični most daje superiornije rešenje.

Slično tome, preduzeće koje je organizovano kao studentski dom se može razviti sa odvojenim LAN-ovima i PBX-ovima koji se nalaze u svakoj zasebnoj zgradi. Postoje značajne prednosti u integraciji LAN-ova u jedinstveni WAN i direktno povezivanje PBX-ova. Korisnici žele da rade sa svim mrežnim sistemima na transparentan način, stvarajući zajedničku osnovu sa raspodeljenim aplikacijama i poboljšanim rukovođenjem. Slično, govorni korisnici žele da pozovu na telefone koji se nalaze u udaljenim zgradama bez zvanja kroz PSTN, uz lakše korišćenje i manje cene. Bežični link sa 100 BaseT portom i stranom puta T1 kanala može odgovoriti ovakvim ciljevima i mogao bi biti instaliran za par dana. 100 BaseT port se nadovezuje na WAN port na LAN prekidaču ili ruteru u svakoj zgradi i svaki T1 port se povezuje sa svakim PBX lokalnim stabilnim portom. Isplativost ovog projekta, u upoređenju sa otkopavanjem parkinga ili iznajmljivanjem Telco linija, bi se ostvarila za manje od godinu dana.

## 8. SVETSKE CENE I UPOREĐIVANJE PERFORMANSI

Ključ ekonomske prednosti bežičnog WAN komunikacionog linka je u zadržavanju novca namenjenog za Telco pristup, koji bi se trošio svakog meseca, do beskonačnosti. Da bi se iz vrednovali različiti poslovni slučajevi za različite opcije povezivanja, Tabela 2 označena kao Primer Ekonomske Koristi daje dobru početnu osnovu. Primer pruža mogućnost sračunavanja perioda isplativosti osnovnih investicija u bežičnom WAN komunikacionom sistemu. U prikazanom primeru isplativi period za instalirani T1 link se upoređuje sa T1 iznajmljenom linijom i kritična tačka se dostiže za samo 17 meseci; ovaj primer je osnovna situacija, najkonzervativniji je. Kako kapacitet WAN zadnje vuče raste, mesečno koštanje iznajmljenih linija raste mnogo brže nego investicija koja je potrebna za bežična sredstva; delom, to je iz razloga što većina instalacija (antena sistema, na pr.) se neće sudarati sa dodatnim poboljšanjima radio kapaciteta. DS-3 primer pokazuje period isplate za manje od 2 meseca.

Od vitalne je važnosti iz vrednovati opcije upoređivanjem performansi da bi se donela kvalitetna odluka: na primer, nekorektni zaključci jasno rezultuju iz upoređivanja raspodeljene T1 linije za Prenos Okvira sa namenjenim pristupom bežičnim mostom Brzog Etrneta. Takođe, cene kvota firmi koje zavise od lokacije, servisa i udaljenosti koje su uključene u razmatranje, moraju biti poznate pre početka rada.

Glavni značaj bežičnih veza potiče iz razmatranja cena mogućnosti koje se pružaju i od vrednosti diferenciranih usluga. Period koji počinje od prve raspoloživosti instaliranih WAN bežičnih veza do trenutno aktuelne mogućnosti Telco iznajmljenih linija (ili drugih servisa), predstavlja izgublenu šansu za prihod koja može biti popravljena bežičnim rešenjem. Slično, dodatne mogućnosti za prihod mogu proisteci iz korišćenja namenjenih pristupa sa odgovarajućim, višim QoS i 99.999% pouzdanom performansom koja je konkurentna raspodeljenom servisu. Konačno, svojstvo da se može garantovati potpuni dupleks protoka i podrška sa obe strane kanala može takođe biti značajna ekonomska odrednica zahvaljujući dodatnim prilikama za prihod.

## USA Tržište

Tabela 2	T1 Primer	DS-3 Primer
1. Mesečna taksa za iznajmljenu liniju	1.000 \$ (T1 linija)	15 000 \$
2. Instalacija iznajmljene linije	0 \$	3 000 \$
3. Interfejs oprema za iznajmljenu liniju	3 000 \$ (T1 CSU)	5 000 \$
4. Ukupna instalacija iznajmljene linije	3 000 \$	8 000 \$
5. Bežični terminali (2)	13 000 \$ (T1 link)	30 000 \$
6. Antene (2)	1700 \$ (5.8 GHz 2')	1700 \$
7. Transmisiona linija (2)	1300 \$ (100' staza)	1300 \$
8. Postolja za antene (2)	1 000 \$ (vrhovi krovova)	1 000 \$
9. Bežična instalacija	3200 \$	3200 \$
10. TOTAL za bežični prenos (5. i 9. zajedno)	20 200 \$	37 200 \$
11. Period ISPLATIVOSTI	(20200-3000)/1000= 17.2 meseca	(37200-8000)/15000= 1.95 meseci

### Na Temu Implementacije

Bežični linkovi, sa dozvolom i bez, su se pokazali da rade i da su pouzdani, propisno su projektovani i instalirani za one korisnike koji to žele. Implementacija bežičnih WAN veza zahteva različit projekat i instalacionu ekspertizu od žičanih veza. Ako žele, profesionalne inženjerske kompanije su u mogućnosti da asistiraju u svakoj fazi prihvatanja korisnika i implementacije, ako se ukaže potreba. Ovaj proces nije prekomerno težak i mnogi korisnici su razvili svoju sopstvenu ekspertizu u konkurentsku prednost na ovom tržištu koje je u razvoju.

Prva faza implementacije je pregled grada za vreme kog treba posetiti dve krajnje lokacije da bi se identifikovali konkretni zahtevi grada. U drugoj fazi, informacija o preglednosti grada je uvedena u projekat sistema da bi se sračunao budžet linka i ostvarivost za različite kapacitete, frekvencije, menadžment mreže i opcije antena. Rezultati projekta sistema se koriste da bi se konkurisalo za FCC dozvolu (ako je potrebna), da bi se odredila cena i neophodna oprema i da bi se vodila instalacija. Treća faza je instalacija i testiranje, tamo gde su postavljene antene, gde su instalirani radio uređaji i gde je završeno signalno napajanje. Sistem se tada uključuje i izvedniju se performanse u sistemu pre nego što se projekat pusti u saobraćaj.

Tabela 3: Ček-lista Razvoja

- Treba ucrtati lokacije i zahteve kapaciteta za potrebe servisa u mapu.
- Zadobiti konkurentske kvote za iznajmljene servise i tipične bežične sisteme da bi se startovao ekonomski isplativ radni zadatak; Odredi se rešenje koje više odgovara (pretpostavlja se da je bežično)
- Treba pregledati svaki položaj:
  - identifikuju se koordinate za sve lokacije sa GPS-om (reference mape i podizanje) i verifikuju klima i teren.
  - Vizuelno se proceni linija vidljivosti (ogledalom ili dvogledom) i prošetata se po putanji ili se nadleti, ako je moguće.
  - Odredi se lokacija za radio opremu (ako je moguće u zatvorenom), potrebno napajanje, dovod i zahtevi zaklona (ako se zahteva na otvorenom) i ograničenja pristupa krovu (ako postoje);
  - Pronalazi se najbolja lokacija za antenu prema veličini antena i odrade se pristupi za podizanje antene (ovim se obično zahteva pristup krovu)
  - proučava se antenska prenosna linija koja izlazi prema radio opremi i uzemljenje;
  - odredi se signalni dovod (optičko vlakno, CAT5, itd.) prema WAN staničnom portu i verifikuju se detalji interfejsa.
- Prikazuje se dužina staze, linije vidljivosti, budžet linka, očekivani nivo prijemnog signala i inženjerske kalkulacije raspoloživosti da bi se ostvarili ciljevi projekta.
- Izaberu se frekvencije, antene, transmisiona linije i konfiguracija opreme.
- Popune se FCC aplikacije za dozvole (ako se zahteva).
- Nacrta se potpuni projekat sistema, uključujući plan RF kanala, položaji repetitora i čvorova,
- Naruči se oprema za dostavu svakom položaju.
- Instalira se struktura za podizanje antena, antena se popne, pokrene linija za prenos i čeka se na prijemni nivo signala, završi se i uzemlji.
- Instalira se bežična oprema, sistem napajanja i svo ožičavanje.
- Sistem se poveže i uključi se; verifikovani link je postavljen kao i očekivani nivo signala iz projekta sistema.
- Pokrene se menadžment sistem mreže i naprave neophodne konfiguracione promene.
- Prikažu se testovi protoka i bita greške kako je zahtevano; ako je sve zadovoljavajuće, otkače se do servisa i zaborave!

Tabela 3, Ček-lista Razvoja, sumira implementacione korake. Generalno, većina problema može biti izbegnuta ako se prati korak po korak, i što je najvažnije, koristi se pregled grada i konzervativno projektovanje sistema. Za vreme projektovanja sistema moraju se razmotriti planovi RF kanala, zajedno sa korišćenjem središta i repetitora, da bi se prevazišao problem objekata izvan optičke vidljivosti. Antene moraju biti napravljene tako da odgovaraju zgradama i da podržavaju strukturne zahteve da bi se dobili neophodni RF signalni nivoi koji štite od fedinga i interferencije, posebno na dugim stazama.

## 9. ZAKLJUČAK

Usled stalnog rasta prometa podataka na Internetu, stvara se "usko grlo" kao problem povezivanja poslovnosti i korisnika sa novom količinom (opsega) frekvencija. Problem uskog grla zahteva fleksibilna, skalirajuća i ekonomična mrežna rešenja koja se mogu instalirati prema postavljenom zahtevu. Usko grlo opsega frekvencija se stvara usled tranzicije iz LAN okruženja u WAN okruženje, koje je tradicionalno koristilo relativno nizak protok, težak za konfigurisanje, i skup interfejs dok današnje WAN tehnologije koje su izuzetno brze nude mogućnost za dizajniranje okruženja komunikacija koje integriše LANove i WANove da bi se postigla visoka performansa, tj. efektivno isplativa međumrežna rešenja.

U ovom radu su pružene informacije i prikazana sredstva koja su potrebna da bi se razumela, vrednovala i implementirala bežična rešenja u povezivanju mrežne aplikacije korisnika, pre svega kroz prizmu mogućnosti u sistemu prenosa u Severnoj Americi.

## 10. LITERATURA

- [1] J. Karaoguz, "High-Rate Wireless Personal Area Networks", IEEE Communications Mag., Vol. 39, No. 12, December 2001.
- [2] Market Update, Wireless Internet Access – How Much, How Soon?, Applied Microwave and Wireless, March 2002.
- [3] P. Blakey, Wireless Investor, IEEE Microwave Magazine, vol.2, No.4, pp.18-24, December 2001.
- [4] Z. R. Petrović, "Širokopojasne Digitalne Mreže Integrisanih Servisa", Beograd, 2002

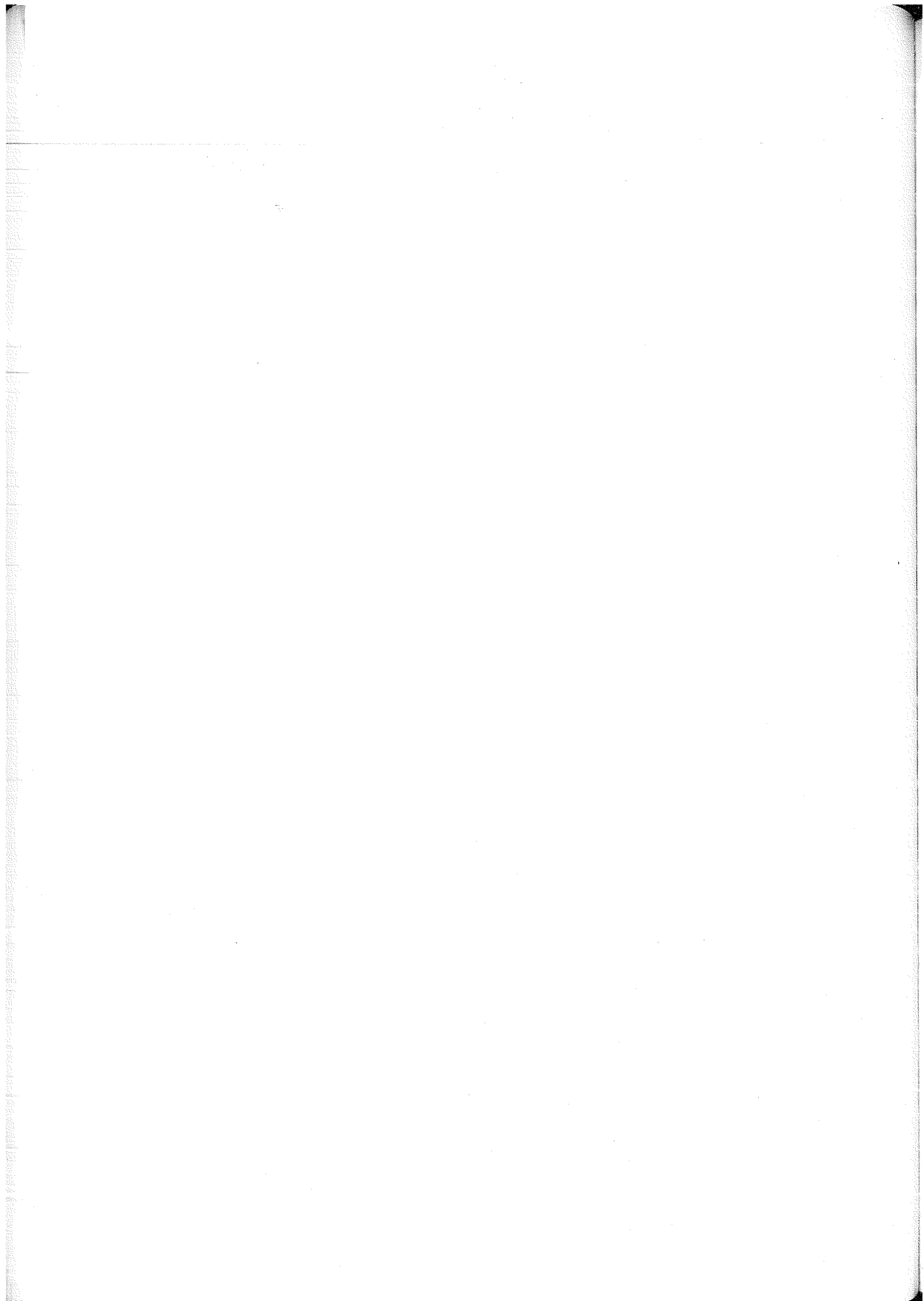
**Abstract** – Everyday growth of data traffic on Internet, to the highest limits, supported by fibers of high capacity, remains the problem of 'narrow throat' unsolved as a question of merging business and users with that new amount of bandwidth. The narrow throat problem requires flexible, scaling, and economical network solutions that could be installed according to needed applications.

Main advantage on the market nowadays is to take a challenge and to respond to this need in growth, effectively using new infrastructures and linking new services to consumers offering concurrent prices. Fixed wireless broadband technologies are the real necessity in area networks system, because of its ability to avoid deletes and monopoles, and what's most important, they can come directly to the very last consumer.

The goal of this paper is to present an overview of informations and devices that are needed to understand, evaluate and implement wireless solutions in linking wide users application networks.

## WIRELESS BROADBAND WAN NETWORK SOLUTIONS

Jelena Jovković, Jelena Antonijević





---

---

секција T7

**МОДЕЛОВАЊЕ, ИДЕНТИФИКАЦИЈА И  
УПРАВЉАЊЕ ПРОЦЕСИМА**

---

---

M. Stojić, M. Matijević	
Unutrašnji modeli u upravljanju elektromotornim pogonima .....	160
M. Savić, V. Litovski	
Implementation of a new object oriented frequency domain electronic circuit simulation system .....	166
M. Naumović	
Dinamički prelaz sa relejnog na linearno upravljanje zasnovano na unutrašnjem modelu .....	169
D. Stefanović, M. Kayal, V. Litovski	
An interactive knowledge based analog design approach .....	173

---

---

## UNUTRAŠNJI MODELI U UPRAVLJANJU ELEKTROMOTORNIM POGONIMA

Milić R. Stojić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*  
Milan S. Matijević, *Mašinski fakultet u Kragujevcu*

**Sadržaj** - U radu je dat pregled upravljačkih koncepata koji eksplicitno koriste model upravljanog elektromotornog pogona unutar upravljačke strukture radi estimacije i kompenzacije poremećaja. Posebno je opisana primena IMPACT (Internal Model Principle and Control Together) strukture na digitalno upravljane elektromotorne pogone i predložene modifikacije u cilju poboljšanja upravljačkih performansi i jednostavnije sinteze strukture.

## 1. UVOD

U mnogim primenama kod savremenih mašinskih sistema, kao što su uređaji za proizvodnju mikroelektronskih sklopova, robotski manipulatori, sistemi za memorisanje podataka, alatne mašine koje treba da obezbede visok kvalitet proizvoda i veliku produktivnost proizvodnih linija, zahteva se visok kvalitet dinamičkog ponašanja brzinskih i pozicionih servomehanizama sa različitim motorima u ulozi izvršnog organa. U režimu praćenja kretanja mehaničkog sistema potrebno je ostvariti nominalnu grešku praćenja na nivou rezolucije senzora, bez obzira na prisustvo generalisanog poremećaja, koji objedinjuje spoljni poremećaj i eventualne neodređenosti i promene dinamičkih karakteristika objekta upravljanja. Otuda se primena Tsyppkinove IMPACT strukture [1-4] u sintezi digitalno upravljano elektromotornog pogona nameće kao logično rešenje.

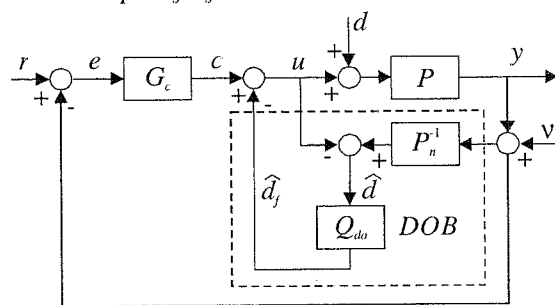
IMPACT struktura je novijeg datuma i objedinjuje prednosti struktura zasnovanih na IMP (Internal Model Principle) i IMC (Internal Model Control) [3]. Kao što je poznato, IMP podrazumeva uvođenje modela poremećaja u strukturu sistema radi kompenzacije uticaja poznate klase poremećaja na upravljanu promenljivu. IMC struktura nije pogodna za apsorpciju proizvoljne klase poremećaja, ali je podesna za projektovanje robustne stabilnosti i robustne performanse. Slično IMPACT strukturi, u cilju potiskivanja efekata poremećaja na izlaznu promenljivu, svoju primenu u sintezi upravljanja elektromotornim pogonima visokih performansi nalaze i strukture koje podrazumevaju korišćenje opserversa poremećaja [1]. Sve pomenute strukture mogu biti tumačene kao strukture sa unutrašnjim modelom.

U ovom radu biće opisana IMPACT struktura u specijalnom slučaju njene primene na digitalno upravljane elektromotorne pogone, i njene modifikacije koje su omogućile primenu strukture u realnim eksploatacionim uslovima. Predlažu se modifikacije IMPACT strukture u cilju potiskivanja efekata šuma kvantovanja u sistemu. Pokazuje se da se primenom prediktivnih filtara u ulozi polinoma predviđanja mogu ostvariti iste ili bolje performanse sistema nego u slučaju primene opserversa proširenog modelom poremećaja. Za razliku od strukture sa opserversom, struktura koja se sada predlaže je znatno jednostavnija, i može imati mali broj podešljivih parametara unutar unutrašnjeg modela, kojima se jasno i jednostavno može uticati na robustne, filtarske i dinamičke performanse sistema. Zbog sve veće popularnosti i principijelne sličnosti Tsyppkinovoj IMPACT

strukтури, ovde će biti dat pregled struktura sa opserversom poremećaja i ukratko komentarisane njihove glavne osobine.

## 2. STRUKTURA SA OPSERVEROM POREMEĆAJA

Prema [5], polaznu ideju o sintezi servosistema sa opserversom poremećaja (DOB) dao je Ohnishi [6], koju su zatim proširili i značajno unapredili Umeno i Hori [7]. Struktura na Sl. 1. [5], koju su predložili Umeno i Hori [7], je kasnije često eksploatisana i prilagođavana konkretnim primenama, i još uvek je predmet istraživanja inženjera koji rade u oblasti upravljanja.



Sl. 1. Tipična struktura sa opserversom poremećaja

Na Sl. 1, objekat upravljanja je označen funkcijom prenosa  $P$ , dok je njegov nominalni model predstavljen funkcijom prenosa  $P_n$ . Opserver poremećaja (DOB) estimira poremećaj koristeći inverzni nominalni model objekta upravljanja  $P_n^{-1}$ . Signali  $\hat{d}$  i  $\hat{d}_f$  su estimirani signali poremećaja, pre i posle filtriranja NF filtrom  $Q_{do}$ . Funkcija opserversa poremećaja je estimacija generalisanog poremećaja i njegova kompenzacija, pri čemu se poboljšava i robustna performansa sistema [1,5]. U tom smislu, kako će kasnije biti pokazano, analogija sa unutrašnjim modelom kod IMPACT strukture je evidentna. U principu, sinteza opserversa poremećaja se sastoji u sintezi filtra  $Q_{do}$  [5, 7]. Izbor filtra  $Q_{do}$  je ključno pitanje kojim se rešava kompromis između robustne stabilnosti i osetljivosti na šum, sa jedne strane, i sposobnost sistema da otkloni negativne uticaje spoljnih poremećaja, sa druge strane [8]. Opserver poremećaja sa adekvatno projektovanim filtrom  $Q_{do}$  značajno doprinosi eliminaciji uticaja poremećaja, robustnoj stabilnosti i robustnoj performansi projektovanog sistema sa zatvorenim povratnom spregom [1]. Idealno, opservers poremećaja će potisnuti poremećaje na niskim učestanostima i obezbediti da objekat koga "vidi" spoljna kontura (objekat definisan funkcijom prenosa  $y/c$ ) ima karakteristike nominalnog modela [8]. Na taj način, otklanjanjem posledica nepreciznosti modeliranja, koje su neminovno sadržane u nominalnom modelu objekta, opservers poremećaja omogućava da i feedforward kontroler, čija je sinteza zasnovana na nominalnom modelu objekta, ne gubi na efikasnosti [8]. Dakle, osnovna ideja pri sintezi opserversa poremećaja je da se u što većoj meri, ili u frekvencijskom



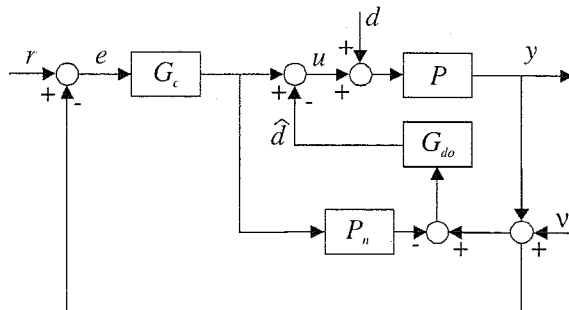
opsegu od značaja, ostvari dinamika unutrašnje konture (od  $c$  do  $y$ ) koja odgovara nominalnom modelu  $P_n$ . Otuda je uobičajen prilaz [8] da se objekat upravljanja sa opserversom poremećaja posmatra kao poseban podsistem, te se pristupa analizi sledećih funkcija prenosa

$$\begin{aligned} G_{cy} &= \frac{PP_n}{P_n + Q_{do}(P - P_n)} \\ G_{dy} &= \frac{PP_n(1 - Q_{do})}{P_n + Q_{do}(P - P_n)} \\ G_{vy} &= \frac{PQ_{do}}{P_n + Q_{do}(P - P_n)} \end{aligned} \quad (1)$$

Ukoliko bi bilo usvojeno da je  $Q_{do} \equiv 1$  (što je samo hipotetički slučaj pošto  $P_n^{-1}$  nije kauzalno), sistem bi bio u mogućnosti da u potpunosti poništi uticaj i spoljašnjih ( $G_{dy} \equiv 0$ ) i prameterskih poremećaja ( $G_{cy} \equiv P_n$ ), ali tada bi merni šum ostao neprigušen ( $G_{vy} \equiv -1$ ). Suprotno, izborom  $Q_{do} \equiv 0$ , merni šum je eliminisan ( $G_{vy} \equiv 0$ ), ali tada opservers poremećaja ne doprinosi potiskivanju efekata generalisanog poremećaja ( $G_{cy} \equiv G_{dy} \equiv P_n$  - zapravo, ovo je slučaj kada sistem i ne sadrži opservers poremećaja). Kako je obično merni šum signal u opsegu visokih učestanosti, a signal poremećaja se uglavnom nalazi u opsegu nižih frekvencija, jasno je da  $Q_{do}$  treba da bude NF filter [1]. Izbor frekvencijske propustnosti i selektivnosti NF  $Q_{do}$  filtra imaju ključan uticaj na performanse opserversa poremećaja, a samim tim i sistema sa zatvorenim povratnom spregom. Naučna rasprava o postupku sinteze filtra  $Q_{do}$  je još uvek aktuelna.

Umeno i Hori [7] su koristili Butterworthov filter  $Q_{do}$ , i zaključili da povećanje reda filtra doprinosi boljoj robustnosti, ali nema pozitivne efekte po potiskivanje efekata mernog šuma. Lee i Tomizuka [5] su koristili binomni NF filter u sintezi opserversa poremećaja, itd. U načelu, veća frekvencijska propustnost opserverskog filtra  $Q_{do}$  doprinosi boljoj performansi praćenja referentnog signala, mada prekomerno povećanje propustnog opsega može da destabilizuje sistem [1]. Čest pristup predstavlja sinteza filtra opserversa u frekvencijskom domenu, korišćenjem funkcije osetljivosti i komplementarne funkcije osetljivosti opserversa poremećaja [5]. U načelu, takav prilaz pruža mogućnost projektovanja filtarskih osobina sistema na frekvencijskom opsegu od interesa. Međutim, dosadašnje iskustvo iz mnogobrojnih primena sa opserversom poremećaja navodi na zaključak da je primena opserversa poremećaja efikasna pre svega na opsegu niskih frekvencija [5-9]. U [9] je robustnost strukture sa opserversom poremećaja aproksimativno analizirana, pri čemu je izveden zaključak da u analiziranom slučaju multiplikativna granica neodređenosti ne može biti veća od 100%. U nameri da se dobije izrazito robustan servosistem, na istim principima na kojima je zasnovana i struktura na Sl.1, predložena je struktura na Sl.2 i nazvana Model-Based Disturbance Attenuator (MBDA) [10]. Svakako, radi se o strukturi sa opserversom poremećaja, koja se suštinski ne razlikuje od strukture na Sl.1, ali čija je sinteza ipak u načelu drugačija (recimo, funkcija prenosa predstavlja

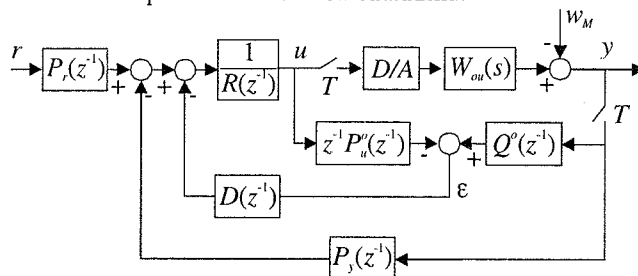
P ili PI kompenzator). Specifinosti sinteze ove strukture ovde neće biti analizirane.



Sl. 2. Struktura sa opserversom poremećaja - MBDA

### 3. IMPACT STRUKTURA

Na Sl.3 je prikazan specijalan slučaj IMPACT strukture kada objekat upravljanja ne sadrži transportno kašnjenje, i koji može biti primenjen u slučaju digitalno upravljanih elektromotornih pogona [1,3]. Signal  $w_M$  modelira uticaj momenta opterećenja na izlaz sistema  $y$  - tj. na signal ugaone brzine ili pozicije, zavisno od toga da li se radi o brzinskom ili pozicionom servomehanizmu.



Sl. 3. IMPACT struktura digitalnog sistema upravljanja

Upravljački deo strukture na Sl.1 je dat u funkciji polinoma po kompleksnoj promenljivoj  $z^{-1}$ . Objekat upravljanja  $W_{ou}(s)$  može biti predstavljen svojim nominalnim diskretnim modelom

$$W^o(z^{-1}) = \frac{z^{-1-k} P_u^o(z^{-1})}{Q^o(z^{-1})}$$

koji je eksplicitno implementiran u strukturi kao nominalni dvoulazni unutrašnji model objekta upravljanja. Signal  $\varepsilon$  estimira uticaj generalisanog poremećaja na upravljaju promenljivu, tj. uticaj spoljašnjeg poremećaja i neodređenosti nominalnog modela objekta. Nepreciznosti modeliranja mogu biti adekvatno opisane multiplikativnom granicom neodređenosti  $\alpha(\omega)$  [4]

$$\begin{aligned} W(z^{-1}) &= W^o(z^{-1})(1 + \delta W(z^{-1})) \\ |\delta W(e^{-j\omega T})| &\leq \alpha(\omega), \quad \omega \in [0, \pi/T] \end{aligned} \quad (2)$$

Tada, sistem na Sl.1 ispunjava uslov robustne stabilnosti ako je nominalni sistem stabilan i ako je ispunjena relacija

$$\alpha(\omega) < \left| \frac{Q^o(z^{-1})R(z^{-1}) + z^{-1}P_u^o(z^{-1})P_y(z^{-1})}{z^{-1}P_u^o(z^{-1})(P_y(z^{-1}) + Q^o(z^{-1})D(z^{-1}))} \right|_{|z^{-1}=e^{-j\omega T}}, \quad \omega \in [0, \pi/T]$$

što je praktično uslov radne sposobnosti sistema. Robustna performansa sistema se postiže funkcionisanjem unutrašnje konture sistema. Naime, zadatak unutrašnje konture jeste da potisne efekte generalisanog poremećaja na izlaznu

promenljivu. Saglasno principu apsorpcije [3,4] projektuje se unutrašnji model poremećaja na koji se dovodi signal  $\varepsilon$ . U slučaju objekta upravljanja koji ne unosi transportno kašnjenje, unutrašnji model poremećaja se svodi na polinom predviđanja  $D(z^{-1})$  [3,4].

$$(1 - D(z^{-1}))\varepsilon(z^{-1}) = 0, t = nT \geq (\deg(1 - D(z^{-1})))T$$

Svrha principa apsorpcije je da uključi model poremećaja u upravljačku strukturu u cilju potiskivanja uticaja poremećaja na stacionarnu vrednost upravljane promenljive. Pri dovoljno potpunoj apriornoj informaciji o poremećaju, polinom predviđanja  $D(z^{-1})$  se određuje jednostavno, polazeći od modela poremećaja u vremenskom domenu [3,4]. U Tsytkinovima radovima najčešće je korišćen sledeći polinom predviđanja

$$D(z^{-1}) = 2 - z^{-1} \quad (3)$$

koji se odnosi na klasu linearnih poremećaja, a njegova implementacija u IMPACT strukturi daje efikasne rezultate i za različite klase sporopromenljivih poremećaja. Manja perioda odabiranja u većoj meri opravdava linearnu aproksimaciju proizvoljnog signala na ograničenom vremenskom opsegu [1]. Prema standardnom postupku sinteze [3], za objekte minimalne faze, usvaja se

$$R(z^{-1}) = P_u''(z^{-1}) \quad (4)$$

Spoljašnja kontura određuje dinamičko ponašanje nominalnog sistema i projektuje se na osnovu specificirane funkcije spregnutog prenosa sistema  $G_{dc}(z^{-1})$ . Izborom željene funkcije diskretnog prenosa sistema  $G_{dc}(z^{-1})$  i rešavanjem jednačine [2,3]

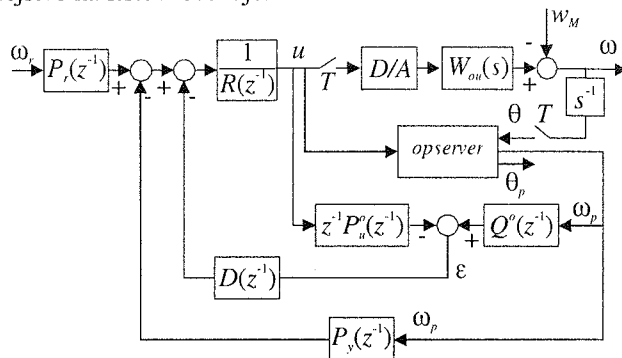
$$G_{dc}(z^{-1}) = \frac{z^{-1}P_r(z^{-1})}{Q''(z^{-1}) + z^{-1}P_y(z^{-1})} \quad (5)$$

dolazi se do polinoma upravljačke strukture  $P_y(z^{-1})$  i  $P_r(z^{-1})$ , čime je proces parametarske sinteze završen.

Zapazimo da strukturni blok dijagram na Sl.3 obuhvata i slučaj kada se uzima u obzir i dinamika davača tipa apsolutnog enkodera ili rizolvera sa rizolver/digitalnim (R/D) konvertorom, kao i konačna dužina digitalne reči D/A konvertora. Međutim, usled konačne dužine digitalne reči R/D konvertora, digitalni merni signal pozicije i estimirani signal brzine poseduju šum kvantovanja [2]. Šum kvantovanja dovodi do fluktuacija upravljačke promenljive koje povećavaju gubitke u motoru i izazivaju treperenje izlazne promenljive, odnosno ugaone pozicije ili brzine motora. Zato je potiskivanje šuma kvantovanja nužna osobina upravljačke strukture elektromotornog pogona visokih performansi. Međutim, kako je to zapaženo u [1,2], unutrašnji model upravljačke strukture na Sl.3 povećava osetljivost sistema na šum kvantovanja, posebno u slučaju brzinskog servomehanizma. Zato je u [1] data modifikacija strukture, prikazana na Sl.4, koja uključuje opservers visokog kvaliteta radi estimacije signala povratne sprege, dok je u [1,2] predloženo bolje rešenje modifikacije strukture koje se odnosi na primenu prediktivnih filtara umesto unutrašnjeg modela poremećaja IMPACT strukture.

Primena opserversa u sistemu bitno utiče na potiskivanje šuma kvantovanja [1]. Struktura opserversa je takva da on može uspešno da estimira promenljive stanja i pri dejstvu

poremećaja na sistem. Potiskivanje šuma kvantovanja se postiže adekvatnim projektovanjem opserversa, proširenog modelom poremećaja, čijom implementacijom se IMPACT struktura nešto usložnjava. Polinom predviđanja ostaje nezavistan deo strukture, i njegova sinteza teče jednostavno u skladu sa potrebama apsorpcije proizvoljne klase poremećaja. Dinamika apsorpcije poremećaja zavisi od usvojenog polinoma predviđanja, filtarskih osobina projektovanog opserversa i statičkih osobina spoljne konture, kao i eventualnih specifičnosti objekta upravljanja u širem smislu [1]. Dobre filtarske osobine opserversa su oprečan zahtev visokom kvalitetu dinamike apsorpcije efekata poremećaja. Dobijeni sistem ostvaruje željenu dinamiku ponašanja i može kompenzovati uticaj specificirane klase poremećaja čije se dejstvo na sistem očekuje.



Sl. 4. Modifikovana IMPACT struktura digitalnog brzinskog servomehanizma

U ovom radu biće pokazana implementacija jednostavnog polinomnog prediktora, koja omogućava jednostavno prepodešavanje strukture i direktan uticaj na robustne i filtarske performanse sistema. U opštem slučaju, prediktivan filter se definiše kao algoritam koji estimira buduće vrednosti primarnog signala, dok istovremeno prigušuje komponente šuma [11]. U saglasnosti sa navedenom definicijom, može se primetiti da implementacija principa apsorpcije u IMPACT strukturi unosi predikciju signala generalisanog poremećaja, dok opšti unutrašnji model poremećaja, čija je sinteza zasnovana na rešavanju Diophantineove jednačine – što je razmatrano u [1], nije ništa drugo nego prediktivni filter. Međutim, ovde će biti tretirane jednostavnije forme digitalnih prediktivnih filtara koje se od skora sreću u literaturi, čija sinteza teče znatno jednostavnije, i koji mogu biti tretirani kao modifikovani polinomi predviđanja za specijalan slučaj polinomnih modela signala. Neka je

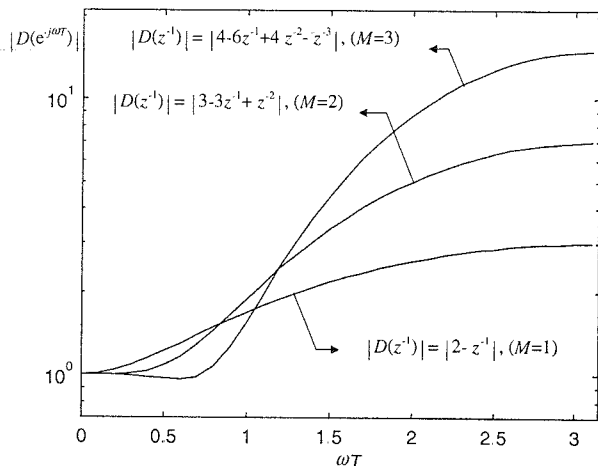
$$\varepsilon(k) = a_0 + a_1 k + \dots + a_M k^M = \sum_{i=0}^M a_i k^i \quad (6)$$

gde su koeficijenti polinoma  $a_i$  nepoznate realne konstante. Zajednička atraktivna osobina polinomnih prediktora je da njihova sinteza ne zavisi od tekućih polinomnih koeficijenata. Recimo, funkcija diskretnog prenosa Newtonovog prediktora, koji estimira signal tipa (6) sa horizontom predikcije od  $p$  odbiraka (tj.  $\hat{\varepsilon}(k+p)$ ), je oblika

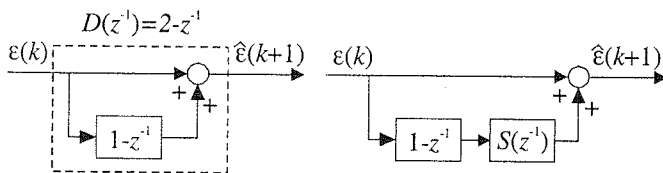
$$H_M^p(z^{-1}) = \sum_{i=0}^M (1 - z^{-p})^i \quad (7)$$

Prediktivan filter (7) procenjuje vrednost odbirka  $\hat{\varepsilon}(k+p)$  na osnovu  $M+1$  prethodnih odbiraka signala  $\varepsilon(k)$ , dok je za specijalan slučaj  $M=1$  i  $p=1$  identičan polinomu predviđanja

(3). Uopšte, kada se radi o aplikacijama vezanim za elektromotorne pogone, zbog same prirode objekta upravljanja (kašnjenje koje objekat upravljanja unosi u sistem je minimalno), gotovo je uvek slučaj da je  $p=1$ . Filtarske sposobnosti polinoma predviđanja polinomnih signala (signala tipa (5)), odnosno Newtonovog polinomnog filtra, ilustrovane su na Sl. 5. Dijagrami na Sl. 5. pokazuju da će se komponenta šuma u signalu pojačati, i da se osetljivost na šum povećava sa povećanjem reda filtra. Štaviše, svi polinomni prediktori imaju istu karakteristiku: kako se stepen modela polinoma povećava, tako se povećava i osetljivost na šum [11]. Linearna aproksimacija signala ( $M=1$ ) može biti prihvaćena kao sasvim adekvatna, što ima svoje prednosti i sa stanovišta osetljivosti sistema na šum.



Sl. 5. Amplitudno frekvijske karakteristike Newtonovog prediktivnog filtra za  $p=1$  i  $M=1, 2$  i  $3$



Sl. 6. a) Newtonov prediktor ( $M=1, p=1$ ) i b) LSN prediktor

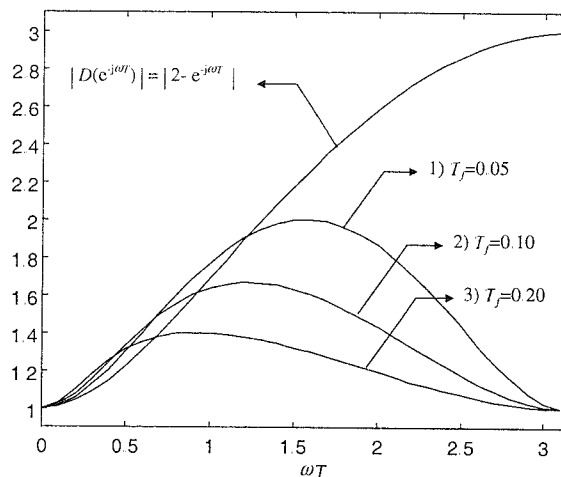
LSN (Linear Smoothed Newton) prediktor [11], predstavlja poboljšanje klasičnog Newtonovog prediktora koje se sastoji u tome da se  $M$ -ta razlika ulaznog signala propušta kroz NF filter  $S(z^{-1})$ . Ukoliko se pretpostavlja da je signal čiju predikciju želimo da dobijemo adekvatno modeliran polinomom  $M$ -tog reda, jasno je da je  $M$ -ti izvod takvog signala konstanta, te je to osnovni razlog što se upravo aproksimacija  $M$ -tog izvoda filtrira [6]. Na taj način su efekti kašnjenja koje unosi NF filter najmanje izraženi (filtriranjem konstante). U opštem slučaju, funkcija diskretnog prenosa LSN prediktora je izražena relacijom

$$H_{M,LSN}^p(z^{-1}) = \sum_{i=0}^{M-1} (1-z^{-p})^i + S(z^{-1})(1-z^{-p})^M \quad (8)$$

Ovakva modifikacija polinoma predviđanja je posebno privlačna za primenu zbog svoje jednostavnosti. Takođe, jednostavnosti radi, moguće je izabrati filter sa jednim podešljivim parametrom i jasnim fizičkim značenjem

$$S(z^{-1}) = \frac{1}{T_f s + 1} \Big|_{s = \frac{z^{-1}-1}{T_f}} = \frac{T(1+z^{-1})}{2T_f + T + (T-2T_f)z^{-1}} \quad (9)$$

Dakle, umesto polinoma predviđanja u sintezi IMPACT strukture brzinskog ili pozicionog servomehanizma predlaže se upotreba jednostavnog LSN prediktora sa jednim podešljivim parametrom ( $T_f$ ) koji ima jasno fizičko značenje. Povećanjem parametra  $T_f$  postižu se bolje filtarske osobine sistema i veća robustnost, pogotovu na području viših učestanosti. Jasno je da veće vrednosti  $T_f$  znače i sporiju dinamiku apsorpcije poremećaja, i suprotno. Međutim, može se naći kompromisno rešenje sa kojim je zadovoljen zahtev za željenom dinamikom sistema i u slučaju dejstva poremećaja, a istovremeno postignute i bolje robustne i filtarske performanse sistema [1,2]. Jedan podešljiv parametar kojim se sve to reguliše, daje predloženoj strukturi posebnu prednost.



Sl. 7. Amplitudno frekvijske karakteristike LSN prediktora i polinoma predviđanja

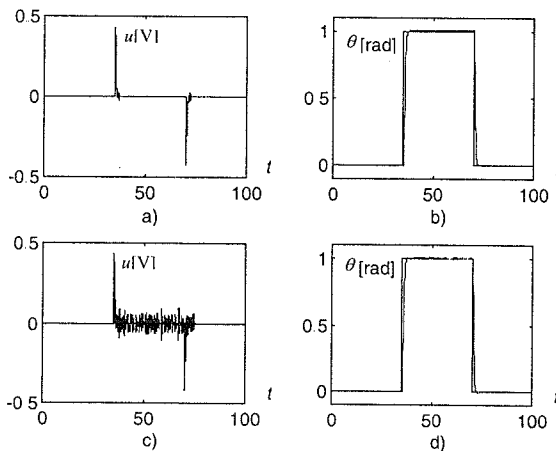
RLSN (Recursive Linear Smoothed Newton) prediktivni filter

$$H_{M,RLSN}^p(z^{-1}) = \frac{c_p + S(z^{-1})(1-z^{-p})^M + z^{-1} \sum_{j=0}^{M-1} H_{M-1,RLSN}^1(z^{-1})(1-z^{-p})^j}{1 - (1-c_p)z^{-p}}$$

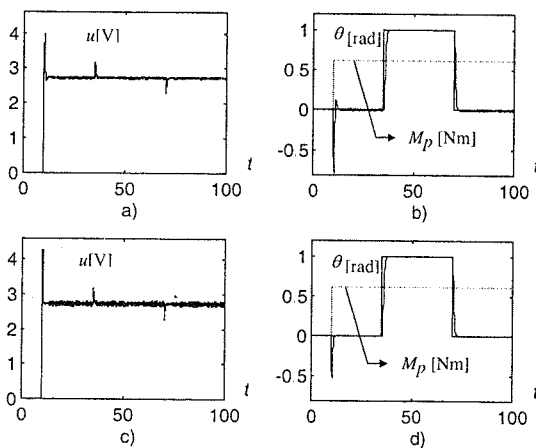
za specijalan slučaj  $M=1$  i  $p=1$ , može biti tumačen kao sledeća modifikacija polinoma predviđanja (3). Suština ove modifikacije, u odnosu na LSN prediktor, se sastoji u uvođenju povratne sprege koja treba da ublaži brze varijacije ulaznog signala u filter. Konstanta  $c_p$  ima vrednosti između nule i jedinice. Specijalan slučaj RLSN prediktora ( $c_p=1$ ), daje LSN prediktor, te je otuda očigledno da implementacija RLSN prediktivnog filtra u IMPACT strukturi pruža više mogućnosti. Parametar  $c_p < 1$  omogućava da RLSN prediktor ima amplitudno frekvijsku karakteristiku NF filtra. U [1] je pokazano kako promenom parametra  $c_p$  može uticati na proširenje oblasti robustne stabilnosti u području srednjih učestanosti. U [1] je takođe ilustrovana efikasnost ovog filtra kada je implementiran u IMPACT strukturu umesto polinoma predviđanja (3). Neznatno je bolje prigušen šum kvantovanja u odnosu na strukturu sa proširenim opserversom, a istovremeno je i manje narušena dinamika apsorpcije poremećaja. Ipak, radi se o neznatnim poboljšanjima, dok se sa druge strane postupak podešavanja parametara unutrašnjeg modela ( $c_p$  i  $T_f$ ) usložnjava. Otuda je pogodnije koristiti jednostavniju strukturu sa LSN prediktorom, ukoliko je njenim korišćenjem moguće postići adekvatnu performansu sistema.

#### 4. ILUSTRATIVNI PRIMER

Efikasnost primene LSN prediktora ( $T_f = 0.2s$ ) u odnosu na primenu polinoma predviđanja ( $D(z^{-1}) = 2 - z^{-1}$ ), u slučaju IMPACT strukture pozicionog servomehanizma sa 16-bitnim D/A konvertorom i rizolverom sa 12-bitnim R/D konvertorom je ilustrovana na Slikama 8 i 9. Rezultati simulacije na SI.8 i SI.9, pod a) i b) se odnose na slučaj sa LSN prediktorem, a pod c) i d) sa polinomom predviđanja. Primenom LSN prediktivnog filtra potiskuje se šum kvantovanja (što je primetno u upravljačkom signalu), ali se pri tome neznatno narušava dinamika apsorpcije efekata poremećaja na izlaz sistema. Izabrana perioda odabiranja je  $T = 0.1s$ . Objekat upravljanja je jednosmerni motor (U12M4T) upravljani strujom u rotoru, sa pojačanjem  $K = 4.38$  i vremenskom konstantom  $T_m = 0.32s$ , dok je željena funkcija spregnutog prenosa sistema specificirana tako da odskočni kontinualni odziv sistema bude bez greške u stacionarnom stanju i da ga karakteriše koeficijent relativnog prigušenja  $\zeta = 1$  i neprigušena prirodna učestanost  $\omega_n = 2.5 \text{ rad/s}$ .



Sl. 8. Ilustracija rada IMPACT strukture kada nema dejstva poremećaja na sistem



Sl. 9. Ilustracija rada IMPACT strukture kada na sistem deluje odskočni poremećaj

Efikasnost polinomnog LSN prediktora u ulozi polinoma predviđanja u kritičnijem slučaju sinteze IMPACT strukture u smislu potiskivanja šuma kvantovanja – tj. sinteze brzinskog servomehanizma je ilustrovana na SI. 10 i 11. Kao i u slučaju pozicionog servomehanizma, objekat upravljanja je robotski motor U12M4T, a izabrana perioda odabiranja  $T=0.1s$ . U

skladu sa definisanom procedurom sinteze i željenom funkcijom spregnutog prenosa sistema

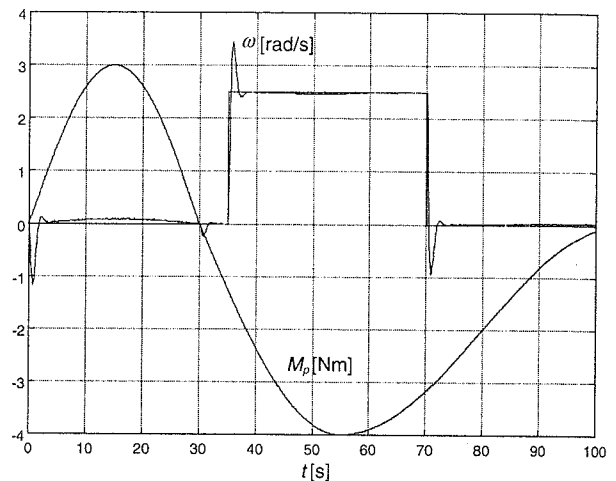
$$G_{dc}(z^{-1}) = \frac{0.312898z^{-1} - 0.259182z^{-2}}{1 - 1.687103z^{-1} + 0.740818z^{-2}}$$

dobijeni su sledeći elementi upravljačke strukture

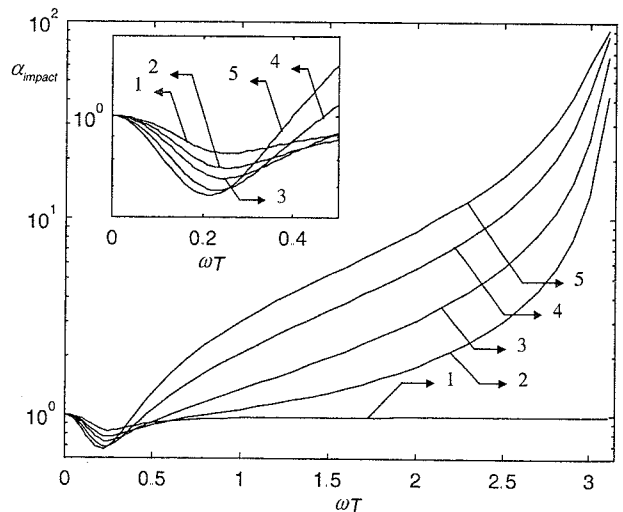
$$z^{-1}P_u(z^{-1}) = 1.1765z^{-1}, \quad Q^o(z^{-1}) = 1 - 0.73146z^{-1},$$

$$R(z^{-1}) = 1.1765, \quad P_j(z^{-1}) = -0.955642 + 0.740818z^{-1} \quad (10)$$

$$\text{i } P_r(z^{-1}) = 0.312898 - 0.259182z^{-1}$$



Sl. 10. IMPACT struktura brzinskog servomehanizma sa LSN prediktorem ( $T_f=0.2s$ )



Sl. 11. Amplitudno frekventijske karakteristike komplementarne funkcije osetljivosti IMPACT strukture sa 1) polinomom predviđanja (2); i sa LSN prediktorem za 2)  $T_f = 0.05$ , 3)  $T_f = 0.1$ , 4)  $T_f = 0.2$ , 5)  $T_f = 0.33$ .

Simuliran je rad sistema sa 16-bitnim D/A konvertorom i rizolverom sa 12-bitnim R/D konvertorom (SI.10). Standardna devijacija razlike signala izlaza iz sistema kada je šum kvantovanja uzet u obzir i kada to nije učinjeno, u slučaju IMPACT strukture sa LSN prediktorem (SI.10) iznosi za 12% manje nego u slučaju strukture sa opservierom. Povećavanjem vremenske konstante  $T_f$ , šum kvantovanja bi u još većoj meri bio potisnut, ali bi u sličnoj meri bila naru-

šena dinamika upijanja efekata poremećaja. Implementacijom LSN prediktivnog filtra umesto polinoma predviđanja, dobija se približno ekvivalentan rezultat kao u slučaju implementacije opserversa u IMPACT strukturi, ali ovoga puta struktura se bitno pojednostavljuje. Promenom parametra  $T_f$  sada je na jednostavan i jasan način moguće uticati na dinamičke osobine sistema, na potiskivanje šuma kvantovanja, ali i na oblast robustne stabilnosti sistema (Sl.11).

## 5. ZAKLJUČAK

U radu su predstavljene strukture sa opserversom poremećaja koje nude nekoliko atraktivnih osobina: sinteza spoljne i unutrašnje konture teče neinteraktivno kao kod IMPACT strukture, u odsustvu velikih parametarskih perturbacija dozvoljavaju nezavisno podešavanje dinamike otklanjanja poremećaja od dinamike odziva od strane zadate vrednosti, omogućavaju dobru robustnu performansu sistema, itd. Ipak, sve prednosti koje poseduje struktura sa opserversom poremećaja važe i za IMPACT strukturu. Dok s druge strane, prednosti IMPACT strukture se ogledaju u korišćenju unutrašnjeg modela poremećaja, transparentnom algoritmu sinteze koji nije ograničen specifičnostima objekta upravljanja [1], kao i u pogledu interne stabilnosti strukture. Unutrašnji model uključuje predikciju pri kompenzaciji poremećaja, što kod opserversa poremećaja nije slučaj. Predstavljena modifikacija IMPACT strukture u ovom radu omogućava značajno poboljšanje strukture u smislu osetljivosti na šum kvantovanja, i podešavanja performansi sistema. S obzirom na tekuću popularnost struktura sa opserversom poremećaja i na prednosti IMPACT strukture, realno je u skoroj budućnosti očekivati da IMPACT struktura sve više dobija na primeni i značaju u sintezi servomehanizama visokih performansi.

## 6. LITERATURA

- [1] M.S. Matijević, "Razvoj novih struktura digitalno upravljanih elektromotornih pogona i industrijskih procesa", doktorska disertacija, Mašinski fakultet u Kragujevcu, 2001.
- [2] M.R. Stojić, M.S. Matijević "Primena prediktivnih filtara umesto unutrašnjeg modela poremećaja IMPACT strukture", *Zbornik XLVI Konf. ETRAN-a*, Teslić, 2002.
- [3] Цзпкин, "Синтез робастно оптимальных систем управления объектами в условиях ограниченной неопределенности", *Автом. и Телемех.*, №9, с. 139-159, 1992.

[4] Ya.Z. Tsypkin and U. Holmberg, "Robust stochastic control using the internal model principle and internal model control", *Int. J. Control*, vol. 61, №4, P 809-822, 1995.

[5] A. Tesfaye, H.S. Lee, and M. Tomizuka, "A sensitivity optimization approach to design of a disturbance observer in digital motion control systems", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 5, №1, pp. 32-38, 2000.

[6] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics", *Trans. Jpn. Soc. Elect. Eng.*, vol. 107, № D, pp. 83-86, 1987.

[7] T. Umeno and Y. Hori, "Robust speed control of dc servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, №5, pp. 363-368, 1991.

[8] C.J. Kempf and S. Kobayashi, "Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 7, №5, pp. 513-526, 1999.

[9] B. Yao, M. Al-Majed, and M. Tomizuka, "High-performance robust motion control of machine tools: an adaptive robust control approach and comparative experiments", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 2, №2, pp. 63-76, 1997.

[10] B-K.Choi, C-H.Choi, and H.Lim, "Model-based disturbance attenuation for CNC machining centers in cutting process", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 4, №2, pp. 157-168, 1999.

[11] S. Väiliviita, S.J. Ovaska and Olli Vainio, "Polynomial predictive filtering in control instrumentation: A review", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 46, №5, pp. 876-888, 1999.

**Abstract** – In this paper, the review of controlling structures that use the model of controlled electrical drive within the control portion of the system is given. The internal model of the drive is employed in order to estimate and compensate immeasurable external disturbances. The particular attention has been paid to IMPACT (Internal Model Principle and Control Together) structure and its application to digitally controlled electrical drives. Some modifications of IMPACT structure are proposed to improve the system performance and to enable easier structural synthesis.

## APPLICATION OF INTERNAL MODELS IN THE DESIGN OF CONTROLLED ELECTRICAL DRIVES

Milić R. Stojić and Milan S. Matijević

## IMPLEMENTATION OF A NEW OBJECT ORIENTED FREQUENCY DOMAIN ELECTRONIC CIRCUIT SIMULATION SYSTEM

Milan Savić, Vančo Litovski, *Faculty of Electronic Engineering Niš*

**Abstract** – Implementation of frequency domain analysis to the Alecsis (Analogue and Logic Electronic Simulation System) simulator is described in this paper. Simulation examples will show the state of the development.

### 1. INTRODUCTION

Modern electronic simulators mostly use HDL (Hardware Description Language) to establish communication between designer and computer code performing simulation. This is the case with Alecsis [1], too. Namely, Alecsis communicates with the user by the AleC++ language being a superset of C++ [2] as shown in Fig.1. The simulator itself is performing time domain behavioural simulation of mixed signal and mixed domain circuits and systems. It was successfully applied to simulation of a broad set of systems starting with non-linear electronic via digital electronic, through mixed mode electronic and mixed mode electromechanical, ending with mixed mode behavioural. Now frequency domain analysis is being added.

In addition to features in accordance with IEEE standard for VHDL and VHDL-AMS, AleC++ has features that are very useful for modeling complex systems. Such features for analog modeling are: use of processes in analog models (before defining the topology, when simulator starts, before and after solving the system in every time-instant, in every iteration and at the end of simulation), modifying contributions to connected sub models, which is a very user-

friendly modeling paradigm, space-continuous analog systems etc. For discrete-event modeling some of those features are: variable number of formal signals and user-defined signal attributes. Object orientedness of AleC++ is a very useful feature, since modeling is object-oriented problem exploiting extensively inheritance and encapsulation. AleC++ gives the opportunity of both the hardware and software signal processing can be described in the same environment, that is very useful from a design verification point of view.

Alecsis simulator accepts mixed-language descriptions, enabling one part of description to be written in AleC++ and exploiting its important advantages, while other part (libraries in VHDL or model cards in SPICE) may be given in standardized form. At the moment a VHDL-AMS compiler for Alecsis is being implemented.

Here several aspects of the development of this new software are covered such as: extension of the AleC++ language, connection to the non-linear DC simulation, small-signal model generation, equation formulation in the frequency domain, equation solution with sparsity considerations, performance computation (including: amplitude, phase, real and imaginary parts, logarithmic scales, amplifications, local sensitivity etc.)

Simulation examples will show the state of the development and will include passive and MOS circuits.

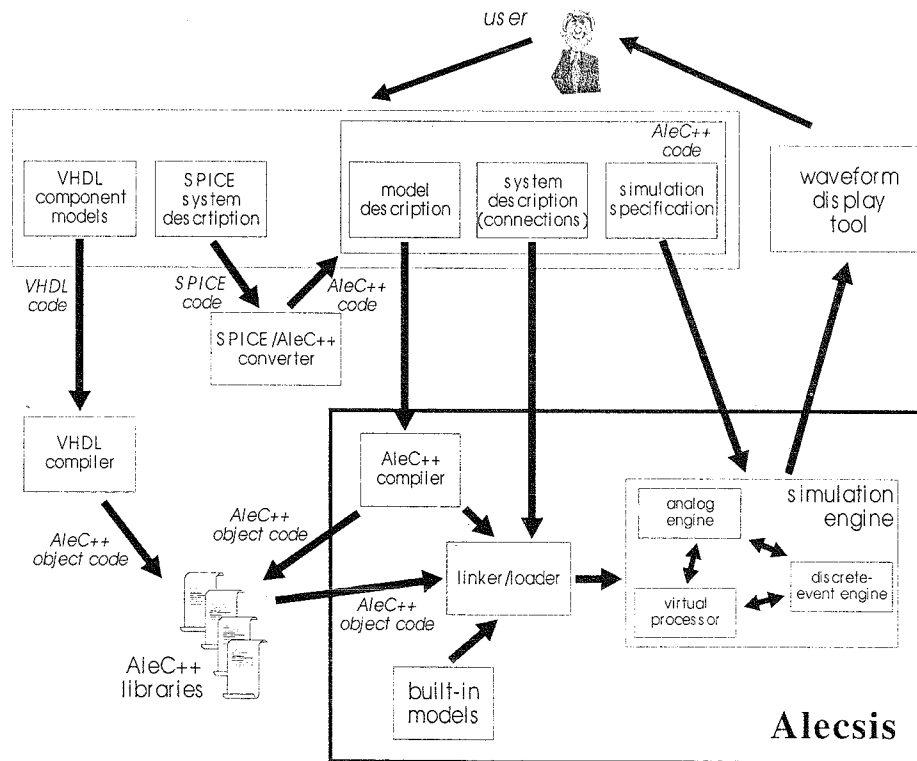


Fig. 1. Alecsis simulator

## 2. AC ANALYSIS ALGORITHM

Figure 2 shows the simplified algorithm of frequency domain simulation as implemented in the Alecsis simulator.

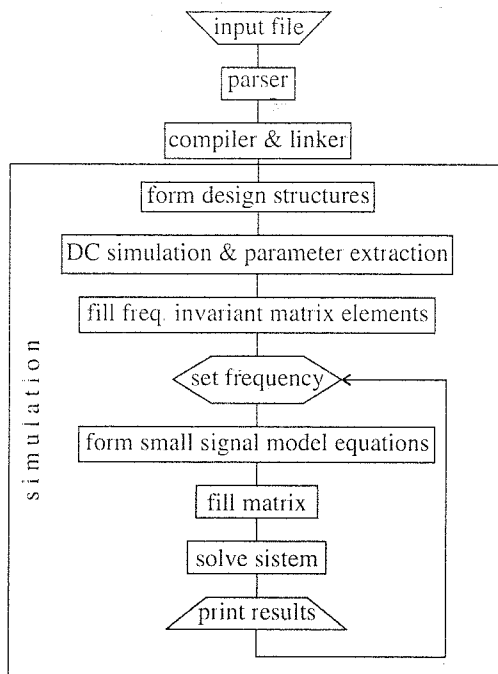


Fig. 2. Simplified simulation algorithm.

## 3. EXTENSION OF THE ALEC++ LANGUAGE

In order to implement AC domain simulation input language of ALECSIS simulator had to be extended. First a new command ac for AC analysis has been added having the parameters:

```
fscale    0 - linear 1 - dec 2 - oct
fstart    lowest frequency
fstop     highest frequency
fnum      number of points in which
           analysis occurs
```

```
Eg. ac {fscale=2; fstart=10;
fstop=100M; fnum=100;}
```

The AC analysis works with complex numbers, and since AleC++ is an object oriented language, all the values have been added following properties: amp (amplitude), phase (phase), real (real part) and imag (imaginary part). E.g. output->phase gives the phase of the output.

New types of independent generators have been added as well. Those are vac - voltage and cac - current generator. They accept following parameters: amp - amplitude and phase - phase of the signal. For example:

```
vac vin;
vin (node1, node2) {amp=1mV;
phase=0rad;}
```

In order to implement extensions of AleC++ language the parser (parser is generated using yacc parser generator and lex lexical analyzer) and the compiler [3] had to be modified accordingly.

## 4. EQUATIONS FORMULATION AND SOLVING

For AC analysis it would be possible to formulate a matrix with complex elements, in which case not many changes would be necessary in matrix filling. Since ALECSIS simulator is written in ANSI C that has no complex type a different approach has been implemented. In order to enable real arithmetics to be implemented the system of nodal equations

$$Ax = z \quad (1)$$

is usually transformed into:

$$\begin{bmatrix} A_r & -A_i \\ A_i & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ x_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_r \\ z_i \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where  $A = A_r + i \cdot A_i$ ,  $x = x_r + i \cdot x_i$  and  $z = z_r + i \cdot z_i$ . Here  $A$  is the (modified) nodal admittance matrix,  $x$  is the vector of the unknown node voltages and branch currents, while  $z$  is the vector of excitations [4]. All the matrices in (2) are of type double.

It should be noted that obtained matrix has twice the size and is sparser compared to the matrix for transient analysis.

## 5. CONNECTION TO THE NON-LINEAR DC SIMULATION

Semiconductor devices have strictly nonlinear nature. However, in some circuit situations, the characteristics of the device must be represented only in a restricted range of currents and voltages. In particular, for small variations around operating point, the nonlinear characteristics of the device can be linearized by means of the expansion in Taylor series truncated after the first order terms. Obtained model is called small-signal model.

Parameters used in small-signal model are calculated during DC analysis that must precede the AC analysis. Those parameters for all nonlinear devices in a circuit must be stored and used in equation formulation for small-signal models [5, 6, 7, 8].

## 6. SIMULATION EXAMPLES

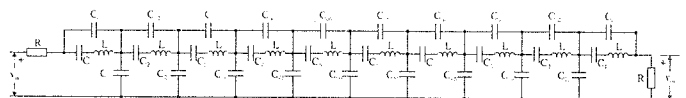


Fig. 3. Ten-stage crystal band-pass filter.

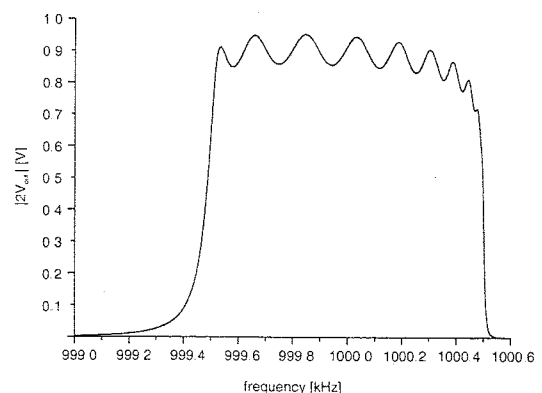


Fig. 4. Amplitude characteristic.

As a simulation example for passive circuits, a ten stage crystal band-pass filter shown in figure 3 [9] has been simulated. Obtained amplitude characteristic is shown in figure 4.

As an example for simulation of active circuits, a simple one-stage MOS amplifier has been simulated. Figure 6 shows the simulation results for variations of circuit elements and MOS parameters.

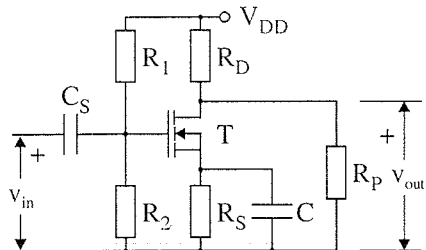


Fig. 5. Simple MOS amplifier

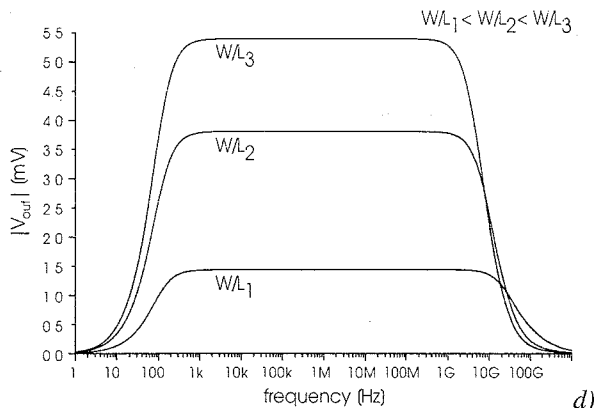
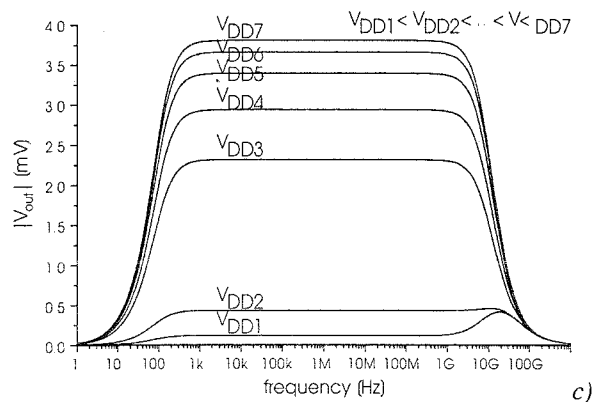
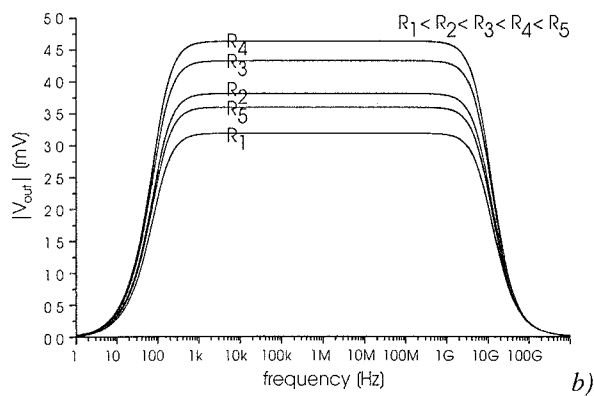
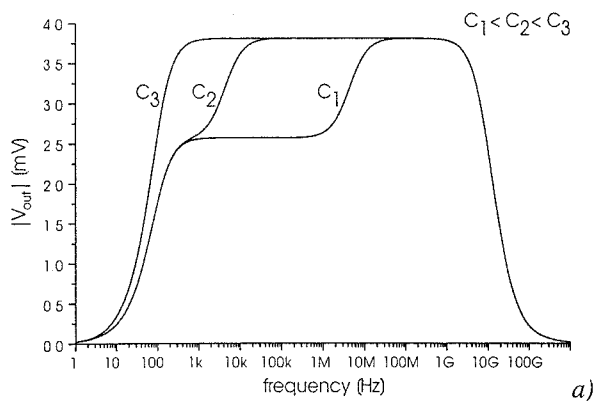


Fig. 6. Amplitude characteristic.

Obtained results are in good accordance with SPICE simulations.

## 7. CONCLUSION

Basic considerations of adding AC simulation to ALECSIS simulator has been described in this paper. Given examples show the current state of development.

Small signal models for other semiconductor devices are being implemented, as well as linearization of needed parameters during DC analysis. Also, implementation of techniques for exploiting matrix sparsity in order to increase simulation speed is being considered [10]. Sensitivity analysis is also to be implemented.

## 8. REFERENCES

- [1] -----, "Aleccis 2.3, the simulator for circuits and systems. User's manual", Laboratory for Electronic Design Automation, Faculty of Electronic Engineering, University of Niš, Yugoslavia, LEDA - 1/1998.
- [2] Litovski V., Maksimović D., and Mrčarica Z., "Mixed-signal modeling with AleC++: Specific features of the HDL", Simulation Practice and Theory 8, 2001, pp. 433-449.
- [3] Aho A. V., Sethi R., and Ullman J. D., "Compilers - Principles, Techniques, and Tools", Addison-Wesley, 1986.
- [4] Litovski V., and Zwolinski, M., "VLSI Circuit Simulation and Optimization", Chapman and Hall, London, 1997.
- [5] Antognetti P., Massobrio G., editors, "Semiconductor Device Modeling with SPICE", McGraw-Hill, 1988.
- [6] Getreu I. E., "Modeling the Bipolar Transistor", North-Holland, 1976.
- [7] Divekar D. A., "FET Modeling for Circuit Simulation", Kluwer Academic Publisher, 1988.
- [8] -----, "SPICE2 Version 3F.5 - Source Code", University of California, Berkeley, 1993.
- [9] Humpherys D. S., "The Analysis, Design, and Synthesis of Electrical Filters", Prentice-Hall, 1970.
- [10] Kundert K. S., "Sparse Matrix Techniques", in: Ruehli A. E., editor, "Circuit Analysis, Simulation and Design", North-Holland, 1986.



## DINAMIČKI PRELAZ SA RELEJNOG NA LINEARNO UPRAVLJANJE ZASNOVANO NA UNUTRAŠNJEM MODELU

Milica B. Naumović, *Elektronski fakultet u Nišu*

**Sadržaj** - U ovom radu razmatra se upravljački algoritam kojim se obezbeđuje robustno praćenje i kompenzacija poremećaja, a koji se dobija kombinacijom upravljanja u kliznom režimu i linearnog kontrolera zasnovanog na principu unutrašnjeg modela. U cilju povezivanja ova dva fundamentalno različita upravljačka zakona, predlaže se uvođenje svojevrsnog opservera unutrašnjeg modela.

### 1. UVOD

Sistemi upravljanja sa robustnim kontrolerima obezbeđuju zahtevane performanse u realnim uslovima koje karakteriše znatno odstupanje od pretpostavljenog modela objekta upravljanja i/ili dejstvo neočekivanih poremećaja. U sintezi takvih sistema predložene su različite tehnike upravljanja, a u ovom radu detaljnije su razmatrane dve upravljačke strukture kao i svojevrsan dinamički prelaz sa jedne na drugu strukturu.

U teoriji robustnog upravljanja razvijeni su metodi projektovanja robustnih regulatora koristeći koncepciju unutrašnjih modela objekta i/ili poremećaja [1]. Naime, moguće je potisnuti dejstvo poznate klase spoljnih poremećaja na sistem, kao i minimizirati uticaj varijacije parametara objekta upravljanja.

Upravljanje u kliznom režimu je efikasna upravljačka tehnika primenljiva i u slučaju nelinearnih sistema. Uz pretpostavku da su varijacije parametara objekta i poremećaji ograničeni, primenjuje se relativno jednostavna upravljačka šema koja se karakteriše diskontinualnom upravljačkom funkcijom i visokofrekventnim oscilacijama oko ravnotežnog stanja [2].

U ovom radu razmatra se i algoritam kombinovanog upravljanja sa ciljem da se postigne robustno praćenje uz odgovarajuću brzinu reagovanja sistema i adekvatan stepen oscilatornosti odziva. To se postiže preključenjem sa nelinearnog kontrolera, koji radi u kliznom režimu, na linearni kontroler koji je zasnovan na unutrašnjem modelu. Ova supstitucija upravljačkih strategija odvija se automatizovano, budući da su dva primenjena fundamentalno različita upravljačka zakona povezana svojevrsnim opserverom implementiranog unutrašnjeg modela [3].

### 2. UPRAVLJANJE ZASNOVANO NA UNUTRAŠN- NJEM MODELU (IMP-Internal Model Principle)

Koncept unutrašnjeg modela, koji je zasnovan na principu apsorpcije poremećaja, predstavlja klasičnu upravljačku tehniku koja omogućava praćenje referentnog signala sa nultom greškom u stacionarnom stanju i potiskivanje dejstva poznate klase spoljnih poremećaja na upravljaju promenljivu [1]. Podsetimo, da se spoljašnji poremećaj može jednostavno modelovati u obliku rešenja homogene diferencijalne jednačine. U cilju ekstrakcije kompletnog uticaja poremećaja na vrednost izlaza u stacionarnom stanju, u upravljački deo sistema ubacuje se

model poremećaja. Dakle, ukoliko je potrebno postići savršeno asimptotsko praćenje neopadajućeg referentnog signala (recimo odskočnog, nagibnog ili sinusoidalnog), i/ili kompenzaciju neopadajućeg spoljašnjeg poremećaja, funkcija povratnog prenosa mora da sadrži model referentnog signala i/ili signala poremećaja.

Metoda je ilustrovana sa više detalja u slučaju signala trećeg reda koji bi mogao da bude ulazni signal i/ili signal poremećaja.

Model u prostoru stanja razmatranog sistema je dat sa

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} + \mathbf{b}_1 w \\ c &= \mathbf{dx} + hu, \end{aligned} \quad (1)$$

gde je  $\mathbf{x} \in \mathcal{R}^n$ ,  $u, w, c \in \mathcal{R}^1$ , a matrice i vektori su odgovarajućih dimenzija. Parametre kontrolera treba podesiti tako da se postigne željeni kvalitet odziva sistema, odnosno praćenje ulaznog signala trećeg reda bez greške u stacionarnom stanju, uz efikasnu kompenzaciju signala poremećaja trećeg reda. Dakle, neka se a priori zna dinamičko ponašanje referentnog signala i signala poremećaja, i neka je isto opisano diferencijalnom jednačinom

$$\ddot{r} = \alpha_1 \ddot{r} + \alpha_2 \dot{r} + \alpha_3 r, \quad (2)$$

gde su  $\alpha_i, i = 1, 2, 3$  konstante. Otuda je moguće u prethodnoj jednačini  $r$  zameniti sa  $w$ .

Greška sistema data je sa

$$e = c - r, \quad (3)$$

odakle se nakon diferenciranja dobija

$$\ddot{e} = \ddot{c} - \ddot{r} = \mathbf{d}\ddot{\mathbf{x}} + h\ddot{u} - \alpha_1 \ddot{r} - \alpha_2 \dot{r} - \alpha_3 r. \quad (4)$$

Definišimo dve pomoćne promenljive,  $\xi$  i  $\mu$ , na način

$$\stackrel{\text{def}}{\xi} = \ddot{\mathbf{x}} - \alpha_1 \ddot{\mathbf{x}} - \alpha_2 \dot{\mathbf{x}} - \alpha_3 \mathbf{x}, \quad (5)$$

$$\stackrel{\text{def}}{\mu} = \ddot{u} - \alpha_1 \ddot{u} - \alpha_2 \dot{u} - \alpha_3 u. \quad (6)$$

Na osnovu (4) dobijamo

$$\ddot{e} - \alpha_1 \ddot{e} - \alpha_2 \dot{e} - \alpha_3 e = \mathbf{d}\xi + h\mu, \quad (7)$$

pa je jednačina stanja u prostoru stanja promenljive  $\xi$  data sa

$$\dot{\xi} = \mathbf{A}\xi + \mathbf{b}\mu, \quad (8)$$

koja se, zajedno sa jednačinom (7), može prepisati na način,

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \ddot{e} \\ \ddot{e} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \alpha_3 & \alpha_2 & \alpha_1 & \mathbf{d} \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \ddot{e} \\ \xi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ h \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} \mu. \quad (9)$$

U slučaju kontrolabilnosti sistema opisanog sa (9), možemo potražiti upravljanje u obliku

$$\mu = -[K_3 \quad K_2 \quad K_1 \quad K_0] \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \ddot{e} \\ \xi \end{bmatrix}, \quad (10)$$

tako da dinamika anuliranja greške sistema bude proizvoljna.

Ako izrazimo zakon upravljanja u povratnoj sprezi pomoću pravog stanja procesa  $x$ , za upravljanje  $u$  dobijamo

$$\ddot{u} + K_0 \ddot{x} = \alpha_1 (\ddot{u} + K_0 \ddot{x}) + \alpha_2 (\dot{u} + K_0 \dot{x}) + \alpha_3 (u + K_0 x) - K_1 \ddot{e} - K_2 \dot{e} - K_3 e. \quad (11)$$

Budući da je u slučaju diferencijalne jednačine (11) celishodno dobiti model u prostoru stanja u opservabilnoj kanoničnoj formi, definišmo novu promenljivu stanja na način

$$v_1 = u + K_0 x. \quad (12)$$

U tom slučaju jednačina (11) postaje

$$\ddot{v}_1 = \alpha_1 \ddot{v}_1 + \alpha_2 \dot{v}_1 + \alpha_3 (v_1 - K_0 x) - K_1 \ddot{e} - K_2 \dot{e} - K_3 e. \quad (13)$$

Za model u prostoru stanja u opservabilnoj kanoničnoj formi dobijamo

$$\dot{v} = \bar{A}v - Ke, \quad (14)$$

gde je  $v = [v_1 \quad v_2 \quad v_3]^T$  vektor stanja unutrašnjeg modela i

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 1 & 0 \\ -\alpha_2 & 0 & 1 \\ -\alpha_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

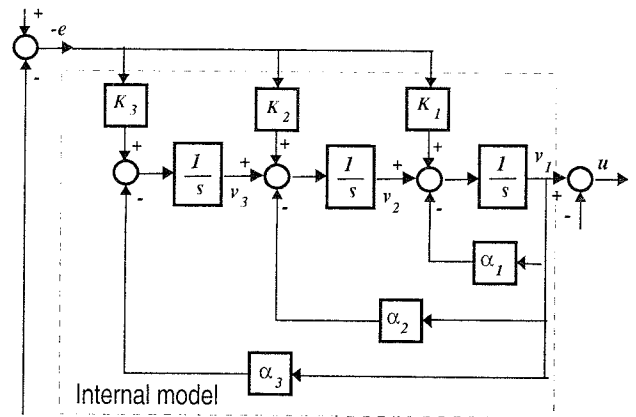
Pretpostavimo da je par  $(A, b)$  kontrolabilan sa pripadajućom funkcijom prenosa bez nula u lokacijama korena karakteristične jednačine koja odgovara diferencijalnoj jednačini (2), a koja se odnosi kako na referentni signal, tako i na poremećaj. Na Sl. 1 prikazana je struktura kontrolera koja je zasnovana na unutrašnjem modelu i odgovara redom relacijama (14) i (15). Primitimo da kontroler uključuje unutrašnji model (tri integratora) referentnog signala i/ili poremećaja. Upravljana veličina asimptotski prati referentni signal sa nulom greškom u stacionarnom stanju i u slučaju izvesnih perturbacija parametara objekta. Dodatna dinamika u upravljačkoj petlji, međutim, može da degradira kvalitet odziva sistema i da uslovi veći preskok, odnosno izraženiju oscilatornost prelaznog procesa.

**Primer.** Razmatra se prateći servomehanizam u disketnoj jedinici računara. Na pouzdanost čitanja podataka utiču unutrašnji i spoljašnji poremećaji kao što su: rotacija diska, ekcentričnost i napravnost staza, mehaničke vibracije i šokovi, šumovi merenja pozicije. Pošto kružna staza sa podacima nije potpuno centrirana, radijalni servo sistem treba da obezbedi praćenje sinusoidalnog ulaznog signala zadate učestanosti  $\omega_0$ . Neka su parametri normalizovanog modela u prostoru stanja (1) dati sa:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad d = [1 \quad 0] \quad \text{i} \quad h = 0. \quad (16)$$

Ako su  $r$  i  $w$  sinusoidalan signal kružne učestanosti  $\omega_0 = 1$  i normalni odskočni signal respektivno, tada je u relaciji (2)  $\alpha_1 = \alpha_3 = 0$  i  $\alpha_2 = -\omega_0^2$ . Neka su željene lokacije korena karakteristične jednačine sistema (9)

$$\Lambda = \{-4, -1 + j\sqrt{3}, -1 - j\sqrt{3}, -\sqrt{3} + j, -\sqrt{3} - j\}.$$

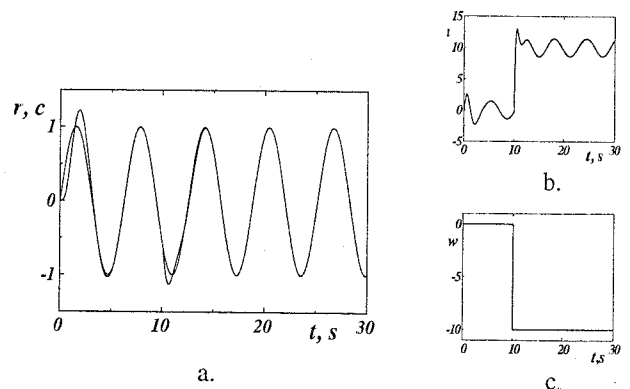


Sl.1. Struktura kontrolera zasnovanog na unutrašnjem modelu

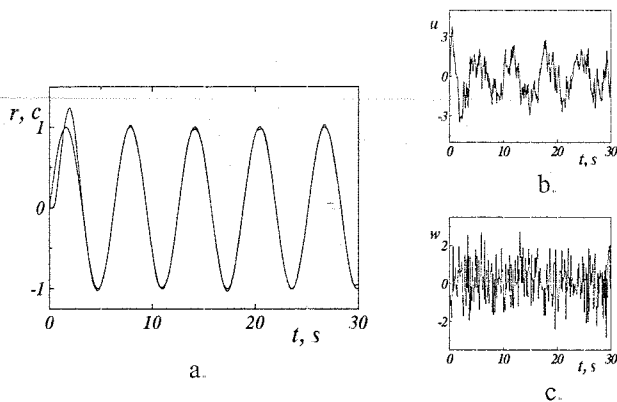
Za parametre upravljačkog algoritma (12)-(15) dobijamo:

$$\begin{bmatrix} K_0 & K^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{01} & K_{02} & K_1 & K_2 & K_3 \end{bmatrix} \\ = [35.79 \quad 8.46 \quad 72.11 \quad 67.64 \quad 64.00].$$

Efikasnost predložene strukture potvrđena je odzivima prikazanim na slikama 2 i 3. Apsorpcija determinističkog poremećaja pretpostavljenog oblika je potpuna. Primitimo da je struktura prihvatljiva i u slučaju stohastičkog poremećaja. Uočava se, međutim, degradacija specificiranog odziva na početku prelaznog procesa, što je posledica dodatne dinamike koja je prisutna u upravljačkom delu sistema.



Sl. 2. Talasni oblici u sistemu sa kontrolerom zasnovanim na unutrašnjem modelu pri čemu je  $r(t) = \sin t$  i  $w(t) = -10h(t-10)$



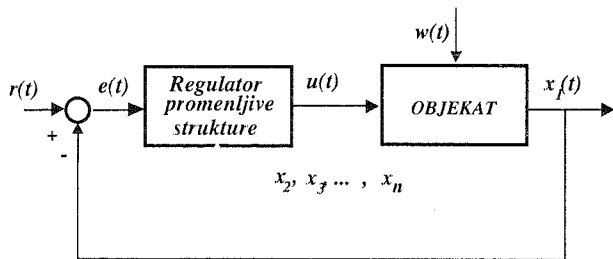
Sl. 3 Talasni oblici u sistemu sa kontrolerom zasnovanim na unutrašnjem modelu pri čemu je  $r(t) = \sin t$  i  $w(t)$  - beli šum

### 3. UPRAVLJANJE ZASNOVANO NA KLIZNOM REŽIMU (SMC - Sliding Mode Control)

Upravljanje zasnovano na kliznom režimu je vid robustnog upravljanja kako linearnim tako i nelinearnim sistemima u prisustvu spoljašnjih neočekivanih poremećaja kao i perturbacije parametara sistema [2]. Podsetimo da ono, za razliku od upravljanja zasnovanog na unutrašnjem modelu, nije vezano za model procesa.

Funkcionalna blok šema sistema upravljanja promenljive strukture prikazana je na Sl. 4. Neka je model objekta upravljanja (1) dat u kontrolabilnoj kanoničnoj formi sa

$$A = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ \vdots & & & \\ 0 & & & \\ -a_1 & -a_2 & \dots & -a_n \end{bmatrix}, \mathbf{b} = [0 \dots 0 \ b]^T, \mathbf{b}_1 = [0 \dots 0 \ b_1]^T \quad (17)$$



Sl. 4 Funkcionalna blok šema sistema

Klizni režim se uspešno može ostvariti relejnim upravljačkim zakonom oblika

$$u = U_0 \operatorname{sgn}(g), \quad U_0 = \operatorname{const} > 0, \quad (18)$$

gde jednačina klizne hiperravnine

$$g = \mathbf{c}^T \mathbf{e} = 0 \quad (19)$$

predstavlja diferencijalnu jednačinu kojom se opisuju kretanje sistema u kliznom režimu. Primetimo da je ponašanje sistema u tom slučaju invarijantno u odnosu na perturbacije parametara i spoljašnje poremećaje, jer jednačina (19), koja je inače  $n-1$ -og reda, ne zavisi od parametara sistema, kao ni od upravljanja i spoljašnjih poremećaja. U jednačini (19) je

$$\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_n]^T, \quad c_i > 0, \quad c_n = 1$$

$$\mathbf{e} = [e \ \dot{e} \ \dots \ e^{(m-1)} \ -x_{m+1} \ \dots \ -x_n]^T, \quad (20)$$

pri čemu je signal greške definisan sa  $e = r - x_1$ , gde je  $r$  - referentni signal i  $x_1$  - upravljana promenljiva. Odgovarajućim izborom  $c_i, i = 1, \dots, n$  u (19) može se postići da sistem posle nastanka kliznog režima ima željene dinamičke osobine. Pokazuje se da su uslovi egzistencije kliznog režima dati sa

$$c_{i-1} - c_{n-1}c_i - a_i + a_n c_i = 0, \quad i = 2, 3, \dots, n-1 \quad (21)$$

$$\left| \frac{(-a_1 + c_1 a_n - c_1 c_{n-1})e_1 + a_1 r + a_2 \dot{r} + \dots + a_m r^{(m-1)} + a_{m+1} r^{(m)} - b_1 w}{b} \right| < U_0 \quad (22)$$

Ukoliko su uslovi invarijantnosti sistema ispunjeni

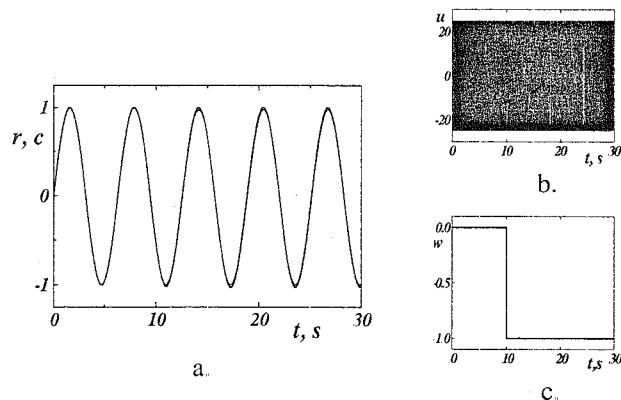
$$\operatorname{rang}[\mathbf{b}] = \operatorname{rang}[\mathbf{b} \mid \mathbf{b}_1] = 1, \quad (23)$$

može se obezbediti da sistem u kliznom režimu bude invarijantan na dejstvo spoljašnjeg poremećaja za koji se pretpostavlja da je ograničen, tj.

$$|w| \leq w_0 = \operatorname{const} > 0 \quad (24)$$

Relejno upravljanje (18) odlikuje se zavidnom brzinom reagovanja, održanjem kliznog režima u stacionarnom stanju bez obzira na astatizam objekta, robustnošću kao i jednostavnom realizacijom. Savršeno praćenje, međutim, postiže se samo uz visokofrekventne oscilacije upravljačkog signala, koje su u realnim sistemima izvor tzv. četeringa [4]. Mada su, do sada, mnoga istraživanja bila usmerena ka rešavanju ovog problema, problem četeringa u kliznom režimu nije generalno rešen, već samo u izvesnoj meri ublažen.

Na Sl. 5 prikazani su vremenski odzivi sistema čiji je objekat opisan sa (16), a algoritam upravljanja oblika (18)-(19). Poznato je, da je za relejni zakon upravljanja karakterističan snažan upravljački signal sa izraženim treptanjem i u stacionarnom stanju kao na Sl. 5b.



Sl. 5 Talasni oblici u sistemu upravljanja promenljive strukture sa relejnim algoritmom upravljanja pri čemu je  $r(t) = \sin t$  i  $w(t) = -h(t-10)$

#### 4. RELEJNO UPRAVLJANJE KOMBINOVANO SA UPRAVLJANJEM ZASNOVANIM NA UNUTRAŠNJEM MODELU

Kao što je već rečeno, kada se sistem nalazi u kliznom režimu kretanja, njegova dinamika je unapred određena i opisuje se modelom nižeg reda. Takođe, sistem je robustan u odnosu na dejstvo spoljašnjeg poremećaja i promenu svojih parametara. U kliznom režimu, međutim, javljaju se neželjene visokofrekventne oscilacije (četering), koje mogu da pobude visokofrekventnu nemodelovanu dinamiku sistema i dovedu do degradacije kvaliteta odziva sistema.

Ideja je da se robustno praćenje sa zadovoljavajućim prelaznim procesom i bez četeringa u stacionarnom stanju postigne svojevrsnom kombinacijom prethodno opisanih upravljačkih struktura. Logika formiranja takvog kombinovanog upravljanja svodi se na sledeće.

U prelaznom režimu, neposredno posle promene ulaznog signala ili dejstva nekog spoljašnjeg poremećaja, dominantnu ulogu igra upravljanje zasnovano na kliznom režimu, sve dok se upravljana veličina dovoljno ne približi ciljnoj vrednosti, kada započinje proces linearnog upravljanja. Uočimo, međutim, da se u ovom slučaju javlja problem tzv. kondicioniranja, tj. neophodnost formiranja automatizovane reakcije.

Rešenje problema moguće je potražiti u svojevrsnom "uvežbavanju" unutrašnjeg modela pomoću upravljačkog signala sa četeringom, tako da je izlazni signal unutrašnjeg modela signal  $v_1 (= u + K_0 x)$ , koji je u trenutku promene upravljačke strukture filtriran i ekvivalentan upravljanju sa četeringom. Dakle, imajući u vidu relacije (12), (14) i (18), algoritam "uvežbavanja" može se opisati sa

$$u = U_0 \operatorname{sgn}(g) \quad (25)$$

$$\dot{v} = \bar{A}v - Ke + L(u + K_0 x - v_1), \quad (26)$$

gde je  $L$  vektor odgovarajućih dimenzija. Primetimo, da za upravljanje zasnovano na kliznom režimu možemo odabrati najjednostavniji upravljački algoritam poput relejnog (25), ili neki složeniji i efikasniji. Imajući u vidu dimenzije razmatranog sistema (14)-(15), vektor  $L$  u (26) bira se tako da je matrica  $\bar{A} - L[1 \ 0 \ 0]$  stabilna. Štaviše, budući da je  $v_1$  izlaz unutrašnjeg modela, kao što je prikazano na Sl. 1, jednačinom (26) opisuje se u stvari opserver unutrašnjeg modela koji bi, polazeći od upravljačkog signala dobijenog pomoću (25), generisao ekvivalentan, ali filtriran signal.

Dakle, za algoritam opisanog kombinovanog upravljanja možemo da pišemo

$$u = \alpha(v_1 - K_0 x) + (1 - \alpha)U_0 \operatorname{sgn}(g) \quad (27)$$

$$\dot{v} = \bar{A}v - Ke + (1 - \alpha)L(u + K_0 x - v_1), \quad (28)$$

gde je

$$\alpha(t) = \begin{cases} 0 & \text{za } t = 0 \\ 1 & \text{za } e^2 + \dot{e}^2 < \varepsilon; \varepsilon > 0 \text{ je mali broj} \\ \text{ina č e bez promene.} & \end{cases} \quad (29)$$

Uočimo, da se u prelaznom režimu ( $\alpha = 0$ ) upravljački algoritam (27)-(29) svodi na upravljanje opisano jednačinama (25) i (26). U stacionarnom stanju ( $\alpha = 1$ )

upravljanje je zasnovano na unutrašnjem modelu, saglasno jednačinama (12) i (14).

Budući da ne posedujemo uvek informaciju o signalu greške i potrebnom broju njegovih izvoda, projektovanje opservera koordinata stanja sistema je po pravilu neminovno. Problem izbora spektra nula karakterističnog polinoma

$$\Delta(s, L) = \det(sI - \bar{A} + L[1 \ 0 \ 0]) \quad (30)$$

rešava se kompromisno, tj. nule se lociraju ne mnogo daleko od imaginarne ose, ali se zato za  $\varepsilon$  bira dovoljno mali broj. Opisani algoritam primenljiv je i u slučaju upravljanja nelinearnim sistemom, čijom se linearizacijom u okolini ravnotežnog stanja dobija model (1), budući da se u algoritmu (27)-(29) odmah u prelaznom režimu aktivira upravljanje zasnovano na kliznom režimu.

#### 5. ZAKLJUČAK

U radu su razmatrana dva u osnovi potpuno različita upravljačka zakona: linearno upravljanje zasnovano na principu unutrašnjeg modela i nelinearno upravljanje u kliznom režimu. Implementacijom predloženog opservera stanja unutrašnjeg modela postigli bi se brz prelazni proces i nulta greška u stacionarnom stanju, jer bi se obezbedio dinamički, bezudarni prelaz sa relejnog kontrolera, čiji je rad praćen četeringom, na linearni kontroler, koji generiše upravljački signal bez većeg treptanja. Na ovaj način su sačuvane prednosti i ublaženi nedostaci primenjenih algoritama upravljanja.

#### 6. LITERATURA

- [1] G. F. Franklin, J.D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publ. Comp., Reading Massachusetts, 1986.
- [2] B. Peruničić, Č. Milosavljević, i D. Mitić, "SUPS-sistemi upravljanja promenljive strukture (Pregled), Deo I: Vremenski kontinualni sistemi i Deo II: Digitalni sistemi promenljive strukture", *Zbornik radova XLII Konf. ETRAN-a*, Vrnjačka Banja, 2-5.juna 1998, str. 319-326.
- [3] Shang-Teh Wu, "Dynamic Transfer Between Sliding Control and Internal Model Control", *Automatica*, vol. 35, pp. 1593-1597, 1999.
- [4] K. D. Young, V. I. Utkin, and Ü. Özgüner: "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control", *IEEE Int. Workshop on Variable Structure Systems - VSS'96*, 1996, Tokyo, pp. 1-14.

**Abstract** - In this paper, by combining the sliding control and a linear internal model controller, an algorithm for robust tracking and disturbance rejection is considered. In order to connect these fundamentally different control laws, an internal model observer is introduced.

#### DYNAMIC TRANSFER BETWEEN RELAY CONTROL AND LINEAR INTERNAL MODEL CONTROL

Milica B. Naumović

## AN INTERACTIVE KNOWLEDGE BASED ANALOG DESIGN APPROACH

Danica Stefanović\*\*/\*\*, Maher Kayal\*, Vanco B. Litovski\*\*

\* Swiss Federal Institute of Technology, Electronics Labs, STI/IMM/LEG,  
CH-1015 Lausanne Switzerland.

\*\* Faculty of Electronic Engineering, University of Nis, Beogradska 14, 18 000 Nis, Yugoslavia.

**Abstract** – Many CAD tools based on different methods are made to assist in analog design tasks. A lot of these methods use “global” analog design approach and can not really give insight into very complex interdependence of circuit and transistor level parameters. To really help the designer, a interactive analog design tool which can be used with the simulator is needed. In this paper, we present a standalone PC windows based tool for basic analog structures sizing that uses an interactive knowledge based analog design approach. A new chart-based approach is chosen to give the designer an intuitive understanding of the device behaviour. Transistor level calculator is capable to explore some complex relations and enables design of basic analog structures. Systematic operational amplifier design procedure is also implemented.

### 1. INTRODUCTION

Every analog design task consists of one very common procedure – for given circuit specifications, the geometrical dimensions and bias current of each transistor of a circuit have to be determined. To accomplish this task analog designer usually uses the simulator as a unique tool that allows for the circuit parameter values to be changed, and to observe the effect. In this way, analog design procedure becomes very long-lasting, discovering of the interdependencies between circuit and transistor level parameters can be very difficult and large number of simulation runs is needed. On the other side, the simulator offers an accurate modelling, high precision calculations, but only global simulation approach.

In recent years, many CAD analog design tools are developed. The aim of these tools is to assist in analog design procedure. A lot of attempts are made to completely replace the designer and to automate analog design procedure. The role of designer is to supply the specifications and to “press one button”. This automatic approach can give an optimal solution in very limited number of problems and for all other problems the designer goes back to the simulator, continuing very long and difficult procedure.

What the designer really needs is an interactive visualisation approach which can be used together with the simulator. In this way, he has an intuitive understanding of basic analog structure behaviour, all performances and dependencies displayed interactively, and minimal number of simulation runs. For this kind of a tool an automated design methodology for CMOS analog circuit blocks has to be used, which means cell level sizing approaches and even design oriented characterisation of CMOS transistor.

### 2. CAD TOOLS OVERVIEW

An overview of the most important previous CAD tools and methodologies is following.

- *Simulation tools*, such as Hspice, Psice, Eldo. This tools are easy to use, with very accurate modelling. But, on the other side global simulation approach which includes AC, DC, and transient analysis is very limitative for analog design procedure because of difficulty to discover tradeoffs. Nevertheless, every analog designer uses the simulator, and there is no replacement for this kind of tool.
- *CAD tools for design automation* that are based on top-down hierarchical design strategy and usually cover the full design path: topology selection, transistor sizing and layout generation. Some of them are made like software packages that for every design phase (topology selection, optimum sizing, layout generation, verification) have one special tool which is incorporated with all others according to precise design procedure. The representatives [1-8] are:
  - **ACACIA (OASYS, ANAGRAM)**, Carnegy Melon University, 1989.
  - **OPASYN**, University of California, Berkeley, 1990.
  - **ADAM (IDAC, ILAC, SYNAP)**, CSEM, 1990.
  - **ASAIC (HECTOR, OPTIMAN, AUTOLAC, ISAAC, DONALD)**, UKL, 1990.
  - **CHIPAIDE**, Imperial College, University of London, 1990.
  - **ASCOTA**, Electronic faculty, University of Nis, 1992.
  - **AMGIE**, UKL, 2001.

These tools are made to automate almost every step and to give solution for specified problem. But, sometimes interactive action of the designer is very limited.

- *Automatic transistor sizing tools based on special mathematical methods and functions*, such as **GPCAD** tool [9], which uses convex optimization techniques and geometrical programming. These methods can solve large problems, with thousand of variables and constraints, and assure that global solution is always found.

Recent scientific research shows that there are more and more analog cell sizing approaches and even design oriented CMOS characterisations techniques [10-12]. These approaches are suitable to built in previous design experience and knowledge, to discover analog design tradeoffs very ea-

sy, to perform circuit partitioning and to accomplish procedural design. The designer has lot of freedom and can work in parallel with the simulator. What is missing to make this methodologies almost perfect for the analog design is the interactivity and visualization [13].

### 3. AN INTERACTIVE KNOWLEDGE BASED ANALOG DESIGN APPROACH

A new windows based tool for basic analog structures sizing has been developed. This is an interactive chart-based tool that allows to visually explore complex relations and parameter dependencies. This approach is chosen to give an intuitive understanding of the device behaviour. Transistor level calculator uses complete set of equations based on EKV MOS model. It takes into account circuit topology as well as users defined specifications. The tool is knowledge and experience based capable to explore complex interdependencies and relations. Only basic design rules and principles are imposed, and the designer has a lot of degree of freedom. The tool can be very easily used in conjunction with the simulator, allowing design of very complicated circuits, as well as basic analog structures. The tool structure is presented in Figure 1. In the next a short description of the modules will be given.

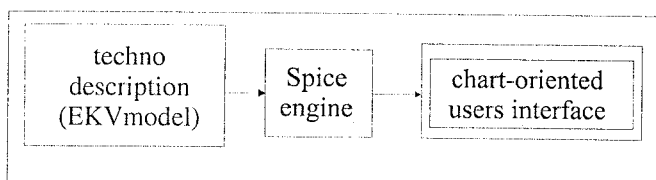


Figure 1. The tool structure

- *The techno parameters and transistor model* – For the transistor modeling EKV MOS model [14, 15] is chosen. This model is very suitable for the circuit simulation because it links weak to strong inversion of the transistor operation in continuous way. A set of equations that is implemented can be inverted very easy. This is very important property, because it allows to find solution for different input parameter sets without using complex numerical methods. In addition, very large number of the transistor parameters important for the analog design procedure can be calculated. Those are: inversion factor, saturation voltage, Spice like threshold voltage, Early voltage, small signal parameters, parasitic capacitances,  $g_m/I_D$  ratio, transconductance efficiency factor etc.
- *The equations* – During analog design procedure, in order to discover the tradeoffs, the designer has to drive different sets of equations. The interdependencies between the parameters at the circuit level of description and the transistor level of description can be very complex. For some complicated circuits, sometimes it is very difficult to find exact expressions for some circuit parameters. So, the approach which is based on driving the equations for given specifications and finding an optimal solution becomes almost impossible.

- *Circuit partitioning and basic analog structures* - In the newly developed tool we implement an opposite point of view. Every analog circuit, even the most complicated one, can be divided into basic analog structures, from which we can form "analog library". The basic analog cells for the most common analog tasks are: current mirror, differential pair, cascode stage, cascode current mirror. If designer can analyze every of this basic structures, if he can determine easily the important properties and parameters, then he can easily size every block. All these analog basic structures are very well analyzed in the literature. This huge theoretical knowledge together with practical experience is implemented in our approach. A separate transistor is also considered as a basic analog structure, so the designer can analyze every transistor and its parameters in the environment imposed by the circuit, and easily to take some decisions for circuit design. In that way analog design becomes very simple, and the simulator becomes a tool for fine tuning.

- *The chart-oriented interface* – The visualization is the most important property of presented approach, because it allows transcription of set of mathematical relations into an appropriate graphical representation. The user-friendly graphic interface is made in the same manner for every block. The designer can enter different parameter sets, change basic parameters and observe in the same time values of all other parameters. Besides the general transistor parameters, for every analog structure the specific parameters are calculated. In this way, the designer doesn't have impression that he works with the set of equations. All the time he is concentrated to the analog structure and its important properties that are visualized. After some time of interaction, the designer gets an intuitive understanding of the structure's behavior. This is an excellent way to built on previous experience and knowledge. For an expert who designs on the analog structure level, this is excellent, very easy-used tool. For non expert, this can be very good didactical tool. An example of the users interface for the current mirror design is shown in Figure 2.

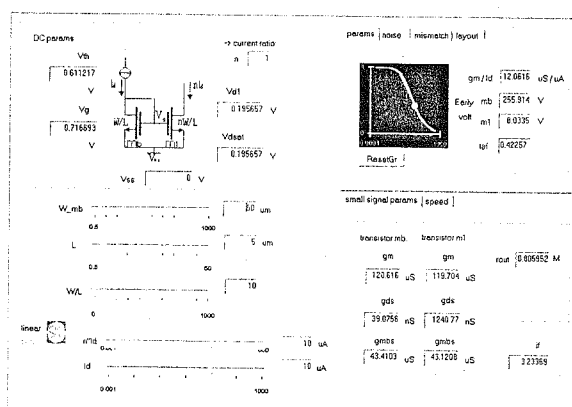


Figure 2. An example of the users interface

- *The design procedure* - The proposed design procedure is based on one transistor cell design, and the techniques that are very similar to [11, 12]. Every analog structure can be presented as a set of transistors, so it can be designed using the same way of reasoning. The key parameter is the  $g_m/I_D$  ratio. It is a measure of the translation of current into trans-

conductance and in the same time gives indication of inversion level. The proposed design steps are following:

- set the priority targets (speed, area, noise, ...)
  - set the bias current
  - set the  $g_m/I_D$  ratio according to the circuit level specifications
  - change interactively the free variables, that are defined for every structure
  - watch in the same time all other parameters
- *The analog structures library* – A library of basic analog structures was created. We define a general behavior, related to the transistor, and a specific behavior, related to the structure. For every structure graphic interface consists of general parameters and specific parameters for that structure. The following basic analog structures are implemented:
    - NMOS transistor cell
    - PMOS transistor cell
    - N current mirror
    - P current mirror
    - N cascode current mirror
    - P cascode current mirror
    - N cascode stage
    - P cascode stage
    - N cascode pair
    - P cascode pair
    - N folded cascode stage
    - P folded cascode stage

- *The systematic design of operational amplifiers* – This tool offers possibility to perform the systematic design of operational amplifiers. In the present version three structures are implemented:

- OTA
- Miller operational amplifier
- Folded cascode operational amplifier

For these structures the knowledge based design methodologies and procedures are implemented. First design step is to enter the design specifications. Then, every circuit is partitioned into basic analog structures, and previously described analog structure design procedure is implemented. All the time, it is possible to supervise the circuit specifications, but there are no imposed values. Simply, the designer can see the effect of his decisions on the circuit performances. After all blocks are designed, the circuit behaviour is summarised and the interaction with the simulator is proposed. The basic design procedure is illustrated in Figure 3.

This procedure can be repeated several times in the interaction with the simulator in order to perform fine tuning. In this way, the transistor sizing and circuit optimization can be achieved at the same time.

#### 4. NEW APPROACH DISCUSSION

The new interactive knowledge based analog design approach has plenty of advantages. It is based on interactive, very easy to use procedure. The experience and knowledge are implemented and transferred in an intuitive way. Wide range of circuits can be designed – from the simplest to very complicated one, using this evolutive approach. On the other

side, all simulation based methodologies limit the designer's interactive action, and the full mathematical methodologies limit implementation of "know-how" skills.

The disadvantage of this approach is that system design of cells is mandatory for transfer into procedural approach.

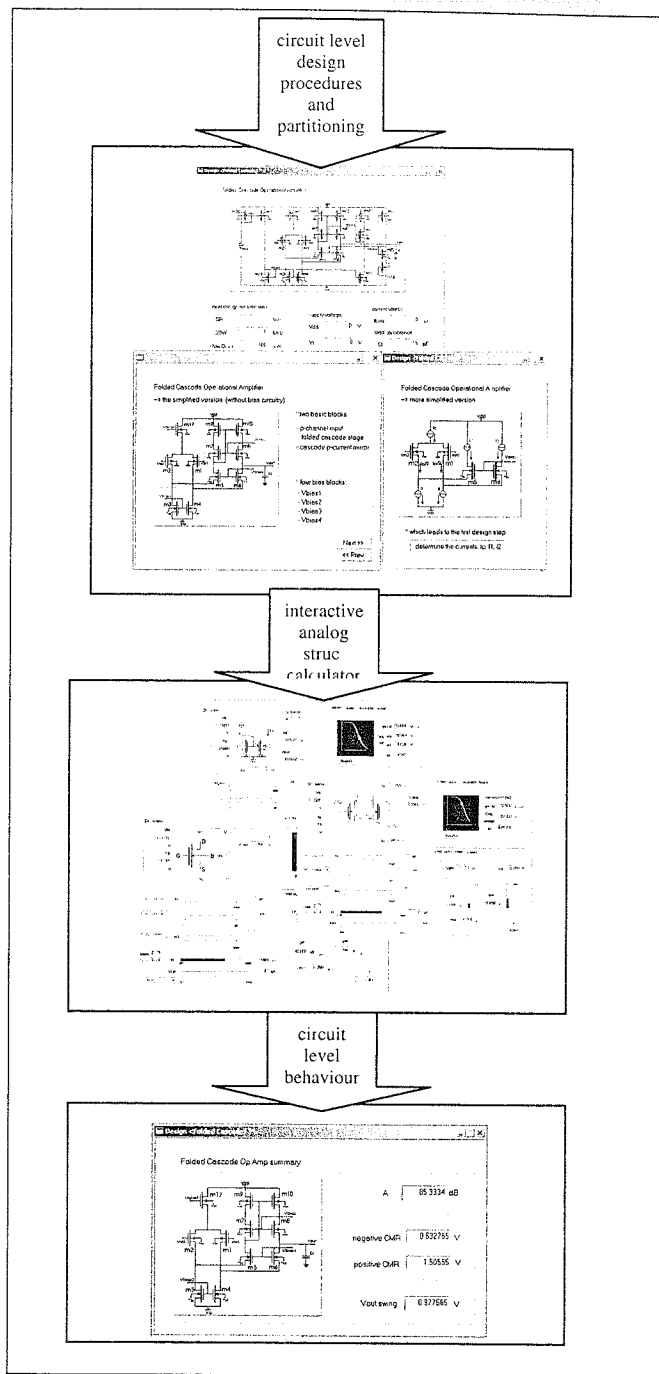


Figure 3. The procedural circuit design

#### 5. CONCLUSION

In this paper a new chart based approach and CAD tool are presented. The interactive knowledge based tool can be used together with the simulator. It is dedicated to help analog designer to make optimum design choices. For an expert this is very useful procedural design tool, for non expert this can be a didactical tool. Anyway, designer's time can be

saved using transistor level calculator capable to explore the complex relations and the charts to display transistor level performances interactively.

## 6. REFERENCES

- [1] D. Glozić, V. Litovski, and R. Bayford, "ASCOTA3 - A New Automatic Hierarchical CMOS Opamp Synthesizer", Facta Universitatis, series: Electronics and Energetics, Vol. 4, No. 1, 1991, pp. 81-105.
- [2] D. Glozić, V. Litovski, and R. Bayford, "ASCOTA3 ADIL: A New Reconfigurable CMOS Analogue VLSI Design Framework", Microelectronics Journal, Vol. 25, No. 5, Aug. 1994, pp. 335-351.
- [3] H. Koh, H. Sequin, P. Gray, "OPASYN: a compiler for CMOS operational amplifiers", IEEE Transactions Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Volume: 9 Issue: 2, Feb. 1990.
- [4] M. Degrauwe, B. Goffart, B. Joss, J. Rijmenants, C. Meixenberger, T. Schwarz, T. Horstein, and P. Deck, "The ADAM analog design automation system", in IEEE International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, pages 820-822, 1990.
- [5] L.R. Carley, D. Garrod, R. Hadrjani, J. Kelly, T. Lim, E. Ochotta, and R.A. Rutenbar, "ACACIA: The CMU analog design system", In Proc. Of Custom Integrated Circuits Conference, pages 4.3.1-4.3.5, May 1989.
- [6] G. G. E. Gielen, H. C. C. Walscharts, and W. M. C. Sansen, "ISAAC: A symbolic simulator for analog integrated circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, 24(6):1587-1597, December 1989.
- [7] G. Van der Plas, G. Debyser, F. Leyn, K. Lampaert, J. Vandebussche, G. Gielen, W. Sansen, P. Veselinovic, D. Leenarts, "AMGIE-A synthesis environment for CMOS analog integrated circuits", IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Volume: 20 Issue: 9, Sept. 2001, Page(s): 1037 -1058
- [8] C. Makris, C. Berrah, X. Xiao, M. Singha, A. Ilumoka, J. Stone, C. Toumazou, P. Cheung, R. Spence, "CHIPAIDE: a new approach to analogue integrated circuit design", IEEE Colloquium on Analogue VLSI, 1990, Page(s): 1/1 -111
- [9] M. del Mar Hershenson, S. Boyd, T. Lee, "GPCAD: a tool for CMOS op-amp synthesis", International Conference on Computer-Aided Design, 1998. ICCAD 98. Digest of Technical Papers, 1998 IEEE/ACM, Page(s): 296 -303
- [10] P. Maulik, L. Carley, D. Allstot, "Sizing of cell-level analog circuits using constrained optimization techniques", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume: 28 Issue: 3, March 1993, Page(s): 233 -241
- [11] D. Binkley, M. Bucher, D. Foty, "Design-oriented characterization of CMOS over the continuum of inversion level and channel length", The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000., Volume: 1, 2000, Page(s): 161 -164 vol.1
- [12] F. Silveira, D. Flandre, P.G.A. Jespers, "A gm/ID based methodology for the design of CMOS analog circuits and its application to the synthesis of a Silicon-on-Insulator micropower OTA", IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31 (1996) 1314-1319.
- [13] R. Spence, "The facilitation of insight for analog design", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, Volume: 46 Issue: 5, May 1999, Page(s): 540 -548
- [14] C. Enz, F. Krummenacher and E. A. Vittoz, "An Analytical MOS Transistor Model Valid in All Regions of Operation and Dedicated to Low-Voltage and Low-Current Applications", J. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Vol. 8, July 1995, pp. 83-114.
- [15] M. Bucher, C. Lallement, C. Enz, F. Théodoloz and F. Krummenacher, "The EPFL-EKV MOSFET Model Equations for simulation, Version 2.6" Technical Report, EPFL, July 1998, available on-line: <http://legwww.epfl.ch/EKV>

*Садржај – Многи САД алати засновани на различитим методама направљени су да би помогли у пројектовању аналогних кола. Сви ови методи користе "глобални" приступ и не могу заједно да пруже увид у компликоване међузависности параметара на нивоу кола и на нивоу транзистора. Да би се заједно помогло пројектанту, неопходно је имати алат са аналогно пројектовање који се може да користи саједно са симулатором. У овом раду представљен је РС-windows алат са пројектовање основних аналогних блокова који користи интерактивни приступ заснован на знању. Нови приступ заснован на графичкој репрезентацији усаван је да би дизајнеру пружио интуитивно разумевање понашања основних компонента. Калкулатор на нивоу транзистора може да истражи неке комплексне релације и омогућава пројектовање основних аналогних блокова. такође, имплементиран је поступак са систематско пројектовање операционих појачавача.*

**ИНТЕРАКТИВНИ ПРИСТУП ПРОЈЕКТОВАЊУ  
АНАЛОГНИХ КОЛА ЗАСНОВАН НА ЗНАЊУ**  
Даница Стефановић, Махер Кајал, Ванчо Б. Литовски





---

---

**секција Т8А**  
**ПРОЦЕСНИ РАЧУНАРИ**

---

---

С. Вукосавић Увећање ефикасности електричних погона .....	178
Д. Рељић, В. Васић, В. Јефенић Кочење асинхроног мотора једносмерним струјама .....	183
В. Васић, С. Вукосавић Принцип природне оријентације полја .....	187
Д. Остојић, Ђ. Орос, В. Васић Анализа могућег термичког оптерећења асинхроног мотора напаяног из фреквентног претвараћа .....	193
П. Матић, Б. Блануша, С. Вукосавић Могућности тестирања алгоритама управљања асинхроним мотором на лабораторијској станици ВЕКТРА .....	197
М. Радивојевић, П. Матић, М. Миланковић Неке могућности примјене фреквенцијских регулатора произвођача OMRON серије 3G3JV .....	203
Р. Јевремовић, С. Николић Ресолвер као сензор положаја и брзине .....	208

---

---

## УВЕЋАЊЕ ЕФИКАСНОСТИ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПОГОНА

Слободан Н. Вукосавић, *Електротехнички факултет у Београду*

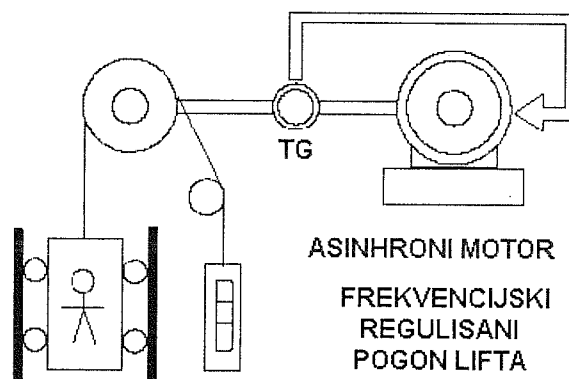
**Садржај** - Прелаз између два миленијума обележен је заоштравањем проблема енергије и загађења средине. Јасно је артикулисана потреба да се даљи индустријски развој умери и сведе онај вид и обим који окружење у коме живимо може поднети. Међу најзначајније мере које то могу обезбедити су конверзија/кондиционирање електричне енергије пре коришћења и употреба дигиталних електричних погона где год постоји потреба за конверзијом електричне енергије у механички рад. Велики број техничких, економских и еколошких фактора указује на то да ће електромеханичка конверзија, дигитално управљање и енергетска електроника у ову сврху бити интензивно развијане. Електрични мотори утроше више од 57% произведене електричне енергије. Од тога, асинхрони мотори троше око 90%, на основу чега се закључује да они троше око половине укупног износа произведене електричне енергије. Стога се закључује да се оптималним управљањем асинхроним мотором могу постићи значајне уштеде. Фреквенцијски регулисани електрични погони се већ 2-3 деценије користе у многим индустријским гранама а све чешиће се примењују и у производима опште намене. Како се знатан део електричне енергије утроши у оквиру ових погона, од значаја је увести мере и поступке за ефикасније коришћење електричних погона, чему је овај рад и посвећен.

## 1. УВОД

Рад анализира могућности за уштеду електричне енергије коришћењем дигиталних електричних погона. Захваљујући дигиталном управљању, флуks у ваздушном зазору се може задати тако да у посматраном радном режиму губици снаге у електричном мотору и погонском претварачу буду умањени. Покретачки момент електричне машине производ је флуksа и активне компоненте струје статора, те постоји неограничен број парова вредности струје и флуksа који ће дати исти производ, па самим тим и једнак покретачки момент. Постојање овог степена слободe омогућује да се амплитуда флуksа прилагоди оптерећењу погона на начин који гарантује минималне губитке снаге. Алгоритми за увећање енергетске ефикасности погона са асинхроним мотором анализирани су у оквиру овог рада. При раду у режиму празног хода, алгоритам за увећање ефикасности ће настојати да умањи амплитуду флуksа, како би се избегло стварање губитака у магнетном колу.

Под оптималним управљањем подразумева се напајање мотора из фреквенцијског регулатора [3,4] који у себи поседује сигнални процесор [5] чији капацитет омогућује имплементацију алгоритма који би амплитуду флуksа прилагодио оптерећењу. Уштеде које се тако могу постићи достижу 17% код пумпи и компресора, који представљају веома честе примене асинхроних мотора. За покретање 5 милиона лифтова (слика 1.) потребна је инсталисана снага од 50 GW. При томе

већина погона ради са моментом мањим од 50% називног, па су и ту могуће уштеде засноване на варијацији флуksа и његовом прилагођењу тренутном моменту оптерећења и брзини кретања. Удео електричних погона у привреди једне земље, трендови и обим истраживања и развоја могу се проценити из тржишних показатеља. Релевантне анализе показују да електрични погони опште намене по значају далеко превазилазе серво погоне високих перформанси. *Frost & Sullivan Market Intelligence* извештава да је у Енглеској од укупног броја погона уграђених у 1997. години било 52.4% погона са машинама наизменичне струје, 33.7% са машинама једносмерне струје, док се остатак од 13.9% односи на хидрауличне и пнеуматске актуаторе.



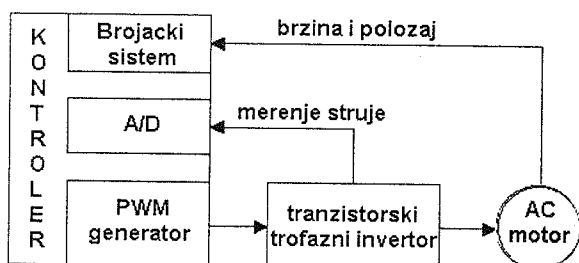
Слика 1: Фреквенцијски регулисани погон индустријског лифта.

Исти извор предвиђа да примене са машинама наизменичне струје у 1998. години увећају за 3.9%. У истој земљи, у погоне са машинама наизменичне струје намењене водопривреди издваја се 14е6 Lstg у 1997. и 18е6 Lstg у 1998. години. Подаци за Сједињене Државе показују да је у 1994. години више од 90% произведених мотора имало називну снагу испод 1HP (*fractional HP motors-FHP*). Од тога, произведено је 550е6 мотора опште намене укупне вредности \$6.1е9, док је за потребе серво погона у аутомобилима и апликацијама индустријске аутоматизације произведено FHP мотора са придруженим редукторима у вредности од \$1.0е9. Већа расположивост симетричног трофазног система напона у Европским земљама чини да највећу примену има Теслин асинхрони мотор. Мотори за снаге до 7.5 kW представљају 40% тржишта, мотори снаге 7.5 – 75kW 31%, док асинхрони мотори снаге преко 75kW представљају 29% тржишта. Продор асинхроних мотора у област кућних апарата је релативно спор јер у овој области тржиште намеће изузетно ниске цене. Регулисани погони могу бити примењени у веш машинама и усисивачима (снаге 0.5 – 1 kW) када производна цена достигне ниво од \$15. Процењује се да ће се технолошки предуслови за израду оваквих погона стећи у веома кратком временском периоду.

Раст производње електричних погона високих перформанси условљен је општим привредним развојем и инвестицијама у нова производна постројења, док се развој одвија углавном у високо развијеним земљама: 25% светске производње алатних машина начини се у Јапану, 22% у Немачкој а око 20% у Кини. *Frost & Sullivan* извештава да је у протеклој декади просечан раст производње серво погона у Европи био око 5%. Студија агенције *Motion Tech Trends* предвиђа да ће у продаја електричних мотора и сервопојачавача за примене у индустријској аутоматизацији у С.А.Д. у наредној години достићи \$4.5e9, од чега ће се 52.8% односити на трофазне асинхроне моторе, 4.2% на степ моторе, 22.6% на серво моторе за једносмерну струју, и 20.4% на синхроне серво моторе. Заједнички именилац свих поменутих примена електричних погона је могућност и потреба да се адекватним управљањем оствари мањи утрошак електричне енергије.

## 2. ПРИМЕНА ДИГИТАЛНИХ СИГНАЛНИХ ПРОЦЕСОРА У ОКВИРУ ПОГОНА

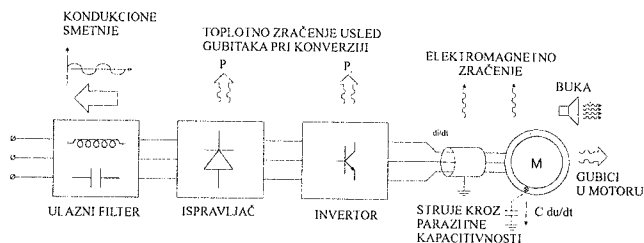
Материјали који се користе у изради мотора (бакар, динамо лим, челик) имају тржишну вредност која се не може битије мењати. Слично, цена електричне енергије показује знаке континуираног раста. У исто време, дигитални погонски контролери високих перформанси [5]; некада веома скуп део електричног погона, постају доступни по цени занемаривој у односу на вредност погона. Развој у пољу дигиталних сигналних процесора омогућује да се коришћењем управљачких алгоритама уштеди на гвозђу и бакуру, као и да се умањи утрошак електричне енергије.



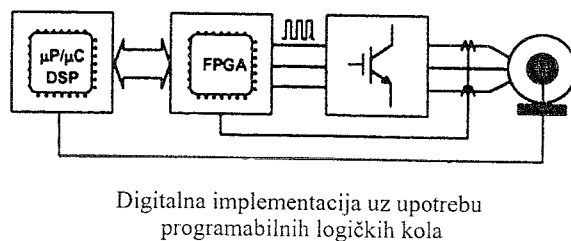
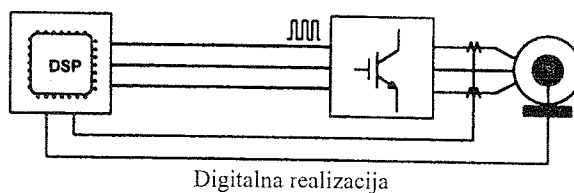
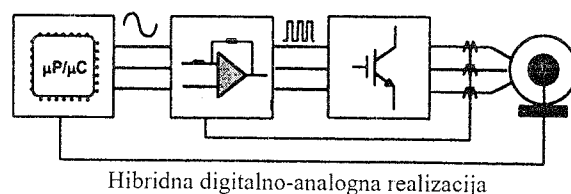
Слика 2: Основне функције мерења и управљања дигиталног погонског контролера у погону са асинхроним мотором.

Дигитална реализација закона управљања омогућена је '70-тих година појавом компактних 8-битних микроконтролера. Дигитална техника и дигитална реализација управљачког система код електромоторних погона доприноси стабилности, флексибилности и побољшању перформанси. Микроконтролери и наменски начињени процесори се уграђују чак и у уређаје као што су кућни апарати, где поред функција управљања погоном обављају и помоћне функције надзора, сигнализације и управљања процесима као што је прање. У оваквим применама дигитални контролер емулира, кроз хардверске и програмске ресурсе, функције које су раније традиционално оствариване аналогним електронским колима.

У периоду '70.-'80. године 8-битни микроконтролери у оквиру електричних погона ЈСС обављају функције фазног управљања мрежно вођеним тиристорским исправљачима, као и функција брзинске и позиционе регулације DC-серво мотора. У оквиру фреквенцијских регулатора, микроконтролери се користе за реализацију трофазне ширинске модулације, РИ компензације и компензације клизања. Сложене функције векторског управљања захтевале су развој брзих 16-битних микроконтролера са придруженим периферијским уређајима потребним за управљање мотором за наизменичну струју. У периоду до '90. године развијени су дигитално управљани погони високих перформанси конципирани на Теслином асинхронном мотору, у оквиру којих 16-битни микроконтролери обављају функције директног и индиректног векторског управљања, скаларног управљања, дигиталне регулације статорске струје, брзине и позиције, као и нижи ниво функција управљања кретањем. Осетљивост мотора, погона и процеса на варијације параметара у току рада захтева развој и примену алгоритама за идентификацију параметера мотора и процеса пре и у току рада погона.



Слика 3: Нежељени ефекти и губици снаге код електричног погона.



Слика 4: Еволуција дигиталних погонских контролера. Употреба програмабилних логичких кола високог степена интеграције.

Дигитално управљани погони високих перформанси данас користе поглавито асинхроне и

синхроне серво моторе за које су развијени алгоритми директног дигиталног управљања. Брзи дигитални погонски процесори омогућују реализацију повратне спреге по стању, редукцију броја сензора захваљујући примени опсервера и естимацији параметара и стања, директно (DTC) и инкрементално (IncTC) управљање моментом, реконструкцију фазних струја из струје међукола конвертора (DC-link), као и паралелно извршавање секундарних контура оптимизације, адаптације и увећања степена корисног дејства.

### 3. АЛГОРИТМИ ЗА УМАЊЕЊЕ ГУБИТАКА СНАГЕ

Векторски контролисани асинхрони мотор се по регулационим карактеристикама изједначаје са мотором једносмерне струје. У условима коректно подешених параметара модела роторског кола, које је део векторског контролера, могуће је независно подешавање момента и флуksа мотора. Електромагнетни момент је дефинисан производом активне компоненте статорске струје и флуksа. При раду са константним флуksом, момент се може изразити преко производа активне ( $i_q$ ) и магнетизационе ( $i_d$ ) компоненте вектора статорске струје. Може се уочити да за сваку вредност момента оптерећења постоји небројено много парова (флуksактивна компонента струје или струја  $i_d$  и струја  $i_q$ ) који дају исти електромагнетни момент и обезбеђују равнотежу механичког подсистема погона. Ови парови су еквивалентни са становишта генерације момента, али не и у погледу губитака у инвертору и мотору. Губици се могу грубо поделити на губитке у гвожђу, који су одређени амплитудом флуksа и учестаношћу, и губитке у бакру, који зависе од ефективне вредности струје. Повећањем амплитуде флуksа се, при константном моменту оптерећења, може смањити активна компонента струје, чиме је редукована и ефективна вредност струје статора и губици у бакру, али се зато повећавају губици у гвожђу. Проблем минимизације губитака се састоји у избору пара вредности  $i_q - i_d$  који, уз константан производ  $i_q i_d$  даје најмање укупне губитке. Проблем се може формулисати и као избор оптималне амплитуде флуksа за дати момент оптерећења и дату брзину. Критеријум оптималности зависи од конкретне примене. Ако се желе минимизирати губици енергије, потребно је минимизирати збир губитака у мотору и претварачу (инвертору). Уколико је критично загревање мотора, тада је целесходно амплитуду флуksа подесити тако да су губици у мотору минимални. У одређеним применама, амплитуда флуksа се може прилагођавати оптерећењу ради минимизирања буке.

Анализе губитака у мотору и инвертору, дате у радовима бројних аутора, показују да је оптимална амплитуда флуksа сложена функција брзине, оптерећења, параметара и температуре мотора, па није могуће успоставити једнозначну везу између оптерећења и оптималне вредности флуksа.

Решење које је предмет дискусије у овом поглављу омогућује минимизацију губитака погона на основу мерења улазне снаге. Амплитуда флуksа се мења у коначним корацима, задавањем различитих вредности

струје  $i_d$ . Kirschen уочава да промене улазне снаге, при константном моменту оптерећења и константној брзини, представљају мерило за промене губитака у погону. Струја  $i_d$  се мења у смеру који проузрокује смањење улазне снаге, што након коначног времена резултује амплитудом флуksа која даје минималне губитке. На овај начин се постиже оптимално подешавање флуksа на начин који не захтева познавање параметара мотора, нити познавање температурне зависности расподеле губитака. У случају када се брзина мења, или момент оптерећења садржи пулсације, промене улазне снаге, које су основ за одређивање струје  $i_d$ , не одражавају верно промене губитака, јер садрже и промене снаге на излазној осовини погона. Тиме се успоставља спрега алгоритма оптимизације и брзинске петље, што може успорити или онемогућити конвергенцију ка оптималном флуksу.

Дигитални микроконтролер, који врши функције векторског управљања, располаже податком о брзини и командованој вредности електромагнетног момента. Ако алгоритам управљања располаже тачном вредношћу роторског отпора, електромагнетни момент је пропорционалан командованој вредности, па се множењем ове величине са брзином може проценити излазна снага погона. Процена губитака се врши одузимањем овог производа од измерене улазне снаге. На овај начин се, у случају коректно подешених параметара индиректног векторског контролера, врши распрезање оптимизационог алгоритма и брзинске петље.

Алгоритам је организован тако да се струја  $i_d$  мења у еквидистантним тренуцима, довољно удаљеним да би се омогућило смирење прелазног процеса успостављања нове вредности флуksа  $\Psi_d$  и струје  $i_q$ . Успостављање флуksа је одређено временском константом роторског кола, док брзина успостављања струје  $i_q$  зависи од временских константи регулатора брзине. Периода одабирања улазне снаге мора бити 3 - 5 пута већа од ових константи, како би одмерени губици одговарали командованој вредности флуksа и како би се, акцијом брзинског регулатора, производ командованог момента и брзине изједначио са излазном снагом.

Укупни губици енергије се могу приближно поделити на губитке зависне од ефективне вредности струје и губитке зависне од амплитуде флуksа и учестаности:

$$P_\gamma \cong R_{eq} \cdot I^2 + G_{eq} \cdot \omega^2 \cdot \psi^2; R_{eq} > 0; G_{eq} > 0 \quad (1)$$

У условима константног момента и уз претпоставку да је допринос магнетизационе компоненте струје ефективној вредности миноран:

$$T_e \cong \psi \cdot I \Rightarrow I \cong \frac{T_e}{\psi}; \quad (2)$$

$$P_\psi \cong R_{eq} \cdot \frac{T_e^2}{\psi^2} + G_{eq} \cdot \omega^2 \cdot \psi^2 \cong \frac{A}{\psi^2} + B \cdot \psi^2; B > 0$$

$$\frac{\partial^2 P_\gamma}{\partial \psi^2} = 2 \cdot B + 6 \cdot \frac{A}{\psi^2} > 0 \quad (3)$$

Једнакост (3) показује да је зависност губитака од амплитуде флукса конкавна функција. Функција (1) има јединствен минимум, па је одређивање оптималне вредности флукса могуће извршити градијентном методом. Алгоритам оптимизације треба да омогући одређивање величине и смера sukcesивних промена струје  $i_d$ , како би се обезбедила конвергенција флукса ка оптимуму.

Амплитуда флукса се контролише кроз sukcesивно инкрементирање или декрементирање команде флукса  $i_d$  на основу губитака, процењених у сваком кораку. Корак од 500 ms је, у случају експерименталног погона, довољан да се стабилишу прелазни процеси, проузроковани претходном променом струје  $i_d$ . Почетни смер претраживања је произвољан, а на даље се одређује према изразима (4):

$$P_\gamma(n+1) < P_\gamma(n) \Rightarrow \text{smer}(n+1) = \text{smer}(n)$$

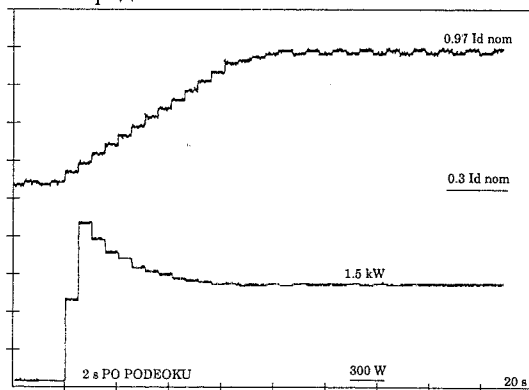
$$P_\gamma(n+1) > P_\gamma(n) \Rightarrow \text{smer}(n+1) = \overline{\text{smer}(n)} \quad (4)$$

Величина промене струје  $i_d$  се одређује према изразима :

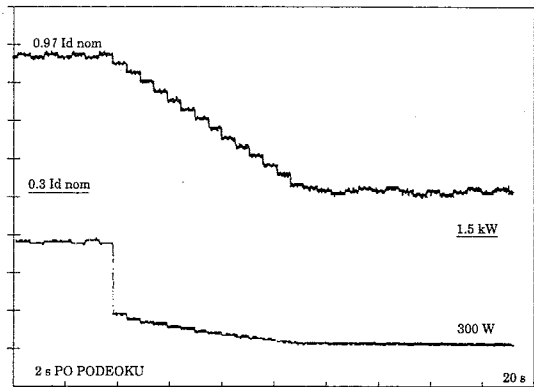
$$\left. \begin{array}{l} \text{smer}(n+1) = \text{smer}(n) \\ + \\ \text{smer}(n) = \text{smer}(n-1) \\ + \\ \dots\dots\dots \\ + \\ \text{smer}(n-k) = \text{smer}(n-k-1) \end{array} \right\} \text{korak} = 0.05 \cdot i_{d \text{ nom}}$$

$$(5) \quad \text{smer}(n+1) = \text{smer}(n) \Rightarrow \text{korak} = 0.02 \cdot i_{d \text{ nom}}$$

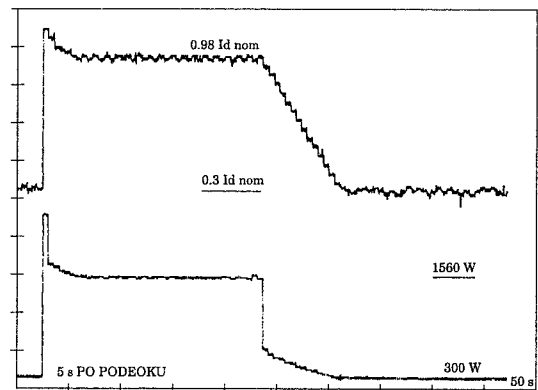
Константан смер промене струје  $i_d$  указује на sukcesивно смањење губитака, па је тада, ради повећања брзине конвергенције потребно повећати корак. Променљиви смер указује на близину оптимума, и тада је потребно смањити корак у циљу прецизнијег подешавања и смањења амплитуде осцилација струје  $i_d$  око оптималне вредности.



Слика 5: Осцилоскопски снимак улазне снаге (доњи траг) и струје магнетизације  $i_d$  (горњи траг) у току процеса прилагођавања амплитуде флукса величини момента оптерећења погона.



Слика 6: Осцилоскопски снимак улазне снаге (доњи траг) и струје магнетизације  $i_d$  (горњи траг) у току процеса прилагођавања амплитуде флукса величини момента оптерећења погона.



Слика 7: Осцилоскопски снимак улазне снаге (доњи траг) и струје магнетизације  $i_d$  (горњи траг) у току процеса прилагођавања амплитуде флукса величини момента оптерећења погона.

#### 4. ЗАКЉУЧАК

Енергетска криза проузрокована увећањем утрошене енергије по глави становника и увећањем популације додатно је заоштрена индустријализацијом и порастом стандарда у многољудним земљама у развоју. Поред овога, резерве фосилних горива, као што су нафта, природни гас и угаљ се убрзано умањују док сагоревање ових горива у увећаним количинама негативно делује на климатске услове. Из ових разлога, производња електричне енергије све више је оријентисана ка обновивим и алтернативним изворима примарне енергије. Једновремено, тежи се остварењу уштеда кроз ефикаснији рад потрошача. Како се знатан део (2/3) електричне енергије утроши у оквиру погона, од значаја је увести мере и поступке за ефикасније коришћење електричних погона. У оквиру рада, приказан је ефикасан метод за умањење губитака у погонима са фреквенцијски регулисаним асинхроним моторима.

#### 5. ЛИТЕРАТУРА

[1] N. Mutoh, N. Ohnuma, A. Omiya, M. Konya: "A Motor Driving Controller Suitable for Elevators", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1123-1134.

- [2] F. Abrahamsen, F. Blabjerg, J.K. Pedersen, P. Grabowski, P. Thogersen: "On the energy optimized control of standard and high efficiency induction motor in CT and HVAC applications", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vo. 34, No. 4, Jul/Aug. 1998. pp. 822-831
- [3] DS2000 drives efficiency optimizer, MOOG Electric, 2001.
- [4] DBS04 Users manual, Vickers Electrics, 1999.
- [5] TMS320F243 users manual, Texas Instruments

**Abstract** - The electric motors consume a significant amount of the electric energy. Recent trends in confining the industrial developments to an environmentally sustainable

level gives a rise to an increased effort in improving the efficiency of electric motors and drives.

Said efforts focus on the improvement of the materials, design, motor construction, and optimizing automatic control techniques. These techniques can be easily implemented on digitally controlled electrical drives, fed through an inverter. In such cases, the energy saving is considerable, particularly when the motor operates at light load.

**ON THE ENERGY OPTIMIZED CONTROL OF  
INDUCTION MOTORS AND POTENTIAL ENERGY  
SAVING**

Slobodan N. Vukosavic

## KOČENJE ASINHRONOG MOTORA JEDNOSMERNIM STRUJAMA

Dejan Reljić, Veran Vasić, *Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu*  
Borislav Jeftenić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

**Sadržaj** - U ovom radu je prikazano kočenje asinhronog motora jednosmernim strujama. Prikazane su karakteristične veličine motora pri kočenju jednosmernim strujama dobijene simulacijom. Dato je objašnjenje efekta propada jednosmernih struja tokom kočenja i prikazani eksperimentalni rezultati kočenja asinhronog motora. Posmatran je uticaj zaostalog polja rotora na vreme trajanja kočenja.

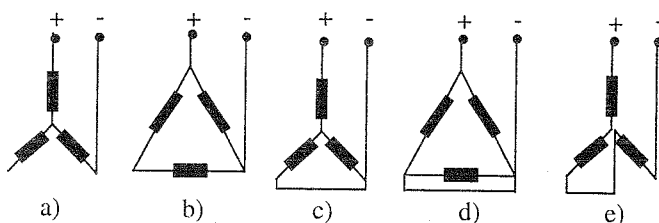
### 1. UVOD

Trofazni asinhroni motor je najzastupljenija rotaciona električna mašina u neregulisanim i regulisanim elektromotornim pogonima.

U pogonima se često koristi osobina asinhronog motora da pod određenim uslovima može da vrši kočenje radne mašine. Ovo kočenje se može realizovati na različite načine, a u ovom radu je razmatrano elektrodinamičko kočenje (kočenje jednosmernim strujama).

### 2. TEORIJSKE OSNOVE

Kočenje jednosmernom strujom se izvodi tako što se motor odvoji od izvora napajanja i na njegove statorske namote se dovede jednosmerni napon. Motor radi kao sinhroni generator i to uz promenljivu brzinu obrtanja. Statorski namot je u takvom spoju pobudni i njegova pobuda u rotorskom namotu indukuje naizmenični napon. Opterećenje takvog "sinhronog generatora" je otpor rotorskog namota i eventualno dodatni otpor rotorskog kola kod kliznokolutnih motora [1]. Pobudni jednosmerni napon se može priključiti na više različitih načina, kao na Sl. 1.



Sl. 1. Mogući načini priključenja jednosmernog napona

Za postizanje simetrije moraju se prespojiti sve faze (sl. 1.e)) što je nepraktično, pa se češće upotrebljavaju nesimetrični spojevi (sl. 1.a)–d))[2]. Koji će spoj biti upotrebljen zavisi od toga kako su spregnuti statorski namoti motora u normalnom radu.

Da bi se razvio dovoljan kočni momenat, jednosmerna struja u statoru (u zavisnosti od spoja) mora uspostaviti dovoljan fluks kako bi se uspostavila naizmenična struja u kratkospojenom namotu rotora. Potrebni jednosmerni napon je relativno nizak zbog male otpornosti namota statora. Samim tim, snaga takve pobude je relativno mala.

Za potrebe detaljnije analize, ovakav rad asinhronog motora se posmatra kao granični slučaj njegovog normalnog rada kada se učestanost napajanja snižava sve do nule [1].

### 3. MATEMATIČKI MODEL ASINHRONOG MOTORA

Matematički model je skup matematičkih relacija (diferencijalnih i algebarskih jednačina) koji opisuju relevantne aspekte dinamičkog ponašanja asinhronog motora. Za simulaciju na računaru i analizu, diferencijalne jednačine se najčešće predstavljaju u obliku jednačina stanja. Promenljive stanja mogu biti fluksevi i brzina, čime se dobija fluksni model, ili struje i brzina (strujni model), ili neke struje i neki fluksevi (kombinovani modeli).

Pri izvođenju matematičkog modela asinhronne mašine standardne konstrukcije, u opštoj teoriji električnih mašina usvajaju se određene pretpostavke (idealizacije).

Matematički model asinhronne mašine u domenu faznih veličina nepogodan je za analizu i mora se transformisati. Nakon primene realnih transformacija raspredanja i kretanja dolazi se do modela asinhronne mašine u B području:

$$u_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Psi_{sq} \quad (1)$$

$$u_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Psi_{sd} \quad (2)$$

$$u_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Psi_{rq} \quad (3)$$

$$u_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Psi_{rd} \quad (4)$$

$$\Psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (5)$$

$$\Psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (6)$$

$$\Psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} + L_r \cdot i_{rd} \quad (7)$$

$$\Psi_{rq} = L_m \cdot i_{sq} + L_r \cdot i_{rq} \quad (8)$$

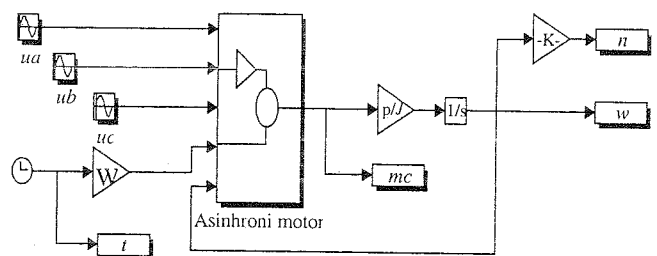
$$J \frac{d\omega}{dt} = \Pi \cdot m_e - m_m \quad (9)$$

$$m_e = L_m (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (10)$$

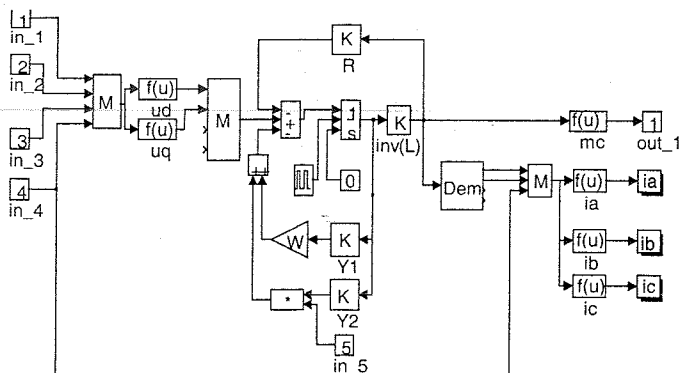
Stavljajući  $\omega_s = 0$ , sistem jednačina se svodi na statorski koordinatni sistem, odnosno dolazimo do modela u  $B_s$  području koji je korišćen u ovom radu.

### 4. MODEL ZA SIMULACIJU

Na osnovu matematičkog modela asinhronog motora u  $B_s$  području može se napraviti model istog. Na sl. 2. dat je njegov model u *Simulink*-u.



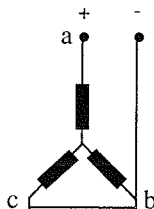
Sl. 2. Model celokupnog trofaznog asinhronog motora



Sl. 3. Model podsistema asinhroni motor

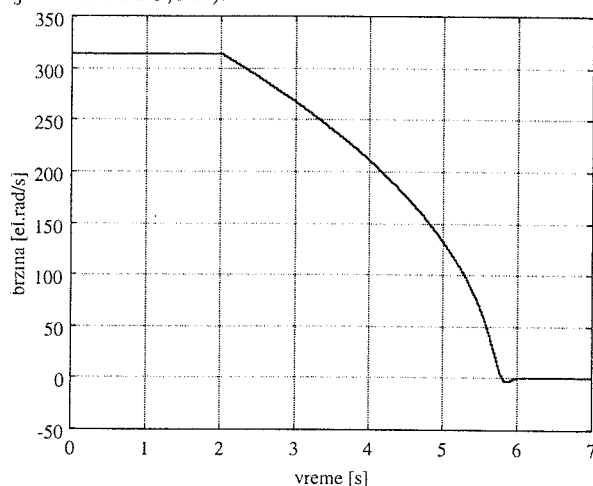
## 5. REZULTATI SIMULACIJE

U nastavku je prikazan rezultat simulacije kočenja neopterećenog asinhronog motora "ZK 90 L 4 - Sever" jednosmernom strujom. Prikazane su karakteristične veličine. Simulacija je izvedena tako što se motor napaja trofaznim naizmeničnim naponom, a onda se u trenutku  $t = 2$  s daje nalog za kočenje dovođenjem jednosmernog napona. Namoti statora su vezani u zvezdu, a za vreme kočenja se prevezuju kao na sl. 4.



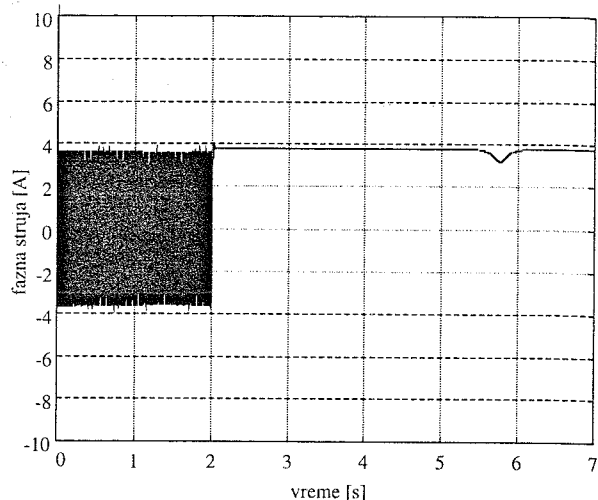
Sl. 4. Način povezivanja namota statora za kočenje

Odgovarajući jednosmerni naponi su sračunati na osnovu podataka o otpornosti statorskih namota kao i potrebne jednosmerne struje kočenja (u ovom slučaju nominalne fazne struje statora od 3,8 A).



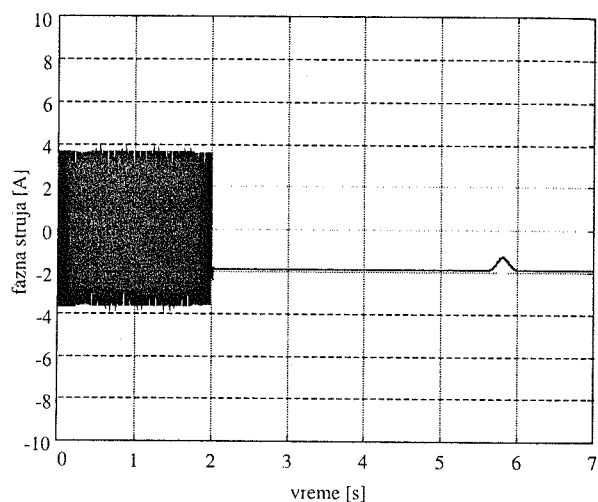
Sl. 5. Grafik brzine u funkciji vremena

Motor počinje da koči u trenutku  $t = 2$  s i zaustavlja se u trenutku  $t = 6$  s. Ulazak u novo stacionarno stanje je sa jednim malim prebačajem brzine. To je posledica polova modelovanog sistema. Intenzivnije kočenje nastaje posle četvrtre sekunde. Kočenje traje nekih 4 s.

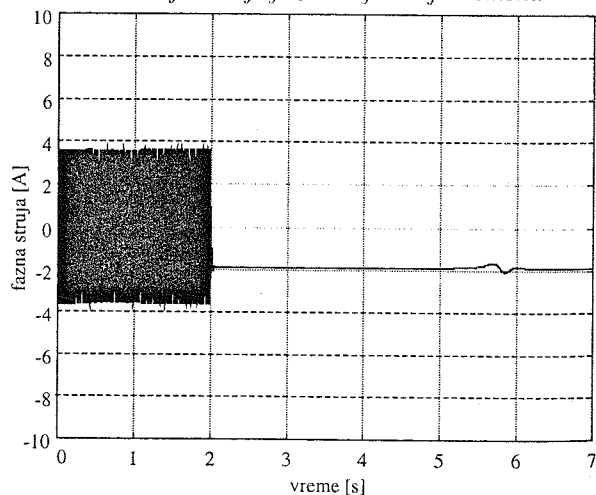


Sl. 6. Grafik struje faze A u funkciji vremena

Za vreme kočenja jednosmerna struja je konstantna sem u jednom malom delu neposredno pre zaustavljanja. Detaljnije objašnjenje ove pojave je dato u nastavku.



Sl. 7. Grafik struje faze B u funkciji vremena

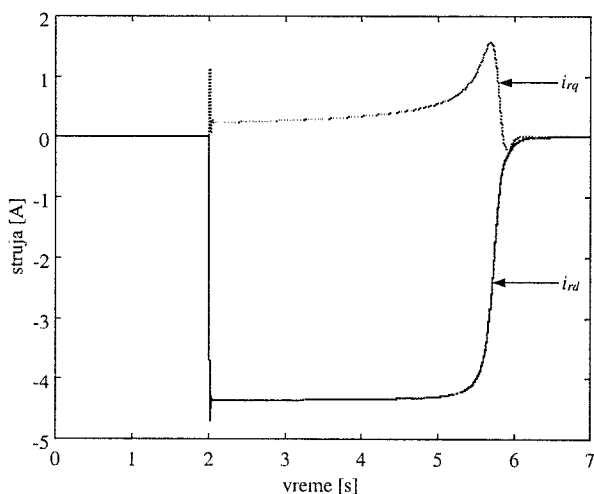


Sl. 8. Grafik struje faze C u funkciji vremena

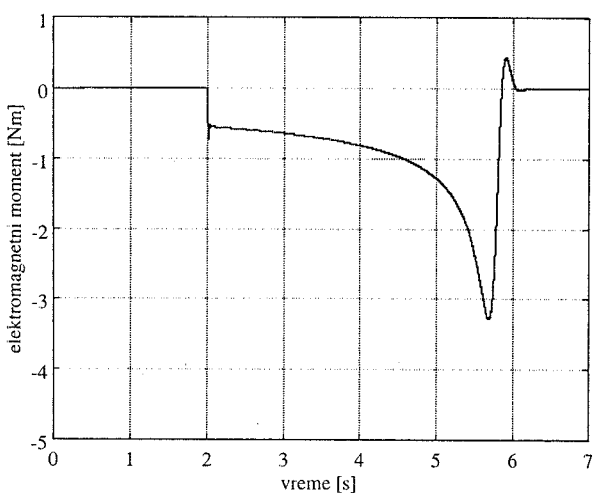
Na dijagramima struja može se zapaziti sledeće: u trenutku započinjanja kočenja, jednosmerna struja dostiže svoju zadatu vrednost ali sa jednim malim prebačajem u početnom trenutku. Odziv dakle nije aperiodičan zbog postojanja brzine različite od nule (rotor se obrće). Ova jednosmerna struja je konstantna u stacionarnom stanju kada motor stane, ali je i



konstantna u većem delu prelaznog procesa kočenja. Postoji samo jedan mali propad struje negde oko prevalne brzine. To se može objasniti na sledeći način: jednosmerna struja statora je funkcija napona na statorskim namotima, ali je takođe i funkcija indukovane elektromotorne sile. Ova indukovana elektromotorna sila je posledica obrtanja rotora. Ona postoji samo u onim trenucima kada postoji vremenska promena struja u rotoru. Pri velikim brzinama, struja rotora je približno konstantna jer je induktivni otpor rotora mnogo veći od termogenog otpora. Međutim, pri malim brzinama (negde oko prevalne) dolazi do uticaja termogeni otpor i struja počinje da pada prema nuli, koju dostiže u mirovanju. Upravo ova promena rotorske struje indukuje elektromotornu silu u namotima statora i dovodi do malog poremećaja (propada) statorskih struja. Na sl. 9. prikazane su rotorske struje po D i Q osi,  $i_{dq}$  i  $i_{qr}$ .



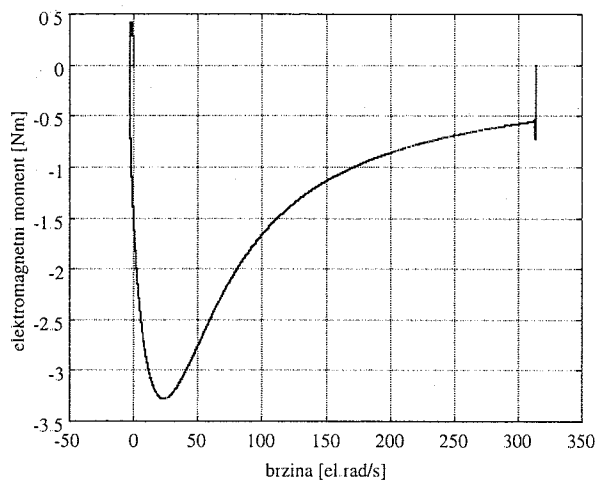
Sl. 9. Struje rotora po D i Q osi



Sl. 10. Moment konverzije motora

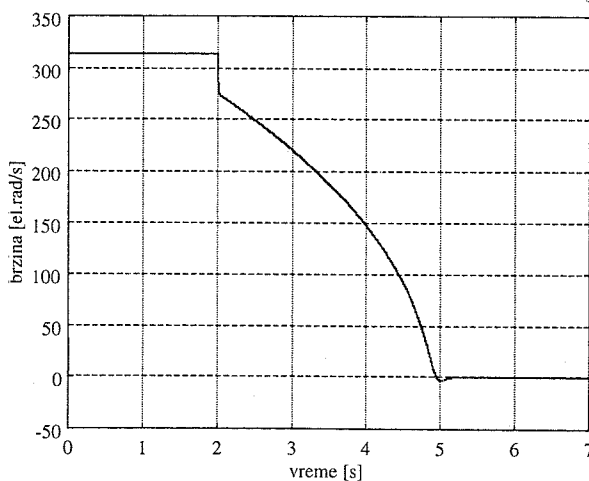
Na sl. 11. prikazana je dinamička karakteristika za kočenje jednosmernom strujom. Ova karakteristika potvrđuje teorijska razmatranja o osnovnoj karakteristici ovog kočenja, a to je da je kočni moment mali pri velikim brzinama da bi se snažno povećao tek pri malim brzinama.

Ovde treba napomenuti da je u modelu zanemareno postojanje zaostalog polja u rotoru nakon prebacivanja napajanja sa naizmennog na jednosmerno. Ovo zaostalo polje će uticati na smanjenje vremena kočenja.



Sl. 11. Dinamička karakteristika kočenja jednosmernom strujom

Interesantno je prikazati i rezultat simulacije za slučaj trenutnog priključenja jednosmernog napona nakon naizmennog. Rezultat je prikazan u nastavku na sl. 12. i 13. Motor koči za manje vreme u odnosu na prethodni slučaj dat na sl. 5. Na samom startu kočenja dolazi do naglog smanjenja brzine od nekih 50 el.rad/s. Razlog je u sledećem: nakon trenutnog prebacivanja sa naizmennog napona na jednosmerni, kao posledica tendencije da se održi zatečeni fluks u mašini, dolazi do naglog porasta struja motora, što je ilustrovano na sl. 13. za jednu fazu. Ove struje rezultuju veliki kočni moment u tom trenutku tako da dolazi do naglog smanjenja brzine. U praksi se ovo ne dešava, jer je za promenu napajanja potrebno neko vreme. Međutim, strujni udari na početku kočenja su mogući (naravno ne u ovakvim razmerama) kao posledica zaostalog polja u rotoru. Ovo polje stvara neki fluks u statoru tako da, dokle god on postoji, priključenje jednosmernog napona dovešće do pojave ovakvih strujnih udara. Vreme iščezavanja zaostalog polja u rotoru zavisi od vremenske konstante rotora.

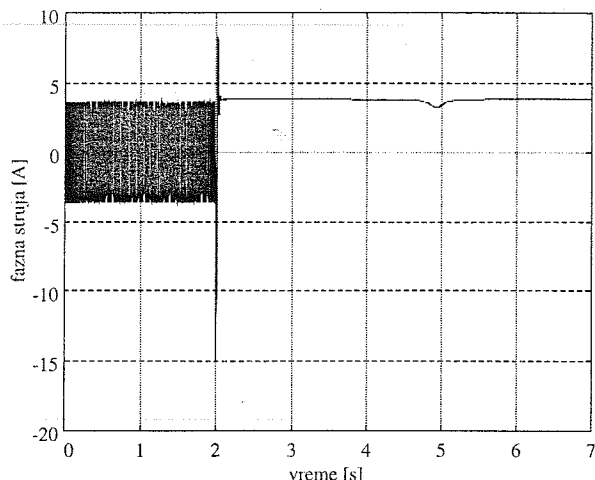


Sl. 12. Grafik brzine u funkciji vremena

U matematičkom modelu asinhronog motora nisu modelovani gubici u gvožđu kao ni mehanički gubici koji postoje. Ovi gubici se pokrivaju sa mehaničke strane pa će stoga oni uticati na smanjenje vremena kočenja.

Kočenje asinhronog motora (pogona sa asinhronim motorom) jednosmernom strujom je implementirano u savremenim frekventnim pretvaračima. Frekventni pretvarač

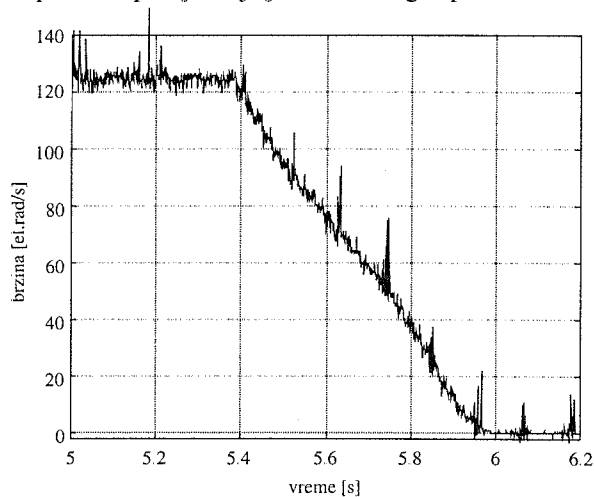
je standardni element u svim automatskim procesima u industriji gde se koriste trofazni asinhroni motori.



Sl. 13. Grafik struje faze A u funkciji vremena

## 6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

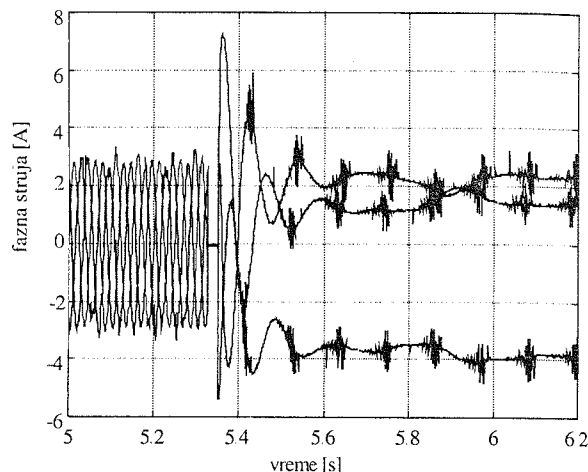
Na sl. 14. prikazan je snimak zaustavljanja motora kočenog jednosmernom strujom. Motor se obrtao sa 125,66 el.rad/s (20 Hz) i u trenutku 5,4 s započinje kočenje jednosmernom strujom. Motor se zaustavlja negde oko šeste sekunde sa vremenom kočenja od 0,6 s. Na sl. 15. su prikazane struje prilikom kočenja. Bezstrujna pauza traje 20 ms. Zbog postojanja zaostalog polja u rotoru postoje strujni udari prilikom priključenja jednosmernog napona.



Sl. 14. Jedan praktičan primer kočenja

Asinhroni motor je napajan iz frekventnog pretvarača VLT 5000 - Danfoss kojim u režimu kočenja zadajemo jednosmernu struju. Na vratila motora postavljen je inkrementalni enkoder koji daje informaciju o brzini obrtanja putem frekventnog pretvarača.

Snimanje statorskih struja u režimu kočenja obavljeno je postavljanjem LEM sonde u zvezdište motora čiji se izlaz potom prosleđuje do odgovarajuće računarske kartice i rezultati beleže na računaru. Učestanost odabiranja ove kartice iznosi 1 kHz što omogućuje beleženje podatka svake milisekunde. Ista kartica iskorišćena je i za snimanje brzine obzirom da frekventni pretvarač poseduje i analogni izlaz za brzinu.



Sl. 15. Struje statora za slučaj kočenja na sl 14

## 7. ZAKLJUČAK

U radu je prikazano kočenje pogona sa asinhronim motorom jednosmernom strujom. Dat je model asinhronog motora u *Simulink* - u dobijen na osnovu opšte teorije električnih mašina. Isti je korišćen za dobijanje karakteristike kočenja jednosmernim strujama. Analizirana je pojava propada jednosmernih struja kočenja i uzroka te pojave. Razmatran je i uticaj zaostalog polja rotora na vreme trajanja kočenja. Za eksperimentalno snimanje zaustavljanja motora korišćen je frekventni pretvarač VLT 5000 - Danfoss.

## LITERATURA

- [1] Vladan Vučković, "Električni pogoni", Elektrotehnički fakultet, Beograd 1997.
- [2] Berislav Jurković, "Elektromotorni pogoni", Školska knjiga, Zagreb 1983.
- [3] Vladan Vučković, "Opšta teorija električnih mašina", Nauka, Beograd 1992.
- [4] "VLT Frequencu Converter Series 5000" - Danfoss Instruction

**Abstract** - This worksheet represents breaking of an induction motor caused by dc current. Characteristic motor's variables during breaking gotten by simulation are shown. The explanation of the effect of dropping of dc currents used for breaking is given as well as the experimental result of the induction motor's breaking. The influence of a remained rotor's field on duration of breaking is observed.

## BREAKING INDUCTION MOTOR BY DC CURENTS

Dejan Reljić, Veran Vasić, Borislav Jeftenić

## PRINCIP PRIRODNE ORIJENTACIJE POLJA

Veran Vasić, *Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu*  
Slobodan Vukosavić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

**Sadržaj** - Cilj ovog rada je da ukaže na jednu od mogućnosti za realizaciju pogona bez davača brzine na vratilu (sensorless) asinhronog motora (AM). Izostanak davača na vratilu motora uslovljava upotrebu odgovarajućih estimatora uz poznavanje parametara motora. Nepoznavanje tačne vrednosti parametara motora izaziva grešku u proceni brzine, ali i u orijentaciji prostornog vektora fluksa, odnosno sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema. Putem simulacija vremenskog odziva pogona, istražen je uticaj nepoznavanja stvarnih vrednosti parametara motora na stacionarno stanje, ali i na prelazni proces. Prikazan je jedan način za određivanje položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema. Navedeni mehanizam za sinhronizaciju koristi matematički model asinhronog motora, napon i struju statora kao ulazne veličine. Intenzivnim simulacijama vremenskog odziva pogona proverena je valjanost predloženog mehanizma za sinhronizaciju.

### 1. UVOD

U pogonima sa promenljivom brzinom obrtanja, asinhroni motori potiskuju jednosmerne motore. Za realizaciju pogona sa asinhronim motorom visokih performansi potrebna je informacija o brzini obrtanja ( $\omega$ ), odnosno davač brzine. Upotrebom davača brzine smanjuje se robusnost i pouzdanost pogona sa asinhronim motorom [1-2], a pogon postaje složeniji, komplikovaniji i skuplji. U pogonima gde se postižu znatne vrednosti brzine (asinhroni motori povišene učestanosti) nekada nije moguće ni montirati davač brzine [3-5]. Brojni predlozi kojima se realizuje estimacija brzine asinhronog motora, koji ne poseduje davač brzine, nalaze se u raspoloživoj literaturi. Ovi estimatori se razlikuju kako po svojoj topologiji tako i po ulaznim veličinama. Najveći broj pogona sa asinhronim motorom i vektorskim upravljanjem je opšte namene [1-8], gde se zadovoljavajuće performanse pogona mogu postići i bez davača brzine, a primenom adekvatnog estimatora.

Za realizaciju raspregnutog upravljanja fluksom i momentom asinhronog motora, neophodna je informacija o trenutnoj vrednosti amplitude i prostornog položaja vektora fluksa. Najčešće se realizuje orijentacija vektorskog kontrolera u odnosu na fluks rotora. Procena prostornog vektora fluksa vrši se na osnovu merenja odgovarajućih veličina, uz upotrebu adekvatnih matematičkih modela asinhronog motora koji se baziraju na klasičnoj opštoj teoriji električnih mašina.

Naravno, izostanak davača brzine neminovno pogoršava performanse pogona, kako tokom prelaznog procesa, tako i u stacionarnom stanju. Parametri motora su promenljivi zbog promene stanja (nivo fluksa u motoru) ali i zbog promene temperature. Predložena rešenja za estimaciju brzine i prostornog vektora fluksa su manje ili više osetljiva na varijacije pojedinih parametara motora. U nastavku rada biće prikazana jedna od mogućnosti za određivanje položaja prostornog vektora fluksa rotora i brzine rotora. Ove procene

se zasnivaju na tzv. principu prirodne orijentacije polja (natural field orientation NFO).

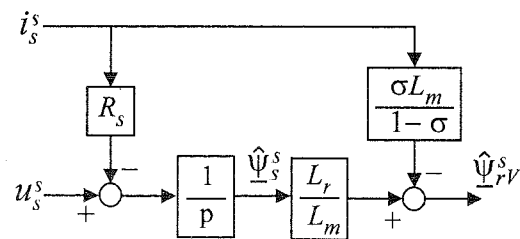
### 2. ESTIMACIJA PROSTORNOG VEKTORA FLUKSA

Glavni problem u realizaciji pogona sa asinhronim motorom i vektorskim upravljanjem je određivanje elektromotorne sile i njena integracija u cilju estimacije prostornog vektora fluksa. Na osnovu merenja odgovarajućih varijabli asinhronne mašine (terminalnih napona i struja, brzine, fluksa magnećenja i pozicije rotora) ili na osnovu referentnih vrednosti, estimator prostornog vektora fluksa treba da proceni amplitudu i njegov položaj, odnosno položaj sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema  $\vartheta_{dq}$ . Estimirani prostorni vektor fluksa uz poznavanje struje motora, omogućuje da se proceni momenat, kako bi se zatvorila odgovarajuća povratna sprega po momentu.

Jedna mogućnost da se proceni vektor fluksa je upotreba naponskog ( $u_s, -i_s$ ) estimatora. Napon i struja statora su ulazne veličine u ovaj estimator. Estimaciju fluksa, najjednostavnije je realizovati u koordinatnom sistemu vezanom za stator. Matematički model naponskog estimatora prikazan je sa narednom jednačinom:

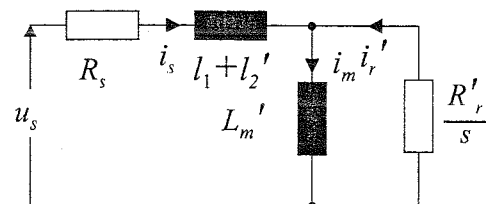
$$\frac{d\hat{\psi}_r^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[ u_s^s - \left( R_s i_s^s + \sigma L_s \frac{di_s^s}{dt} \right) \right] \quad (1)$$

U jednačini (1) donji indeksi "s", (r), označavaju statorsku, (rotorsku) odgovarajuću veličinu. Gornji indeks "s" označava da je koordinatni sistem vezan za stator, dok je ^ oznaka za estimiranu veličinu. Blok dijagram naponskog estimatora rotorskog fluksa prikazan je na Sl. 1.



Sl. 1.  $u_s - i_s$  estimator fluksa

Na Sl. 2 prikazana je jedna od mogućih ekvivalentnih šema asinhronog motora, a koja je pogodna za objašnjenje principa prirodne orijentacije polja.



Sl. 2. Ekvivalentna šema asinhronog motora

gde su:  $L'_m = L_m^2 / L_r$ ;  $l'_2 = L_{\gamma} L_m / L_r$ ;  $R'_r = R_r (L_m / L_r)^2$ ;  
 $L_1 = l_1 + l'_2 + L'_m = \lambda + L'_m$ ;  
 $l_1 = L_{\gamma s}, L_{\gamma r}$  - induktivnost rasipanja statora (rotora).

### 3. PRIRODNA ORIJENTACIJA POLJA

Ovaj pristup u određivanju položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema zasniva se na indirektnom merenju indukovane elektromotorne sile na osnovu raspoloživih napona i struja statora [9]. Indukovana elektromotorna sila ima centralnu ulogu u generisanju sinhronne učestanosti, odnosno položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema. Uvažavajući ekvivalentnu šemu prikazanu na Sl. 2 može se napisati sledeći izraz za indukovanu elektromotornu silu – ems (*air gap voltage*):

$$\underline{E}_{ag}^s = E_\alpha + jE_\beta = \frac{d\psi^s}{dt} = L'_m \frac{di_m^s}{dt}; \quad (2)$$

$$\underline{E}_{ag}^s = \frac{d\psi^s}{dt} - \lambda \frac{di_s^s}{dt} = \underline{u}_s^s - R_s i_s^s - \lambda \frac{di_s^s}{dt}. \quad (3)$$

$$\underline{E}_{ag}^e = e^{-j\theta} \underline{E}_{ag}^s = E_d + jE_q. \quad (4)$$

Ems određena jednačinom (3) prikazana je u koordinatnom sistemu vezanom za stator. Transformacija vektora  $\underline{E}_{ag}^s$  u sinhrono rotirajući koordinatni sistem realizuje se prema jednačini (4). Sinhrona učestanost se generiše tako da je srazmerna sa ems. Time je postignuto da je struja magnećenja konstantna, što predstavlja neophodan uslov za realizaciju NFO. Raspregnuto upravljanje momentom i fluksom postignuto je na jedan sasvim prirodan način izborom odgovarajuće sinhronne učestanosti.

Stacionarna vrednost  $E_q$  se može odrediti iz (2) ili (3) ako se formalno  $d/dt$  zameni sa  $j\omega_{dq}$ . Znajući  $E_q$ , može se odrediti  $\omega_{dq}$  i  $\vartheta_{dq}$ :

$$\omega_{dq} = \frac{E_q}{(i_d + i'_D) L'_m}; \quad \vartheta_{dq} = \int \omega_{dq} dt. \quad (5)$$

Izborom sinhronne učestanosti prema (5) obezbeđena je konstantnost struje magnećenja. Struja rotora određena je isključivo sa opterećenjem na vratilu motora. Prema prikazanom načinu za određivanje položaja koordinatnog sistema ne pojavljuje se potreba za poznavanjem otpornosti rotora, tako da je NFO neosetljiv na nepoznavanje tačne vrednosti  $R_r$ . Nepoznavanje  $R_r$  usloviće isključivo pogrešnu procenu  $\omega$ . U pogonu bez davača na vratilu motora brzina se može proceniti pomoću jednačine (6):

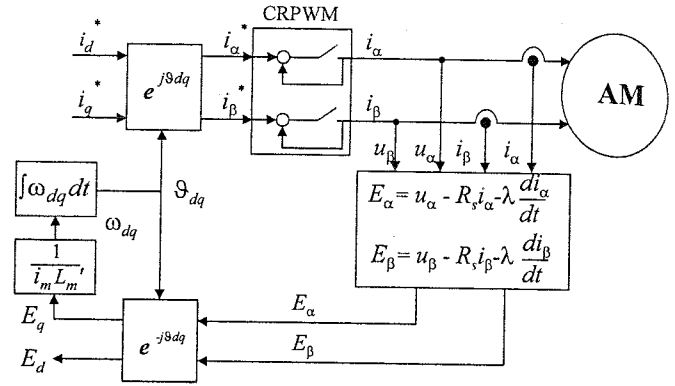
$$\hat{\omega} = \omega_{dq} - \frac{1}{T_r} \frac{i_q}{i_d}, \quad (6)$$

uz poznavanje podužne i poprečne komponente struje statora.

Na Sl. 3 prikazana je principijelna šema pomoću koje se realizuje NFO. Upravljački signali  $i_d^*$  i  $i_q^*$  generisani su kao izlazi nadređenih regulatora fluksa i brzine.

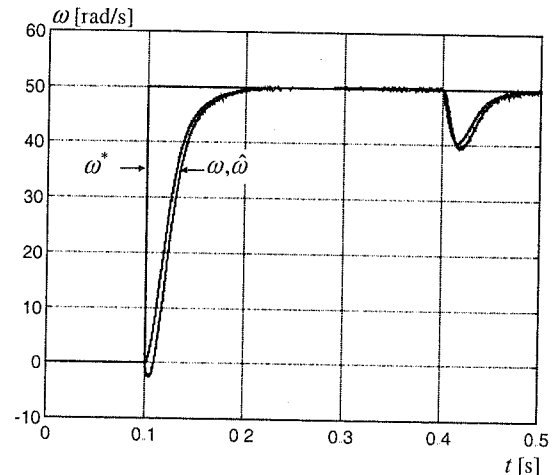
Na Sl. 4a–4c prikazani su rezultati simulacija vremenskog odziva pogona sa primenjenom NFO sinhronizacijom i zatvorenim povratnom spregom po estimiranoj brzini, estimiranom fluksu i momentu konverzije. Referentna vrednost brzine je 50 el. rad/s, motor je

neopterećen do 0,4 s nakon čega je opterećen sa 2,5 Nm (50% nominalnog momenta).

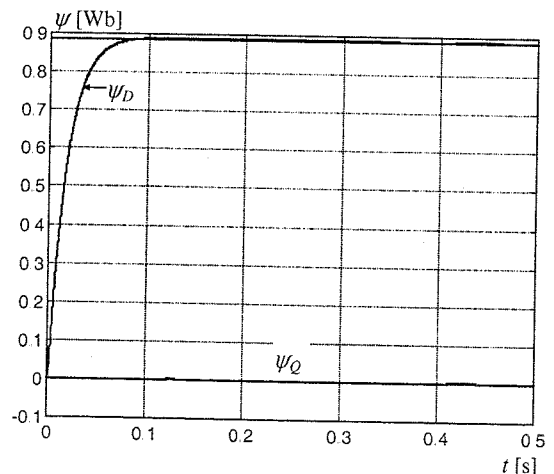


Sl. 3. Sinhronizacija primenom NFO

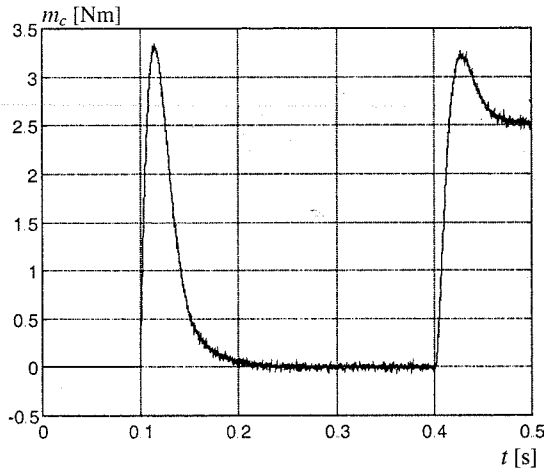
Iz jednačina (2) i (3) je očigledno da pozicija i amplituda prostornog vektora fluksa zavise od otpornosti statora, induktivnosti rasipanja i magnećenja, odnosno ovaj observer za procenu položaja sinhrono rotirajućeg koordinatnog sistema je parametarski osetljiv. Nepoznavanje tačne vrednosti navedenih parametara usloviće grešku u estimiranom vektoru fluksa ali i grešku u procenjenoj brzini. Greška u procenjenoj brzini postojaće i usled nepoznavanja tačne vrednosti otpornosti statora. U narednom delu biće kvantifikovana greška u proceni stanja NFO estimatorom i nepoznavanja parametara motora.



Sl. 4a. Referentna stvarna i estimirana brzina



Sl. 4b. Fluks u motoru



Sl. 4c. Momenat konverzije

#### 4. MATEMATIČKI MODEL ZA STACIONARNO STANJE

Stacionarno stanje strujno napajanog asinhronog motora sa primenjenom indirektnom vektorskom orijentacijom i davačem brzine (pozicije) izučavano je od strane većeg broja autora. U navedenom pogonu, na tačnu orijentaciju vektorskog kontrolera i na ispravan rad pogona znatan uticaj ima poznavanje rotorske vremenske konstante (otpornosti rotorskog namotaja). Rezultati kojima se izražava razdešenost rotorske vremenske konstante u modelu motora i u modelu vektorskog kontrolera (model rotorskog kola) mogu se prikazati u zatvorenom analitičkom obliku [11].

Stacionarno stanje i uticaj razdešenosti parametara asinhronog motora i parametara u modelu observera pogona opšte namene bez davača brzine izučavano je u znatno manjem obimu. Uticaj razdešenosti parametara u modelu asinhronog motora i parametara u observeru brzine i odgovarajućim estimatorima na funkcionisanje pogona bez davača brzine se u nekoliko razlikuje od uticaja razdešenosti parametara u pogonu sa davačem brzine. Razdešenost rotorske vremenske konstante u pogonu bez davača brzine praktično je bez uticaja na orijentaciju prostornog vektora fluksa dok njena razdešenost utiče na tačnost estimacije brzine. Znatno veći uticaj na funkcionisanje pogona bez davača brzine ima razdešenost otpornosti statorskog namotaja, dok je ova razdešenost bila od sekundarnog značaja na rad pogona sa davačem brzine. Rezultati kojima se kvantifikuje uticaja razdešenosti parametara pogona bez davača brzine mogu se samo grafički interpretirati, zbog složenih nelinearnih analitičkih relacija koje se dobijaju.

U ovom delu uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona bez davača brzine. Uspostavljeni matematički modeli predstavlja efikasan alat za ispitivanje uticaja razdešenosti parametara motora i parametara kontrolera.

Regulaciona struktura pogona opšte namene bez davača brzine poseduje povratne sprege po fluksu, momentu i po brzini koje su zatvorene po estimiranim veličinama. Estimacija fluksa realizovana je pomoću  $u_s$  -  $i_s$  estimatora čija je struktura prikazana na Sl. 1.

Referentne struje po d- i q- osi su izlazi odgovarajućih nadređenih regulatora fluksa i momenta. Skup potrebnih jednačina kojima je opisano stacionarno stanje pogona može se napisati uvažavajući strukturu i prirodu samog pogona.

Pored jednačina za stacionarno stanje asinhronog motora (7)-(11):

$$u_d = R_{sm}i_d - \omega_{dq}((L_{\gamma s} + M)\dot{i}_q + Mi_Q) \quad (7)$$

$$u_q = R_{sm}i_q + \omega_{dq}((L_{\gamma s} + M)\dot{i}_d + Mi_D) \quad (8)$$

$$0 = R_{rm}i_D - \omega_{kl}((L_{\gamma r} + M)\dot{i}_Q + Mi_q) \quad (9)$$

$$0 = R_{rm}i_Q + \omega_{kl}((L_{\gamma r} + M)\dot{i}_D + Mi_d) \quad (10)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p M (i_q i_D - i_d i_Q) \quad (11)$$

u kojima su nepoznate sledeće veličine: naponi statora  $u_d$  i  $u_q$  struje motora  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_D$  i  $i_Q$ , sinhrona učestanost  $\omega_{dq}$  i klizanje  $\omega_{kl}$  (odnosno brzina) potrebno je napisati i dodatne jednačine kako bi se skup jednačina učinio jednoznačno rešivim.

Dodatna jednačina se može napisati uvažavajući estimator fluksa. Fluks rotora se estimira prema sledećoj jednačini:

$$\hat{\psi}_r^2 = \hat{\psi}_{\alpha r}^2 + \hat{\psi}_{\beta r}^2 = \psi_{DV0}^2 + \psi_{QV0}^2 = \psi_r^{*2} \quad (12)$$

gde su:  $\psi_{DV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [u_q - R_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d]$ ;

$$\psi_{QV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [-u_d + R_s i_d - \omega_{dq} \sigma L_s i_q],$$

stacionarne vrednosti fluksa rotora po d- i q- osi estimirane naponskim estimatorom. Usled prisustva PI regulatora u regulacionoj konturi po fluksu, estimirani fluks je jednak sa referentnom vrednošću.

Kada se u fluksne obuhvate  $\psi_{DV0}$  i  $\psi_{QV0}$  uvrste jednačine (7) i (8) dobija se:

$$\left( \frac{\omega_{dq} \psi_r^* L_m}{L_r} \right)^2 = \frac{[(R_{sm} - R_s) i_q + \omega_{dq} (((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s) \dot{i}_d + Mi_D)]^2 + [-(R_{sm} - R_s) i_d + \omega_{dq} (((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s) \dot{i}_q + Mi_Q)]^2}{(13)}$$

gde je:

$M$  - stvarna vrednost induktivnosti magnećenja u motoru,

$L_m$  - induktivnost magnećenja motora u modelu observera,

$R_{sm}$  - stvarna vrednost otpornosti namota statora motora,

$R_s$  - otpornost statora u modelu observera.

Uvažavajući estimator momenta i činjenicu da je estimirani momenat jednak referentnom, dobija se još jedna jednačina:

$$\begin{aligned} \hat{m}_e &= m_e^* = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_{\beta s} \hat{\psi}_{\alpha r} - i_{\alpha s} \hat{\psi}_{\beta r}) = \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (i_q \psi_{DV0} - i_d \psi_{QV0}) \end{aligned} \quad (14)$$

Kada se uvrste jednačine za stacionarne vrednosti fluksnih obuhvata dobija se:

$$m_e^* = \frac{3p}{2\omega_{dq}} \left\{ i_q [(R_{sm} - R_s) i_q + \omega_{dq} (((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s) \dot{i}_d + Mi_D)] - i_d [-(R_{sm} - R_s) i_d + \omega_{dq} (((L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s) \dot{i}_q + Mi_Q)] \right\} \quad (15)$$

Veza između stacionarne vrednosti estimirane brzine ( $W$ ) i sinhrona učestanosti određena je sa jednačinom (16).

$$\omega_{dq} = W + \frac{i_q}{T_r i_d} \quad (16)$$

Nedostaje još jedna jednačina. Prema (2) i (3) q-komponenta elektromotorne sile ( $E_q$ ) u ustaljenom stanju iznosi:

$$E_q = u_q - R_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d \quad (17)$$

Kada se uvrsti (2) u (36) dobija se:

$$E_q = (R_{sm} - R_s) i_q + \omega_{dq} \left[ (L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right] i_d + M i_D \quad (18)$$

ali prema (4) moguće je takođe napisati da je  $E_q$ :

$$E_q = \omega_{dq} (i_d + i'_D) L'_m \quad (19)$$

odnosno:

$$(R_{sm} - R_s) i_q + \omega_{dq} \left[ (L_{\gamma s} + M) - \sigma L_s \right] i_d + M i_D = \omega_{dq} (i_d + i'_D) L'_m \quad (20)$$

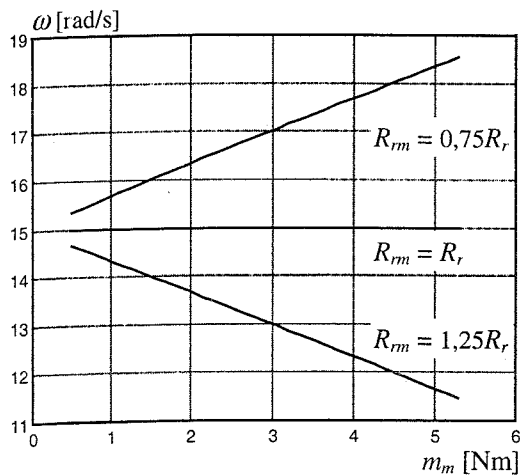
Ako se zanemari zasićenje i ako je  $M = L_m = L_{mn}$  tada se dobija:

$$(R_{sm} - R_s) i_q = 0, \quad (21)$$

odnosno da je  $i_q \equiv 0$  kada je  $R_{sm} \neq R_s$ . Međutim, ako je  $R_{sm} = R_s$  uz  $M = L_m = L_{mn}$  tada se jednačina (21) ne može iskoristiti jer postaje identitet, pa za slučaj da je  $R_{rm} \neq R_r$  treba napisati novu jednačinu. Nepoznavanje rotorskog otpora (razdešenost rotorske vremenske konstante) neće usloviti grešku u orijentaciji vektora fluksa rotora odnosno, fluks rotora u motoru biće jednak sa referentnim i iznosiće:

$$\psi_r^* = L_m \left( i_d + \frac{L_r}{L_m} i_D \right) \quad (22)$$

Jednačina (22) se ne može iskoristiti u slučaju da postoji razdešenost otpora statora u motoru i u modelu observera. Jednačine (13), (15), (16), (9), (10) i (21) odnosno (22) predstavljaju dovoljan skup jednačina da se reši sistem po nepoznatim veličinama: strujama motora  $i_d$ ,  $i_q$ ,  $i_D$  i  $i_Q$ , sinhronoj učestanosti  $\omega_{dq}$  i klizanju  $\omega_{kl}$  (brzini) odnosno, da se odredi stacionarno stanje pogona. Ulazne veličine su: referentni fluks, referentna brzine i momenat opterećenja motora. Referentna vrednost momenta se dobija kao izlaz iz PI regulatora brzine. Kako za svaku vrednost momenta opterećenja na vratilu motora postoji jedna konkretna vrednost referentnog momenta to se referentni momenat može posmatrati kao ulazna veličina.

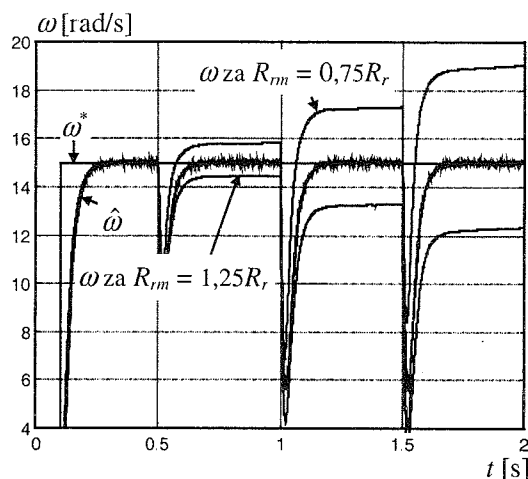


Sl. 5. Brzina pogona u funkciji momenta opterećenja

Na Sl. 5. prikazana je brzina asinhronog motora kada je otpornost rotorskog namotaja različita od vrednosti u modelu observera. Rezultati su dobijeni pomoću matematičkog

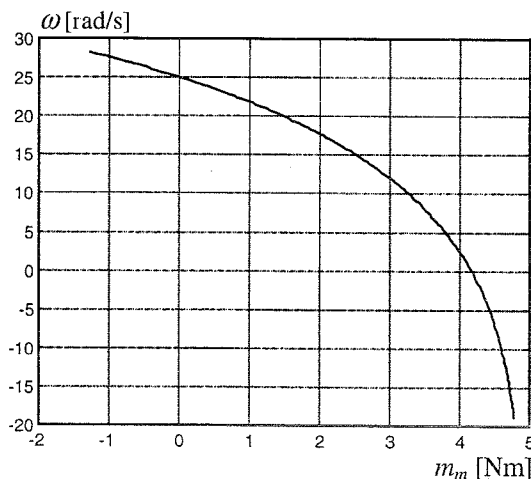
modela za stacionarna stanja (13), (15), (16), (9), (10) i (21) uz  $M = L_m = L_{mn}$  odnosno, zanemarenje nelinearnosti krive magnećenja.

Na Sl. 6 prikazani su rezultati simulacije vremenskog odziva pogona. Prostorni vektor fluksa rotora i brzina rotora procenjuju se upotrebom estimatora baziranog na principu prirodne orijentacije polja. Pretpostavljeno je da se nepoznaje tačna vrednost otpornosti rotora tj. uzeto je da postoji razdešenost otpornosti rotora ( $R_r$ ) u modelu estimatora, u odnosu na vrednost otpornosti rotora u modelu motora ( $R_{rm}$ ). Razdešenost otpornosti rotora ima isključivo uticaja na brzinu. Za rezultate prezentirane na Sl. 5. i 6. referentna brzina iznosi 15 el. rad/s. Motor je neopterećen do  $t = 0,5$  s. U  $t = 0,5$  s, 1 s i 1,5 s motor je opterećen sa 1 Nm, 3 Nm i 5 Nm, respektivno.

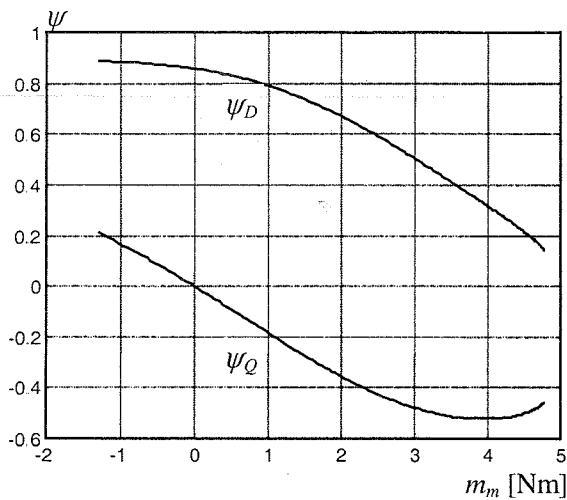


Sl. 6. Vremenski odziv brzine kada postoji razdešenost otpornosti rotora u modelu estimatora i u modelu motora

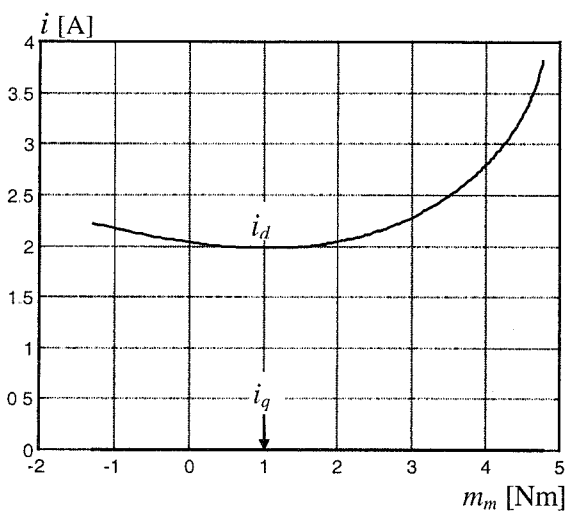
Na Sl. 7-11. prikazani su rezultati dobijeni pomoću matematičkog modela za stacionarno stanje (13), (15), (16), (9), (10) i (22) uz  $M = L_m = L_{mn}$  odnosno, zanemarenje nelinearnosti krive magnećenja. Pretpostavljeno je da je otpornost statora u motoru za 25% veća od vrednosti u modelu observera a referentna brzina je 25 rad/s.



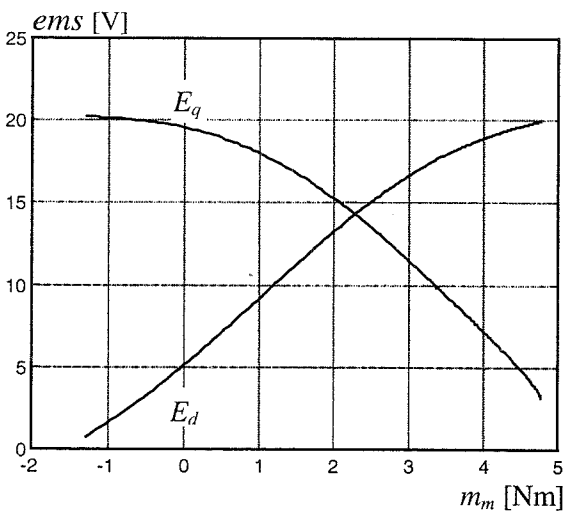
Sl. 7. Brzina pogona u funkciji momenta opterećenja



Sl. 8. Fluksevi motora  $\psi_D$  i  $\psi_Q$  u funkciji momenta opterećenja motora



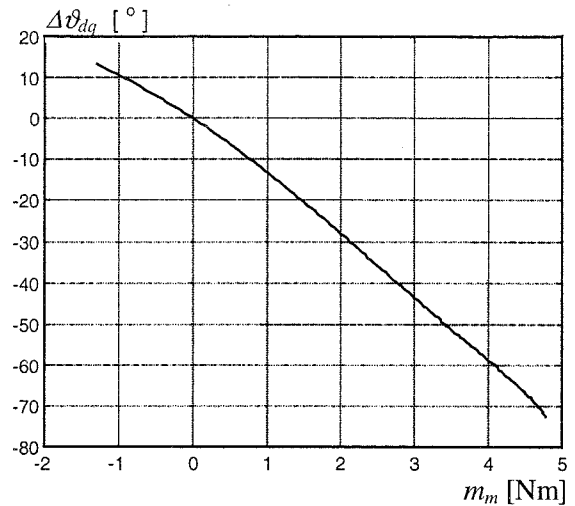
Sl. 9. Struje motora  $i_d$  i  $i_q$  u funkciji momenta opterećenja motora



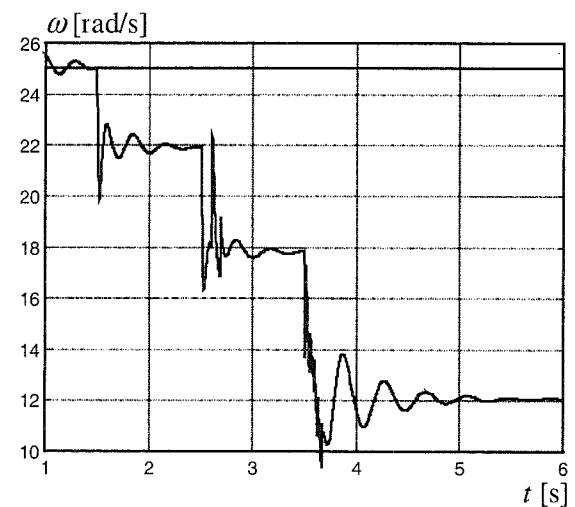
Sl. 10. Elektromotorne sile  $E_d$  i  $E_q$  u funkciji momenta opterećenja

Na Sl. 12a – 12c. prikazani su rezultati simulacija vremenskog odziva pogona sa primenjenim NFO u slučaju kada je otpornost namota statora asinhronog motora za 25%

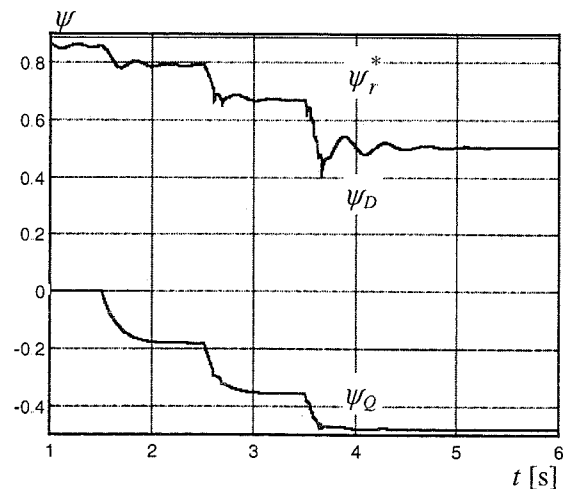
veća od otpornosti u modelu estimatora. Referentna brzina iznosi 25 rad/s. Pogon je neopterećen do  $t = 1,5$  s. Motor je opterećen sa 1 Nm, 2 Nm i 3 Nm u  $t = 1,5$  s, 2,5 s i 3,5 s, respektivno.



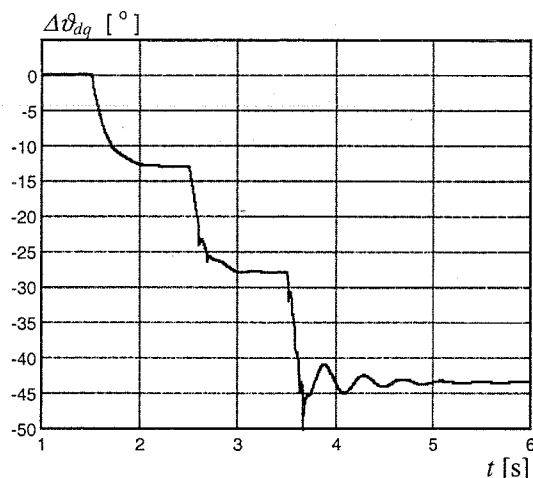
Sl. 11. Greška u uglu orijentacije vektora fluksa rotora u funkciji momenta opterećenja



Sl. 12a. Referentna i stvarna brzina



Sl. 12b. Fluksevi u motoru



Sl. 12c. Momenat konverzije

## 5. ZAKLJUČAK

U radu je prikazana jedna mogućnosti za procenu prostornog vektora fluksa i brzine rotora asinhronog motora koji ne poseduje davač brzine na vratilu motora. Ovaj vektorski kontroler se može uspešno koristiti u pogonu opšte namene. Nepoznavanje tačne vrednosti otpornosti rotora ima isključivo uticaja na procenju brzinu, ali ne i na procenu prostornog vektora fluksa. Nepoznavanje tačne vrednosti otpornosti statora ima uticaja kako na procenu brzine rotora tako i na procenu prostornog vektora fluksa.

## LITERATURA

- [1] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp 493-499.
- [2] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive speed identification scheme for a vector - controlled speed sensorless inverter - induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 820-824, July /August, 1993.
- [3] Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field - rientation control of the induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 29, no. 1, pp. 175-180, January, 1993.
- [4] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October, 1994

- [5] Y. Hori and T. Umeno, "Implementation of robust flux observer based field orientation (FOFO) controller for induction machines," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp 523-528.
- [6] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP - based speed adaptive flux observer of induction motor," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1991, pp. 380-384.
- [7] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaption," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol 30, no. 5, pp. 1219-1224., September/October, 1994.
- [8] R. Bowes and J. Li "New robust adaptive control algorithm for high performance AC drives," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997, pp. 1-7.
- [9] T.Okuyama, N.Fujimoto, T.Matsui, Y.Kubota, "A High Performance Speed Control Scheme of Induction Motor Without Speed and Voltage Sensors," *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1986, pp. 106-111.
- [10] R. Jonsson, "Method and Apparatus for Controlling an AC Induction Motor by Indirect Measurement of the Air-gap Voltage", United States Patent, Patent Number: 5,294,876, Date of Patent 15, Mar. 1994.
- [11] M. Sokola, "Vector Control of Induction Machines Using Improved Machine Models", Ph. thesis, Liverpool John Moores University, April 1998.

## PRINCIPE OF NATURAL FFIELD ORIENTATION

Abstract - The aim of this paper is to indicate one of the possibilities for realization of sensorless drive. Due to the absence of a shaft transducer, it is necessary to use adequate state estimators, and these most frequently require precise knowledge of the motor parameters. Detuning of motor parameters induces error in speed estimation in orientation of synchronously rotated reference frame and spatial orientation of the rotor flux. One manner for determination of position of synchronous frame of reference is presented. The induction motor mathematical model, the stator voltages and currents and relevant parameters are required for the proper synchronisation. Extensive computer simulation of speed versus time response shows validity of proposed solution.

Veran Vasić, Slobodan Vukosavić



## ANALIZA MOGUĆEG TERMIČKOG OPTEREĆENJA ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG IZ FREKVENTNOG PRETVARAČA

Darko Ostojić, Đura Oros, Veran Vasić *Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu*

**Sadržaj** – U ovom radu je eksperimentalno određena granica opterećenja jednog kaveznog motora napajano iz naponskog PWM invertora sa Uff upravljanjem. Trend masovne primene PWM pretvarača u pogonima sa asinhronim motorom otvorio je problem realizacije takvog pogona sa standardnim industrijskim asinhronim motorom (motorom sa sopstvenim hlađenjem predviđenim za prostoperiodično napajanje). Iako je zagrevanje glavni faktor ograničenja u radu motora ovom problemu posvećeno je malo pažnje u literaturi.

### 1. UVOD

Razvoj energetske elektronike omogućio je da realizacija regulisanog elektromotornog pogona pomoću asinhronog motora i pretvarača energetske elektronike (u daljem tekstu: pretvarača) postane gotovo industrijski standard. Dva su glavna razloga takvog razvoja događaja. Prvi razlog su prednosti asinhronog motora u odnosu na konkurentne vrste motora: motore jednosmerne struje i sinhronne motore. Drugi razlog su značajne uštede električne energije koje se na ovaj način mogu ostvariti. Tipičan primer su pogoni za cirkulaciju fluida (pumpe i ventilatori) gde se napajanjem motora preko pretvarača izbegava stalan (neregulisan) rad motora koji je pri manjem zahtevanom protoku krajnje neekonomičan [1]. Pogon sa napajanjem iz pretvarača često se realizuje i u slučajevima kada tehnološki proces ne zahteva regulisani pogon u pravom smislu reči. Ovo se čini radi dobijanja pogona bez velikih polaznih struja i mehaničkih udaraca (trzaja) tokom prelaznih procesa zaleta i usporenja. Primeri ovakvog pogona su liftovski i dizalični pogoni. Generalno, pogon sa pretvaračem je otvorio nekoliko novih problema u vezi sa izborom asinhronog motora a to su: povećanog naprežanja izolacije zbog brzih promena napona i dodatno zagrevanje. U ovom radu se razmatra drugi navedeni problem.

Napajanje iz pretvarača izaziva probleme sa zagrevanjem motora sa sopstvenim hlađenjem iz dva razloga: usled smanjenja brzine obrtanja i pojave viših harmonika struje. Osnovni problem pri smanjenju brzine leži u tome što se protok vazduha za hlađenje koji stvara ventilator smanjuje sa smanjenjem brzine obrtanja. Zbog toga se smanjuje snaga gubitaka koja se odvodi sa mašine u okolinu. Ako snaga gubitaka pri smanjenju brzine ostane nepromenjena dolazi do povećanog zagrevanja motora što izaziva smanjenje radnog veka. Iako se čini da pri brzinama iznad nazivne neće biti problema sa hlađenjem u praksi se pokazuje da to nije tako. Razlog tome je veliki porast struje motora u opsegu slabljenja polja (brzina iznad nazivne).

Da bi odgovorili novim zahtevima proizvođači asinhronih motora proizvode motore koji odgovaraju zahtevima ovakvog napajanja (tzv. "inverter duty motors"). "Inverter Duty" motori predstavljaju standardnu ponudu vodećih američkih ("Allen-Bradley", "Baldor", "Reliance",...) i evropskih proizvođača ("ABB", "Brook&Crompton", "Leroy-Somer",...). Ovi motori imaju pojačanu izolaciju sa

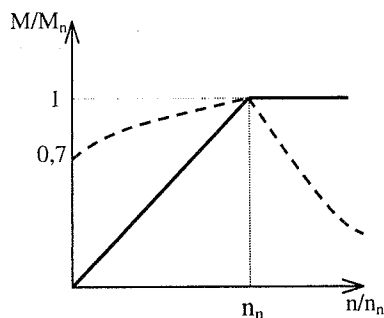
stanovišta naponskog naprežanja. Među njima se nalaze i motori sa dodatnim hlađenjem (IC 416), odavno poznato rešenje za regulisani pogon koje je relativno nepopularno zbog dodatnog ventilatora te ga proizvođači žele potisnuti. Stoga najveći deo ponude čine motori sa sopstvenom ventilacijom (IC 411) i u velikoj meri motori bez prisilne ventilacije (IC 410). Razvijena su različita poboljšanja koja ovim motorima omogućuju rad pri nazivnom momentu u širokom opsegu brzine tako da ne dođe do termičkog preopterećenja. Neka od njih su: izrada namotaja sa višom klasom izolacije (npr. H) tako da može da podnese pojačano zagrevanje, konstrukcija motora tako da ima visok stepen iskorišćenja čime je postignuto smanjeno zagrevanje i primena motora bez kućišta čime se postiže bolje odvođenje toplote [2]. Što se tiče standardnih motora (motora za standardno napajanje) generalno se za sve proizvođače može reći da u dokumentaciji namenjenoj korisnicima po pravilu nisu date eksploatacione karakteristike pri napajanju iz pretvarača. Ovo se odnosi kako na proizvođače koji u programu imaju "Inverter Duty" motore tako i na one slabije (npr. "Sever", "Končar", itd.)

Na prvi pogled bi se moglo zaključiti da standardni industrijski motori (sa sopstvenim hlađenjem) ne mogu biti korišćeni u pogonu sa pretvaračem zbog slabijeg hlađenja na manjim brzinama. Međutim veliki broj pogona na manjim brzinama zahteva manji momenat (tipičan primer su pogoni sa centrifugalnom karakteristikom radne mašine kao što su pumpe, ventilatori i mešalice). Čak i kod liftovskih i dizaličnih pogona mala brzina se zahteva samo pri zaletu i kočenju dok se tokom većeg dela kretanja motor obrće nazivnom brzinom. Sve ovo navodi na zaključak da pogoni koji zahtevaju nazivni moment pri malim brzinama (tzv. pogoni visokih performansi-"High Performance Application" [2]) nisu toliko česti. U praksi se danas često želi osavremeniti postojeći "neregulisani" pogon ugradnjom pretvarača tako da se iskoristi postojeći standardni motor (koji je već bio u pogonu ili ga je vlasnik pogona imao u rezervi) čime bi se značajno smanjila investicija. Treba napomenuti da je "Inverter Duty" motor bar dva puta skuplji od standardnog motora iste brzine i snage [3]!. Zbog toga je analiza mogućeg termičkog opterećenja standardnog industrijskog motora napajano iz pretvarača od velikog praktičnog značaja.

### 2. ZAGREVANJE ASINHRONOG MOTORA NAPAJANOG IZ PRETVARAČA

Navedenom problemu posvećeno je relativno malo pažnje u literaturi. Što se tiče problema slabijeg intenziteta hlađenja sa smanjenjem brzine u [4] se daje kriva zavisnosti momenta od brzine (za jednosmerne motore, ali problematika je slična kao za asinhronne) data punom linijom na sl. 1. U [5] je pokazano da su gubici u praznom hodu motora napajano iz pretvarača veći nego pri prostoperiodičnom napajanju (napajanju iz mreže), ali nije obrađivan režim sa opterećenjem motora. U [6] je izvršen ogled zagrevanja

asinhronog motora napajanog iz pretvarača ali pri maksimalnom opterećenju od 80% nazivnog momenta pri čemu je merenje temperature vršeno na kućištu. U istoj referenci se navodi da su gubici pri nazivnoj brzini i napajanju iz pretvarača 20% veći od gubitaka u nazivnom režimu (sa prostoperiodičnim napajanjem), mada nije naveden izvor takvog podatka. [7] je jedan od retkih dokumenata proizvođača koji daje moguće termičko opterećenje pri napajanju iz pretvarača (kriva data isprekidanom linijom na sl. 1). Prilikom razmatranja ove krive treba imati u vidu da je ona data za moderno konstruisane motore sa visokim stepenom iskorišćenja. Stoga njenu relevantnost za motore starijeg datuma produkcije treba prihvatiti sa rezervom.



Sl. 1. Zavisnost maksimalnog trajnog termičkog momenta motora sa sopstvenim hlađenjem

Jedan od razloga slabog tretmana navedenog problema je velika složenost egzaktnog toplotnog proračuna električnog motora. Naime motor se sastoji od nekoliko različitih materijala (namotaji od bakra, magnetno kolo od gvožđa, izolacioni materijal na namotajima i između limova magnetnog kola, kućište od metala) sa manjim ili većim vazдушnim zazorima između njih. Proračun naročito otežavaju složeni geometrijski oblici koji se javljaju u motoru: nazubljenost statora i rotora, putanja bočnih veza, spoljni oblik kućišta, lopatice ventilatora itd. Detaljan toplotni proračun asinhronog motora je veoma kompleksan i izlazi iz okvira ovog rada. U proračunu figuriše preko stotinu različitih parametara motora: broj žlebova, visina žlebova, širina žlebova na vrhu, širina žlebova na dnu, ugao skošenja žlebova, zazor između sekcija namotaja itd. Na primer, u [8] za vazdušni protok koji stvara ventilator koristi se izraz:

$$Q_c = 0,905 \cdot 10^{-11} \cdot D_{fa} \cdot n \cdot e^{-0,02n_{gr}} \cdot \ln \frac{14,25 \cdot h_{gr}^2 \cdot n_{gr}}{(n_{gr} - 1)(b_{gr} + b_{gk}) \cdot D_g} \quad (1)$$

gde je  $D_{fa}$  računski spoljašnji prečnik ventilatora,

$n$  brzina rotora,

$n_{gr}$  broj rebara kućišta,

$h_{gr}$  srednja visina rebra,

$b_{gr}$  srednja debljina rebra,

$b_{gk}$  srednja širina međurebarnog kanala,

$D_g$  prečnik kućišta na dnu međurebarnih kanala.

Ovakav proračun je očigledno veoma komplikovan, uz to u izrazima figurišu konstruktivne veličine motora čije su vrednosti poznati jedino proizvođaču. Stoga je takav pristup nepodesan za primenu.

Do procene ponašanja gubitaka u motoru pri smanjenju brzine (uz konstantno opterećenje) može se doći na jednostavniji način. Analizira se režim motora sa sledećim pretpostavkama:

- frekvencija napajanja  $f$  je manja od nominalne
  - odnos napona  $U$  i frekvencije napajanja jednak je nominalnom odnosu:  $\frac{U}{f} = \frac{U_n}{f_n}$
  - moment opterećenja motora je jednak nominalnom momentu
  - zanemaruje se otpornost statorskog namotaja i grana magnetenja ekvivalentne šeme motora.
- Na osnovu Klosovog (*Kloss*) obrasca moment konverzije motora iznosi:

$$m_e = 2 \cdot m_{pr} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_r}{\omega_{pr}} + \frac{\omega_{pr}}{\omega_r}} \quad (2)$$

gde je  $\omega_r = \omega_{smeh} - \omega$  klizanje u apsolutnom odnosu ( $\omega_{smeh}$  je mehanička sinhrona brzina a  $\omega$  brzina obrtanja rotora),

$\omega_{rpr} = \omega_{smeh} - \omega_{pr}$  ( $\omega_{pr}$  je prevalna ugaona brzina rotora tj. brzina pri kojoj je moment maksimalan),

$$m_{pr} \text{ prevalni moment } (m_{pr} = \frac{3 \cdot \Pi \cdot U_f^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2}, \Pi \text{ je broj}$$

pari polova motora).

Kako je  $\frac{U}{f} = \frac{U_n}{f_n}$  dobija se da je  $m_{pr} = m_{prn} = const$  gde je  $m_{prn}$  prevalni moment pri nominalnom napajanju. Za  $\omega_{rpr}$  važi:

$$\omega_{rpr} = s_{pr} \cdot \omega_{smeh} = \frac{R_r'}{X_k} \cdot \omega_{smeh} = \frac{R_r'}{L_k \cdot \Pi} = const. \quad (3)$$

gde je  $s_{pr} = \frac{R_r'}{X_k}$  prevalno klizanje ( $R_r'$  je fazna otpornost rotorskog namota svedena na stator a  $X_k$  reaktansa rasipanja motora).

Na osnovu (2) i (3) sledi da pri smanjenju frekvencije napajanja i konstantan moment opterećenja  $\omega_r$  mora ostati

konstantno, što znači da se klizanje povećava:  $s = \frac{\omega_r}{\omega_{smeh}}$  jer

se  $\omega_{smeh}$  smanjuje sa smanjenjem frekvencije. Struja statora je pri ovakvom upravljanju približno konstantna:

$$I_f = \frac{U_f}{\sqrt{\left(\frac{R_r' \cdot \omega_{smeh}}{\omega_r}\right)^2 + (\Pi \cdot \omega_{smeh} \cdot L_k)^2}} = \dots$$

$$\dots = \frac{U_f}{\omega_{smeh} \cdot \sqrt{\left(\frac{R_r'}{\omega_r}\right)^2 + (\Pi \cdot L_k)^2}} = const. \quad (4)$$

pri  $\frac{U}{f} = const$ . Na osnovu (4) može se zaključiti da su gubici

u namotu statora približno konstantni pri smanjenju brzine:  $P_{CuS} = P_{CuSn}$ . Gubici u namotu rotora iznose:

$$P_{CuR} = s \cdot P_{ob} = \frac{\omega_r}{\omega_{smeh}} \cdot m \cdot \omega_{smeh} = m \cdot \omega_r = P_{CuRn} \quad (5)$$

Gubici u gvožđu statora  $P_{FeS}$  opadaju sa frekvencijom po zavisnosti  $P_{FeS} \sim f^\alpha$ , gde je  $1 < \alpha < 2$ . Pri tome možemo smatrati da je indukcija nepromenjena i jednaka indukciji u nominalnom režimu (zakon  $U/f$ ). Za gubitke u gvožđu rotora  $P_{FeR}$  se može zaključiti da su približno nepromenjeni u odnosu na nominalni režim jer je  $\omega_r$  konstantno (2) pa je frekvencija kojom se menja magnetno polje u telu rotora konstantna. Indukciju u rotoru takođe smatramo da je približno nepromenjenom kao i kod  $P_{FeS}$ . Sledi da su  $P_{FeR}$  i dalje relativno mali kao što su to bili i u nominalnom režimu pošto je frekvencija magnetnog polja u rotoru mala.

Dakle o gubicima u motoru pri upravljanju u baznom opsegu brzine po zakonu  $U/f$  uz konstantan moment opterećenja može se zaključiti:

- mehanički gubici smanjuju se sa kvadratom brzine. Brzina opada nešto brže nego frekvencija (reda nekoliko procenata):

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_{smeh2} - \omega_{r2}}{\omega_{smeh1} - \omega_{r1}} = \frac{\omega_{smeh2} - \omega_{r1}}{\omega_{smeh1} - \omega_{r1}} < \frac{\omega_{smeh2}}{\omega_{smeh1}}$$

Međutim udeo ovih gubitaka u ukupnim gubicima, a time uticaj na zagrevanje mašine je najmanji u odnosu na ostale vrste gubitaka.

- gubici u gvožđu statora se smanjuju brže nego linearno sa promenom frekvencije. Gubici u gvožđu rotora su zanemarljivi. Smanjenje gubitaka u gvožđu bi imalo veći značaj kada bi njihov udeo u ukupnim gubicima motora bio velik. No oni čine reda 30 % ukupnih gubitaka tako da njihovo smanjenje do koga dolazi pri navedenom načinu upravljanja nije od presudnog značaja za toplotne procese u mašini.

- gubici u namotu statora su praktično konstantni  $P_{CuS} = const.$  a upravo oni imaju dominantan uticaj na povišenje temperature samog namota. Gubici u namotu rotora se takođe konstantni pri ovakvom upravljanju (5). Ovo je važan zaključak jer su gubici u namotu kod asinhronog motora dominantni gubici (čine reda 70 % nominalnih gubitaka).

Ukupni gubici u mašini smanjuju se pri  $U/f$  upravljanju i frekvencijama nižim od nominalne. Pošto su gubici u namotu dominantni smanjenje gubitaka je sporije nego smanjenje količine toplote odvedene prisilnim hlađenjem (1), te je ukupno povišenje temperature namotaja veće nego u nominalnom režimu. Stoga je neophodno sa brzinom smanjivati i opterećenje motora.

Iz navedenih razloga u praksi se porast temperature delova mašine određuje ogledom zagrevanja. Ogled zagrevanja se može sprovesti i pri uslovima različitim od nazivnih (napon različit od nazivnog, brzina znatno različita od nazivne itd.). Pri izvođenju ogleda zagrevanja sa nazivnim opterećenjem kao rezultat ne mora dobiti nazivni porast temperature za dati motor (određen deklarisanom klasom izolacije namotaja), već se može dobiti i manja vrednost ([9], [10]). Do ove pojave dolazi zbog toga što proizvođač pri projektovanju motora ne vodi računa samo o dozvoljenom zagrevanju, već i o ostalim veličinama kao što su faktor snage, stepen iskorišćenja, prevalni moment, polazni

moment, polazna struja itd. Takođe proizvođač ostavlja i određenu sigurnosnu rezervu za porast temperature jer zbog odstupanja (neidentičnosti) u toku proizvodnje može doći do toga da neki primerci motora iz serije imaju veće zagrevanje od dozvoljenog pa ih kupac odbija kao neispravne. Zbog toga ima smisla izvršiti tzv. "ogled termičke granične snage" gde se promenom različitih uslova rada motora (napajanja, opterećenja) određuje pri kojim uslovima dolazi do nominalnog porasta temperature namotaja motora.

### 3. METODA MERENJA

Na ispitivanom motoru "2.ZK 112 M-4" snage 4 kW proizvođača "Sever"-Subotica izveden je ogleda zagrevanja (ogled trajnog rada u motornom režimu). Motor je standardni zatvorene izvedbe (mehanički stepen zaštite IP 54) sa rebrastim kućištem. Cirkulacija vazduha je obezbeđena dejstvom spoljašnjeg ventilatora koji je pričvršćen na vratilu mašine (način hlađenja IC 0411). Motor se napaja iz komercijalnog pretvarača SE33400550 snage 5,5 kW engleskog proizvođača "Control Techniques".

Temperatura namotaja statora određuje se metodom promene otpornosti. Da bi se motor opteretio, korišćena je Vard-Leonardova (Ward-Leonard) grupa kod koje postoji mogućnost merenja momenta. Naime motor jednosmerne struje u Vard-Leonardovoj grupi ("izlazni motor") je izveden kao klatna mašina. Opterećivanje motora i merenja temperature nakon zaustavljanja se ponavlja sve dok se ne dobije da je priraštaj povišenja temperature manji od 3 °C u toku 1 h. Struje motora su merene pomoću strujnih mernih transformatora i ampermetara s mekim gvožđem, električna snaga je merena pomoću Aronove metode sa dva elektrodinamička vatmetra a fazni napon motora je meren pomoću voltmetra sa mekim gvožđem.

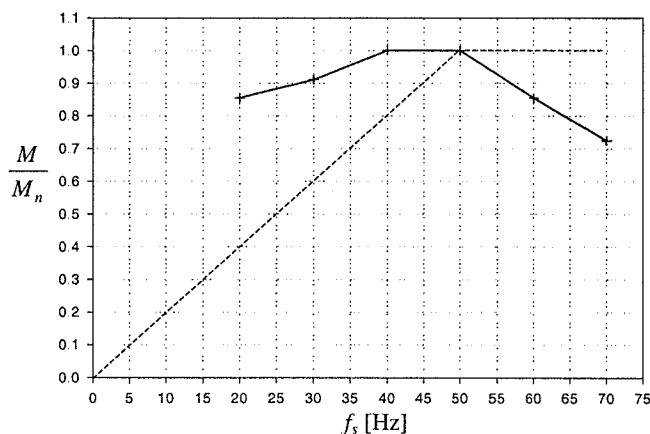
U ogledu zagrevanja motor je napajan sa frekvencijama 20 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60Hz i 70Hz i na taj način je regulisana brzina u širokom opsegu (od 500 min<sup>-1</sup> do 1900 min<sup>-1</sup>). Pri različitim frekvencijama može se očekivati promena snage gubitaka (npr. gubici u gvožđu su izrazito zavisni od frekvencije napajanja), i naročito promena uslova hlađenja jer se radi o motoru sa sopstvenim hlađenjem. Takođe je proveravan i uticaj frekvencije nosećeg signala PWM-a izborom frekvencije od 3 kHz, 6 kHz ili 12 kHz koje pretvarač nudi.

### 3. REZULTATI MERENJA

Rezultati eksperimenta sumirani su u tabeli 1. Na sl. 2 data je kriva koja predstavlja "termički ekvivalentne momente motora" - vrednosti momenta za koje se pri datim frekvencijama napajanja ima isti porast temperature namotaja kao što je to bio pri nominalnom momentu sa mrežnim napajanjem. Ona je dobijena na osnovu tabele 1. tako što su za datu frekvenciju unesene vrednosti momenta za koje se ima nominalni porast temperature. Pošto se ne raspolaže sa mernim tačkama u kojima je povišenje temperature jednako nominalnom za datu frekvenciju izvršena je linearna interpolacija momenta. Interpolacija je urađena na osnovu dve tačke u kojima je povišenje temperature najbliže nominalnom. Takođe je na slici data i kriva zavisnosti momenta opterećenja od brzine navedena u [5].

Tabela 1. Rezultati merenja

$f_s$	$f_{PWM}$	$U$	$I$	$P$	$M$	$n$	$\theta_a$	$\Delta\theta$
[kHz]	[kHz]	[V]	[A]	[W]	[Nm]	[min <sup>-1</sup> ]	[°C]	[°C]
20	3	177	7,5	2272	22	510	23,6	74,1
	3	177	8,12	2252	24,5	487	24,5	96,4
	6	162	7,37	2266	24,5	507	23,7	101,5
	12	177	8,12	2252	24,5	487	23,6	106,9
30	3	245	8,1	3362	24,5	784	23,8	91,2
	6	231	8,25	3332	24,5	780	23,8	97,9
	12	218	9,13	3144	27	757	23,3	106,5
	12	222	8,1	2812	24,5	778	23,8	85,9
40	3	328	7,44	3272	22	1114	25,5	61,8
	3	362	8,08	3596	24,5	1093	24,8	76
	3	362	8,73	3992	26,9	1072	25	90,1
	6	310	8,79	4032	26,9	1069	26	89,1
50	12	300	8,77	4040	26,9	1068	26	89,1
	3	378	8,84	4944	26,9	1371	25	83,3
	6	376	8,76	5504	26,9	1370	25	83,3
	12	374	8,89	4948	26,9	1368	25,3	89,1
60	12	364	8,55	5500	24,5	1596	22,8	110,1
	12	364	8,55	4740	22	1620	23,8	82,3
70	12	360	10,33	5908	22	1808	24	111,8
50	mreža	380	8,65	4928	26,9	1389	23	85,4
	mreža	380	9,43	5532	30	1357	23,5	93



Sl. 2. Momenat motora pri napajanju iz pretvarača termički ekvivalentan nominalnom momentu motora pri napajanju iz mreže

#### 4. ZAKLJUČAK

Nije primećeno značajnije povećanje zagrevanja motora pri napajanju iz pretvarača u odnosu na napajanje iz mreže pri istom opterećenju. Ovo je donekle u suprotnosti sa čestim navodima u literaturi da su gubici tada 20% veći i da je neophodno predimenzionisati motor ([6]). Ovi rezultati predstavljaju dodatnu preporuku za ugradnju pretvarača pri napajanju asinhronih motora.

Smanjenje brzine promenom frekvencije ima za posledicu pogoršanje uslova hlađenja. Literatura navodi da je zbog toga potrebno smanjiti moment opterećenja proporcionalno smanjenju brzine obrtanja. Rezultati ovog rada upućuju da smanjenje momenta može biti mnogo blaže od navoda u [5]. Dobijena kriva se dosta dobro slaže sa krivom datom u [7] (sl. 1). U proseku smanjenje momenta

opterećenja je 10 % nominalnog momenta pri smanjenju frekvencije za 10 Hz. Za frekvencije manje od 20 Hz merenja nisu vršena te se na njih ovo tvrđenje ne može direktno proširiti, ali je jasno da čak i pri nultoj brzini motor može dati neki trajan termički momenat jer se hladi radijacijom i prirodnom konvekcijom vazduha.

Dobijeni rezultati ukazuju da je prilikom realizacije pogona asinhronim motorom napajanim iz pretvarača opravdano najpre razmotriti mogućnost korišćenja standardnog asinhronog motora. Time se mogu postići značajne materijalne uštede bez gubitka kvaliteta odziva.

#### 5. LITERATURA

- [1] "Control-Matched Variable-Speed Solutions", Allen-Bradley, Milwaukee, 2000.
- [2] "Considerations for the use of AC Induction Motors on Variable Frequency Controllers in High Performance Application", Allen-Bradley, Milwaukee, 1998.
- [3] "2002 Industrial Motors Catalog", Reliance Electric, Greenville SC, 2001.
- [4] Berislav Jurković: "Elektromotorni pogoni", Školska Knjiga, Zagreb, 1987.
- [5] Matija Sokola: "Analiza magnetnog zasićenja i gubitaka u gvožđu asinhronih mašina pri strujnom napajanju", magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Beograd, 1995.
- [6] Predrag Ninković, Žarko Janda, Slobodan Vukosavić: "Termička granica opterećenja kaveznog motora napajanog iz naponskog invertora", *Energetska elektronika Ee '97: zbornik radova sa IX simpozijuma u Novom Sadu*, Novi Sad, 1997.
- [7] "M3000 Aluminium Motors", ABB LV Motors, Vaasa, Finland, 2002.
- [8] В. И. Радин, Ы. Лондин, В. Д. Розенкноп и др.: "Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерелектро", Энергоатомиздат, Москва, 1990.
- [9] Charles Libby: "Motor Selection and Application", McGraw-Hill Book Company, New York, 1960.
- [10] Radenko Wolf: "Ispitivanje električnih strojeva III dio", Sveučilište u Zagrebu, 1964.

#### PODACI O ISPITIVANOM MOTORU:

"Sever" Subotica- Yugoslavia  
 2.ZK 112 M-4 N° 732719/00 ID#5349311  
 50 Hz D/Y 380/660 V 9.2/5.3 A 4 kW 1420 min<sup>-1</sup>  
 cosφ=0.82 C.I. F, IP54 S1

**Abstract** – Emphasizing the problem of application the standard industrial induction motor was taken by the trend of mass-application of PWM AC drives. In order to determine permissible load of an induction motor, an experiment was performed with a cage motor fed by PWM inverter employing V/f control.

#### PERMISSIBLE LOAD ANALYSIS OF INDUCTION MOTOR FED BY PWM VOLTAGE INVERTER

Darko Ostojic, Djura Oros, Veran Vasic

## МОГУЋНОСТИ ТЕСТИРАЊА АЛГОРИТАМА УПРАВЉАЊА АСИНХРОНИМ МОТОРОМ НА ЛАБОРАТОРИЈСКОЈ СТАНИЦИ ВЕКТРА

Петар Магић, Бранко Блануша, *Електротехнички факултет у Бањалуци*  
Слободан Вукосавић, *Електротехнички факултет у Београду*

**Садржај** – У овом раду описана је лабораторијска станица Вектра која се налази у оквиру Лабораторије за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета у Бањалуци. Наведени су главни дијелови лабораторијске станице, њене могућности за тестирање алгоритама управљања, и изложена су два конкретна експеримента примјене лабораторијске станице: испитивање алгорита векторског управљања са минимизацијом губитака и алгорита директне контроле момента асинхроног мотора.

### 1. УВОД

Лабораторијска станица Вектра, која се налази у Лабораторији за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета у Бањалуци, намијењена је тестирању различитих алгоритама управљања асинхроним мотором: скаларног управљања ( $U/f$ ), векторског управљања, директне контроле момента, минимизације губитака погона са регулисаним асинхроним мотором итд. Поред наведеног, станица Вектра омогућава провјеру различитих алгоритама управљања трофазним инвертором, нпр: управљање инвертором са троугаоним носећим сигналом, методе управљања елиминацијом хармоника, модулација просторног вектора итд [1]. Првенствена намјена станице је едукација студената завршних година, али се на њој већ дужи временски период анализирају, тестирају и верификују и напредни алгоритми управљања и оптимизације електромоторних погона [2,3]. У овом раду биће укратко описани хардвер и софтвер лабораторијске станице, те два конкретна експеримента који су успјешно реализовани на њој.

### 2. ОСНОВНИ ДИЈЕЛОВИ ЛАБОРАТОРИЈСКЕ СТАНИЦЕ ВЕКТРА

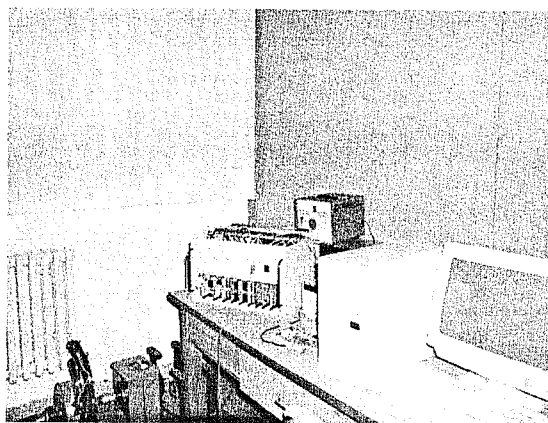
Лабораторијска станица Вектра развијена је по узору на истоимену лабораторијску станицу на Електротехничком факултету у Београду. У односу на оригинално рјешење [1], нова станица је знатно осавременењена и то посебно њен управљачко – аквизициони дио употребом дигиталног сигналног процесора. Тиме су се побољшале перформансе оригиналног рјешења и омогућена је једноставна измјена управљачког софтвера кориштењем модерних програмских алата.

Станица ВЕКТРА састоји се од:

- асинхроног мотора са приграђеним енкодером и оптерећењем,
- трофазног погонског претварача (инвертора са једносмјерним међуколом),

- РС рачунара са DSP *dSPACE 1102* картицом на којој се налази *TMS320C31 floating point* процесор са одговарајућим периферијским модулима,
- прилагодног степена између DSP картице и инвертора.

На Сл. 1. приказана је фотографија лабораторијске станице Вектра, док је на Сл. 2. приказана њена блок – шема.



Сл. 1 Фотографија лабораторијске станице Вектра

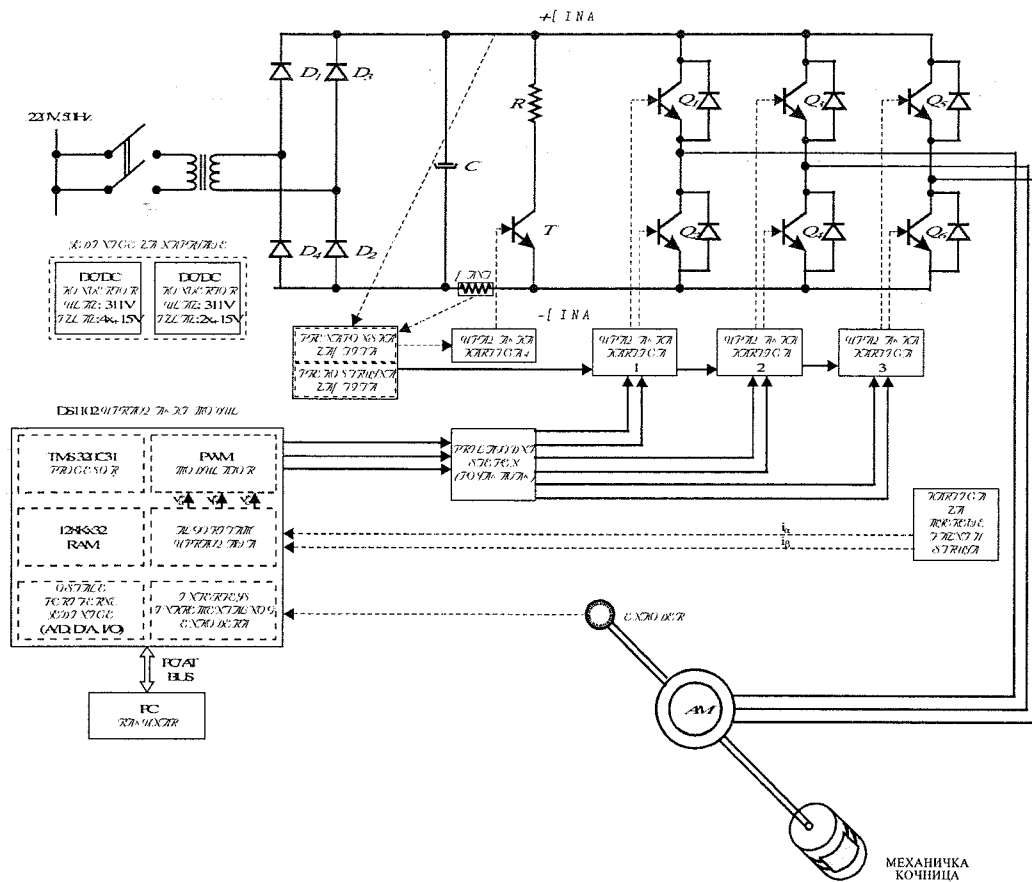
Сигнални процесор налази се на посебној *dSPACE DS 1102* картици која је убачена у *ISA* слот РС рачунара. Ова картица обавља све управљачке функције, аквизицију и обраду сигнала, док се РС рачунар користи за обезбјеђење комфорног интерфејса према кориснику.

Управљачка картица *dSPACE DS 1102* намјењена је дигиталној обради сигнала и управљању у реалном времену. Састоји се из следећих компоненти:

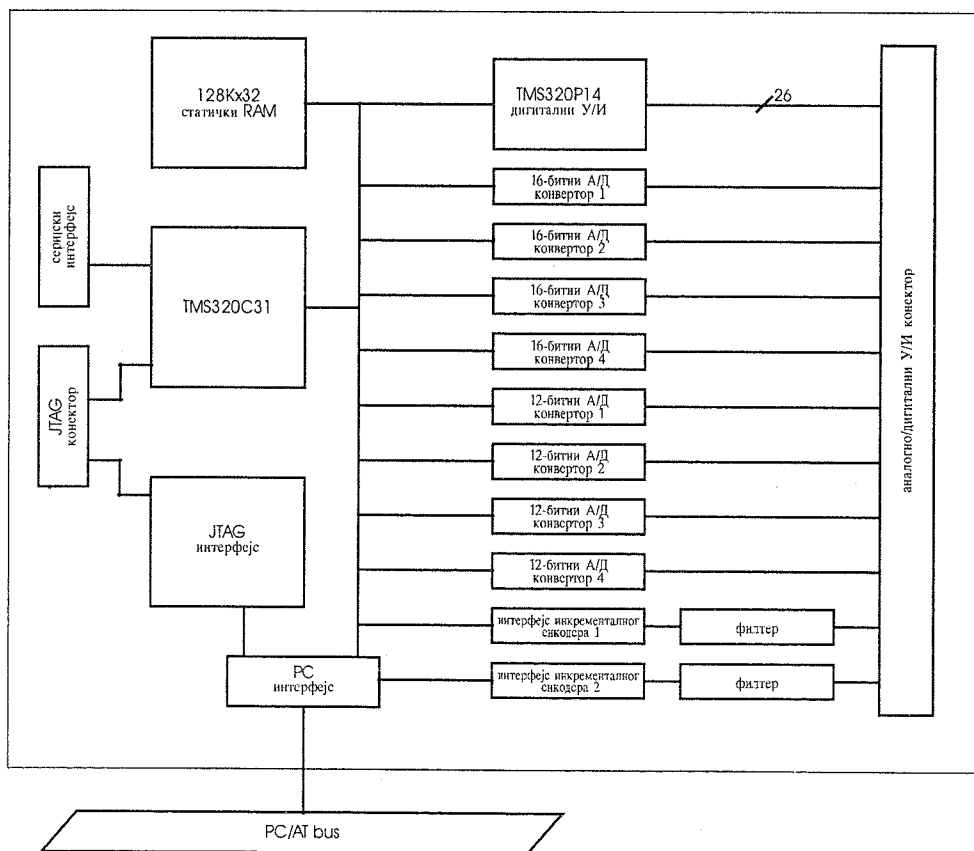
- *TMS320C31* дигиталног сигналног процесора,
- *TMS 320P14* микроконтролера
- $128 \times 32$  *zero wait state* статичког RAM-а,
- серијског интерфејса,
- четири А/Д конвертора (два 16-битна и два 12-битна),
- четири 12-битна Д/А конвертора,
- два интерфејса инкременталног енкодера,
- интерфејса према РС рачунару и
- дигиталног У/И подсистема [4, 5].

Блок – шема *DS 1102* картице приказана је на Сл.3.

*TMS320C31* је сигнални *floating point* процесор високих перформанси. Има могућност паралелног извођења операције множења и аритметичко – логичке операције на цијелом броју, или реалном броју представљеном у формату покретног зареза и то у само једном машинском циклусу. Један машински циклус траје  $33.33ns$ . Процесор подржава велики адресни простор ( $16M \times 32$ ) и различите начине адресирања, тако да је олакшан развој апликација у вишим програмским језицима [4-7].



Сл. 2. Блок – шема лабораторијске станице Вектра



Сл. 3. Блок – шема DS 1102 картице

Асинхронни мотор је трофазни, четворополни, са кавезним ротором. Његови параметри дати су у Прилогу. Оптерећење је Пронијева кочница, а приграђени енкодер на вратилу мотора даје 1000 импулса по обртају, уз могућност детекције смјера обртања и положаја вратила.

Инвертор је реализован као трофазни транзисторски мост са шест енергетских транзистора. Сваки транзистор је 100 амперски, и опремљен је замајном диодом монтираном у исто кућиште. Инвертор се напаја из градске мреже преко монофазног раставног трансформатора, те диодног исправљача са четири диоде везане у Грецов спој. Сви енергетски транзистори и Грецов спој налазе се на посебном хладњаку. У једносмјерном међуколу налази се електролитски кондензатор капацитета  $1000\mu F$  напона  $450V$  који служи са умањење галасности једносмјерног напона. Свака фаза трофазног инвертора посједује своју упаљачку картицу, чији је задатак да упаљачке сигнале добијене са сигналног процесора оптички одвоји и појача. Инвертор је опремљен отпорником за дисипацију снаге кочења, која се појављује при искључењу погона односно преласку мотора у генераторски режим. Отпорник за кочење укључује се помоћу посебног транзистора чим напон једносмјерних сабирница пређе номиналну вриједност, односно ако дође до враћања активне снаге у једносмјерно међуколо.

Прилагодни степен служи за напајање енкодера, те подешавање мртвог времена вођења транзистора у инверторском мосту у оспегу од  $0.1 - 40\mu s$ .

Подсистемима периферних јединица подржана је примјена *dSpace* картице у апликацијама управљања у реалном времену. У лабораторијској станици ВЕКТРА користе се само неке од расположивих периферних јединица, односно јединице за аквизицију струја мотора и сигнала са инкременталног енкодера, те одговарајући *PWM* излази.

Струје мотора мјере се помоћу двије Холове сонде и доводе на два А/Д конвертора управљачке картице. Прва Холова сонда мјери струју фазе  $a$ , док друга сонда мјери разлику струја фаза  $b$  и  $c$ , чиме се добијају еквиваленти струјама статора у  $\alpha - \beta$  координатном систему. Струје у  $\alpha - \beta$  систему написане преко својих пројекција су [1]:

$$i_{\alpha} = i_a, \quad (1)$$

$$i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c). \quad (2)$$

Холове сонде информацију о струји претварају у напонски сигнал и уједно врше галванско одвајање енергетског дијела од управљачке електронике. Множење одговарајућим коефицијентом у Кларковој трансформацији реализовано је хардверски, односно аналогни сигнал се посебно подешеним отпорним раздјелиником своди на одговарајући напонски ниво. Добијени напонски сигнал уводи се у два 16-битна аналогно - дигитална конвертора. А/Д конверзија обавља се методом сукцесивне апроксимације у трајању од  $4\mu s$ . Опсег улазног напона је  $\pm 10V$ , а оба А/Д конвертора везана су на масу картице [4].

Сигнали са инкременталног енкодера уводе се у два посебна интерфејса на управљачкој картици намјењеним прикључењу енкодера. Сваки интерфејс има диференцијални пријемник за улазне сигнале, дигитални филтер шума, декодер који конвертује информацију о фази улазних сигнала у смјер бројања импулса (*up* или *down*) те 24-битни бројач који садржи информацију о текућој позицији сензора и 24-битни излазни лач. Максимална фреквенција улазних сигнала које интерфејс инкременталног енкодера може да обради износи  $8 MHz$ . Дигитални филтер шума филтрира сметње за мање од  $80ns$  [4,5].

Генерисање *PWM* сигнала помоћу *dSpace* управљачке картице обавља се у У/И подсистему у оквиру кога се налази шест *PWM* излаза помоћу којих се генерише шест импулсно – ширински модулисаних сигнала. Генерисање *PWM* сигнала остварује се у блоку за поређење, који се састоји од шест посебних регистара за поређење и шест акционих регистара преко којих се контролишу излази У/И прикључака. Садржаји регистара за поређење пореде се са вриједношћу бројачких регистара тајмера 1 или тајмера 2, те се тако остварује импулсно – ширинска модулација, односно добијају *PWM* сигнали са дефинисаним трајањем високог нивоа импулса [4, 5].

### 3. СОФТВЕРСКА РЕАЛИЗАЦИЈА

Картица *dSpace 1102* са сигналним процесором TMS320C31 високих преформанси подржава програмирање сигналног процесора на више начина, почев од машинског језика ниског нивоа, до програмских језика високог нивоа. У конкретној реализацији комплетан софтвер реализован је у програмском пакету *Matlab - Simulink* и *dSpace*-овом пакету за развој апликација у реалном времену. *dSpace*-ов пакет садржи софтвер за развој апликација као *Simulink* модела или *C* програма за извођење на *DS 1102* картици. Овај пакет се инсталира у већ постојећи *Matlab 5.1*. (или новији), чиме се *Simulink* библиотеке проширују блоковима за креирање апликације за рад у реалном времену. Само писање програма своди се на избор и спајање одговарајућих блокова, односно додавање *dSpace* блокова *Simulink* моделу погона у простору стања [6, 7].

*dSpace* развојни кит садржи:

- *MLIB/MTRACE* програмске библиотеке,
- *dSpace* програмску библиотеку (*RTLib1102*) која подржава програме за рад у реалном времену,
- *ControlDesk* софтвер којим се обезбјеђују функције учитавања програма, те стартовање и заустављање извршења програма на *DS 1102* картици,
- *ControlDesk* графички интерфејс за управљање експериментом, управљање хардвером и едитором изворног кода [4 - 7].

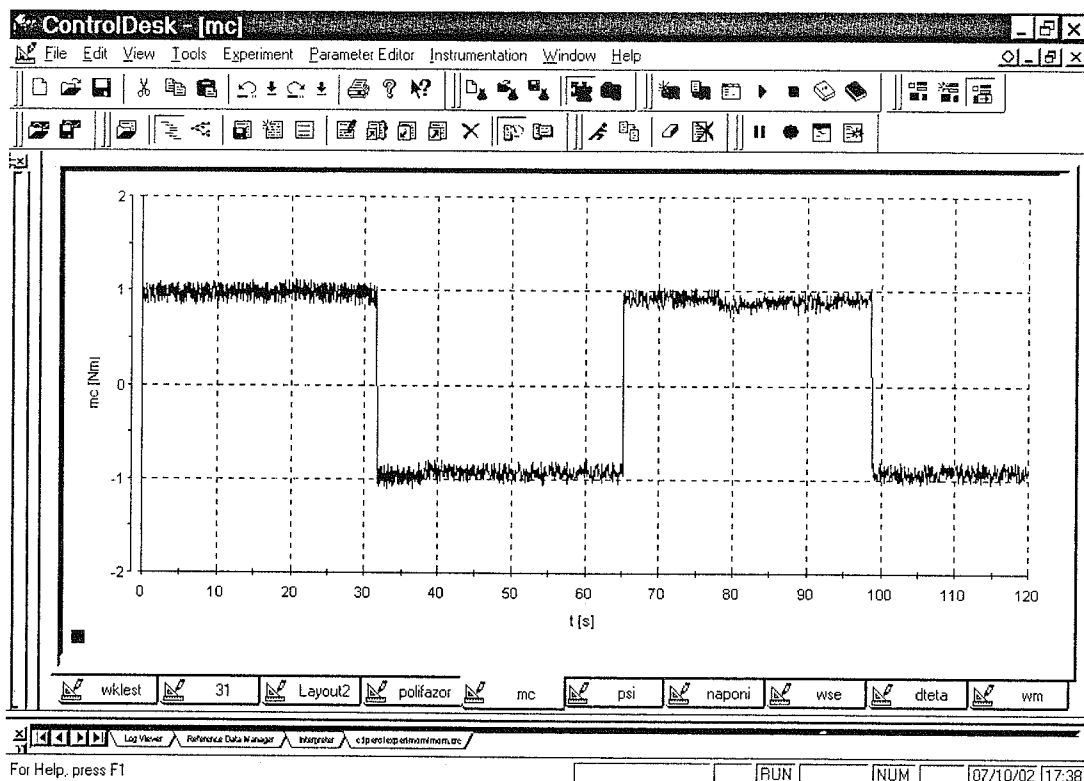
*ControlDesk* садржи и сет виртуелних инструмената, едитор параметара, макро запис изведених операција, те омогућује употребу *Python* програмског језика за прављење модула којима се могу аутоматизовати готово све *ControlDesk* функције, или приступити *MSExcels*-у, *MSWord*-у итд.

Кориштењем *Simulink* – *dSpace* програмског пакета прављење апликације за рад у реалном времену одвија се идентично као и прављење стандардне *Simulink* симулације. Веза са реалним системом (инвертором, енкодером и Холовим сондама) остварује се избором и повезивањем одговарајућих блокова.

Након што се формира блок – шема и подесе одговарајући параметри, покреће се *Build* процедура, у оквиру које се обавља аутоматско превођење програма и његово пуњење у програмску меморију *dSpace* картице.

Само извођење експеримента (покретање и заустављање), као и аквизиција жељених величина може се обављати директно из *Matlab*-а, или из *ControlDesk*-а. На Сл. 4. приказан је изглед окружења *ControlDesk*-а са снимљеном карактеристичном величином.

Период одмјеравања одређен је степеном сложености управљачког алгоритма. У конкретним експериментима она се налазила у опсегу  $(2-3,5)kHz$ .



Сл. 4. *Control – Desk* окружење са снимљеном карактеристичном величином (моментом мотора)

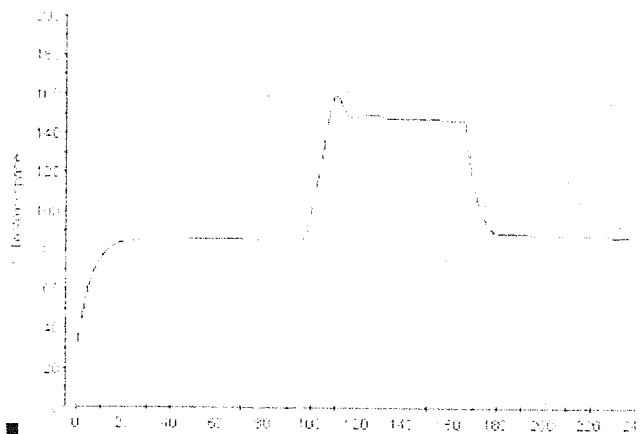
#### 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА АЛГОРИТМА ЗА МИНИМИЗАЦИЈУ СНАГЕ ГУБИТАКА ВЕКТОРСКИ УПРАВЉАНОГ ПОГОНА СА АСИНХРОНИМ МОТОРОМ

У раду [2] је приказан алгоритам за минимизацију снаге губитака векторски управљаног асинхроног мотора помоћу *fuzzy* контролера. Примјеном овог алгоритма остварује се смањење губитака снаге и енергије у асинхронном мотору, као и загријавање мотора. Иако задржава главне квалитативне карактеристике других алгоритама тражења, примјеном овог алгоритма смањена је таласност момента при промјени флукса; смањена је осјетљивост погону на промјену оптерећења и побољшане су регулационе карактеристике погону. Размаграни погон тестиран је експериментално на лабораторијској станици *Вектра*.

Погон је векторски управљан, и то индиректно, те подсистем за одређивање положаја вектора флукса ротора користи информацију о брзини обратња вратила. Ова брзина мјерена је енкодером који се налази у склопу лабораторијске станице *Вектра*. Струје мотора мјерене су Холовим сондама и увођене у два А/Д конвертора.

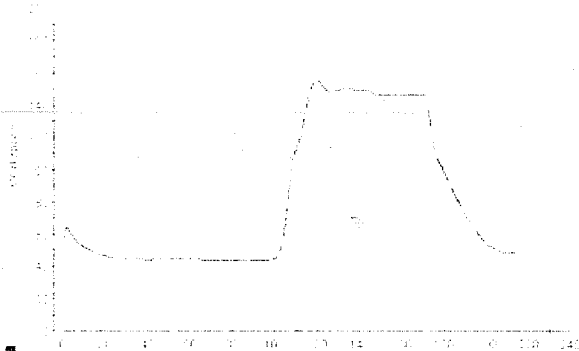
Управљачке величине су *PWM* сигнали који се воде на упаљачке картице.

На Сл. 4 приказани су губици у погону без употребе алгоритма за минимизацију губитака, док су на Сл. 5. приказани губици у погону са употребом алгоритма приказаног у [2].



Сл. 4. График снаге губитака без алгоритма за минимизацију губитака у погону са промјенљивим оптерећењем





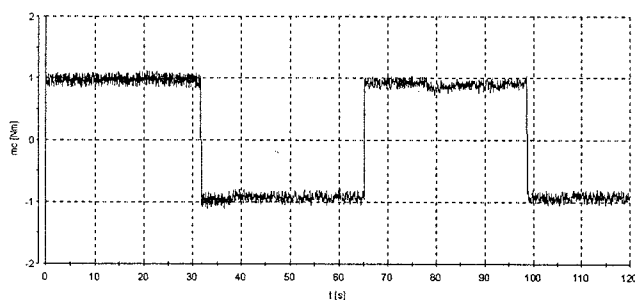
Сл. 5. График снаге губитака са алгоритмом за минимизацију губитака у погону са промјенљивим оптерећењем

Примјеном предложеног алгоритма за минимизацију губитака остварују се сљедећи резултати, што је потврђено експериментом на лабораторијској станици Вектра:

- Смањена је гласност момента при промјени флукса;
- Смањена је осјетљивост погона на промјену оптерећења;
- Праћењем маргине момента смањени су губици снаге у прелазним режимима и побољшене регулационе карактеристике погона.
- Укупни губици у погону су смањени, нарочито у режимима када машина ради са релативно малим оптерећењем.

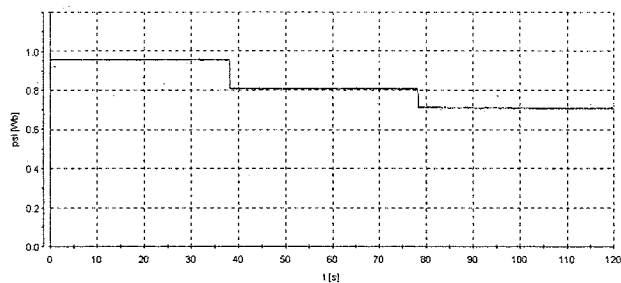
## 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА АЛГОРИТМА ДИРЕКТНЕ КОНТРОЛЕ МОМЕНТА

Алгоритам директне контроле момента, детаљно објашњен у [3], експериментално је тестиран на лабораторијској станици Вектра. Комплетан софтвер написан је у програмском пакету *Matlab – Simulink*, који је проширен блоковима за развој апликације у реалном времену. Период одмјеравања у конкретной апликацији износио је  $3,5kHz$ . Овај алгоритам не користи информацију о брзини обртања вратила, тако да су од У/И јединица станице Вектра кориштени само А/Д конвертори за мјерење фазних струја, те *PWM* излази.



Сл. 6. Момент мотора

Посебан проблем при практичној реализацији настао је због присуства шума на сондама за мјерење струје. Овај шум је елиминисан накнадном уградњом филтра на самом крају кабла на улазу у рачунар. Према [3] добијени резултати су задовољавајући, а једна карактеристична ситуација, када се погону задаје истовремена промјена момента и флукса приказана је на Сл. 6 и Сл. 7.



Сл. 7. Флукс мотора

Предложени алгоритам директне контроле момента је знатно једноставнији у односу на остала рјешења, уз исти или бољи квалитет регулације момента и флукса [3]. Експерименталним сесијама на лабораторијској станици Вектра потврђено је да предложени алгоритам има веома добре перформансе.

## 6. УОЧЕНИ ПРОБЛЕМИ

Лабораторијска станица Вектра, осим *dSpace* картице, у потпуности је направљена од дискретних компоненти доступних на домаћем тржишту. Због тога има одређене недостатке у односу на индустријске – комерцијално доступне погонске претвараче. Начини којима се ти недостаци елиминишу су:

- Утицај ефекта мртвог времена веома је изражен, те се мора радити софтверска компензација ефекта мртвог времена;
- Не постоји могућност за аутоматску корекцију варијације напона напајања, односно напона једносмјерног међукола. Овај утицај елиминише се ручно, одржавањем напона на улазу у инвертор константним помоћу раставно – регулационог трансформатора.
- При раду са великим брзинама (у области слабљења поља) настају велике вибрације мотора и кочнице, које се преко вратила мотора преносе на енкодер и уносе грешку при мјерењу брзине. Потребно је урадити динамичко балансирање кочнице, као и уградити квалитетнију спојницу између енкодера и вратила мотора.
- Шум мјерења струје, који настаје због импулсног рада DC/DC претварача за напајање електронике елиминисан је употребом филтра монтираног на конектору кабла при улазу у РС рачунар.

И поред наведених недостатака, лабораторијска станица Вектра успјешно се примјењује захваљујући наведеним методама елиминације нежељених утицаја. Пресудни фактор за употребу лабораторијске станице Вектра умјесто индустријских претварача је у једноставности измјене управљачког софтвера.

## 7. ЗАКЉУЧАК

У овом раду представљена је лабораторијска станица Вектра и њене могућности за тестирање различитих алгоритама управљања енергетским претварачем и асинхроним мотором. Приказане су двије конкретне примјене лабораторијске станице, као и нека искуства до којих су аутори дошли током вишегодишњег рада са станицом Вектра. Изложено искуство у

рјешавању конкретних проблема може послужити при развоју сличних лабораторијских станица.

## 8. ПРИЛОГ

На натписној плочици асинхроног мотора лабораторијске станице *Вектра* налазе се следећи подаци:

3 MOT	$\Delta 220/Y380V$
3,7/2,12A	0,75kW
$\cos \varphi = 0,71$	1410o/min
	50Hz

Параметри мотора одређени експериментално су:

$$R_s = 10,4\Omega \quad R_r = 11,6\Omega \quad L_{\sigma s} = 22mH \quad L_{\sigma r} = 22mH \\ L_{mm} = 0,557H \quad J = 1,2kgm^2.$$

## 9. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Слободан Н. Вукосавић: *Пројектовање адаптивног микропроцесорског управљања брзином и позицијом асинхроног мотора*, докторска дисертација, Универзитет у Београду, 1989.
- [2] Бранко Д. Блануша: *Алгоритам за минимизацију снаге губитака векторски регулисаног асинхроног погона заснован на примјени фази логике*, магистарски рад, Универзитет у Бањалуци, 2001.
- [3] Петар Матић: *Нови алгоритам за директно управљање моментом и флуksom трофазног асинхроног мотора*, магистарски рад, Универзитет у Новом Саду, 2002.

[4] *Floating – Point Controller Board*, DS1102 User's Guide, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, 1996.

[5] *Installation and Configuration Guide*, DS1102 DSP Controller Board, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.

[6] *MLIB/MTRACE MATLAB – dSPACE Interface Libraries*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.

[7] *ControlDesk Experiment Guide*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.

*Real Time Interface (RTI and RTI-MP) Implementation Guide*, dSPACE Digital Signal Processing and Control Engineering GmbH, May 1999.

**Abstract** – In this paper the laboratory set-up (named *Vectra*) for various applications of power converter driving and induction motor drive testing is described. This set-up is placed at the Faculty of Electrical Engineering in Banjaluka. Main parts of laboratory set – up are specified, and possibilities for their appliance are discussed in this paper. Two recent experiments, Field Oriented Control (FOC) with algorithm for power losses minimisation, and Direct Torque Control (DTC) algorithm for induction motor drive are shortly described and experimental results are given.

### SOME POSSIBILITIES FOR USING THE LABORATORY STATION VECTRA

Petar Matic, Branko Blanusa, Slobodan Vukosavic

## НЕКЕ МОГУЋНОСТИ ПРИМЈЕНЕ ФРЕКВЕНЦИЈСКИХ РЕГУЛАТОРА ПРОИЗВОЂАЧА OMRON СЕРИЈЕ 3G3JV

Момир Радивојевић, доо Конел, Бања Лука

Петар Матић, Милош Миланковић, Електротехнички факултет у Бањалуци

**Садржај** – У овом раду наведен је значај скаларног управљања трофазним асинхроним мотором, те основне теоријске претпоставке и принцип  $U/f$  управљања. Укратко су описане могућности индустријских фреквенцијских регулатора произвођача OMRON и изложен је кратак опис једне практичне примјене овог регулатора.

### 1. УВОД

Асинхрони мотор је још од Теслиног открића од око прије једног вијека, најраспрострањенији електрични мотор у свијету. Асинхрони мотори су веома једноставне конструкције, лаки за одржавање, па самим тим и знатно ниже цијене у односу на једносмјерне и синхроне моторе. Осим тога асинхрони мотор са краткоспојеним ротором (кавезни) може се користити за рад у специјалним условима (експлозивна и запаљива средина) без додатне опреме [1].

Развојем енергетске електронике у посљедњим деценијама, нарочито електронских компоненти као што су тиристори те снажни транзистори, као и значајним смањењем цијене истих, омогућена је производња јефтених полупроводничких претварача фреквенције. Тиме се отворила могућност за економично управљање асинхроним моторима примјеном  $U/f$  регулације, односно могућност примјене асинхроних мотора у регулисаним електромоторним погонима.

Микропроцесорски управљани фреквенцијски регулатори омогућавају реализацију различитих управљачких алгоритама у зависности од потребе корисника [2, 3].

Област примјене фреквенцијских претварача је у електромоторним погонима који не захтијевају високе критеријуме по питању динамике и прецизности регулације брзине, угла или момента, као што су:

- контрола брзине транспорта (покретне траке);
- системи за вентилацију: постиже се оптимална контрола одржавања одређене температуре уз значајну уштеду енергије;
- пумпе и високобрзински алати;
- погони са уређајима за мијешање (миксери) и сепаратори;
- електрични системи за затварање ("роло" врата).

Предности  $U/f$  регулације, осим ниже цијене у односу на сложеније технике управљања су: једноставна континуална промјена брзине у широком опсегу (до номиналне и преко номиналне брзине), коришћење стандардног трофазног асинхронног мотора (са кавезним ротором), те задржавање максималног момента непромјењеним у подручју до номиналне брзине.

Поред набројаних предности,  $U/f$  регулација има и одређене недостатке, као што су: немогућност директног управљања моментом, лошије динамичке особине у

односу на погоне са једносмјерним моторима (спорији одзив система), те се  $U/f$  регулисани погони не користе у погонима тзв. високих перформанси [1].

У овом раду даг је приказ  $U/f$  управљања асинхроним мотором помоћу фреквенцијског претварача јапанске фирме OMRON.

### 2. $U/f$ УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МОТОРОМ

Основни захтјев који се поставља пред савремене електричне погоне јесте могућност континуалне промјене брзине у широким границама.

Због чињенице да је механичка карактеристика асинхронног мотора тврда, односно да се брзина асинхронног мотора напајаног из мреже мијења у врло уским границама од свега неколико процената у интервалу од празног хода до пуног оптерећења, регулисање брзине обртања ових мотора није ни лако ни ефикасно у односу на моторе једносмјерне струје [1,2].

$U/f$  управљање асинхронног мотора заснива се на чињеници да се брзина обртања асинхронног мотора може мијењати промјеном фреквенције и напона напајања. Како до појаве електронских фреквентних претварача фреквенција напона напајања није могла да се економично мијења, то је био ограничавајући фактор за употребу асинхроних мотора у погонима промјенљиве брзине.

Величине помоћу којих се може регулисати брзина обртања вратила асинхронног мотора најбоље се виде из основне једначине за брзину [1]:

$$n = n_s (1 - s) = \frac{60 \cdot f}{p} (1 - s) \quad (1)$$

гдје је са  $s$  означено релативно клизање асинхронног мотора:

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (2)$$

Из израза (1) и (2) слиједи да се регулисање брзине обртања асинхронног мотора може извршити на следеће начине:

- промјеном фреквенције мреже (односно извора напајања мотора)
- промјеном броја пари полова
- промјеном клизања са промјеном напона напајања или додавањем отпора у коло ротора (за асинхроне моторе са намотаним ротором)

Поред наведених начина брзина се може регулисати и примјеном каскадних спојева те векторским управљањем [1].

Индуквана електромоторна сила једне фазе статорског намотаја асинхронног мотора пропорционална је производу индукције и учестаности [1], из чега слиједи да је индукција мотора (флуks) пропорционалан односу

$E/f$ , а ако се занемаре падови напона на статору односу  $U/f$ :

$$E \sim B \cdot f \Rightarrow B \sim \frac{E}{f} \approx \frac{U}{f} \quad (3)$$

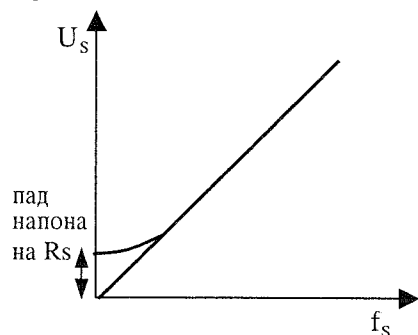
Како се, због оптималног искориштења машине, електрични мотори конструишу тако да раде са индукцијом (флуksom) која одговара кољену карактеристике магнећења мора се, при регулацији брзине обртања мотора, обезбиједити да индукција у мотору (флуks) остане непромијењена, односно једнака номиналној вриједности. Из израза (3) види се да се тај захтјев може испунити једино ако се количник  $U/f$  држи константним, тј. да се истовремено са промјеном фреквенције мијења и вриједност напона напајања.

У зонама великих брзина (када се може занемарити утицај отпорности статорског намотаја) промјена напона напајања мотора са промјеном фреквенције је линеарна. У зони малих брзина отпор статорског намотаја се не може занемарити, па је у тој зони флуks мотора пропорционалан са:

$$|\Psi| \approx \left| \frac{U_s - R_s \cdot I_s}{j\omega_s} \right| \neq const \quad (4)$$

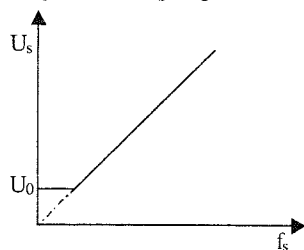
Из израза (4) види се да у зонама малих брзина због утицаја отпора статорског намотаја однос напона напајања мотора и фреквенције напајања није константан тј. функција  $U_s = \varphi(f_s)$  није линеарна.

Карактеристика напон-фреквенција приказана је на Сл. 1, гдје се види нелинеарност ове карактеристике у зони малих брзина.



Сл. 1 Карактеристика напон-фреквенција

Да би се компензовао овај утицај отпора  $R_s$  мотору се при малим брзинама (фреквенцијама) доводи константан напон  $U_0$ , који се суперпонира линеарном напону  $U_s$ , док се при већим фреквенцијама напон напајања мотора линеарно мијења са промјеном фреквенције напајања, што је приказано на Сл. 2.



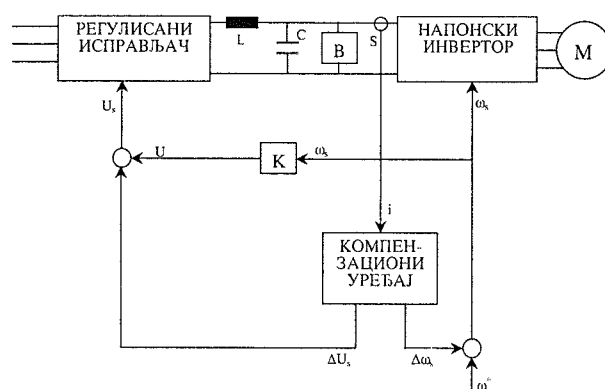
Слика 2. Компензација утицаја  $R_s$  при малим брзинама

У подручју слабења поља мотор ради са номиналним напонем, а фреквенција је већа од номиналне. На тај начин се повећава брзина мотора изнад номиналне брзине, али долази до слабења флуksа мотора. Момент мотора опада обрнуто пропорционално брзини, а превални момент опада са квадратом брзине. Овај режим рада асинхроног мотора назива се режим константне снаге.

Постоји више управљачких шема којима се остварује  $U/f$  регулација, међу којима су [1]:

- управљање са компензацијом клизања;
- управљање са регулатором струје и брзине;
- управљање са регулацијом брзине момента и флуksа.

Све ове шеме могу да раде у отвореној и затвореној повратној вези. Конкретан претварач произвођача *OMRON* серије *3G3JV* управљан је по принципу управљања са компензацијом клизања у отвореној спрези, која је приказана на Сл. 3.



Сл. 3. Управљање са компензацијом у отвореној спрези

На овој шеми присутан је сензор  $S$  у колу једносмјерне струје те компензациони уређај у регулационом систему. На основу податка о једносмјерној струји  $i$ , компензациони уређај израчунава корекцију  $\Delta\omega_s$  која се додаје задајој учестаности  $\omega^*$  да би се компензовало повећање клизања мотора при повећању оптерећења (заправо се повећава фреквенција напајања мотора). Осим тога компензациони уређај рачуна и корекцију пропорционалног напона напајања  $U_0$  са Сл. 2 тако да се коригује утицај статорске отпорности. Овом управљачком шемом могуће је остварити и контролу струје ради заштите инвертора и мотора при наглим промјенама оптерећења или задане брзине.

На овај начин може се остварити регулација брзине у границама од (10-100)% номиналне брзине при сталном моменту и од (100-200)% при сталном номиналном напону у опсегу слабења поља, са тачношћу одржавања брзине од  $\pm 0,1\%$  при промјени оптерећења у опсегу од празног хода до номиналног оптерећења [1,2,3].

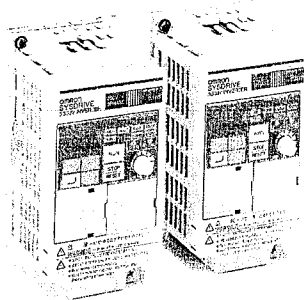
### 3. ОПИС И КАРАКТЕРИСТИКЕ ПРЕТВАРАЧА *OMRON-3G3JV*

Фреквенцијски претварачи *OMRON-3G3JV* су претварачи са једносмјерним међуколом који омогућују промјену брзине мотора у широким границама.

Управљање брзином мотора заснива се на примјени  $U/f$  методе, док се промјена вриједности напона напајања и учестаности врши методом ширинско импулсне модулације (PWM) са носећом фреквенцијом реда 2,5-10kHz.

Инвертор *OMRON-3G3JV* управља брзином асинхроног мотора тако што референтну фреквенцију одржава у задатим границама (флексибилност брзине) зависно од момента оптерећења мотора поштујући задати однос  $U/f$ .

Фотографија фреквенцијског претварача *OMRON-3G3JV* приказана је на Сл. 4.



Сл. 4. Фотографија фреквенцијског претварача *OMRON-3G3JV*

Потребна снага претварача одређује се према номиналној снази једног или више мотора везаних истовремено на претварач. На конкретан претварач *OMRON-3G3JV* могуће је прикључити један или више мотора укупне снаге до 4kW.

Претварач се може прикључити трофазно или монофазно, чиме је дефинисан излазни напон односно спрега прикљученог мотора.

Задавање референтне фреквенције (брзине) код инвертора серије *3G3JV* може се остварити на више начина:

- избором једне од 8 унапијед дефинисаних брзина комбинацијом одговарајућих прекидача;
- тастерима на дигиталном оператору;
- потенциометром на кућишту инвертора или вањским потенциометром;
- аналогним струјним или напонским сигнаlima (сигнали са мјерних претварача – сензора, нпр. влаге, притиска, температуре, нивоа итд.);
- даљинским управљањем (удаљеним тастерима за убрзавање, успоравање и одржавање брзине).

Мултифункционалност овог уређаја огледа се у многобројним заштитним функцијама које су уграђене у ове моделе као што су: ограничење максималне брзине мотора, детекција земљоспоја, пренапонска и поднапонска заштита, прекострујна заштита, контрола убрзавања и заустављања мотора с обзиром на појаву пренапона, заштита мотора од превеликог момента терета, заштита од испада фазе и др. Тиме је избјегнута потреба за уградњом додатних заштитних уређаја који су неопходни електромоторним погонима.

#### 4. ПОДЕШАВАЊЕ УРЕЂАЈА

Фреквенцијски претварач *OMRON-3G3JV* подешава се уписивањем одговарајућих параметара

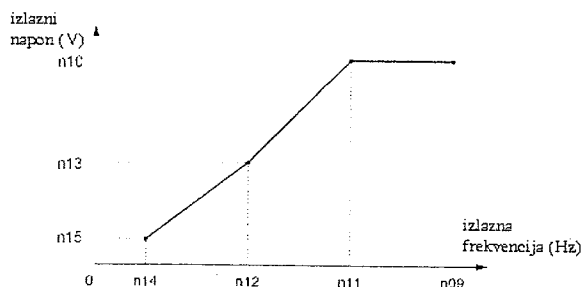
помоћу тастера на самом уређају, или помоћу персоналног рачунара. Битни параметри који се подешавају су [3]:

- Облик  $U/f$  карактеристике (Сл. 5);
- Номинална струја мотора;
- Номинално клизање (када се користи блок – шема са компензацијом клизања), чиме се постиже рад мотора са номиналним клизањем без обзира на промјене момента терета;
- Носећа фреквенција  $PWM$ -а у зависности од дужине прикључног кабла између мотора и претварача (фреквенција се смањује са порастом удаљености мотора);
- Начин задавања референтне фреквенције и старт/стоп команди (директно на уређају или даљински).

Поред ових параметара, могуће је подешавати и друге параметре у зависности од крајњих потреба корисника (вријеме убрзавања и успоравања, кочење, меки старт итд.). Кориштењем мултифункционалних улаза и излаза омогућена је флексибилност уређаја према конкретној намјени: сигнализација – аларм, претварање монофазног напона у трофазни, прикључење вањског дисплеја, аутоматско поновно укључење приликом краткотрајног прекида напајања, предмагнетизација инјекцијом једносмјерне струје при тешком старту, ограничење струје током убрзавања, детекција превеликог момента – заштита од лома радне машине, термичка заштита контролом излазне струје – слично као биметална заштита, прескакање одређених фреквенција – брзина у циљу избјегавања вибрација и механичке резонанције, аутоматско укључење/искључење механичке кочнице при малој брзини обртања при заустављању, меморисање листе аларма (грешака које су довеле до испада из погона – као што су превелика струја, пренапон, поднапон, прегријавање, преоптерећење, земљоспој), те генерисање разних упозорења која не доводе директно до искључења уређаја.

Уређају се опционо могу прикључити додатни филтри, отпорник за кочење, давачи брзине за контролу брзине и рад у затвореној брзинској петљи, програмабилни релеји итд.

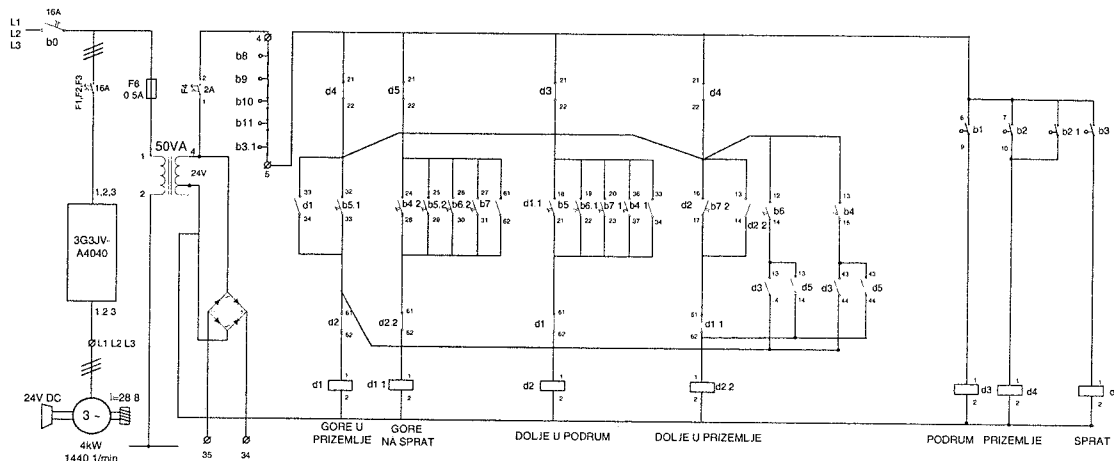
За рад на малим брзинама при значајном оптерећењу, због мале снаге одвођења топлоте (споријег обртања вратила мотора и вентилатора) морају се користити специјални мотори са независним хлађењем, или се стандардни мотор мора предимензионисати [3].



Сл. 5. Задавање  $U/f$  карактеристике

$U/f$  карактеристика подешава се према моментној карактеристици погоњене машине. Дефинишу се минимална и максимална брзину, полазни момент, као и облик криве момента мотора према природи оптерећења. Почетна тачка на овој карактеристици ( $n_{14}$  и  $n_{15}$ ) дефинише минималну брзину и полазни момент. Повећавајући напон при истој минималној брзини повећава се полазни момент. Параметрима  $n_{10}$  и  $n_{11}$  дефинише се номинална радна тачка према нагписној плочици мотора (номиналном напону и учестаности), чиме је дефинисан праг пренапонске и поднапонске заштите, као и могућност детектовања испада фазе. Тачка ( $n_9$ ,  $n_{10}$ ) дефинише максималну дозвољену брзину, док тачка ( $n_{12}$ ,  $n_{13}$ ) дефинише облик  $U/f$  карактеристике (линеарна, параболична, инверзно параболична) према карактеристици оптерећења. За лаке погоне ова тачка се поставља тако да  $U/f$  карактеристика буде линеарна, за вентилаторе и пуме (којима момент терета расте са брзином)  $U/f$  карактеристика се задаје инверзно параболично, док се код погона који траже велики полазни момент (дизалице и лифтови) задаје параболични облик  $U/f$  криве. Приликом подешавања ових тачака потребно је водити рачуна да струја мотора (претварача) не прелази термички подешену максималну вриједност струје (нпр. 150% номиналне).

Номинална струја мотора (у амперима) је битан параметар којим се дефинише референца за термичку заштиту и заштиту од превеликог момента. Максимална струја и максимални момент ограничавају се тада преко номиналне струје (нпр. 150%).



Сл. 6. Једнополна и управљачка шема погона

Мотор се напаја из фреквенцијског регулатора *OMRON-3G3JV*. Разлози због којих је уграђен овај претварач су следећи:

- Нема потребе за уградњом двобрзинског мотора;
- Омогућен је реверс без додатне опреме;
- Ограничена је струја поласка без пребацача звијезда – троугао;
- Избјегнута је употреба контактора;
- Нема потребе за биметалном, поднапонском и заштитом од испада фазе.
- Управљачка шема је знатно упроштена у односу на стандардне шеме са контакторима и реализована је употребом јефтиних релеја мале снаге;
- Омогућено је подешавање брзине кретања лифта;

## 5. КОНКРЕТНА ПРИМЈЕНА

Наведени претварач искориштен је у реализацији погона теретног лифта у једном складишту. Овај лифт намијењен је за подизање терета максималне тежине 1000kg из подрума до другог спрата. Укупна висина дизања је око 15m. За погон лифта искориштен је четворополни трофазни асинхрони мотор снаге 4kW са уграђеном механичком кочницом. На вратилу мотора фабрички је приграђен пужни редуктор преносног односа 28,8 на који је директно прикључен добош пречника 0,2m. На добош се намотава сајла која носи кабину. Пошто се ради о теретном лифту, захтијevano је да се терет може унијети са обје стране, односно пронијети кроз кабину. Како је расположиви простор због накнадне уградње лифта у постојећи објект био мали, није постојала могућност за постављање противтега.

Управљање лифтом је само са вањске стране (лифт нема команде у кабини). Поред могућности позива са сваког спрата, омогућено је и да се са било којег спрата кабина директно пошаље на одредиште. Погон је опремљен прописаним уређајима који обезбјеђују сигуран рад: механичком заштитом у случају пуцања сајле, електричним бравама које онемогућавају отварање врата ако се кабина не налази испред њих, те сигурносним крајњим прекидачима.

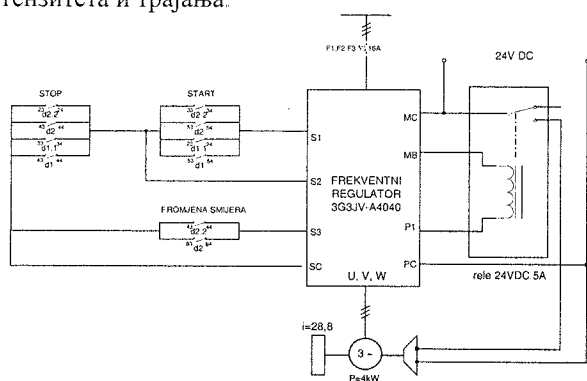
Једнополна и управљачка шема погона приказана је на Сл. 6.

- Нема трзаја зато што се користи контрола убрзавања/успоравања и укључења механичке кочнице при малој брзини кретања. Тиме је омогућено прецизно довођење кабине у захтјевани положај;
- У случају нестанка напајања или било какве грешке инвертор аутоматски укључује механичку кочницу.

Због веће робусности и мање цијене у односу на микропроцесорско управљање, управљачка логика реализована је помоћу релеја, крајњих прекидача гастера и мултифункционалних улаза/излаза инвертора *OMRON-3G3JV*.

На Сл. 7. приказана је шема везивања улаза и излаза инвертора. Управљање инвертором је гроично

[3] преко мултифункционалних улаза  $S1, S2, S3$  и  $SC$ . Ови улази се активирају помоћним релејима са Сл. 6. На тај начин омогућен је старт и промјена смјера (помоћу тастера), те заустављање помоћу крајњих прекидача. Мултифункционални излази  $MB$  и  $MC$  искориштени су за активирање кочнице у случају појаве било какве грешке у току рада, док су излази  $P1$  и  $PC$  заједно са унапријед дефинисаним временом заустављања искориштени за прецизно позиционирање кабине. Додатно подешавање позиције омогућено је инјектирањем једносмјерне струје кочења одређеног интензитета и трајања.



Сл. 7. Шема везивања мултифункционалних улаза и излаза фреквенцијског регулатора

Покретање и заустављање без трзаја омогућено је програмирањем дужине залета и заустављања у комбинацији са активирањем механичке кочнице при малим брзинама.

## 6. ЗАКЉУЧАК

Једна од могућности једноставног управљања асинхроним моторима је  $U/f$  метода управљања. Ова метода има низ добрих особина од којих је најважнија једноставна могућност континуалне промјене брзине у широким границама уз задржавање константног превалног момента до номиналне брзине. Као основни недостаци ове методе су немогућност директног управљања моментом мотора, те слабије динамичке особине у односу на погоне са моторима једносмјерне струје или векторски управљане асинхроне моторе. Ови недостаци су и условили подручје употребе погона управљаних  $U/f$  методом, а то су она подручја гдје се не захтијевају високе перформансе погона, као што су

транспортни системи, системи за вентилацију, сепаратори, миксери и сл. У оваквим погонима оптимално је користити фреквенцијске регулаторе за контролу брзине умјесто знатно скупљих и сложених вектрски управљаних претварача.

Развојем енергетске електронике и микропроцесора постали су комерцијално доступни јефтине и веома робусни индустријски фреквенцијски регулатори. Типичан представник ове врсте претварача је претварач произвођача *OMRON*, серије *3G3JV*. Једноставним подешавањем параметара претварача могуће је остварити различите карактеристике погона, у зависности од потреба корисника. Широк спектар додатне опреме која се нуди доприноси повећању квалитета, поузданости и комфорности самог погона. Компактност, једноставно и ефикасно управљање брзином, могућност надзирања битних величина у току рада погона, лака и једноставна уградња у стандардне разводне ормаре, висок квалитет ових производа, те велика поузданост у раду само су неке од карактеристика које би требале отклонити дилему да ли користити погон са овим претварачем или не.

У овом раду описана је једна конкретна успјешно реализована примјена наведеног претварача. Дуготрајна интензивна експлоатација погона без икаквих застоја потврдила је оправданост уградње фреквенцијског регулатора.

## 7. ЛИТЕРАТУРА

- [1] В. Вучковић: Електрични погони, Електротехнички факултет у Београду, Београд, 1997
- [2] Момир Радивојевић:  $U/f$  управљање асинхроним мотором и савремени фреквентни претварачи, *дипломски рад*, Бања Лука, 2002.
- [3] Каталогзи за инвертор *OMRON -3G3JV Series*

**Abstract** - In this paper frequency control principle for induction machine drive is briefly described. Industrial frequency converter *OMRON 3G3JV series* is described. A successful implementation of this converter in elevator drive is presented.

## SOME POSSIBILITIES FOR APPLICATION OF FREQUENCY INVERTER *OMRON - 3G3JV SERIES*

Momir Radivojevic, Petar Matic, Milos Milankovic

## РЕСОЛВЕР КАО СЕНЗОР ПОЛОЖАЈА И БРЗИНЕ

Радиша Јевремовић, Факултет техничких наука Нови Сад  
Саша Николић, Термоелектрана Гацко

**Садржај** – У раду је описан ресолверски сензор угаоног положаја и брзине обртања. Описан је принцип рада овог сензора, разлике и предности у односу на друге сензоре исте намене. Наведене су области примене, те апликативне шеме. Допринос овог рада је предлог једне варијанте генератора сигнала за напајање ресолвера. Приказани су резултати мерења извршени на реализованом генератору при неким конкретним примјенама ресолвера за мерење угаоне позиције и брзине обртања.

### 1. УВОД

Сензор угла закретања осовине неког механичког склопа је једна од најважнијих и практично неизоставних компоненти у модерној технологији управљања.

Тешко је наћи механички систем у индустрији који нема једну или више оса угаоног или линеарног кретања.

Коришћењем разних механичких склопова, мерењем угаоне позиције осовине, могу бити надгледани и други типови помераја. Конверзијом угаоног помераја у електрични сигнал могућа је даља обрада сигнала.

Постоји више типова сензора положаја, који механичку величину помераја претварају у електрични сигнал.

Најпознатији су:

- синхрои,
- ресолвери
- енкодери, итд.

Они могу бити коришћени у разним апликацијама, за дефинисање било ког облика кретања у механичким системима.

Ресолвери се користе од II светског рата у различитим облицима, као део електромеханичких серво и угаоних позиционих система. Најчешће су коришћени као сензори за позиционирање топовских цеви на тенковима и ратним бродовима.

Међутим, у последњој декади, дошло је до масовније употребе ових сензора у спрези са одговарајућим електронским склоповима.

Различите врсте енкодера имају осетљиве електронске компоненте, а синхрои и ресолвери су електромеханичке направе, робустне грађе, пратећа електроника је удаљена од самих давача. Зато су ресолвери мање осетљиви на лоше услове на местима уградње а имају дужи век трајања. Добра особина је што немају посебне лежајеве, већ се монтирају на саму ротациону осовину. Овим је избегнут угицај трења лежајева и самим тим продужен век трајања.

У већини случајева угаоних сензора са дигиталним излазом процесор за обраду података је дистанциран од места гдје је постављен сензор. Ова раздаљина понекад може бити знатна.

Применом неког оптичког или контактнoг енкодера, дигитални подаци се претварају у паралелну риеч или преносе серијски и реконструишу на процесорском крају. Дигитални подаци који се преносе у овом случају су врло осетљиви на шум.

На пример, то је јако изражено када се дигитални подаци преносе од енкодера са радарске антене ка радарској процесној опреми и бивају изложени јакој микроталасној интерференцији.

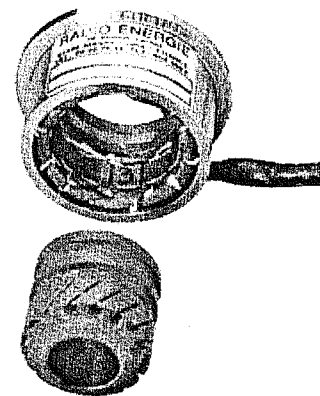
Ресолвери немају те проблеме. Аналогна информација преко три или четири проводника може се пренети на врло велику раздаљину (до 2 км) пре конверзије у дигитални формат потребан процесору.

Сви енкодери, било контактни или оптички имају недостатак што отежано раде у условима прашине и влаге. Ресолвери су имуни на све ове неповољне услове, јер немају четкице или друге контактне површине, које се могу заплљати.

Принцип рада тахогенератора као сензора брзине заснива се на генерисању електромоторне силе, односно напона, чија је амплитуда пропорционална брзини. Зато тахогенератори непрецизни за мерење малих брзина. За разлику од њих ресолвери имају широк опсег брзина које могу мјерити.

### 2. ПРИНЦИП РАДА РЕСОЛВЕРА

Ресолвери представљају посебну врсту малих електричних машина, припадају класи специјалних електричних машина, имају стагор и ротор. Ови сензори угаоног положаја називају се аналогни обртни сензори, јер на излазу дају аналогне излазне сигнале зависно од угла закренутости осовине. На сл. 2.1. приказан је физички изглед ресолвера. Овај ресолвер је коришћен при мерењима у другом дијелу рада. То је *brushless transmitter resolver serie RT*, произвођача *Radio Energie*.



Сл 2.1. Физички изглед ресолвера

Принцип рада ресолвера може се видети са сл.2.2.

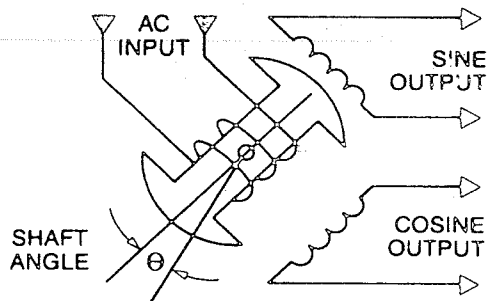
Суштински, ресолвери су трансформатори. Као и код традиционалних трансформатора имају један примарни и више секундарних намотаја. Примарни намотај је на ротору и побуђује наизменичним сигналом.

На стагору се налазе два намота као секундарни.

Принцип рада ресолвера заснива се на теорији рада електричних трансформатора. Преносни однос између примара и појединих секундара зависи од односа броја навојака, али и од позиције ротора (положаја намота



ротора у односу на статорске намоте), односно односно од угла између оса примарног и секундарног намота.



Сл 2.2. Шематски приказ намотаја ресолвера

Између излазног напона и угла закретања ротора постоји синусна зависност. Статорски намоти међусобно су механички померени за  $90^\circ$ . Због оваквог положаја статорских намотаја излазни напони су померени за  $\frac{1}{4}T$  ( $T$ - периода обртања ротора), Зато се је излазни напон једног намота синусна функција а другог намота косинусна функција угла између оса намота статора и ротора.

Нека је ротор побуђен наизменичним напоном облика

$$u_1 = U_1 \sin \omega t, \quad (2.1)$$

гдје је  $\omega$  кружна учестаност побудног напона.

Тада ће се на крајевима секундарних (статорских) намотаја индуковаги напон следећег облика:

$$u_1 = U_1 \sin \omega t \sin \theta \quad (2.2)$$

$$u_2 = U_2 \sin \omega t \cos \theta, \quad (2.3)$$

где су:

-  $\theta$  осни угао ресолвера, а

-  $U_{1,2}$  амплитуде излазних напона.

Када се примарни намота побуди напоном  $u_1$ , излазни напони на секундарним намотима биће:

$$u_1 = K u_1 \sin \theta, \quad (2.4)$$

$$u_2 = K u_1 \cos \theta, \quad (2.5)$$

гдје је  $K$  преносни однос трансформатора.

Суштина рада ресолвера као сензора положаја види се из односа трансформације, односно из вредности напона индукованим на секундарним намотима.

Дељењем једначина (2.4) и (2.5) добија се:

$$\frac{u_1}{u_2} = \tan \theta, \quad (2.6)$$

одакле следи:

$$\theta = \arctg \frac{u_1}{u_2}. \quad (2.7)$$

Када се примарни намот побуди напоном одређене учестаности на крајевима секундарних намотаја добија се индуковани напон чија амплитуда зависи од угла између оса роторског и статорских намотаја, односно од положаја осовине.

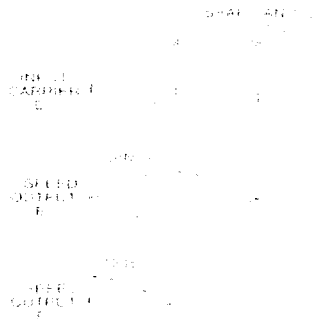
Ако ресолвер има и више пари полова, онда су излазни напони за ресолвер са  $n$  пари полова дати изразима:

$$u_{\sin} = K u_1 \sin n \theta \quad (2.8)$$

$$u_{\cos} = K u_1 \cos n \theta \quad (2.9)$$

Број циклуса синусног и косинусног излазног напона за време једног обртаја ресолвера једнак је броју пари полова.

На сл 2.3. приказани су таласни облици побудног напона и индукованих напона ресолвера.



Сл. 2.3. Таласни облици побудног напона и индукованих напона ресолвера

Пошто се мерење брзине обртања заснива на мерењу пролаза кроз нулу обвојнице приказаних излазних сигнала, то ресолвери који имају више пари полова имају предност за мерење мањих брзина. Ресолвер у комбинацији са једним намотом на ротору и два на статору мора имати четкице, што је врло неповољно, иначе могу бити различитих изведби.

Често се праве ресолвери код којих је пречник већи од дужине. Ови ресолвери су познати као "*pancake resolvers*". Да би се избегле четкице користи се индуктивно везивање. Ресолвери који користе индуктивни метод познати су као "*brushless resolvers*" односно ресолвери без четкица. На сл. 2.1 дат је пример ресолвера без четкица. Предност ресолвера без четкица је што имају и до десет пута већи век трајања од оних са четкицама. Такође *brushless* ресолвери су неосетљиви на вибрације и прљавшгину. Због тога су погодни за примену у индустријским апликацијама.

### 3. ПРИНЦИПИ КОНВЕРЗИЈЕ РЕСОЛВЕРСКИХ СИГНАЛА У ДИГИТАЛНИ ОБЛИК

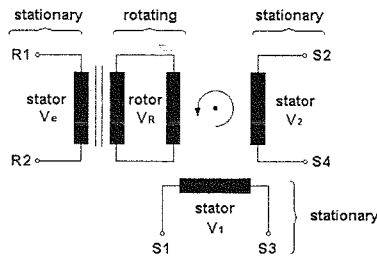
Да би ресолверски аналогни сигнали били употребљиви за процесор, који их обрађује, они се на крају конвертују у дигитални облик.

Ресолвери се праве типично као мали мотори са ротором, који је причвршћен на осовину, чију позицију мери и статором који производи излазне сигнале. Реч ресолвер је термин за такве направе којима је основна функција да разлажу механички угао њиховог ротора у његове ортогоналне  $x$  и  $y$  координате.

Основно је да сви ресолвери производе сигнале пропорционалне синусу и косинусу угла њиховог ротора. Сви углови имају јединствену комбинацију синусне и косинусне компоненте. На тај начин ресолвер обезбеђује информацију о положају ротора за сваку позицију од  $0$  до  $360^\circ$ .

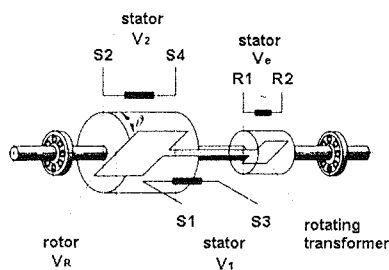
На слици 3.1. приказани су сви намоти ресолвера без четкица. Примарни намот означен са  $V_e$  што значи екситациони налази се на статору. Са овог намота уз

помоћ магнетног поља преноси се сигнал на део роторског намота  $V_R$ , који је секундар у односу на намот  $V_C$ , а помоћу другог дела намота  $V_R$  сигнал се преноси уз помоћ магнетног поља на излазне секундарне намотаје  $V_1$  и  $V_2$  на статору.



Сл. 3.1. Шематски приказ роторских и статорских намотаја ресолвера

Физички распоред ових намотаја приказан је на сл 3.2.



Сл 3.2. Физички распоред намотаја ресолвера

Као и сви трансформатори, тако и ресолвери захтијевају АС побудни или екситациони сигнал који се доводи на примарни намотај. Амплитуда овог референтног сигнала се модулише синусом и косинусом угла ротора и такви сигнали се добијају на секундарним намотајима.

У даљем излагању, због лакшег објашњавања као референтни сигнал биће узет синусни облик.

Однос између секундарног напона и примарног напона назива се преносни или трансформациони однос. Нека његова ознака буде  $K$ . Ова константа се за ресолвер специфицира за максимално индуктивно везивање примара и секундара. За индустријске ресолвере стандардни трансформациони однос је 0.5. То значи да је максимална вриједност напона на секундарном крају ресолвера једнака половини амплитуде примарног напона.

Ако се са  $V_R$  означи амплитуда побудног напона, онда су секундарни напони ресолвера дати са:

$$V_{\sin} = V_s = V_R K \sin \theta \quad (3.1)$$

$$V_{\cos} = V_s = V_R K \cos \theta \quad (3.2)$$

гдје је  $\theta$  угао ротора како је приказано раније.

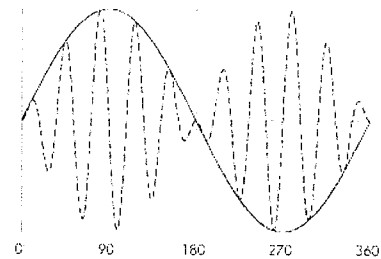
Претпоставимо да је примарни намотај ресолвера побуђен са синусним сигналом одговарајуће амплитуде и фреквенције. Секундарни напон је такође синусног облика и у фази је са референтним напоном. Његова амплитуда је пропорционална амплитуди референтног побудног напона, трансформационом односу ресолвера и синусу или косинусу механичког угла ротора. Помоћу осцилоскопа може се видети различита амплитуда секундарног напона за различите углове ротора. Ови облици сигнала ће бити приказани у наставку рада.

Када је угао ротора  $0^\circ$  у односу на неку референтну позицију, амплитуда секундарног синусног сигнала је једнака нули. Овај угао се назива електрична нула

ресолвера. Тада амплитуда косинусног секундарног сигнала има максималну вриједност која је једнака половини амплитуде референтног примарног напона.

Када се на осцилоскопу посматра промена амплитуде секундарног напона ресолвера, при обртању ротора неком константном брзином, лако се може уочити постојање анвелопе или обвојнице секундарног напона.

Постојање ове анвелопе и могућност њеног издвајања из ресолверског сигнала представља основу рада конвертора за претварање ресолверског аналогног сигнала у дигитални облик. На сл 3.4. приказана је анвелоба синусног секундарног напона у односу на позицију ротора.



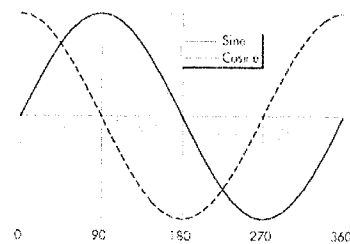
Сл 3.4. Анвелоба синусног секундарног сигнала при ротацији ротора

Са сл. 3.4. може се закључити да при ротацији ротора ресолвера долази до модулације побудног синусног сигнала. Види се да се ради о амплитудској модулацији при чему фреквенција остаје иста.

Као у теорији модулације сигнала овај синусни побудни сигнал назван је носећи (*carrier*) сигнал.

Процес одстрањивања носећег сигнала и издвајање само анвелопе назива се демодулација. Ову операцију обавља конвертор за конверзију ресолверског сигнала у дигитални облик (*Resolver to Digital*). Овај конвертор се скраћено означава као R/D конвертор.

Демодулисани синусни и косинусни сигнал ресолвера је приказан на слици 3.5.



Сл 3.5. Демодулисани ресолверски секундарни сигнали

R/D конвертори обављају две основне функције:

- демодулацију ресолверског сигнала ради одстрањивања носећег сигнала и
- одређивање угла и обезбјеђивање дигиталног облика тог угла.

Најпопуларнији метод обављања ових функција назива се конверзија за праћење односа (*ratiometric tracking conversion*).

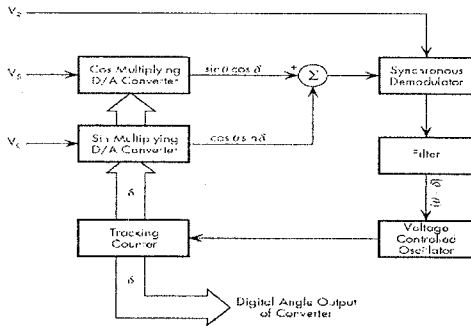
Почетни ресолверски секундарни сигнали представљају синус и косинус угла ротора. Количник амплитуда ових напона дат је следећим изразима.

$$\theta = \arctg \frac{\sin \theta}{\cos \theta} = \arctg \frac{V_s}{V_c} \quad (3.3)$$

**Ratiometric tracking converter** има могућност имплицитног израчунавања аркус тангенса угла ротора форсирањем бројача за праћење позиције ротора ресолвера. Ово имплицитно израчунавање  $\arctg$  је базирано на следећој тригонометријској једнакости:

$$\sin(\theta - \sigma) = \sin\theta \cos\sigma - \cos\theta \sin\sigma \quad (3.4)$$

У **R/D** конвертору, ова једначина је имплементирана коришћењем **D/A** конвертора и множача за множење ресолверских сигнала (пропорционалних синусном и косинусном сигналу) са косинусом и синусом дигиталног угла  $\delta$ , који је излаз из конвертора као што је приказано на сл. 3.6.



Сл 3.6. Блок шема **R/D** конвертора

Као што се може видјети на сл 3.6. резултати се одузимају, демодулишу множењем са референтним сигналом, а затим се врши филтрирање ради добијања једносмерног **DC** сигнала пропорционалног разлици између ресолверског угла  $\theta$  и дигиталног угла  $\delta$ . Дигитални угао  $\delta$  изазива праћење ресолверског угла  $\theta$  одакле и потиче назив овог типа конвертора.

Коришћењем бројачког склопа, брзина ротора може се одредити, бројањем пролаза обвојнице модулисаниг сигнала у одређеном временском интервалу. Ово бројање пулсева може бити искоришћено за две примене:

- за енкодерску симулацију ради израчунавања брзине,
- за позициону контролу високог нивоа.

На сл 3.7. приказана је блок шема обраде ресолверских сигнала.

Изазни сигнали  $V_1$  и  $V_2$  из статора ресолвера се множе са синусом односно косинусом конвертоване вредности. Вредност up/down бројача репрезентује угао  $\phi$ . Као резултат овог множења сигнала добијају се два напона:

$$V_{F1} = V_s \sin\omega t \sin\gamma \cos\phi \quad (3.5)$$

$$V_{F2} = V_s \sin\omega t \cos\gamma \sin\phi \quad (3.6)$$

Ова два излазна сигнала из множача одузимају се један од другог у појачавачу грешке. Разлика, односно излаз из појачавача грешке представља одступање између угла  $\phi$  и актуелног угла  $\gamma$ . Ова грешка (девијација) је дата следећим изразом.

$$V_{FD} = V_s \sin\omega t [\sin\gamma \cos\phi - \cos\gamma \sin\phi] \quad (3.7)$$

Упрошћено, ова једнакост има облик:

$$V_{FD} = V_s \sin\omega t \sin(\gamma - \phi) \quad (3.8)$$

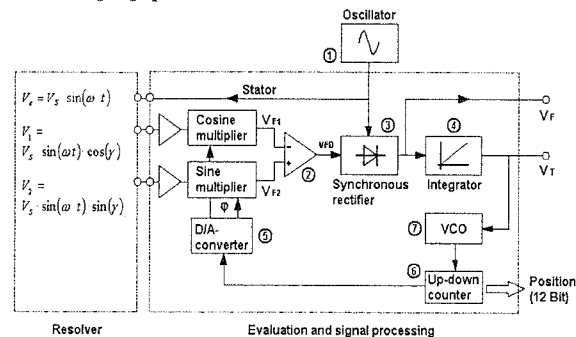
Сигнал се демодулише у синхронном, односно фазно селективном исправљачу, који се налази иза блока за одузимање у низу за издвајање носеће фреквенције. Сигнал добијен на излазу исправљача је напон грешке  $V_F$ , који је пропорционалан  $\sin(\gamma - \phi)$ . Овај сигнал се истовремено води на излаз конвертора као напон  $V_F$  и на

улаз интегратора. Интегратор интегрира напон грешке и тако добијени сигнал се онда води на улаз напонски контролисаног осцилатора **VCO**.

Ако постоји разлика између углова  $\gamma$  и  $\phi$ , интегратор производи **DC** напон пропорционалан тој разлици. Кориштећи овај **DC** напон **VCO** производи пулсеви који се броје у up/down бројачу. Модули од 2 до 7 са сл 3.7. формирају затворену петљу контролног кола које ради слично као **PLL (Phase locked loop)**. **DC** напон је присутан на **VCO** све док разлика између углова  $\gamma$  и  $\phi$  не буде једнака нули. Односно, тада је

$$\gamma = \phi. \quad (3.9)$$

Према томе, стање up/down бројача представља аналогну вредност угла ротора са улаза. Фреквенција напонски контролисаног осцилатора **VCO** је пропорционална брзини обртања ресолверског ротора. Због тога излазни напон интегратора може бити коришћен као сигнал брзине. На излазу **R/D** конвертора добија се излазни напон  $V_T$  који је пропорционалан брзини, као и информацију о углу при једном обртају ресолвера. Грешка ресолверског сигнала је занемарива за већину апликација, јер износи мање од 0.05%.

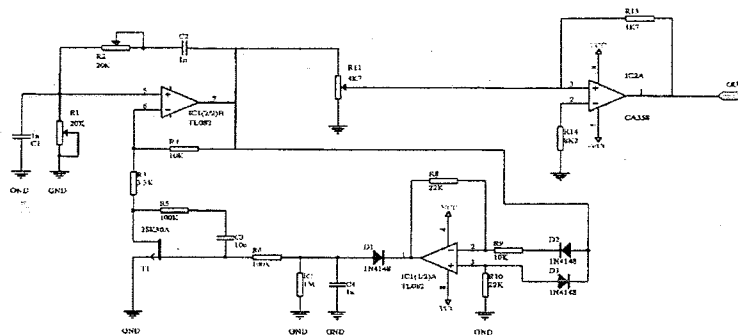


Сл 3.7. Блок дијаграм кола **R/D** конвертора

Осцилатор са слике 3.7. напaja ротор ресолвера преко статорског намотаја наизмјеничним **AC** сигналом напона око 10 V и фреквенције од 4 до 10 kHz. Дигитална нумеричка вредност up/down бројача конвертује се помоћу **D/A** конвертора у аналогни сигнал.

#### 4. РЕАЛИЗАЦИЈА ИЗВОРА ПОБУДНОГ НАПОНА

Код ресолвера, неопходан је овај извор. Он треба да даје синусни напон константне фреквенције и да има што мање изобличења. То је посебно тешко постићи, зато што се приликом генерисања синусног облика напона јављају разна изобличења и интерференције са другим облицима сигнала, као што су правоугаони и троугаони напон. Постоји више начина генерисања синусоидалног сигнала. Једна од често коришћених метода је примена осцилатора са **Виновим** мостом. Овај осцилатор се често примјењује јер даје добре резултате, а има релативно мало елемената. Као генератор за побуду примарног намотаја ресолвера у овом раду, реализован је извор синусоидалног напона са осцилатором са Виновим мостом, који користи и операционе појачаваче са повратном спрегом. Електрична шема овог осцилатора дата је на сл. 4.1.



Сл. 4.1. Електрична шема извора синусног напона

У грани са негативном повратном спрегом постављен је J-FET транзистор као активно оптерећење. Његова отпорност се мења са променом DC напона који представља пуновално исправљен излазни сигнал. Елементи моста C1, C2, R1 и R2 постају позитивна повратна спрега кола са операционим појачавачем. Са њима операциони појачавач ради у осцилаторном режиму. Такође, овај део кола одређује фреквенцију осциловања. Она је дефинисана временском константом RC. С друге стране отпорници R3 и R4 одређују фактор кружног појачања. Као што се види са сл. 4.1. у позитивној повратној спрези налазе се отпорници R1 и R2 и кондензатори C1 и C2. Ови елементи чине појасни филтар, односно пропусник одређене учестаности. Услови баланса овог моста постају услови осциловања. Фреквенција осциловања се може одредити из следећег израза:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (4.1)$$

У случају да је  $C=C_1=C_2$  и  $R=R_1=R_2$ , израз (4.1) постаје:

$$f = \frac{1}{2\pi CR} \quad (4.2)$$

Са Виновим осцилатором који користи операциони појачавач, највећи проблем је коло за контролу амплитуде, односно њено стабилност.

У осцилатору са сл. 4.1. контрола амплитуде је извршена коришћењем транзистора са ефектом поља (FET), који представља активну отпорност која се мења под одређеним условима. На сл. 6.5. приказана је структура N-каналног J-FET транзистора.

Добра карактеристика FET транзистора је да струја не протиче кроз гејт. Дакле контрола струје дрејна могућа је само помоћу напона гејта.

Део кола са сл. 4.1. које садржи IC(2/2), представља пуновални исправљач. Када је излазни напон осцилатора позитиван, сигнал долази на инвертујући улаз IC(2/2) преко диоде D2. На неинвертујући улаз сигнал не пролази због инверзно поларисане диоде D3. У овом случају коло са IC(2/2) ради као инвертујући појачавач. Тада је излазни напон из овог кола негативан.

Са друге стране, када је излазни напон осцилатора негативан, сигнал пролази кроз диоду D3 на неинвертујући улаз кола IC(2/2). Инвертујући улаз је закочен диодом D2. Сада ово коло ради као неинвертујући појачавач и излаз из њега је опет негативан, дакле излазни напон из кола IC(2/2) је увек негативан. Овај напон није испеглан и његово пеглање је

на елементима R7 и C4. Тако се добија потпуно исправљен и испеглан напон.

Једносмерни DC напон овог пуновалног исправљача мења се са променама напона на излазу кола IC(1/2).

Овај исправљени напон води се на гејт транзистора TR1 преко отпорника R6. Негативни напон на гејту расте када расте излазни сигнал IC(1/2). Отпорност канала дрејн-сорса такође расте. Порастом овог отпора који је у серијској вези са R3 смањује се фактор појачања кола са IC(1/2). На тај начин ограничава се излазни сигнал. Елементи R5 и C3 поправљају фреквентну карактеристику транзистора TR1. На овај начин постижу се стабилне осцилације осцилатора.

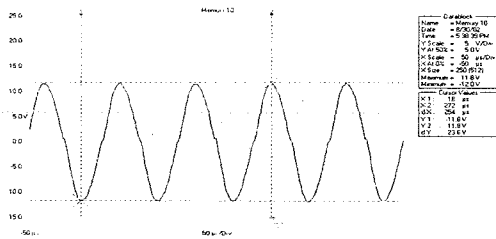
Овакв начин регулисања амплитуде назива се *аутоматска регулација појачања ARP* или на енглеском *AGC (automatic gain control)*. Реализовани генератор омогућава промјену фреквенције осцилатора од 1kHz до 10kHz а промјену амплитуде од око 2 V до 10 V.

Промена фреквенције остварује се истовременом промјеном отпорности R1 и R2. То је омогућено коришћењем потенциометара који се налазе на истој осовини. Овим је постиже фина регулација фреквенције. Регулација амплитуде остварује се помоћу потенциометра постављеног између осцилатора и излазног појачавача. Излазни појачавач је употребљен ради одвајања кола осцилатора од потрошача, а уједно и ради појачања излазног сигнала на потребни ниво. Појачање у самом осцилатору није се могло извести до потребног нивоа због губитка стабилности осциловања.

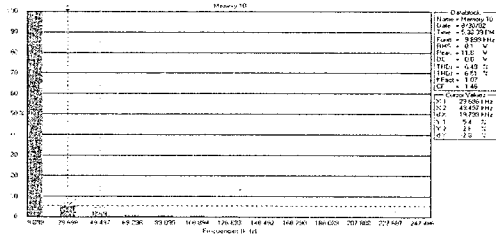
## 5. МЕРЕЊА НА РЕАЛИЗОВАНОМ КОЛУ

На сл. 5.1. приказан је таласни облик напона који се добија на излазу осцилатора. То је максимални излаз осцилатора, Максимална фреквенција осциловања је 10 kHz. Већи опсег промене фреквенције могуће је извести додатним промјенама вредности кондензатора C1 и C2. Међутим, ово додатно компликује шему осцилатора. Осим тога за потребе напајања побудног намотаја ресолвера фреквенција до 10 kHz је довољна. Изобличење у подручју нуле је последица рада *push-pull* излаза операционог појачавача.

На сл. 5.2. приказано је учешће хармоника у спектру излазног напона.

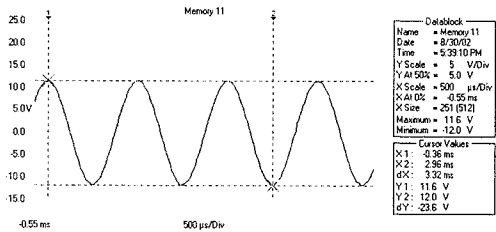


Сл. 5.1. Осцилограм напона на излазу генератора

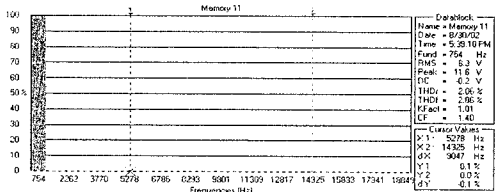


Сл. 5.2. Хармоници синусног напона на излазу генератора

Као што је логично, најдоминантнији је основни хармоник на 9.899 kHz. Од виших хармоника приметно је учешће трећег и петог хармоника. Међутим, њихов удео није превелик. Тотална хармонијска дисторзија (THD) је око 6.5%, што је задовољавајуће.



Сл. 5.3. Осцилограм сигнала при минималној фреквенцији

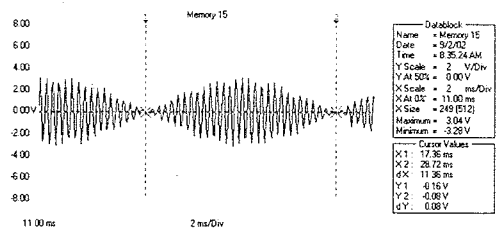


Сл. 5.4. Учешће хармоника у спектру при минималној фреквенцији

Сл. 5.3. приказује таласни облик напона осцилатора при минималној фреквенцији. Ова фреквенција износи око 750 Hz. Види се да је мање изобличење сигнала.

Сл. 5.4. приказује процентуално учешће хармоника у спектру. Као што се види није приметно учешће виших хармоника. Синусни сигнал је практично идеалан.

На сл. 5.5. приказан је облик сигнала на излазу ресолвера када се ротор врти константном брзином. Уочљив је побудни сигнал (носећи), коме се амплитуда мења са промјеном угла ротора. Тако се добија амплитудно модулисани сигнал. До информације о брзини обртања долази се издвајањем обвојнице овог модулисаниг сигнала, односно бројања пролаза обвојнице кроз нулу у току временског интервала, што је задатак R/D конвертора.



Сл. 5.5. Излазни сигнал ресолвера при обртању ротора

На сл. 5.5. види се да је период синусоиде обвојнице око 23 ms. То значи да је брзина обртања ротора нешто мања од 3000 о/мин.

## 6. ЗАКЉУЧАК

У савременим системима управљања и мониторинга, информација о положају или брзини неког механичког склопа који се креће, представља једну од најважнијих величина. Зато су развијени различити типови уређаја односно сензора који ове величине претварају у електрични сигнал. Овај сигнал се даље обрађује, да би га процесор могао користити.

Сви ови сензори имају својих добрих и лоших страна. Квалитет и поузданост су пропорционални цени. У индустријским апликацијама, где је потребна поуздана информација, а услови рада у којима сензори раде нису повољни (високе температуре и прашина), као поуздани сензори угаоног положаја и брзине обртања показали су се **ресолвери**. Развој електронике, омогућио је нови приступ коришћењу ресолвера и претварање његовог излазног сигнала у дигитални облик. Значајан део система је побудни извор са прецизним вредностима напона и фреквенције. То је први предуслов за тачност рада ресолвера. Пратећа електроника се поставља дистанцирана од давача, на месту гдје су услови рада повољнији. За такве апликације показали су се као ненадмашни. Зато је ресолверски давач положаја и брзине право решење за модерне системе аутоматског управљања.

## 7. ЛИТЕРАТУРА

- [1] С.Тешић, Д. Васиљевић, "Основи Електронике", Научна књига, Београд, 1990.
- [2] Axsys Technologies, "Pancake Resolvers", Product catalog, 2002.
- [3] VMIC, "Product line summary", 1997.
- [4] Н. Бурањ, "Електронски извори" (скрипта за вежбе) ФТН, Нови Сад, 1988.

**Abstract** – This paper describes resolver sensor for angular position and velocity. Operational characteristics of this sensor, differences and advantages to other sensors of same purpose are described. Fields of application, and practical designs are given. The goal of this paper is a proposal for new type of signal generator as a resolver drive. Paper also displays results of measurement conducted at designed generator at some concrete resolver applications for measuring angular position and velocity.

**RESOLVER AS POSITION AND VELOCITY SENSOR**  
Radiša Jevremović, Saša Nikolić





---

---

секција Т8Б

**ПРОЦЕСНИ РАЧУНАРИ**

---

---

A. Jelić, M. Nimrihter, V. Malbaša Primena digitalnih simulatora za realnu simulaciju događaja pri testiranju zaštitnih releja .....	216
S. Nikolić, V. Katić Kvalitet električne energije u termoelektrani Gacko .....	220
Г. Митар Могућности генерисања информационих величина уређаја за заштиту кориштењем мултифункционалних картица .....	226
М. Миланковић, В. Крнајски, Д. Раца, Б. Милосављевић Нова микромрежа - лабораторија за електроенергетику .....	231
М. Nikolić, V. Malbaša Sistem za testiranje uređaja relejne zaštite u elektrodistribuciji .....	235

---

---

## PRIMENA DIGITALNIH SIMULATORA ZA REALNU SIMULACIJU DOGAĐAJA PRI TESTIRANJU ZAŠTITNIH RELEJA

Aleksandar Jelić, Miroslav Nimrihter, Veljko Malbaša, Fakultet tehničkih nauka, Institut za energetiku, elektroniku i telekomunikacije, Novi Sad

*Sadržaj* – U radu se daje opis nove generacije uređaja za kontrolu zaštitnih, pre svega distantnih releja. Odlike ovih uređaja su da generišu napone i struje koji su verna slika napona i struja pri kratkim spojevima u elektroenergetskim sistemima. Ovako generisani signali se dovode distantnom releju, koji se ispituje, a zatim se kontroliše ispravnost njegovog delovanja. Ispitivanje zaštitnih releja spada u redovno održavanje, odnosno redovnu kontrolu kvaliteta releja. Ove kontrole spadaju u sekundarna ispitivanja i zahtevaju mobilne ispitne uređaje. Signali koji se formiraju u novoj generaciji uređaja za ispitivanje se dobijaju ili kao zapisi realizovanih događaja ili kao rezultati digitalnih simulatora kvarova. Ovi signali se se konvertuju u analogne i pojačavaju na vrednosti koje odgovaraju konstrukciji ispitivanih releja.

### 1. UVOD

Upotreba simulatora elektroenergetskih sistema za testiranje releja poznata je već duže vreme. Ovaj pristup podrazumeva korišćenje skaliranih analognih modela energetskih sistema [1,2] (tu spadaju i mikro mreže), ili hibridnih elektronskih simulatora [3,4]. Novi pristup podrazumeva korišćenje digitalnih simulatora koji nude dodatnu fleksibilnost po nižoj ceni [5]. Tokom poslednjih godina, pomoću personalnih računara, konstruisano je nekoliko digitalnih simulatora za testiranje releja.

Zaštitni releji su tradicionalno podešavani i analizirani pomoću koncepata fazora. Te koncepte je lako razumeti, i veoma su dobro uklapaju sa praksom korišćenja analognih releja. Većina metoda i opreme za testiranje releja drže se koncepta fazora kao predstavnika prostoperiodičnih električnih veličina. Standardna praksa testiranja releja kod većine električnih stanica je korišćenje konvencionalnih kompleta za testiranje releja i najčešće vršenje kalibracije parametara releja.

U praksi testiranja se podrazumeva upotreba metoda baziranih na fazorima, za stabilna stanja. U ovim testovima, test-signalni su obično čiste sinusoidne. Ako se test-signal promeni, promena je mnogo manja od rezolucije releja. Ovakvo testiranje pogodno je za verifikovanje i kalibrisanje parametara releja i nema za cilj analizu prelaznog režima releja.

Nova generacija digitalnih simulatora za testiranje releja ima za cilj rad u realnom vremenu. Uočeno je da simulacija odziva mreže u realnom vremenu tokom perioda kvara zahteva moćne računare. Dokazano je da paralelna računarska arhitektura obezbeđuje performanse potrebne za testiranje releja u realnom vremenu [6].

Moderni releji se uglavnom baziraju na mikroprocesorima. Oni sve više koriste napredne tehnike obrade prelaznih pojava signala kako bi doneli odluku o putanji. Uvođenje takvih releja menja pristup zaštiti energetskih sistema. To važi, kako za izbor i procenu, tako i za instalaciju i održavanje releja. Konkretno, novi pristupi se

moгу koristiti za podešavanje parametara releja i vršenje testiranja primene. Ovde je suštinski pristup ocene performansi releja korišćenjem kvantiteta u testiranju koji su veoma slični kvantitetima realnih energetskih sistema. Kod dobijanja podataka testiranja moguća su dva pristupa: izvršavanje simulacija mreža baziranih na preciznim sistemskim modelima ili korišćenje realnih sistemskih podataka zabeleženih na terenu. U oba slučaja, podaci testiranja imaju za cilj da prikažu prelazne pojave vezane za kvarove kod kratkih spojeva.

Na Fakultetu tehničkih nauka u Novom Sadu je za potrebe američke firme Test Laboratories Inc., College Station, TX, razvijen interfejs kao deo digitalnog simulatora za testiranje zaštitnih releja.

### 2. NOVE POTREBE I ZAHTEVI

Metode i uređaji testiranja, bazirani na fazorima, možda nisu dovoljni za sve primene, naprimer, proveru podesnosti određenog releja za specifičnu primenu, proveru karakteristika nove konstrukcije releja, analizu rada releja tokom eksploatacije, itd. Kako bi se ovi zahtevi u potpunosti zadovoljili, potrebna su poboljšanja i jednih i drugih metoda: onih baziranih na fazorima i onih baziranih na vremenskoj analizi pojava tokom kvarova.

#### 2.1 Metode testiranja bazirane na fazorima

Releј koji se testira podvrgava se test-signalima koji se mogu opisati pomoću jednostavnih sinusnih funkcija. Statički testovi su primer testiranja baziranog na fazorima. Dinamični testovi takođe spadaju u ovu kategoriju, pošto su test-signalni čiste sinusne funkcije (sa mogućim dodatkom eksponencijalno opadajuće DC komponente).

Radna karakteristika releja može se dobiti radom u nekoliko tačaka (za različite uglove linija). Koristi se nekoliko pristupa: nagla promena napona i struje kvara, održavanje konstantnog napona i iznenadna promena struje kvara, nagla promena i napona i struje od nominalnih do vrednosti kvara. Kod nekih releja, dobijene karakteristike možda nisu tačne usled blokade izvora i efekata opterećenja. Metode bazirane na fazorima ne mogu ovu tranziciju da tačno predstavljaju, što može dovesti do nerealnih rezultata testa kod nekih releja [7].

#### 2.2 Metode testiranja u vremenskom domenu

Releј koji se testira podvrgnut je signalima koji veoma liče na uslove tokom pravog kvara u mreži. Ovi signali imaju kompleksni frekvencijski spektar, prouzrokovan ometanjem energetskog sistema. Takođe imaju i izvesne vremenske lokalizovane karakteristike. Obuhvataju pojavu pre kvara, tokom kvara i posle. Tu se mogu obuhvatiti uticaji električnog luka pri kvaru na bilo kom mestu, pa čak i na kraju dugih vodova, zatim tokom njihovog isključivanja itd. Takvi



signali ne mogu biti lako opisani jednostavnim harmonijskim funkcijama. Stoga se obično koriste odbirci ovih signala.

Testovi u vremenskom domenu imaju različite ciljeve od testova baziranih na fazorima. Naglasak je na celokupnoj performansi releja u simuliranim realnim okolnostima. Specifične relejne primene mogu u znatnoj meri uticati na ponašanje releja (paralelni vodovi, redna kompenzacija kondenzatorima, itd.). Precizno simuliranje ovih uslova neophodno je za vremensku analizu.

### 3. ZAHTEVI KOJI SE TIČU DIZAJNA SIMULATORA U REALNOM VREMENU

Može se definisati nekoliko zahteva u pogledu dizajna. Definirano je da simulator mora:

- Koristiti jeftin komercijalni hardver i sistemski softver u maksimalnoj mogućoj meri;
- Omogućiti adekvatno sistemsko modeliranje i kompleksnu simulaciju kvara;
- Obezbediti dovoljan propusni opseg izlaznih signala;
- Podržati interakciju u realnom vremenu između simuliranog energetskeg sistema i eksternih uređaja koji se testiraju;
- Obavljati pouzdani nadzor izvršenja programa u realnom vremenu.

**Korišćenje komercijalnog, jeftinog rešenja** je veoma važan aspekt problema. Izbor je korišćenje postojećih računara visoke performanse, sa po jednim procesorom, za primenu simulatora. Ova opcija dizajna definisana je kao zahtev kod primene simulatora.

**Adekvatna kompleksnost sistemskog modeliranja** prevedena je u zahteve za detaljno modeliranje transmisionih linija i nelinearnih elemenata kao i precizno predstavljanje odziva transformatora, instrumenata i prekidača kola. Simulacija kvara trebalo je da predstavlja razne slučajeve kvara na transmisionim linijama koje mogu biti predstavljene pomoću  $\pi$  modela, modela konstantnih parametara (KP) i frekvencijski zavisnih (FZ) parametarskih modela. Krive kratkog spoja morale su biti generisane za linije koje sadrže odvodnike prenapona (MOV). Svi kvarovi morali su biti generisani pomoću jednog, dva ili tri relejno kontrolisana prekidača kola, što je omogućilo testiranje tri nezavisna releja u sadejstvu sa datom mrežom u isto vreme.

**Propusni opseg izlaznih signala** je direktno povezan sa veličinom simulacionog intervala. Preciznost simulacionog procesa elektroenergetskog sistema zavisi od frekvencijskog spektra signala. Da bi izlazna greška bila ispod  $\approx 10\%$ , frekvencija simulacionog odabiranja treba da bude najmanje 10 puta veća od željenog propusnog opsega izlaznih signala. Za testiranje fundamentalne, frekvencijski-bazirane zaštitne opreme, potrebni raspon je u tipičnim slučajevima  $>500$  Hz, zbog čega je neophodno izvršiti simulacije sa  $f_s > 5$  kHz.

Zahtevi koji se tiču interakcije u realnom vremenu redukovani su na sledeće:

- Generisanje sekundarnih strujnih i naponskih signala;
- Prihvatanje komandi prekidača (otvoriti/zatvoriti);
- Generisanje pomoćnih kontakata prekidača.

**Pouzdan nadzor izvršenja programa u realnom vremenu** (potvrda ispravnosti tajminga) mora biti predviđen kao sastavni deo sistema. Navodimo listu glavnih svojstava simulacije energetskeg sistema u realnom vremenu koja su definisana kao kriterijumi dizajna simulatora:

- Greške kod isteka koje postavlja vremenska kontrola mogu biti tolerisane ako operater odmah bude obavješten, a sistem deaktiviran;
- Lista simulacionih zadataka je ciklična i može biti izvršena jednostavnim ponavljanjem prethodno definisanog redosleda zadataka;
- Nema potrebe da se zahtevaju eksplicitne vremenske garancije pre pokušaja određene operacije u realnom vremenu;
- Vremenska ograničenja mogu biti nametnuta i potvrđena eksterno od strane nezavisnog I/O (ulazno izlaznog) sistemskog hardvera.

Ukoliko neki od zadataka ne budu obavljeni uspešno, to je podnošljivo ako sistem garantuje da je takvo stanje na ispravan način detektovano, kao i da se sistem može na bezbedan način deaktivirati.

### 4. REALIZACIJA INTERFEJSA DIGITALNOG SIMULATORA

Interfejs ima zadatak da podatke koji se čuvaju u nekoj od memorija PC računara a koji predstavljaju signale za simulaciju događaja pri redovnom održavanju zaštitnih releja prenese na pojačavače a da odzive testiranih releja vrati u računar. Sastoji se od I/O (in/out) kartice i SCC (*Serial Communication Card*) kartice. I/O kartica je digitalna ulazno/izlazna kartica koja prima i šalje serijskim načinom podatke. Podaci se šalju iz izlaznog fajla koji se nalazi na hard disku računara u predajnu FIFO memoriju na SCC kartici, blok transferom podataka. Podaci se potom konvertuju u serijsku formu i šalju dalje prema I/O kartici gde se konvertuju u analogne signale, pojačavaju i šalju na releje. Podaci sa releja konvertuju se u digitalni serijski oblik i potom šalju SCC kartici gde se konvertuju iz serijskog u paralelni oblik, smeštaju se u prijemnoj FIFO memoriji i nakon toga snimaju u ulazni fajl na hard disku računara.

Serijska komunikacija između I/O kartice i SCC kartice bazirana je na RS422 drajverima i na protokolu koji je razvijen za potrebe ovakve komunikacije. Takt koji se koristi u komunikaciji generiše se na I/O kartici pomoću PLL-a (*Phase Locked Loop*). Prijem podataka u prijemnoj FIFO memoriji i predaja podataka iz predajne FIFO memorije bazira se na tehničar prozivanja (*polling*) [8].

Podaci su veličine 2 bajta, pa su i D/A konvertori 16 bitni. Najmanji broj odabiraka je 500, a najveći je ona kada se odabija samo jedan signal i iznosi 40000 odabiraka u sekundi. Kada se koristi ovaj način odabiranja onemogućuju se ostale funkcije interfejsa na taj način da se samo jedan kanal beleži. Osnovne osobine ovog interfejsa su da se simultano mogu generisati tri signala za napon V i tri signala za struju I što je u praksi slučaj, a postoji mogućnost i za četiri napona i četiri struje. Signali sa D/A konvertora se šalju u pojačavače gde se generišu signali koji su sekundarni za relej koji se testira.

SCC je realizovana kao integralna kartica za PC računar koji ima ISA magistralu. Krajnje mogućnosti ove

kartice u smislu većeg propusnog opsega signala koji se šalju relejima za test ili pak snimaju kao odzivi i broja signala koji se prate u mnogome zavisi od samog PC računara a manje od realizovane kartice. Tako je u ovom dizajnu najveće ograničenje predstavljala brzina hard diska računara, pristup kartici preko ISA magistrale i operativni sistem samog računara.

Testiranje interfejsa vršeno je pre svega radi funkcionalne verifikacije hardverskih i softverskih komponenti sistema u toku faze razvoja. Nakon toga je testiranje imalo za cilj da obezbedi precizno podešavanje parametara sistema u cilju dobijanja maksimalnih performansi sistema.

## 5. OPIS NOVE METODOLOGIJE

Nova metodologija pokušava da ponudi bolji način za testiranje releja, uzimajući u obzir napredak alata za testiranje releja.

### Testiranje primene

Cilj testiranja primene jeste da se verifikuje podesnost pojedinačnog releja i njegovih parametara za datu primenu (uslove rada). U tipičnim situacijama, ovo testiranje vrši se pre plasiranja porudžbine a nakon promene parametara. Iako se neki testovi primene mogu obavljati pomoću metoda baziranih na fazorima, obično je potrebno testiranje u vremenskom domenu, jer ova simulacija proizvodi test-signale koji su bliži signalima na koji nailazi relej u stvarnom elektroenergetskom sistemu.

Testovi primene ocenjuju performansu releja u vezi sa specifičnom transmisionom linijom ili energetskim sistemom. Koriste se različiti uslovi pre kvara i tokom kvara kako bi se testirao relej u nizu različitih situacija koje se mogu javiti u praksi. Moguće je testiranje i primena sa jednim terminalom ili sa više njih. Kod testiranja sa jednim terminalom, ocenjuju se radno vreme, preciznost dosezanja i prelazni režim karakteristike. Kod testiranja sa više terminala, naglasak je na promeni performanse koordinacije releja.

### Alati pomoću kojih se obavlja testiranje

U ovom odeljku opisano je kako se komercijalno novi uređaji za testiranje i simulacioni programi mogu kombinovati radi primene naprednih procedura za testiranje novih metodologija testiranja.

#### Zahtevi

Za sprovođenje testiranja releja u skladu sa novom metodologijom testiranja, potreban je savremen hardver i softver za testiranje. U ovom odeljku se ukratko razmatraju najvažniji zahtevi koji važe prilikom izbora hardvera i softvera:

#### Opšti

Cilj prvog niza zahteva je smanjenje troškova na najmanju moguću meru, kao i prevazilaženje ograničenja fleksibilnosti postojećih simulatora za testiranje:

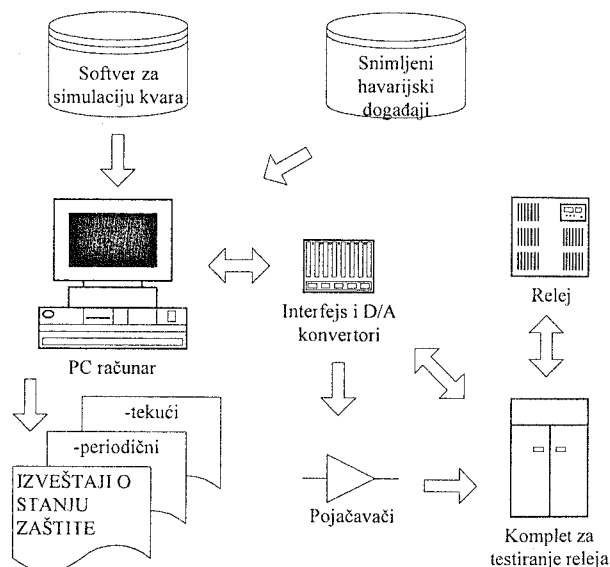
- Simulacioni računar treba da bude personalni računar (PC) zbog svoje popularnosti, cene i performansi;
- Simulacioni hardver treba da ima mogućnost međusobne zamene i treba da je moguća upotreba postojećih kompleta za testiranje;

- Sistemski softver treba da bude dostupan na tržištu, kao i da ne zahteva velika ulaganja;
- Aplikacioni softver bi trebalo da podržava horizontalnu i vertikalnu prenosivost između različitih platformi.

Drugi niz zahteva ograničen je nekim specifičnostima aplikacija relejnih testova:

- Simulator treba da radi u otvorenoj sprezi, ali bi buduće verzije trebalo da obuhvate rad u realnom vremenu;
- Simulator bi trebalo da ima mogućnost korišćenja i snimljenih (DFR) i simuliranih talasnih oblika (EMTP/ATP);
- Mora se obezbediti GUI (grafički interfejs) jednostavan za korišćenje, koji će služiti za obradu talasnih oblika za testiranje i vizuelni prikaz rezultata testiranja;
- Treba biti podržana integracija sa internim i eksternim programima vremenske simulacije.

Na slici 1. prikazan je simulator koji može ispuniti gore navedene zahteve:



Sl. 1. Arhitektura digitalnog simulatora.

### Zahtevi kod automatizovanog testiranja

Efikasno testiranje zahteva hardverske i softverske alate dizajnirane ili prilagođene automatizovanom testiranju. Najvažniji aspekti automatizacije su: priprema testa, izvršenje testa, sakupljanje rezultata, obrada rezultata i sačinjavanje izveštaja. Cilj ovih zahteva je smanjenje vremena i troškova testiranja, uz istovremeno povećanje preciznosti i pouzdanosti rezultata testova.

Kod testiranja releja u prelaznom režimu, treba uzeti u obzir niz uslova prisutnih kod rada mreže i kvara. Relej se testira pomoću slučajeva kvara povezanih sa različitim kombinacijama lokacija kvara, tipova i mrežnih parametara. Radi efikasne pripreme i izvršenja takvih slučajeva (testiranje serija), potrebne su automatizovane metode i sistemi testiranja. Automatizacija testiranja releja zahteva složene mogućnosti korisničkog interfejsa, obrade podataka i modeliranja sistema.

## Zahtevi kod automatizovanog sačinjavanja izveštaja

Automatizacija sačinjavanja izveštaja o rezultatima testiranja veoma je važan aspekt testiranja. Sakupljanje odziva releja, kao i sačinjavanje izveštaja testiranja moraju biti automatizovani. Tokom prikupljanja odziva releja, moraju biti zabeleženi sledeći podaci: odziv releja (sa putanjom / bez putanje), vreme putanje releja i zona rada releja. Izveštaj o testiranju treba da sadrži opšte podatke, podatke o testiranju i podatke o releju. Na kraju, treba izračunati i obuhvatiti i indekse performanse, kao što su: broj neizvršenja, broj grešaka u radu, kao i vreme rada [9].

## 6. ZAKLJUČAK

Najvažniji zaključci su sledeći:

- Ovaj dizajn pokazao je da digitalni simulator u realnom vremenu za testiranje releja može biti konstruisan pomoću jeftinog komercijalnog računarskog hardvera i sistemske softverske podrške;
- Simulacioni vremenski intervali između 50-100 $\mu$ s mogu dati kod veoma složenih mrežnih simulacija uključujući detaljne modele instrumentacionih transformatora, veoma dobre rezultate.
- Simulator je dizajniran imajući u vidu buduću hardversku računarsku nadogradnju. Izbor široko rasprostranjene komercijalne arhitekture omogućava maksimalno korišćenje tržišno-motivisanih novina u domenu tehnologije. To ovaj dizajn čini veoma ekonomičnom solucijom.

## 7. LITERATURA

[1] P. Muller, "Network Model as a Testing Device for Protection Systems Able to Simulate Various Types of Operating and Fault Conditions", 1980. *CIGRE Session*, Paper No. 34-02, Paris, France, August 1980.

[2] R.E. Ray, H.J. Li. "A Computer-Directed Model Power System", *Western Protective Relaying Conference*, Spokane, Washington, October 1986.

[3] R. Joetten, "A New Real-Time Simulator For Power System Studies", *IEEE Trans on Power Apparatus and Systems*, Vol. PPAS104, No. 9, pp 2604-2611, 1985.

[4] G. Nimmersjo, et. al., "A Digitaly-Controlled, Real-Time, Analog Power-System Simulator for Closed-Loop Protective Relaying Testing", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 3, No 1, pp 138-152, 1988.

[5] G. F. Alexander, et. al., "Analog vs. Digital Modeling of Power System", *Western Protective Relaying Conference*, Spokane, Washington, October 1989.

[6] P.G. McLaren, et.al., "A Real Time Digital Simulator for Testing Relays", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 7, No.1 pp.207-213, 1992.

[7] M.Kezunović, Y.Q. Xia, Y. Guo, C.W. Fromen, D.R. Sevcik, An Advanced Method for Testing of Distance Relay Operating Characteristics, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.11, No 1, January 1996.

[8] Ivan Mezei, Milan Nikolić, Sistemska verifikacija pomoću FPGA emulatora, *ETRAN 2002*.

[9] M.Kezunović, B.Kasztenny, Design, Optimization and Perfomance Evaluation of the Relaying Algorithms, Relays and Protective Systems Using Advanced Testing Tools, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.15, No.4, October 2000.

**Abstract** – The paper describes a new generation of digital simulators for real time testing of protective relays. The main task of the digital simulator is to produce voltages and currents that mimic the waveforms of voltages and currents found during short-circuit faults in power distribution systems. These signals excite the distance relay that is under the test, and the response of the relay is captured and analyzed. The testing is a part of ongoing maintenance and quality assurance of the deployed relays. This type of maintenance, that tests the relays from the secondary side, requires mobile testing equipment. New generation of digital simulators use the digital representation of fault signals that are produced either by capturing the real events or by simulating the system faults. The simulators convert the digital representation of signals into the analog equivalents that are adjusted to the specifics of the relays under the test.

## DIGITAL SIMULATORS FOR REAL SIMULATION AND TESTING OF PROTECTIVE RELAYS

Aleksandar Jelić, Miroslav Nimrihter, Veljko Malbaša

## KVALITET ELEKTRIČNE ENERGIJE U TERMOELEKTRANI GACKO

Saša Nikolić, ERS, Termoelektrana Gacko, Gacko  
 Vladimir Katić, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad

**Sadržaj** – Kvalitet električne energije u proizvodnom delu predstavlja osnovu kvaliteta u celom elektroenergetskom sistemu. U TE Gacko istraživani su aspekti kvaliteta napona na pragu elektrane (400 kV) i na sabirnicama 6 kV i 0,4kV sopstvene potrošnje. Kvalitet isporučene energije zadovoljava propise, ali potrošači u elektrani osećaju pojave propada napona i viših harmonika.

### 1. UVOD

Poslednjih godina velika pažnja se posvećuje kvalitetu električne energije. Kvalitet obuhvata širok spektar djelovanja sa ciljem da se potrošaču obezbijedi kontinualno napajanje naponom definisane efektivne vrijednosti, frekvencije, faze i talasnog oblika. U normalnom korišćenju električne energije javljaju se izobličenja, prekid i neočekivani problemi, koji su različite prirode i koji se često ne mogu eliminisati. Kao rezultat toga svaki potrošač prije ili kasnije osjeti neki od vidova degradacije kvaliteta [1].

Pitanje kvaliteta električne energije može se podijeliti na dvije oblasti. To su:

- kvalitet isporuke električne energije i
- kvalitet isporučene električne energije.

Prvi aspekt kvaliteta električne energije podrazumijeva neprekidnost napajanja potrošača. On obuhvata faktore koji se odnose na rad cjelokupnog elektroenergetskog sistema i koji zavise od pogonske spremnosti sistema, raspoložive količine energenata, spremnosti mreže da odgovori naglim promjenama zahtjeva potrošača, djelovanja spoljnih faktora i

drugog. Drugi aspekt kvaliteta razmatra fizički kvalitet napona na mjestu priključenog potrošača.

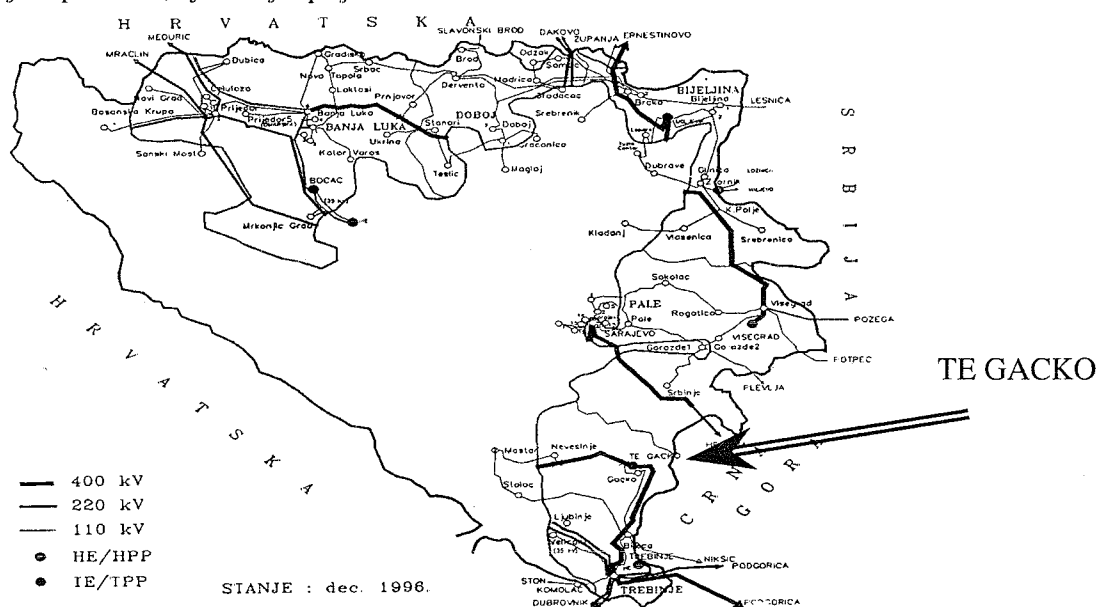
U dosadašnjoj praksi najviše su razmatrani pokazatelji kvaliteta koji se odnose na prvu grupu. Međutim, poslednjih godina u žižu interesovanja dolaze problemi kvaliteta isporučene električne energije, tj. kvaliteta napona.

Tema ovog rada je sagledavanje aspekata kvaliteta električne energije u TE Gacko u sklopu elektroenergetskog sistema (EES) Republike Srpske (RS). Analiziran je kvalitet isporuke električne energije i kvalitet prenosa na visokom naponu. Takođe, analiziran je kvalitet napona 6 kV razvoda za napajanje sopstvenih potrošača u elektrani i kvalitet napajanja niskonaponskih potrošača u krugu elektrane u svetlu uticaja starta i rada velikih potrošača (elektromotora) u elektrani i drugih poremećaja.

### 2. KARAKTERISTIKE EES REPUBLIKE SRPSKE

U sastavu Elektroprivrede Republike Srpske (ERS) postoji pet hidroelektrana (HE) sa instalisanom snagom 601 MW i dvije termoelektrane (TE) ukupne snage 600 MW. Pored toga tu je i HE Dubrovnik instalisane snage 216 MW, čiji jedan od dva agregata pripadaju ERS, odnosno 108 MW. Na slici 1 je predstavljena šema prenosne mreže i izvora u EES RS.

TE Gacko je jedna od dvije termoelektrane u EES RS. Instalisana snaga elektrane je 300 MW. Puštena je u pogon 1983. godine i godišnje proizvodi oko 1100 GWh električne energije.



Slika 1. Šema prenosne mreže EES Republike Srpske

Zbog velike neravnomernosti u prostornom rasporedu proizvodnih i potrošačkih čvorova, za EES RS karakteristične su istovremene pojave velikih viškova (istočni dio RS) i manjkova električne energije (zapadni dio RS). U zapadnom dijelu RS deficiti u električnoj energiji ne mogu se pokriti

proizvodnjom. Ovaj deficit je moguće pokriti ili iz elektrana u istočnom dijelu RS ili uvozom iz jugoslovenskog EES. Istovremeno, u istočnom dijelu RS ne postoje problemi u napajanju, kako u zimskom tako i u ljetnjem periodu.

Rad, odnosno ulazak u pogon TE Gacko ne utiče mnogo na poboljšanje energetskog stanja u zapadnom dijelu EES RS, nego samo otvara mogućnost razmjene električne energije sa susjednim EES. Sa slike 1 vidi se da je povezivanje TE Gacko na prenosnu mrežu sada radikalno. Zbog nefunkcionisanja 400 kV dalekovoda Gacko - Mostar, plasman energije iz ove elektrane nije pouzdan jer zavisi od rada 400 kV dalekovoda Gacko - Trebinje. Česti su ispadi TE Gacko iz pogona zbog ispada ovog dalekovoda. To je naročito izraženo u proljeće i jesen zbog čestih vremenskih nepogoda praćenih grmljavinom i udarom groma. Iz tih razloga stalno se prate parametri kvaliteta na pragu elektrane.

### 3. POKAZATELJI KVALITETA ELEKTRIČNE ENERGIJE NA PRAGU ELEKTRANE

Osnovni parametri kvaliteta isporučene električne energije – frekvencija i napon, izvan, kao i unutar elektrane su konstantno u fokusu interesovanja stručnjaka elektrane i ERS [2].

#### 3.1. Odstupanje frekvencije na pragu elektrane

Osnovni pokazatelj kvaliteta održavanja frekvencije u jednom EES-u naizmjenične struje je njeno odstupanje u odnosu na nominalnu vrijednost. To je globalni pokazatelj, isti za sve dijelove EES u sinhronizmu, koji karakteriše održavanje ravnoteže između proizvodnje i potrošnje aktivne snage. Normiranje učestanosti vezuje se za normalni režim rada gdje je ta uravnoteženost ostvariva. Prate se više pokazatelja:

- odstupanje trenutne od nominalne frekvencije
- odstupanje srednje vrednosti od nominalne frekvencije
- srednje kvadratno odstupanje frekvencije (standardna devijacija)
- sinhrono vreme
- kolebanje frekvencije

Granice dozvoljenih promjena pojedinih pokazatelja kvaliteta električne energije daju se u propisima i standardima. Tako je, na primjer, dopušteno odstupanje frekvencije u normalnom režimu  $\pm 0,1$  Hz, a privremeno  $\pm 0,2$  Hz. Pri tome se dozvoljava odstupanje sinhronog vremena do najviše  $\pm 120$  s [2]. Pravila za rad u zapadnoevropskoj interkonekciji UCPTTE dozvoljavaju

odstupanje frekvencije  $\pm 0,1$  Hz i sinhronog vremena  $\pm 20$  s.

#### 3.1.1. Odstupanje trenutne od nominalne frekvencije

Ovaj pokazatelj odstupanja učestanosti od nominalne vrijednosti definiše se izrazom:

$$\Delta F(t) = F(t) - F_n \quad (1)$$

U praksi nije pogodno da se normira trenutno odstupanje učestanosti, jer ono zavisi od veličine sistema i deblansa aktivne snage u njemu. Na slici 2 dat je vremenski dijagram učestanosti snimljen na pragu elektrane. Vidi se da je odstupanje u granicama  $\pm 0,2$  Hz.

#### 3.1.2. Odstupanje srednje vrijednosti frekvencije

Ovo odstupanje se definiše za neki određeni period, na primjer 15 minuta, 1 sat, 1 mjesec i slično. Odstupanje srednje vrijednosti frekvencije od nominalne dato je sa:

$$\Delta F_T = F_T - F_n \quad , \quad F_T = \frac{1}{T} \int_0^T F(\tau) d\tau \quad (2)$$

Merenje dana 08.02.2002. godine u vremenu od 10:00 do 10:15 sati pokazuje da je srednja vrijednost frekvencije bila 49,905 Hz. Prema tome odstupanje srednje vrijednosti frekvencije od nominalne je

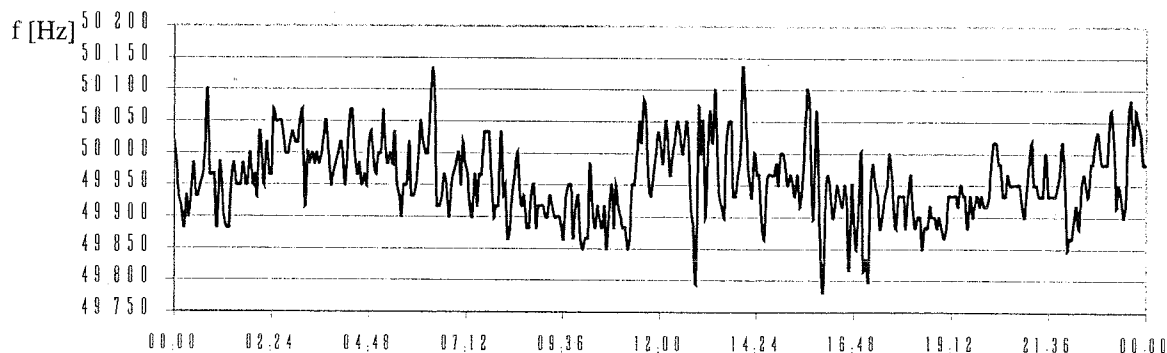
$$\Delta F_T = F_T - F_n = 49,905 - 50 = -0,095 \text{ Hz} \quad (3)$$

#### 3.1.3. Srednje kvadratno odstupanje frekvencije

Srednje kvadratno odstupanje, odnosno standardna devijacija frekvencije, dato je sledećim izrazom.

$$\sigma_{\Delta F} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (F(\tau) - F_T)^2 d\tau} \quad (4)$$

Ova definicija je bitna zbog slučajne prirode frekvencije koja podliježe Gausovoj raspodjeli. Za period od 15 minuta u gore navedenom primjeru izračunata je standardna devijacija frekvencije i iznosi 0,016489.



Slika 2. Odstupanje frekvencije od nominalne u toku jednog dana (TE GACKO, 3.2.2002.).

### 3.1.4. Sinhrono vrijeme i odstupanje sinhronog vremena

Sa frekvencijom i odstupanjem frekvencije je u direktnoj vezi i pojam sinhronog vremena ( $T_{syn}$ ) i odstupanje sinhronog u odnosu na tačno (astronomsko) vrijeme ( $T_{astr}$ ). Odstupanje sinhronog vremena je globalan pokazatelj održavanja ravnoteže između proizvodnje i potrošnje tokom dužeg vremenskog perioda, a definiše se prema izrazu:

$$\Delta T_{syn} = T_{syn} - T_{astr} = \frac{1}{F_n} \int_0^{T_1} [F(\tau) - F_n] d\tau + T_{syn}^0 \quad (5)$$

gde je  $T_{syn}^0$  - sinhrono vrijeme na početku intervala, a  $T_1$  - dužina intervala. Za merenje dato na slici 2 izračunato je odstupanje sinhronog vremena. Ono iznosi -115,64 s.

### 3.1.5. Kolebanje frekvencije

Ova veličina definiše se kao razlika između maksimalne  $F_{max}$  i minimalne  $F_{min}$  vrijednosti trenutne frekvencije u nekom vremenskom intervalu T.

$$\Delta F_{Tkol} = F_{Tmax} - F_{Tmin} \quad (6)$$

Za navedeno merenje (slika 2) ova veličina je iznosila:  $\Delta F_{Tkol} = F_{Tmax} - F_{Tmin} = 50,133 \text{ Hz} - 49,767 \text{ Hz} = 0,366 \text{ Hz}$ .

## 3.2. Odstupanje napona na pragu elektrane

### 3.2.1. Odstupanje trenutne vrijednosti od nominalne

Odstupanje trenutne vrijednosti napona od nominalne dato je izrazom:

$$\Delta V(t) = V(t) - V_n = \frac{\Delta V(t)}{V_n} \cdot 100 [\%] \quad (7)$$

Ako su amplitude ovih odstupanja veće od +10% govori se o naponskim udarima, a manje od -10% o naponskim propadima. Na slici 3 prikazano je odstupanje efektivne vrijednosti napona od nominalne na 400 kV dalekovodu na pragu elektrane, snimljen dana 11.02.2002. godine u vremenu od 00:00 do 24:00 sati.

### 3.2.2. Odstupanje srednje vrijednosti

Ovo odstupanje se računa za neki vremenski period, na primer 15 minuta, 1 sat i slično, a definisano je izrazom:

$$\Delta V_T = \frac{V_T - V_n}{V_n} \cdot 100 [\%], \quad V_T = \frac{1}{T} \int_0^T V(\tau) d\tau \quad (8)$$

Za navedeni vremenski period 11.02.2002. godine izračunato je da je srednja vrijednost napona na 400 kV dalekovodu Gacko - Trebinje  $V_T = 368,3 \text{ kV}$ , a srednje odstupanje  $\Delta V_T = V_T - V_n = -31,72 \text{ kV} = -7,93\%$ .

### 3.2.3. Srednje kvadratno odstupanje napona

Ovo odstupanje se definiše slično kao za frekvenciju (izraz 4). Za gore navedeni period 11.02.2002. godine standardna devijacija napona na 400 kV dalekovodu Gacko - Trebinje iznosi  $\sigma_{\Delta V} = 7,7577$ .

### 3.2.4. Pad napona i flikeri

Kao pokazatelji kvaliteta isporuke električne energije definišu se takođe pad napona i pojava flikera u mreži. Pad napona je razlika modula napona između dvije tačke u mreži istog nazivnog napona, izazvana protokom struje. Fliker je brzo kolebanje napona okarakterisano sa amplitudom  $\Delta V_f$  i frekvencijom ponavljanja

$$f_v = 1 + \frac{6}{n} = 1 + \frac{\Delta t}{10}, \quad (9)$$

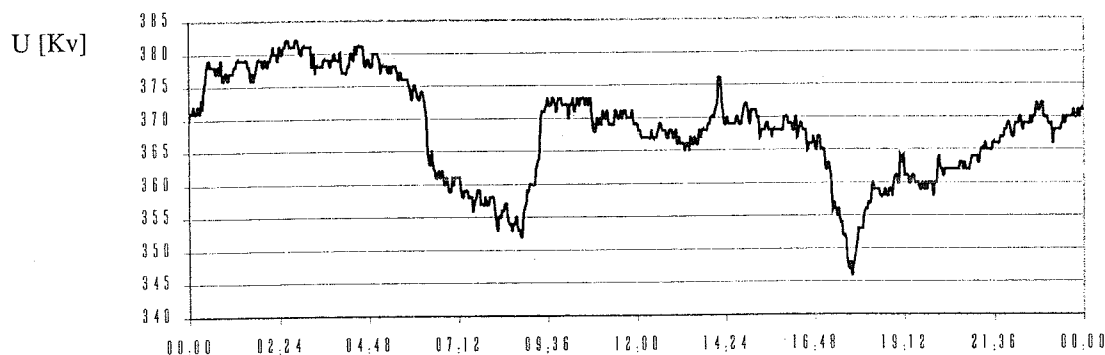
gdje je n - broj treptaja u minuti (kolebanja), a  $\Delta t$  - prosječni vremenski razmak između dva treptaja u sekundama. Ovo kolebanje izazivaju potrošači sa brзом promjenom opterećenja, kao elektrolučne peći, start velikih asinhronih motora i sl. Ova dva parametra nisu merena.

## 3.3. Varijacije napona unutar elektrane

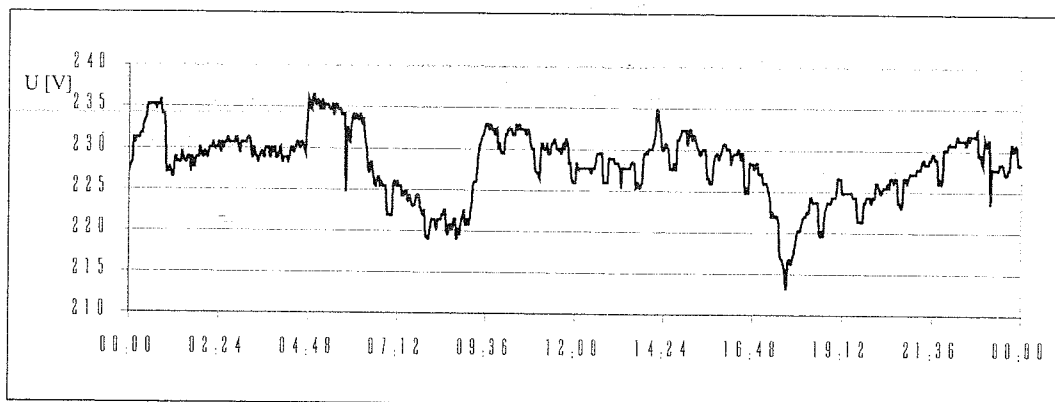
### 3.3.1. NN nivo za napajanje potrošača u krugu elektrane.

Na slici 4 prikazana je promjena efektivne vrijednosti napona niskonaponskog (NN) razvoda 220V za potrošače u krugu TE Gacko. Dijagram promjene je snimljen za dan 12.02.2002. godine u toku 24 sata, kada nije bilo uključivanja ili isključivanja najvećih potrošača u krugu termoelektrane. Vidi se da postoje varijacije napona. Prisutna je pojava prenapona kao i podnapona. Međutim ove vrijednosti nisu drastične i uglavnom ne ugrožavaju rad NN potrošača.

Za ovaj vremenski period izračunata je srednja vrednost, odstupanje od nominalne i standardna devijacija napona.



Slika 3. Odstupanje efektivne vrijednosti napona od nominalne na 400 kV izlazu elektrane.



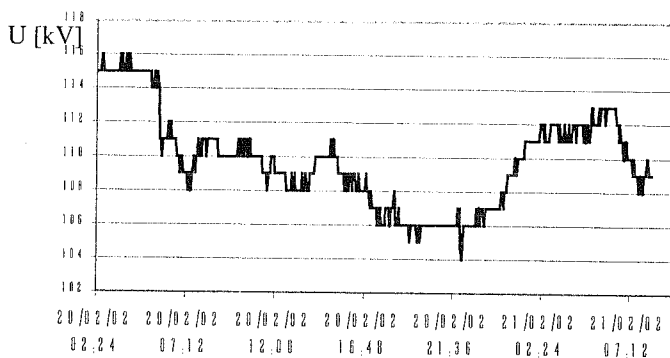
Slika 4. Dijagram odstupanja napona 220 V od nominalnog

$$V_T = \frac{1}{T} \int_0^T V(\tau) d\tau = 228,1 \text{ V}, \Delta V_T = 8,1 \text{ V} = 3,66 \% \quad (10)$$

Standardna devijacija za ovaj period iznosila je:  $\sigma_{\Delta V} = 4,034$

### 3.3.2. Dalekovod 110 kV Gacko - Bileća

Na slici 5 prikazane su varijacije napona na dalekovodu Gacko - Bileća naponskog nivoa 110 kV. Ovaj dalekovod je posebno značajan. Njime se napajaju sopstveni potrošači elektrane u vremenu kada elektrana ne proizvodi struju. Takođe, ovim dalekovodom napajaju se svi ostali potrošači na teritoriji opštine Gacko.



Slika 5. Varijacije napona na 110 kV dalekovodu Gacko - Bileća

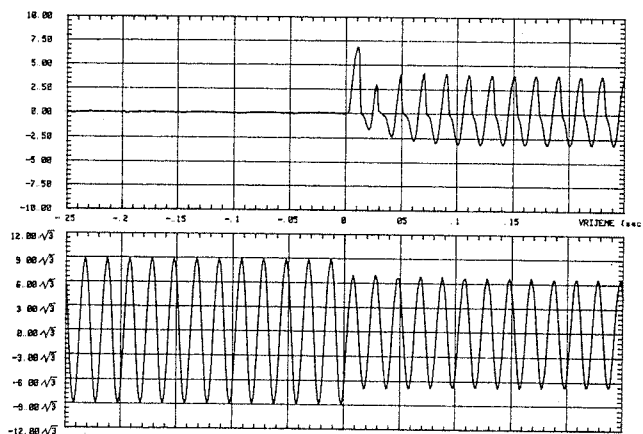
## 4. UTICAJ STARTA VELIKIH POTROŠAČA

U TE Gacko kao i u svakoj termoelektrani, postoje potrošači velike snage. To su prije svega snažni elektromotori, koji pokreću pumpe raznih namjena. Ti potrošači priključeni su na 6 kV napon, koji se dobija preko 6 kV sekcije za sopstvenu potrošnju, a koja se napaja sa 110 kV dalekovoda Gacko - Bileća. Za napajanje niskonaponskih potrošača 380/220 V koristi se napon dobijen pomoću transformatora 6/0,4 kV, čiji je primarni namotaj priključen na isti 6 kV razvod, tako da se uticaj starta ovih velikih potrošača manifestuje i na kvalitet napajanja NN potrošača.

Start velikih potrošača izaziva značajne propade napona [3]. To se odražava na svim naponskim nivoima, od 110 kV, preko 6 kV, do niskog napona 380/220 V. Naročito je nepovoljan uticaj na osjetljive NN potrošače. To su prije svega računari (PC) i kompjuterizovana procesna oprema. Kako je u toku remonta 2001. godine u TE Gacko instalisan

DCS sistem "OVATION", to je uticaj ovih promjena napona veoma važan.

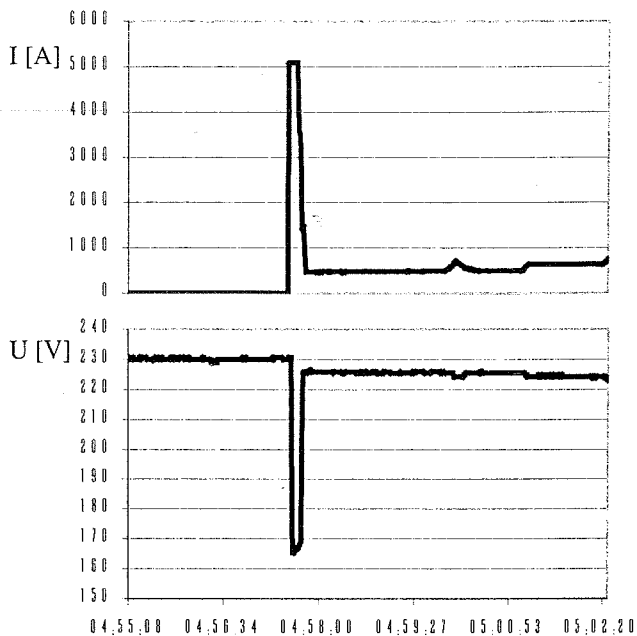
Najveći potrošač u krugu TE Gacko su dvije pumpe kojima se dobija radni pritisak u kotlu od 300 bar. Te pumpe se nazivaju *napojne elektro pumpe* (NEP) i snage su 8 MW. Ove pumpe rade u početku starta elektrane, a poslije njihovu ulogu preuzima *napojna turbo pumpa* (NTP). Prilikom starta NEP dolazi do značajnog propada napona 6 kV sekcije na koju su priključene. To se neizbježno odražava na kvalitet niskog napona. Na slici 6 dat je vremenski dijagram 6 kV struje i napona jedne NEP prilikom njenog starta.



Slika 6. Dijagram struje (gore) i napona (dole) NEP prilikom starta

Na slici 7 dat je dijagram na kome se vidi kako start NEP utiče na napon, kojim se napajaju NN potrošača u krugu elektrane. Lako je uočljiv značajan propad napona, koji u jednom trenutku iznosi svega 165 V. To dovodi da se svi računari u krugu termoelektrane, koji nisu opremljeni uređajem za neprekidno napajanje, resetuju. Pored toga, propad napona se manifestuje i na rad osvetljenja. Pojedine vrste svjetiljki se nakon propada ugase, a za ponovno uključanje je potrebno nekoliko minuta. Takođe, efekti se javljaju i na NN motorima, koji usporavaju, povlače veće struje iz mreže, pa može da dođe do reagovanja zaštite.

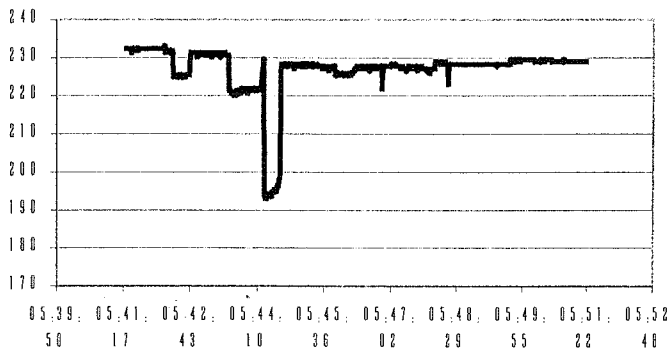
Snimanje je pokazalo da start pumpe za napajanje rashladnog sistema termoelektrane (takozvana cirkulaciona pumpa), koju pokreće elektromotor snage 2,5 MW, ne izaziva propad napona izvan granica  $\pm 10\%$ . U TE Gacko imaju ukupno tri ovakve pumpe od kojih su dvije neprekidno u radu kada radi blok.



Slika 7. Dijagram struje (gore) i napona za napajanje NN potrošača (dole) pri startu NEP-a.

Slično je zabeleženo i kod starta mlina za uglj. U TE Gacko postoji osam mlinova za uglj. Pokreću se pomoću elektromotora snage 900 kW. Svaki od ovih mlinova je neprekidno u radu, ali se često dešavaju ispadi iz pogona, tako da se svakodnevno dešava po nekoliko uključenja.

Takođe, postoji još čitav niz 6 kV elektromotora koji pogone razne pumpe, ventilatore itd. Tokom jednog dana desi se više uključenja ovih elektromotora, a česti su i slučajevi istovremenog uključenja nekih od ovih potrošača. Tako se javljaju višestruki propadi. Na slici 8 prikazan je jedan takav slučaj, primećen kod snimanja starta ventilatora dimnih gasova (VDG; 3,2 MW). Uočljiva su dva propada napona neposredno prije startovanja VDG-a, a zatim i propad zbog samog VDG-a.



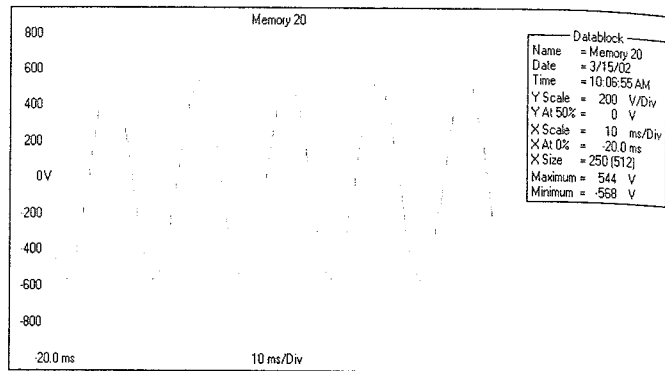
Slika 8. Višestruki propad napona i starta VDG-a.

Iz ovog, a i prethodnih primera se vidi da propadi napona usled uključenja velikih potrošača značajno utiču na degradaciju kvaliteta električne energije u elektrani.

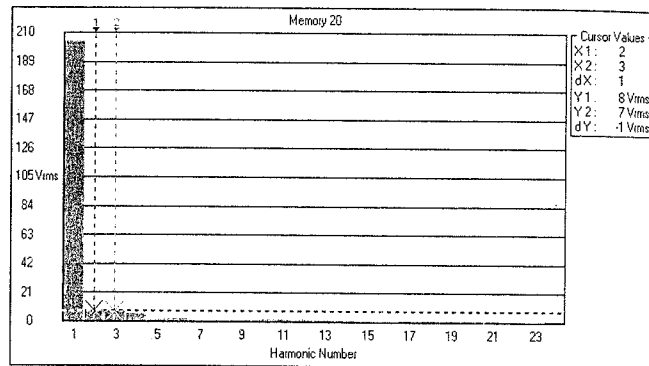
## 5. HARMONIJSKA DISTORZIJA NAPONA

Za rad potrošača, a posebno osetljivih i osvetljenja u TE Gacko veoma je važno harmonijsko izobličenje napona na NN razvodu. Na slici 9 prikazan je talasni oblik napona 380 V AC. Signal je snimljen na trofaznoj sekciji kojom se napaja procesna elektronska oprema, a tu spada DCS sistem

“OVATION”, UPS snage 20 kVA, više klima uređaja, više PC i druge elektronske opreme. Sa slike 9 je uočljivo postojanje izobličenja talasnog oblika oko maksimuma sinusoide, što je i za očekivanje, jer tada monofazni ispravljači povlače impulsnu struju iz mreže [1]. Na slici 10 je predstavljen njegov spektar.



Slika 9. Talasni oblik linijskog napona NN razvodu.



Slika 10. Harmonijski spektar napona sa slike 9.

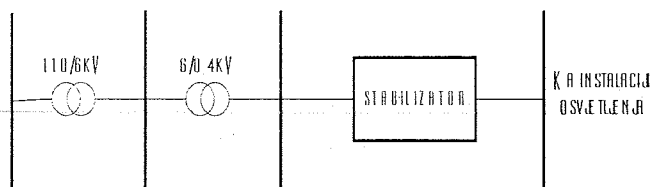
Na slici 10 u desnom uglu date su vrijednosti amplituda drugog i trećeg harmonika, na koje su postavljeni kursori. Može se primijetiti da postoje drugi, treći i četvrti harmonik, dok je udio ostalih viših harmonika zanemariv. Ukupna harmonijska distorzija (THD) iznosi 6,686%. Ova vrijednost prevazilazi dozvoljene 5% granice date u standardima, tako da se može očekivati pojava negativnih efekata.

## 6. PROBLEM DISTORZIJE NAPONA OSVETLJENJA

U TE gacko već duže vrijeme postoji problem sa dijelom osvetljenja. Naime, čak i golim okom je uočljivo treperenje sijalica. To je naročito uočljivo u prostorijama u kojima je osvetljenje izvršeno pomoću fluorescentnih cijevi. Treperenje je neprekidno i periodično. Proučavanjem šeme instalacije za osvetljenje u kojoj se pojavljuju pomenuti problemi zaključeno je da je instalacija osvetljenja u TE Gacko realizovana prema blok šemi datoj na slici 11.

Za cjelokupno osvetljenje ugrađeni su stabilizatori ruske proizvodnje tipa “STS2” proizvedeni 1976 godine. Razlog za ubacivanje stabilizatora naizmjeničnog napona je potreba za obezbeđenjem konstantnog napona napajanja živinih sijalica u uslovima kad su propadi česti. Rad stabilizatora se zasniva na korišćenju autotransformatora sa promjenjivim prenosnim odnosom. Upravljanje stabilizatorom je izvedeno pomoću elektronskih kola, pri čemu je osnovna prekidačka komponenta tiristor.





Slika 11. Blok šema napajanja instalacije za osvjetljenje

Međutim, rad stabilizatora izaziva harmonijsko izobličenje napona. Na slici 12 prikazan je oscilogram napona osvjetljenja u komandnoj sali TE Gacko, a na slici 13 njegov spektar. Uočljivo je ogromno izobličenje.

Izračunato je da je THDU = 23,9 %, što je daleko više od svih normi. Primitan je znatan udio trećeg i petog harmonika. Ovi harmonici su štetni za transformatore i motore, jer izazivaju pregrijavanje i druge negativne efekte.

Osim harmonika koji su cjelobrojni umnošci osnovne frekvencije, u frekventnom spektru naponskog signala postoje i druge komponente. To je vidljivo na slici 14 na kojoj je prikazan cijeli frekventni spektar. Vidi se pojava subharmonika ( $f < 50\text{Hz}$ ) i interharmonika ( $50\text{Hz} < f < 100\text{Hz}$ ). Slična distorzija talasnog oblika napona za osvjetljenje u TE Gacko snimljena je na izlazima svih stabilizatora.

## 7. NAČIN RJEŠAVANJA PROBLEMA

Zbog postojanja osjetljive opreme, u TE Gacko su primjenjene mjere za zaštitu najvažnijih potrošača ovoga tipa. Cjelokupni procesni sistem "OVATION" opremljen je sa uređajem za neprekidno napajanje (UPS) snage 20 kVA, koji omogućava rad čitavog procesnog sistema u trajanju od 8 sati, u slučaju nestanka ulaznog napajanja. U tom vremenu potrebno je otkloniti uzrok nestanka napajanja. U slučaju da se kvar ne otkloni može se na bezbjedan način izvršiti austavljanje bloka.

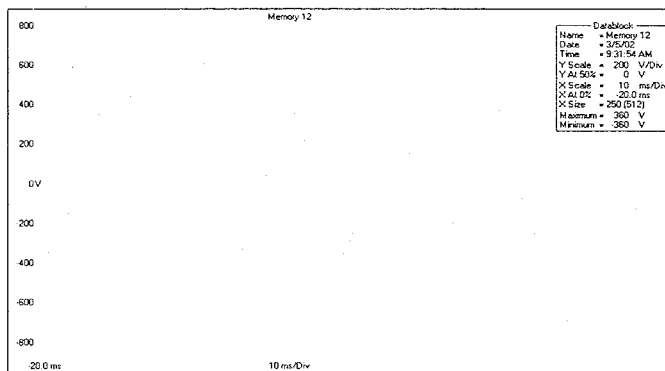
Što se tiče ostalih osjetljivih potrošača kao što su PC, neki od njih su opremljeni malim UPS-ovima, koji omogućavaju otklanjanje posledica naponskih propada.

Što se tiče osvjetljenja, u odnosu na početak rada termoelektrane, struktura se promijenila. Na mnogim mjestima umjesto živinih sijalica, postavljene su fluorescentne cijevi. Postojeći stabilizatori naizmjeničnog napona su zastareli, pa više ne vrše svoju funkciju. Ne samo da ne održavaju napon konstantnim, nego unose preveliko izobličenje napona. Zbog toga je kvalitet osvjetljenja izuzetno nizak. Ovaj problem još nije rešen.

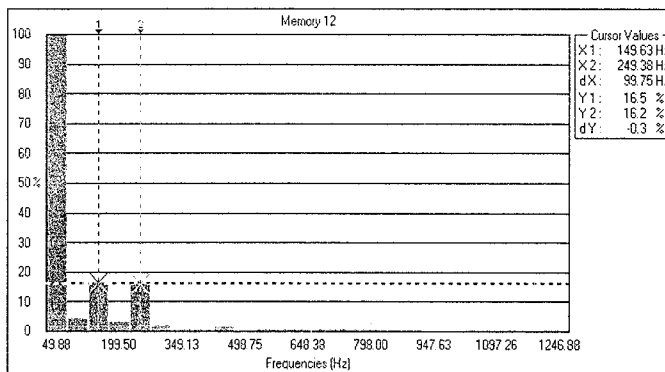
## 8. ZAKLJUČAK

Kvalitet električne energije u TE Gacko, bar što se tiče električne energije viših naponskih nivoa je zadovoljavajući. Česti propadi napona zbog starta velikih elektromotora narušavaju kvalitet napajanja potrošača u elektrani, ali to ne pogađa potrošače izvan termoelektrane. Najvažniji osjetljivi potrošači u elektrani su zaštićeni korišćenjem uređaja za neprekidno napajanje.

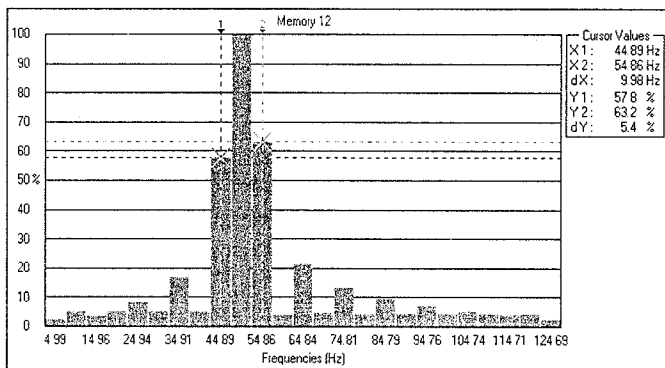
Najveći problem predstavlja osvjetljenje pogona termoelektrane. Taj problem zahtijeva ili zamjenu dotrajalih stabilizatora ili njihovu popravku. Međutim, popravka ovih stabilizatora je prilično težak posao, s obzirom da su proizvedeni 1976. godine, da je proizvođač bivši SSSR i da su originalni rezervni dijelovi slabo dostupni.



Slika 12. Talasni oblik faznog napona iza stabilizatora



Slika 13. Spektar napona sa slike 12.



Slika 14. Frekventni spektar naponskog signala

## 9. LITERATURA

- [1] V.Katić, "Kvalitet električne energije - viši harmonici", Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2002.
- [2] \*\*\* "Studija tolerancija frekvencije i napona u EES Jugoslavije", Studija, Energoprojekt, Beograd, 1968.
- [3] D.Raca, V.Katić, "Analiza efikasnosti metoda za eliminisanje efekata propada napona u EMP sa asinhronim motorom", III Simpozijum Industrijska elektronika-INDEL 2000, Banja Luka, Nov.2000., pp.79-84.

**Abstract** – Power quality at electric power plant is essential to power quality in whole power system. The power quality parameters are monitored at Steam Power Plant "Gacko" output on 400kV grid and at the 6 kV and 0.4 kV grids inside the plant. The power quality parameters of output power are according to the standards. However, the loads inside the plant are suffering from voltage sags and harmonics.

**POWER QUALITY IN GACKO POWER PLANT**  
Saša Nikolić, Vladimir Katić

## МОГУЋНОСТИ ГЕНЕРИСАЊА ИНФОРМАЦИОНИХ ВЕЛИЧИНА УРЕЂАЈА ЗА ЗАШТИТУ КОРИШТЕЊЕМ МУЛТИФУНКЦИОНАЛНИХ КАРТИЦА

Груг Митар, Рудник и Термоелектрана Гацко

**Садржај** – У раду је разматрана могућност примјене једног одређеног типа PCI-20428W1 мултифункционалне картице која се може примијенити како у фази пројектовања, тако и у фази тестирања уређаја за заштиту електроенергетског система. Разматрана картица припада групи релативно јефтених мултифункционалних картица, што чини њену примјену и економски оправданом. Дата је детаљнија хардверска архитектура саме картице, као и програм за DMA пренос који омогућава тачно генерисање жељеног облика сигнала, што представља само један дио могућности које пружа ова картица.

### 1. УВОД

Главни разлог за широку примјену персоналног рачунара РС лежи у његовој економичности и флексибилности као и универзалности примјене у практично свим гранама технике и шире.

Флексибилност се прије свега, огледа у отвореној архитектури РС-а. Оваква архитектура пружа могућност кориштења широког спектра разних аквизиционих модула картица које се могу директно прикључити на унутрашње магистрале самог рачунара. И компатибилност представља све мањи проблем због све одређенијих међународних прописа којих су се дужни придржавати произвођачи. Посебно се то односи на plug-and-play (PiP) стандарде, чиме је питање компатибилности практично ријешено.

Апликациони софтвер је, такође, постао много практичнији за употребу. Увођењем концепта графичког програмирања знатно је скраћено вријеме израде саме апликације. Посебна могућност кориштења концепта графичког програмирања се огледа у богатству готових програма који омогућају ефикасну и брзу реализацију како самог програма тако и графичког окружења, односно контролних панела.

Ово не значи да се за израду апликационих програма не могу користити класични програмски језици као што су C, BASIC или ASSEMBLER код израде програмских драјвера.

Библиотека обухвата математичке функције, вјероватноћу, статистику, линеарну алгебру, операције са 1-димензионалним и 2-димензионалним низовима, дигиталну обраду сигнала, анализу у фреквентном и временском домену, дигитално филтрирање, функције спектралне анализе и мјерења итд.

Типични представник концепта графичког програмског језика је LabVIEW.

LabVIEW подржава сљедеће комуникационе протоколе: RS/232, RS/485, IEEE/488, VXI и PXI који служе за аквизицију података са различитих аквизиционих картица и модула, док се за повезивање са другим мрежама реализује кориштење TCP/IP или Active X протокола.

Да би се обезбиједило ефикасно штићење електроенергетских објеката, заштите у електроенергетском систему морају посједовати високу поузданост, селективност, осјетљивост и брзину дјеловања.

Особине као што су: поузданост, селективност и осјетљивост одређене су првенствено избором структуре (или начина обраде сигнала) заштите у ширем и ужем смислу и параметрима одабране технологије.

На брзину дјеловања и тачност добијене информације у значајној мјери може да утиче и таласни облик улазног сигнала. Отуда је познавање таласних облика улазних сигнала уређаја и система заштите и управљања основни предуслов формирања њихове коректне структуре и начина обраде сигнала.

Улазни сигнали, због прелазних и других режима у електроенергетском систему леже у широком дијапазону промјене електричних величина у којем мора бити обезбијеђен превилан рад заштитних уређаја.

Мјерни органи савремених заштитних уређаја треба да детектују ниво струјног и напонског сигнала чак до 3-5% њихових номиналних величина.

Са друге стране, да би се обезбиједила динамичка стабилност система потребна је врло брза елиминација кратких спојева у времену до 20 ms.

Обезбјеђење високе осјетљивости отежано је због прелазних процеса који се јављају као посљедица хаваријских стања као и оних који су посљедица редовних и посебних манипулација.

Иако ови прелазни процеси имају исту физичку основу, њихови аналитички облици се знатно разликују.

Стога је за потребе рада заштита, посебно оних које морају имати информације и о смјеру, потребно познавати могуће облике струја и напона за случајеве различитих врста кварова у мрежи.

Да би се дошло до одговарајућих аналитичких израза потребно је познавање, како метода анализе прелазних процеса, тако и релевантних параметара електроенергетског система.

Познавање аналитичких облика улазних сигнала пружа велике могућности генерисања истих на стандардним PCI картицама које се могу наћи на тржишту по врло приступачним цијенама. На тај начин се могу замијенити изузетно скупи намјенски уређаји за ову сврху.

У наставку ћемо дати кратко извођење неких карактеристичних кварова у електроенергетском систему.

### 2. АНАЛИТИЧКИ ИЗРАЗ ЈЕДНОГ КАРАКТЕРИСТИЧНОГ КВАРА У ЕЕС-у

Најчешћи кварови у електроенергетском систему су кратки спојеви. Од кратких спојева, статистички је показано, најчешћи су једнофазни кратки спојеви.

До аналитичких израза може се доћи кориштењем  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $o$  компонената струја и напона.

Веза између фазних величина и  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $o$  компонената струја и напона дата је следећим једначинама:

$$i_\alpha = i_a - i_o \quad (1)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (2)$$

$$i_o = \frac{1}{3}(i_a + i_b + i_c) \quad (3)$$

$$i_a = i_\alpha + i_o \quad (4)$$

$$i_b = i_o - \frac{1}{2} \left( i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) \quad (5)$$

$$i_c = i_o - \frac{1}{2} \left( i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \right) \quad (6)$$

На основу горњих једначина и једначина мреже у  $\alpha$ ,  $\beta$  и  $o$  компонентама [8] можемо доћи до једначина прелазног процеса приликом једнофазног кратког споја за случај када занемаримо капацитет мреже као и у случају да се урачуна капацитет мреже.

У првом случају струја фазе  $a$  у временском домену је:

$$i_a(t) = \frac{3Em \cos \psi_1}{2X + X_0} [\cos(\omega t + \varphi + \psi_1) - \cos(\varphi + \psi_1) e^{-t/T_1}] \quad (7)$$

гдје је:

$$T_1 = \frac{2L + L_0}{2R + R_0}$$

$$\psi_1 = \arctg(1/\omega T_1)$$

$$X = \omega L, \quad X_0 = \omega L_0$$

У другом случају горња једначина има облик:

$$i_a(t) = \frac{3Em\omega^2}{(\omega_1^2 - \omega^2)(2X + X_0)} [\cos(\omega t + \varphi_1) - S_{1c} \cos(\omega_1 t + \psi_{1c}) e^{-t/T_{1c}}] \quad (8)$$

гдје је:

$$\omega_{1c}^2 = \frac{2C + C_0}{CC_0(2L + L_0)}$$

$$T_{1c} = T_1$$

$$\psi_{1c} = \arctg\left(\frac{\omega_{1c}}{\omega} \operatorname{tg} \varphi\right)$$

$$S_{1c} = \sqrt{\cos^2 \varphi + \frac{\omega_{1c}^2}{\omega^2} \sin^2 \varphi}$$

У горњим једначинама  $C_0$ ,  $L_0$  и  $R_0$  су нулте компоненте капацитета и активног отпора мреже, док су  $C$ ,  $L$  и  $R$  директне компоненте капацитета, индуктивности и активног отпора мреже.

Горње једначине су изведене под претпоставком да се утицај параметара синхроног генератора може занемарити.

Аналитички изрази код кратких спојева при редовним и посебним манипулацијама су знатно сложенији. У случају једнофазног кратког споја појављује се, поред основне учестаности само једна додатна учестаност уз експоненцијални пригушени члан израза (8).

Поред наведених ограничења, горње једначине су изведене под претпоставком да су параметри вода сконцентрисани.

У случају расподијељених параметара добија се бесконачан спектар пригушених осцилација при чему амплитуда већих хармоника опада са растом њихове учестаности.

Генерисање оваквих сложених таласних облика захтијева врло скупе специјалне уређаје. Замјена ових скувих уређаја могућа је посебно у фази развоја, што је најзначајније са становишта пројектовања уређаја.

Додавањем одговарајућих прилагодних улаза могу се провести и симулације и са улазне стране уређаја.

### 3. ХАРДВЕРСКА АРХИТЕКТУРА АКВИЗИЦИОНЕ КАРТИЦЕ

Да би разумјели начин функционисања аналогних и дигиталних улаза, односно излаза, ако и остале функције које се могу остварити помоћу ове картице, потребно је упознати детаљније њену хардверску конфигурацију.

Аквизициона картица PCI-20428W1 је I/O мапирана, то значи да се њена базна адреса уписује у I/O адресни простор рачунара. Комуникација рачунара са картицом се остварује преко ISA магистрале читањем, односно уписивањем командних ријечи у одговарајуће регистре.

Бројна адреса саме картице одређује се помоћу 6 краткоспојника. Први краткоспојник одговара адресном биту 4, док шести краткоспојник одговара адресном биту 9. У односу на ову бројну адресу одређују се адресе осталих регистара.

Опис појединих регистара, као и њихов offset дат је у следећој табели:

offset	Опис регистра
00	Идентификациони регистар картице
01	Статусни регистар
02	Регистар дигиталних улаза
03	DMA командни регистар

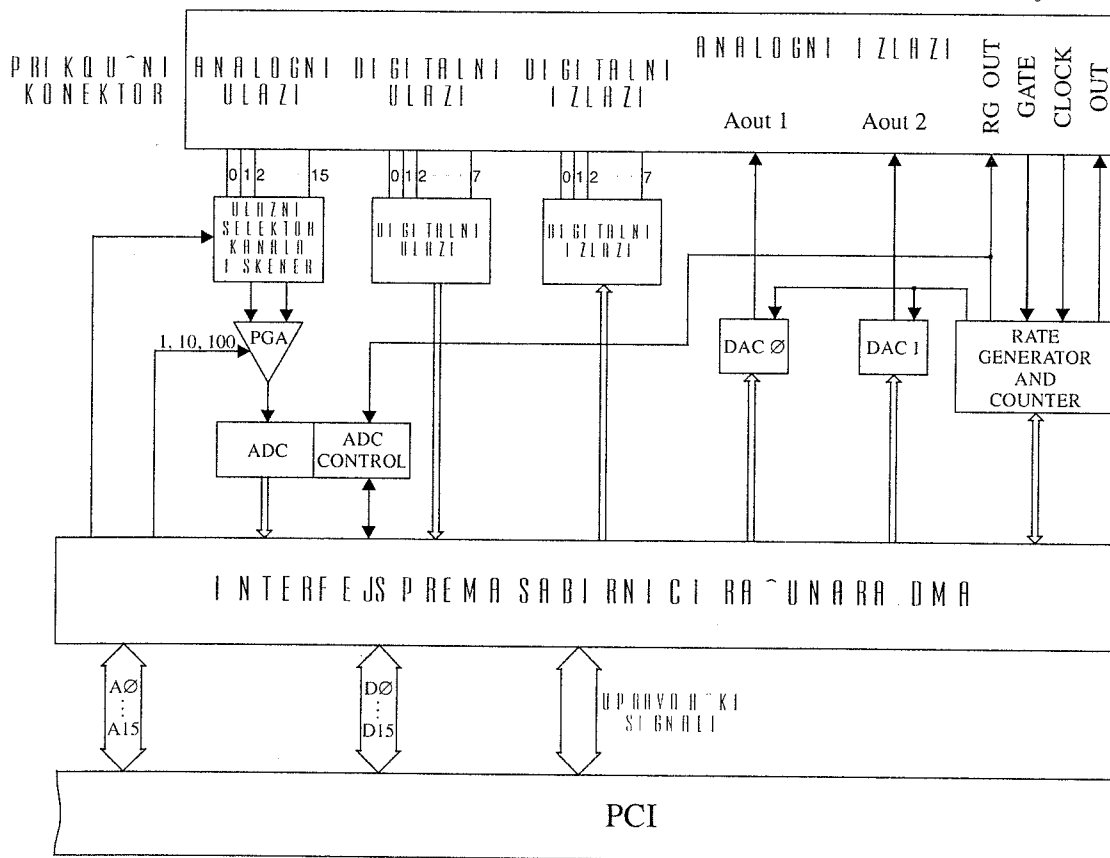
04	Регистар опште наміјене
05	АО регистар
06	АІ регистар
07	Регистар програмабилног бројача 8254
08	Конфигурациони регистар
09	Регистар појачања АІ
0A	АІ LSB регистар
0B	АІ MSB регистар
0C	АО LSB излаз 1
0D	АО MSB излаз 1

0E	АО LSB излаз 2
0F	АО MSB излаз 2

Картица има 16 несиметричних "single ended" или 8 симетричних "differential" аналогних улаза.

Аналогни улазни канали се доводе на мултиплексер или скенер канала. Одабир жељеног канала се врши преко идентификационог регистра картице.

Блок шема картице PCI-20428W1 дата је на слици 1.



Слика 1. Блок шема картице PCI-20428W1

Излаз из мултиплексера се доводи на програмибилни појачавач PGA (Programabil adapter gain) који се софтверски може подесити на једну од следећих вриједности 1, 10 или 100.

Улазни ниво сигнала може да се креће у следећим границама:  $-5\div 5V$ ,  $-10\div 10V$ ,  $0\div 5V$  или  $0\div 10V$ . Избор жељеног нивоа врши се помоћу краткоспојника на самој картици.

Излаз из програмибилног појачавача води се на улаз A/D конвертора. Регулација A/D конвертора је 12 битна, док је максимална учестаност сапловања 100 kHz. A/D конверзија се може стартовати софтверски или хардверски.

Резултат A/D конверзија се уписује у одговарајуће АІ LSB и АІ MSB регистре (offset 0A, 0B).

Картица има два 12-битна аналогна излазна канала АО.

Излазни ниво сваког канала се може подесити независно у следећим границама:  $-5\div 5V$ ,  $-10\div 10V$  и  $0\div 10V$ . Максимална учестаност D/A конвертора је

100 kHz. Старт D/A као и A/D конвертора може се генерисати хардверски или софтверски.

Вриједност аналогне вриједности коју желимо генерисати уписујемо у DAC LSB и DAC MSB (offset 0C и 0D), за канал 1, односно 0E и 0F за канал 2, при чему се битови 4-7 MSB игноришу.

#### 4. ОПИС ПРОГРАМА

Аналогни излази се могу генерисати на два начина и то хардверски и софтверски. За генерисање појединачног аналогног излаза користи се процедура AOwrite. Прије генерисања аналогног излаза, потребно је извршити конфигурацију излазног порта. Ово обавља AOConfigure процедура. Улазни параметри су слот, модул, канал, опсег и стандардни улаз грешке из претходног степена.

За случај разматране картице постављају се следеће вриједности: slot=16, module=0, channel=0 или 1, range- се поставља према вриједностима које одређују краткоспојници на самој картици.

Прије него што се позове процедура AOConfigure потребно је извршити иницијализацију која обухвата SWInit, Include 428W, SlotAssignIO и HWInit.

Процедура InitSW мора бити позвана прије било које друге процедуре у master link-у. Ова процедура врши иницијализацију DLL интерфејса и припрема комуникацију са картицом. Процедура SWReset мора бити позвана када није потребна даља комуникација са картицом, односно да би се избрисали драјвери из меморијског простора који су учитани помоћу InitSW.

Ако је InitSW успјешно одрађена, њен излаз error code output једнак је 0, и прелази се на сљедећу функцију – процедуру. Ово се односи на све функције.

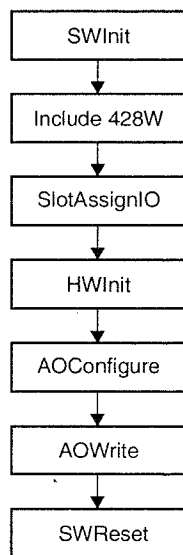
Процедура Include 428 укључује потребне драјвере за ову картицу.

SlotAssignIO је сљедећа функција која се извршава у току иницијализације. Улазни параметри за ову функцију, поред error code input-a, су slot и base address. Препоручени број slot number је између 16 – 31, да би се спријечили могући конфликти са другим хардверским компонентама у РС.

Базна адреса је, као што смо већ напоменули, адреса постављена помоћу краткоспојника.

Задатак HWInit процедуре је да провјери постављене адресе помоћу SlotAssignIO и ако детектује картицу исту постави у предодређено (default) стање. Ова функција се извршава одмах иза SlotAssignIO функције.

Дијаграм тока описаног програма дат је на слици 2. У дијаграму је, ради боље прегледности, приказан само основни дио програма. Очигледно је, из наведеног дијаграма, да оваква организација структура и функција доприноси једноставности дијаграма тока.



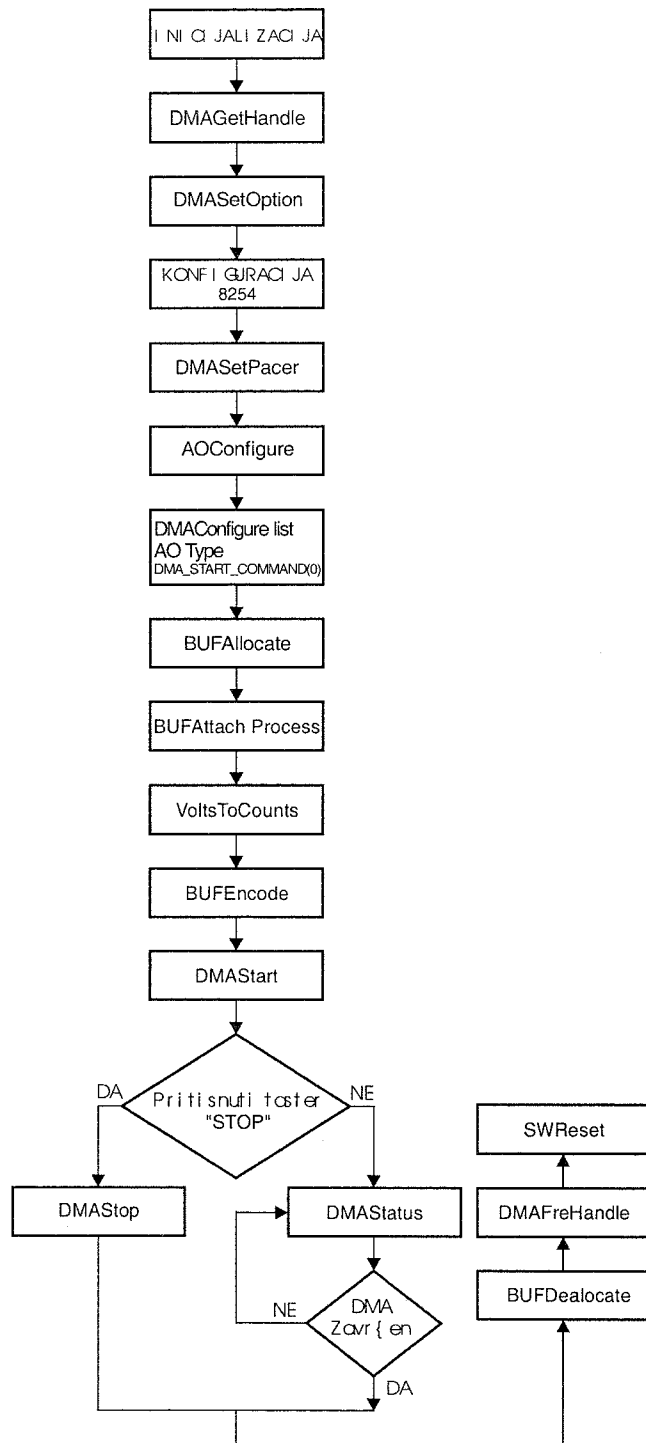
Слика 2. Дијаграм тока софтверског генерисања аналогне вриједности

Софтверски контролисано генерисање аналогних излаза се може примјенити гдје се аналогна вриједност не мијења брзо и гдје није потребно генерисати импулс у тачно одређеним временским интервалима.

Када је потребно генерисање аналогне вриједности у тачно одређеним временским интервалима примјењује се хардверски контролисано генерисање аналогног излаза, коришћењем DMA (Direct Memory Access)

техником. При томе учестаност генерисања аналогних излаза може да буде до 100 kHz.

Блок дијаграм хардверски контролисаног аналогног сигнала, примјеном технике директног приступа меморији DMA, дат је на слици 3.



Слика 3. Дијаграм тока хардверског генерисања аналогне вриједности

Иницијализација обухвата исте функције као код софтверски генерисаног аналогног излаза.

Функција DMAGet Handle је да алоцира "process handles" који користе остале функције, као што су DMASetOptions, DMASetPacer и друге. DMAGetHandle алоцирају бафер величине 64К.

DMASetOptions сетује DMA канал који ће бити кориштен у DMA трансферу.

Конфигурација генератора такта за генерисање аналогног излаза врши се функцијом STRConfigure.

Наиме, на основној картици уграђен је тајмер 8254 који служи за генерисање тких импулса.

DMASetPacer функција специфицира хардверске функције које ће бити омогућене када процес DMA старта, односно онемогућене када је процес DMA завршен. То се односи на слот, модул и канал, а у случају разматране картице само на слот и канал.

DMAConfigureList функција се користи да дефинише све канале који ће бити укључени у DMA процес. Улазни параметри ове функције су: DMAProcessHandle, Start mode, Stop mode, Start delay, Stop delay, број кластера, листа канала и код грешке. Излазни параметри су величина кластера и излазни код грешке.

DMA Start mode, односно Stop mode, одређују како ће бити почет и завршен DMA процес. За разматрану картицу важећи Start mode је DMA\_START\_COMMAND(0), што значи да ће DMA процес бити стартован позивом функције DMAStart.

DMA\_STOP\_COMMAND(0) се користи да би се завршио DMA процес позивом DMAStop функције.

Листа канала садржи низ кластера при чему сваки кластер садржи информацију о појединачном каналу који ће бити кориштен у DMA преносу.

BUFAAllocate функција врши алокацију меморије бафера која ће бити кориштена за DMA. Тип и величина баферске меморије контролише се улазним параметрима. Улазни параметри су: локација, XMS flag, buffer size и код грешке.

Важеће вриједности кода за локацију су:

0X00 ALLOC\_ANYWHERE ( лоцира бафер у конвенционалној или продуженој (extended) меморији )  
0X01 ALLOC\_IN\_64K ( лоцира бафер унутар 64K )

На основу ових улаза функција BUFAAllocate одређује адресу првог бајта података у алоцираном баферу – buffer pointer. Овај излаз користе BUFAAttachProcess, DMAStart, BUFEncode, BUFDdecode, BUFSseek и BUFDdeallocate.

BUFAAttachProcess придружује бафер који је алоциран претходном функцијом (BUFAAllocate) DMA процесу. Улазни параметри су: process handle, buffer pointer и error code input. Излазни параметар је bufinfo output књи користе DMAStatus, DMAStop и BUFEncode функције. Значење појединих константи bufinfo може се наћи у [2].

BUFEncode функција се користи да изврши пренос података на аналогни излаз. Ово подразумјева превођење броја написаног у стандардном формату, у формат кога “препознаје” дата картица. Да би се конвертовала аналогна вриједност у наведену дигиталну форму користи се функција VoltsToCounts. Улазни параметри ове функције су: аналогна вриједност коју треба

превести, појачање и излазни ниво сигнала који мора имати исту вриједност као код AOConfigure функције.

У чвору формуле Formula Node врши се израчунавање вриједности аналогних излаза. Израчунате вриједности се, затим, доводе на улаз VoltsToCounts у одговарајућој while структури. Да би се боље уочиле функције везане за сам процес DMA, остали детаљи везани за функцију Formula Node нису приказани.

У даљем току програма, послје DMA почетка, испитује се, у WHILE структури, да ли је притиснут тастер STOP у предњем панелу или је завршен пренос задатих података.

У првом случају, преко DMAStop функције зауставља се DMA процес и врши се деалокација бафера као и DMAFreeHandle, како је већ напоменуто.

У другом случају, врши се испитивање статусне ријечи, помоћу функције DMAStatus. Вриједност 1 значи да је DMA процес завршен.

## 5. ЛИТЕРАТУРА

- [1] PCI-2048W1 SERIES MULTIFUNCTION BOARDS AND MASTER LINK LIBRARIES MANUAL, A Burr-Brown Company, INTELLIGENT INSTRUMENTATION
- [2] MASTER LINK Software Drivers for National Instruments LabVIEW, User and Reference Manual, A Burr-Brown Company, INTELLIGENT INSTRUMENTATION
- [3] Software for LabVIEW Graphical Programming for Instrumentation ver. 5.1, National Instruments Corporation USA
- [4] LabVIEW, Data Acquisition Basic Manual, National Instruments
- [5] LabVIEW, Code Interface Reference Manual, National Instruments
- [6] Др Миленко Б. Ђурић, Техника заштите у електроенергетици, Београд 1998.
- [7] Др. Вујо Дрндаревић, Аквизиција мјерних података помоћу персоналног рачунара, Институт за нуклеарне науке “Винча”
- [8] М.Л. Левинштейн, ОПЕРАЦИОННОЕ ИСЧИСЛЕНИЕ В ЗАДАЧАХ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ, Лењинград 1972.

**Abstract** - The possibility of using determinate type of PCI-20428W1 multifunction series board in development and testing phase of relay protection Electric Power System are given in this paper. The PCI-20428W1 is low cost multifunctional board, which is an economical reason for using this board. The hardware architecture of board and Direct Memory Access DMA program for precise generation of different waveform are given also. This is only one part of possibility, which could give this board.

## THE POSSIBILITY OF GENERATION INFORMATION QUANTITY FOR RELEY PROTECTION USING MULTIFUNCTION BOARDS

Grgur Mitar

## НОВА МИКРОМРЕЖА - ЛАБОРАТОРИЈА ЗА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКУ

Милош Миланковић, Универзитет у Бањој Луци, Електротехнички факултет,  
Босна и Херцеговина

Владимир Крнајски\*, Електропривреда Србије, Јевно предузеће за пренос електричне енергије "Електроисток",  
Београд, Југославија

Дејан Раца\*, UW Madison, WI, USA

Бранко Милосављевић, консултант, Војводе Богдана 38, 11000 Београд, Југославија

**Садржај** - Након три деценије успешног рада, Лабораторија за електроенергетику, Микромрежа, значајно је измењена. У смањеном обиму, она је и данас задржала своју флексибилност. Поред тога, Микромрежа је обogaћена новим садржајима који омогућају доградњу нових компоненти као што је SCADA систем. Микромрежа има широк дијапазон примене, од обучавања будућих инжењера, преко тестирања апарата, па до проучавања електроенергетских система у динамичким режимима. Овај рад представља кратак извештај о развоју и модернизацији Нове Микромреже са нагласком на образовне могућности. У почетку су дати кратки историјски подаци, потом и опис основних елемената Миркомреже и активности везане за будући рад лабораторије.

### 1. УВОД

Електроенергетски системи спадају у ред врло комплексних техничких система, који заузимају и прекривају готово читаве континенте. Понашање система је карактерисано малим временским константама и великим брзинама простирања. Због таквих особина њихова анализа није једноставна. С друге стране, електроенергетски системи су значајни инфраструктурни објекти - снажан ослонац савремене цивилизације. Због тога, они морају бити поуздани и ефикасни испоручиоци квалитетне електричне енергије.

Значајан развој метода за анализу електроенергетских система уследио је након Другог светског рата, као последица повећане потребе за енергијом. Изграђене су прве хидро, термо, а потом и нуклеарне електране, снага и до 1GW. Паралелно су се развијали и системи за пренос електричне енергије. Тако су преносне мреже грађене за врло високе напоне, од 220, 400 и 500kV. Стабилност таквих система, како динамичка тако и статичка, постала је актуелна проблематика. У почетку су у том циљу конструисани први мрежни анализатори на којима су се могли решавати проблеми из регулације напона, токова снага, кварова и анализирати проблеми у вези са динамиком понашања електро-енергетских система. Општи тренд електрификације у Југославији утицао је на развој и изградњу динамичких модела електроенергетских система.

### 2. ИСТОРИЈСКИ ОСВРТ

Током шездесетих година у Југославији је почело увођење 220kV система за пренос електричне енергије. Једна од најдужих линија је била на релацији Бистрица-Београд-Србобран. Године 1970. саграђена је на Дунаву једна од највећих хидроелектрана у свету (Бердап), предвиђена за рад на напону 400kV. С обзиром да је постојећа преносна мрежа напонског нивоа 400kV била слабо развијена, требало је обезбедити стабилан рад новог система у којег је требала бити укључена и хидроелектрана "Бердап".

За решење тог проблема, изграђен је 1968. године динамички модел електроенергетског система Југославије - прва лабораторија за електроенергетске системе "Микромрежа". У почетку се Микромрежа састојала од 7 модела генератора, 18 модела потрошача и 48 модела преносних водова. У том периоду, слични модели су грађени и широм света. Од 1950. до 1970. године значајнији модели су изграђени у Француској (EDF Microgescan у Паризу), Канади (Квибек), тадашњем Совјетском Савезу (Московски институт за енергију) и Југославија (Микромрежа - Сарајево).

Употреба Микромреже у циљу решавања проблема стабилности везаних за укључење хидроелектране "Бердап" у преносну мрежу била је веома успешна и достигла је свој врхунац седамдесетих година. Тада су набављене нове машине у сарадњи са фабрикама "Север", "Минел" и "Раде Кончар" по спецификацијама особља Микромреже. Нова опрема је обухватала 5 генератора, 2 ротациона трансформатора, 5 активних потрошача итд. Након тога, Микромрежа је успешно коришћена за извођење великог броја истраживачких пројеката и експеримената укључујући тестирање заштитних релеја и електрификацију железничке пруге Сарајево-Плоче. Остале намене Миркомреже су биле усмерене ка образовању студената електроенергетике које се спроводило дуги низ година.

Први рачунар у Микромрежи је уведен касних осамдесетих година. Био је коришћен за основне операције са подацима током експеримената и за архивирање података. Систем за аквизицију је био ограничен на само пар мерних тачака са малом фреквенцијом одабирања. Такође, није била омогућена никаква контрола или надзор експеримената, али је

\* У току реализације пројекта аутори су били запослени на Електротехничком факултету у Бањалуци

делимично аутоматизована неке сегменте Микромреже неопходне за повећање ефикасности лабораторије. Даљи развој је био заустављен ратом у Босни и Херцеговини.

### 3. НОВА УЛОГА ДИНАМИЧКИХ МОДЕЛА

Велики утицај на анализу електроенергетских система има развој рачунара. Новије генерације су омогућиле развој симулација и програма способних за решавање математичких модела електроенергетских система. Поједини ауторитети сматрају овај развој као главну претњу динамичким моделима. Заиста, улога динамичких модела је знатно измењена током последњих деценија, међутим, они и даље могу успешно функционисати и до сада није нигде објављено да се такве лабораторије затварају. Неки од постојећих динамичких модела дати су прегледно у Табели 1.1.

Динамички модели су физички модели електроенергетских система, изграђени од истих, али мањих елемената као у реалном систему. Ови модели су повољнији за разматрања од одговарајућих математичких, који у обзир увек узимају неке апроксимације. Математички модели се решавају нумерички при чему метод за решавање проблема директно утиче на резултате, док динамички модели имају аналогне резултате - по природи проблема идентичне онима који се имају у реалном систему.

Табела 1 - Тренутно оперативни динамички модели у свету

Место и име	Држава	Број модела генератора
Калифорнија	Сједињене Америчке Државе	3 (по 275kW)
Париз - EDF Microgescan	Француска	14
Пател	Мексико	6
Квибек	Канада	6
Москва - Институт за енергију	Русија	7
Москва ВНИИЕ Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики	Русија	15
Ст. Петербург ИЕМ	Русија	16
Ст. Петербург НИИПТ Научно-исследовательский институт по передаче электроэнергии постоянным током высокого напряжения	Русија	40
Иркутск	Русија	20
Лондон - Imperial College	В.Британија	3
Сиднеј	Аустралија	3

Веома широк спектар програма за симулацију електроенергетских система омогућили су примену динамичких модела на специфичне области. Рачунари успешно решавају и израчунавају токове снага и струје кратких спојева, па је стога непотребно оптерећивати динамичке моделе решавањем таквих проблема. Динамички модели се користе за експерименте у прелазним (транзијентним) процесима. Математички

модели су непогодни за прелазне процесе због промене фреквенције система.

Динамички модели су погодни за тестирање одговарајућих програма за симулацију на рачунарима, за тестирање релеја и SCADA система. На њима је могуће спроводити сложеније експерименте за тестирање рачунарске опреме, како софтвера тако и хардвера, приликом прелазних процеса у електроенергетском систему. Оваква тестирања у реалном систему би била повезана са великим ризицима, а тиме и великим трошковима спровођења експеримената. С друге стране, лабораторијски услови, као што је случај са Микромрежом, пружају далеко већи конфор, већу поузданост приликом тестирања, а резултати, по свим принципима аналогиче физичких модела су идентични онима који би се имали у реалном систему.

Образовни аспект, као и могућност испитивања разне опреме, на динамичким моделима веома је значајно. Они могу бити коришћени у следеће сврхе: обучавање и усавршавање системских диспечера и манипулатора у електранама, трансформаторским станицама у преносној мрежи и регионалним центрима; демонстрација функционисања електроенергетских система и релејне заштите у реалном времену приликом кратких спојева, покретања великих мотора, преноса на граници стабилности, итд.

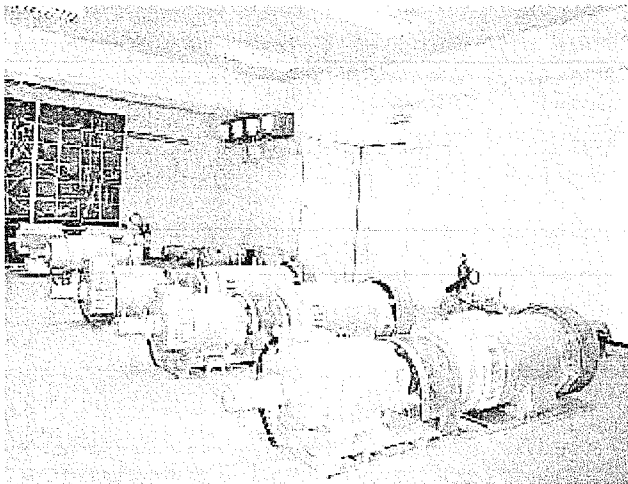
### 4. ОПРЕМА У ЛАБОРАТОРИЈИ

Пратећи добра искуства из прошлости и тежећи ка испуњењу захтева и услова који се постављају пред динамичке моделе у савременом приступу инжињерској пракси, лабораторија за електроенергетске системе - Нова Микромрежа је формирана и постављена на Електротехничком факултету Универзитета у Бањој Луци - Босна и Херцеговина. С обзиром на специфичну улогу Нове Микромреже, постављене на новом простору, одлучено је да се модел формира са мањим бројем моделних генератора него претхона лабораторија. С друге стране, тежиште у опремању је стављено на изградњу комплетног информационог система. Формирање лабораторије је подељено у неколико фаза. Најпре је инсталирано основно језгро Нове Микромреже - електричне машине. У следећој фази обухваћено је тестирање и подешавање параметара свих елемената по узору на електроенергетски систем у окружењу. Трећа фаза је састављена из више етапа и представља увођење информационог система.

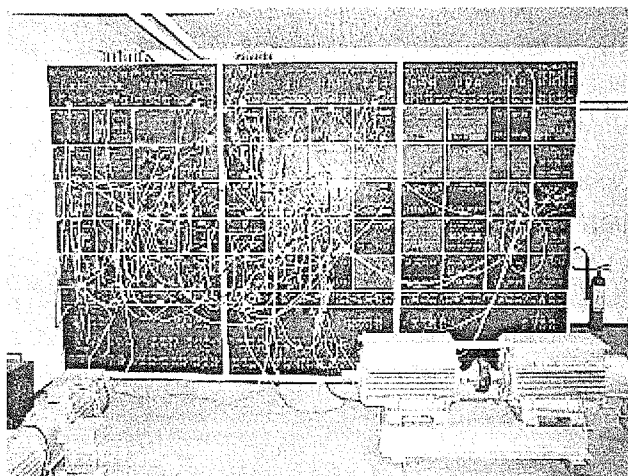
Основни елементи Нове Микромреже су тренутно инсталирани и пролазе кроз интензивне процедуре тестирања. Процес планирања и увођења рачунарске технологије је постепено почео паралелно са овим тестирањем. Основни језгро Нове Микромреже чине: 3 генератора са моделима турбина, 2 ротациона трансформатора као модели интерконекције, 4 трансформатора (уједно блок трансформатори), око 50 модела преносних водова и разводних постројења, неколико прекидача за манипулације и моделовање кварова, мерне ћелије, 4 модела активне и 5 модела пасивне потрошње. Два од три генератора су предвиђени за моделовање хидроелектране, а трећи за



термоелектрану. У машинској сали се налазе три генератора, и два ротациона трансформатора, што је приказано на слици 1а. У истој просторији је смештени и панел за повезивање приказан на слици 1б. Модели преносних водова и трансформаторских станица, као и прекидача и ћелија за мерење, постављени су иза панела за повезивање.



а) Модели генератора и ротационих трансформатора



б) Панел за повезивање

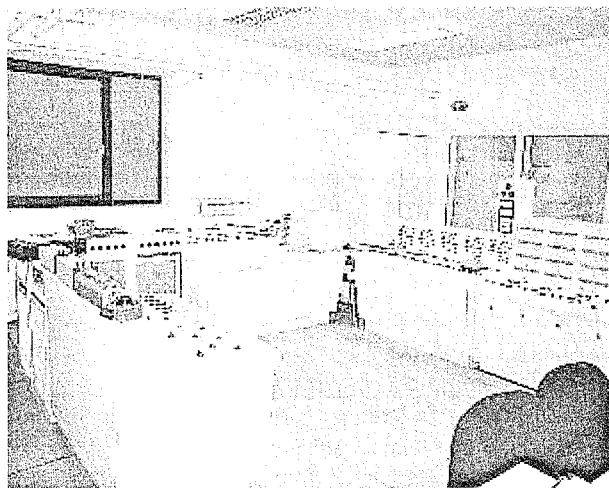
Слика 1. Машинска сала Нове Микромреже

Опрема у лабораторији пружа могућност за подешавање параметара сваког елемента, тако да се могу реализовати различити модели електроенергетских система. Ова предност се огледа у чињеници да је за квалитетно моделовање потребно задржати идентичан однос параметара у моделу са оним у реалном систему. Да би се реализовао модел електроенергетског система, неопходно је повезати елементе на одговарајући начин, тополошки еквивалентан оном у реалном систему. За све параметре се врши нормализација и свођење на релативно умањене напоне, струје и снаге избором погодних базних вредности. Тако, у Новој Микромрежи снага од 1W одговара снага од 10kW у реалном систему, или временском интервалу у реалном систему од 1s одговара идентично време у моделу.

Сва мерења се обављају преко мерних трансформатора са стандардним секундарним струјама и напонима: 5A или 1A и 100V. Тиме је омогућено

једноставно тестирање уређаја релејне заштите. Сва мерна места су лоцирана у контролној просторији лабораторије, одвојеној од машинске сале, ради лакшег управљања и надзора.

Контролна просторија је приказана на слици 2. На њој се примећује класичан, аналогни начин контроле заступљен у ранијем периоду. То је с једне стране и даље користан начин управљања јер омогућује корисницима да ручно и по свом осећају управљају моделом. Контрола и мерење се обавља са истог места што је такође значајно за образовни процес. Четири пулта за команду и управљање намењено је за: контролу и управљање извора енергије (генератора и ротационих трансформатора), контролу и управљање потрошача, за мерење електричних величина на изворима електричне енергије, на разводним местима, као и на моделима преносних водова.



Слика 2. Контролна просторија Нове Микромреже.

## 5. ПРОГРАМ РАЗВОЈА НОВЕ МИКРОМРЕЖЕ

Увођење информационих технологија је наредна фаза у модернизацији лабораторије Нова Микромрежа. Претходна искуства показују да је аутоматизација мерења неопходна за ефикаснију употребу лабораторије. У образовним институцијама у свету сваки савремени информациони систем мора да обезбеди бројне услуге поред прикупљања података и њиховог похрањивања. Имајући у виду постојећа искуства на том пољу, постављени су следећи захтеви пред информациони систем Нове Микромреже:

- Једноставно и ефикасно спровођење експеримената и прикупљање мерених величина (подсистем SCADA).
- Похрањивање и располагање великим бројем експерименталних података и повезивање података из разних докумената (подсистем документација).
- Могућност директног приступа интернету ради пласирања и коришћења разних сервиса (подсистем интернета).

Основни део SCADA подсистема јесте његов део за прикупљање података, које треба да повеже

најважније чворове модела, односно: регистрација и снимање потребних величина у чворовима и гранама модела, индикација одступања мерених величина од унапред дефинисаних, пренос мерених података у реалном времену и размена података са подсистемом докумената. Контролни део SCADA подсистема треба да омогући једноставно управљање свим кључним елементима лабораторије (укључење, искључење, постављање референтних вредности, заштита од нежељених манипулација, итд.). Такође, треба да омогући коришћење истог графичког интерфејса као и део SCADA система за прикупљање података, али са могућношћу раздвајања од оних рачунара намењених за приказ експерименталних резултата. За ручну контролу система, ради тренинга и обуке, потребно је предвидети блокирање контролног дела SCADA система, али не и сегмент за заштиту од нежељених манипулација.

Подсистем документације је у својој основи база података свих докумената издатих или везаних са Новом Микромрежом. Број докумената ће се свакодневно повећавати па је стога неопходан један овакав организован начин евиденције свих докумената. Подсистем треба да ради са искључиво стандардним форматима података ради уштеде у разменама докумената, као и ради прилагођења новим захтевима који се буду временом постављали пред овај подсистем. Такође, мора се предвидети квалитетна размена података са SCADA подсистемом и подсистемом интернета, као и неовлашћени приступ документима. Кретање кроз подсистем докумената треба да буде подржано једноставним графичким интерфејсом и бројним начинима претраживања.

Подсистем интернета треба да омогући увид јавности преко рачунара у рад и активности лабораторије. Активно присуство презентације лабораторије на интернету треба да заинтересује и привуче пажњу могућим корисницима ове јединствене лабораторије (научним институција, предузећима, факултетима, итд.). Основни циљ је остваривање контаката и размена информација са светом, нарочито са сличним лабораторијама. Презентација преко интернета треба да буде подељена у два сегмента: генерални приступ и ограничени приступ. Први сегмент је предвиђен у првој фази развоја овог подсистема. Ограничени приступ је превиђен за непосредне кориснике Нове Микромреже и за специјалне сервисе. У будућности, треба предвидети и поручивање или чак и вођење експеримената преко интернета. За то је неопходно постићи беспрекоран рад свих осталих подсистема информационог система.

Целокупан информациони систем треба да буде заснован на персоналним рачунарима. Где год је могуће, треба користити стандардне софтверске алате. Овакав приступ је опште признат као најефикаснији и јевтин.

## 6. ОБРАЗОВНЕ АКТИВНОСТИ У НОВОЈ МИКРОМРЕЖИ

Нова Микромрежа је јединствено научно, истраживачко и образовно оужење. За потпуно признање на истраживачком пољу, неопходно је добро

функционисање комплетног информационог система. У овој фази, он се може успешно користити за образовање, премда би увођење SCADA система у знатној мери побољшало квалитет пренетог знања. Списак експеримената развијених за потребе основних студија на Одсеку за електроенергетику Електротехничког факултета у Бањој Луци, обиман је и не представља предмет овог рада. Програм студија из предмета Анализа електроенергетских система, Електромоторни погони и Релејна заштита, снажно је подржан коришћењем Нове Микромреже. Развијени експерименти су претежно показног карактера, премда постоји могућност за организовање вежби у којима би студенти самостално обављали мерења или водили експерименте.

Значај лабораторије је велик у образовном смислу из неколико разлога. Студентима је омогућено да уоче и искуствено спознају појаве као што су електромеханички прелазни процеси, стабилност преноса електричне енергије, синхронизација, итд. С друге стране, пружа им се могућност да савладају основну културу понашања у окружењу које се налази под напоном, те да стекну одговорност за своје поступке.

## 7. ЗАКЉУЧАК

Планирано увођење информационог система у Нову Микромрежу треба да омогући једноставно спровођење и управљање свим експериментима као и размену података са свим заинтересованим корисницима. Тако опремљена лабораторија представља изазов за сваког ко се бави прелазним процесима у електроенергетским системима, како на домаћем терену, тако и у међународним размерама. Увођење информационог система ће знатно утицати на побољшање образовног процеса студената електроенергетике и квалитета извођења наставе. Заснован на релативно јефтиној рачунарској технологији, неопходно је развијати информациони систем у свим својим сегментима.

**Abstract** - After over a thirty years of successful operation, Power System Laboratory, Micronet, is being significantly modified. Although smaller than its predecessor it retains same flexibility as older one. In addition, Micronet is going to be easier to use and will introduce some new features like SCADA system. Micronet can be used for education of new engineers, training of working professionals, testing of new and old apparatus and for fundamental studies of dynamical behavior of Electric Power System and its components. This paper is early report on development and modernization of the New Micronet with emphasis on education and training capabilities. It consists of brief historical overview, description of basic equipment and modernization activities.

## THE NEW MICRONET – POWER SYSTEMS LABORATORY.

Miloš Milanković, Vladimir Krnajska, Dejan Raca, Branko Milosavljević

## SISTEM ZA TESTIRANJE UREĐAJA RELEJNE ZAŠTITE U ELEKTRODISTRIBUCIJI

Milan Nikolić, Valjko Malbaša, *Fakultet tehničkih nauka, Institut za elektroenergetiku, elektroniku i telekomunikacije, Novi Sad, Mladen Kezunović, Department of Electrical Engineering, Texas A&M University, USA, Tomo Popović, Test Laboratories Inc., College Station, TX, USA*

**Sadržaj** - U radu je prikazan sistem za testiranje uređaja relejne zaštite u elektroenergetskim sistemima. Posebno je opisan upravljačko-akvizicioni sistem baziran na računaru klase PC. Ispitivanje se bazira na hardverskoj simulaciji struja i napona sa programiranim nepravilnostima i merenju odziva uređaja za relejnu zaštitu. Talasni oblici simuliranih struja i napona dobijeni su snimanjem realnih situacija na mreži ili izračunavanjem na osnovu matematičkog modela mreže. Vrednosti struja i napona zadaju se u digitalnom obliku sa 16 bita po odmerku, uz brzinu odmeravanja do 40 k odbiraka u sekundi. Merenje odziva relejne zaštite vrši se istom brzinom odmeravanja, a dobijeni podaci se softverski obrađuju radi dobijanja informacija o načinu rada, performansi i pouzdanosti uređaja za relejnu zaštitu. Sistem može da se koristi za istovremeno ispitivanje do tri uređaja relejne zaštite.

### 1. UVOD

Nove generacije uređaja relejne zaštite zasnovani su na primeni mikroprocesora koji analiziraju prelazne pojave u mreži i na osnovu rezultata analize preduzimaju odgovarajuće zaštitne akcije. Postupak nabavke zaštitnih releja je složen zato što zbog složenosti nije jednostavno oceniti njihov kvalitet i performansu. Iz istog razloga složeno je testiranje i ocena stanja releja koji se nalaze u eksploataciji.

Simulatori elektroenergetskih sistema, videti [1-5], efikasno se koriste u testiranju i oceni performanse zaštitnih releja, [6-8]. U opštem slučaju, simulator se sastoji od digitalnog računara koji generišu talasne oblike struja i

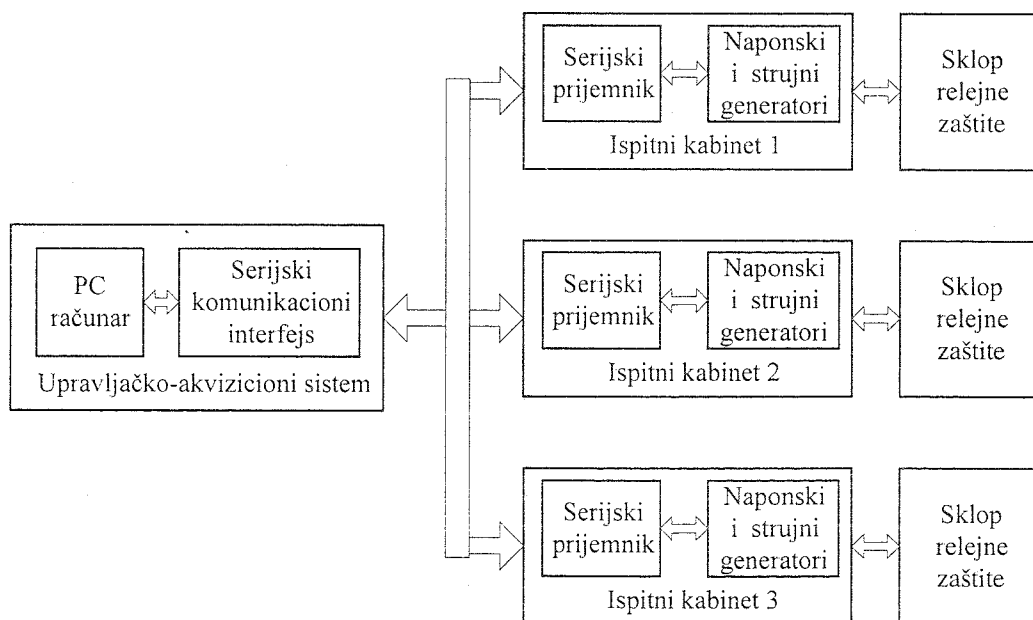
napona koji simuliraju poremećaje u mreži. Ove struje i naponi se pojačavaju i dovode na ulaze zaštitnih releja i istovremeno nadgleda odziv releja. Analiziranjem talasnih oblika pobude i odziva releja u realnom vremenu dobija se ocena stanja i performanse zaštitnog releja.

Na Fakultetu tehničkih nauka u Novom Sadu je za potrebe američke firme Test Laboratories Inc., College Station, USA, razvijen upravljačko-akvizicioni interfejs kao deo digitalnog simulatora za testiranje zaštitnih releja. U ovom radu prikazan je digitalni simulator, zasnovan na primeni računara klase PC, pri čemu je posebna pažnja posvećena upravljačko-akvizicionom delu sistema.

### 2. PRINCIP RADA

Sistem za testiranje uređaja relejne zaštite, slika 1, sastoji se iz upravljačko-akvizicionog dela baziranog na računaru klase PC i jednog ili više ispitnih kabineta. Podsystem za upravljanje i akviziciju sastoji se od personalnog računara (PC), kartice za brzu serijsku komunikaciju i softverske podrške. Hardver ispitnog kabineta sastoji se iz komunikacione jedinice, hardverskog simulatora struja i napona i akvizicionog bloka za snimanje odziva relejne zaštite.

Zavisno od tipa sklopa za relejnu zaštitu, ispitni kabinet može da simulira tri struje i tri napona ili četiri struje i četiri napona. Pored struja i napona, ispitni kabinet generiše i digitalnu 14-bitnu reč, koja se koristi za dodatno upravljanje sklopom relejne zaštite. Akvizicioni blok ispitnog kabineta snima stanje do 16 digitalnih izlaza sklopa relejne zaštite.



Slika 1: Sistem za testiranje relejne zaštite

Ispitni oblici struja i napona generišu se na jedan od dva načina. Ako je poznat matematički model elektrodistributivne mreže, onda se za neki zadati poremećaj mogu izračunati talasni oblici struja i napona u mreži. Sa druge strane, mogu se koristiti podaci o naponima i strujama koji su zabeleženi u realnoj mreži u toku nekog poremećaja.

U toku rada, nakon postavke svakog odmerka struja, napona i digitalne upravljačke reči, vrši se snimanje i pamćenje stanja izlaza releja.

Komunikaciona kartica na strani PC-a vrši sinhroni dvosmerni prenos sa brzinom odmeravanja od 500 do 40 k odbiraka u sekundi. Za svaki odmerak šalje se paket čija veličina zavisi od toga da li se koristi simulacija tri ili četiri struje i napona. Nakon svakog poslatog odmerka dobija se povratna informacija u vidu jedne 16-bitne reči, koja opisuje trenutno stanje sklopa relejne zaštite.

### 3. ISPITNI KABINET

Ispitni kabinet je hardverska jedinica sastavljena iz digitalnog i analognog dela, kao što je prikazano na slici 2. Digitalni deo se sastoji od ulaznog 160-bitnog i izlaznog 16-bitnog pomeračkog registra, upravljačke logike sa takt generatorom, kao i digitalnih ulaza i izlaza. Pomerački registri i kontrolna logika čine komunikacioni blok ispitnog kabineta. Od 160 bita ulaznog registra koriste se 128 ili svih 160, zavisno da li se radi sa tri ili četiri struje i napona. Preko ulaznog pomeračkog registra postavlja se stanje digitalnih izlaza za upravljanje relejima, dok se izlazni pomerački registar koristi za prenos stanja releja prihvaćenog preko bloka digitalnih ulaza.

Jedna povorka od 160 (ili 128) bita sadrži i 16-bitnu sinhronizacionu reč, koja obezbeđuje da se promena na svim izlazima izvrši istovremeno. Kontrolna logika i takt generator, nakon svakog primljenog paketa od 160 (128) bita, aktiviraju izlazni pomerački registar, čime se vrši slanje povratne 16-bitne reči stanja releja.

Analogni deo je sastavljen od 16-bitnih D/A konvertora i odgovarajućih strujnih i naponskih pojačavača,

koji obezbeđuju simulaciju realnog stanja elektroenergetskog sistema.

### 4. UPRAVLJAČKO-AKVIZICIONI SISTEM

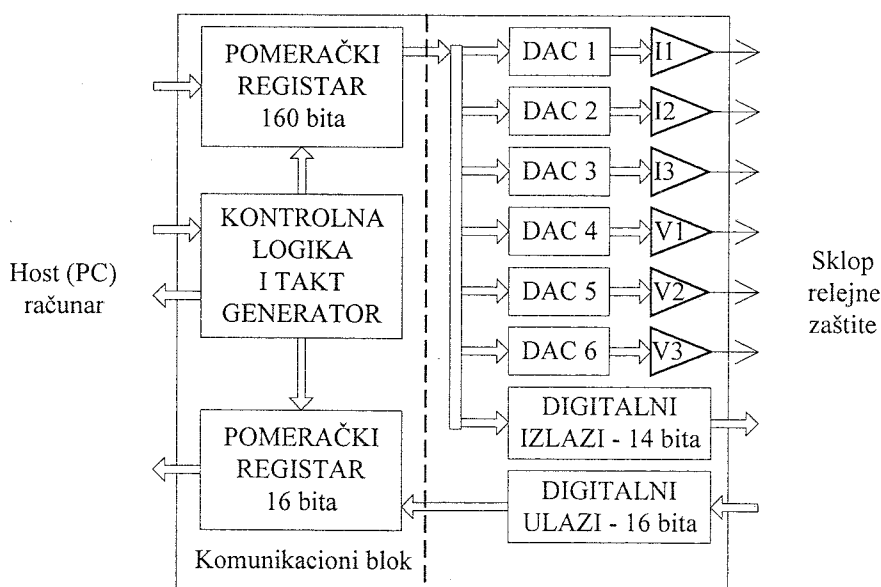
Upravljačko-akvizicioni sistem čine PC, serijski komunikacioni interfejs i odgovarajući softver. Imajući u vidu potrebne brzine odmeravanja, brzina podataka u predaji se kreće od 64 kbita u sekundi (za 128-bitni paket, 500 odbiraka u sekundi) do 6.4 M bita u sekundi (za 160-bitni paket, 40 k odmeraka u sekundi). Kako se nakon svakog poslatog odmerka dobija povratna informacija u vidu jedne 16-bitne reči, ukupan protok informacija iznosi maksimalno 7.04 M bita u sekundi, tj. 880 k bajta u sekundi. Iz ovoga se može videti da je za rad sa sva tri ispitna kabineta potreban maksimalni protok od 2.64 M bajta u sekundi. Imajući u vidu da je komunikacija kontinualna, jasno je da moguće brzine odmeravanja zavise od brzine PC-a (takt procesora, brzina hard-diska, veličina raspoložive memorije), broja priključenih ispitnih kabineta i načina realizacije komunikacione kartice.

#### Softver upravljačko-akvizicionog sistema

Softverski deo sistema sastoji se iz glavnog programa, dijagnostičkog bloka i odgovarajućih drajvera. Svrha drajvera je veza aplikativnog softvera sa operativnim sistemom (tekuća verzija sistema predviđena je za rad sa operativnim sistemima Windows NT i Windows 2000).

Glavni program omogućava korisniku zadavanje različitih talasnih oblika struja i napona koji se koriste za ispitivanje relejne zaštite. Ovi talasni oblici su najčešće sinusni, uz ubačene nepravilnosti na osnovu koji se ispituju strujni i naponski pragovi, vremena reagovanja i drugi potrebni parametri relejne zaštite. Kako se talasni oblici sintetizuju digitalno, sem sinusnih moguće je zadavanje najrazličitijih oblika, zavisno od potreba ispitivanja.

Nakon definisanja talasnih oblika, program generiše na disku fajl koji sadrži potrebne vrednosti odmeraka. Dužina



Slika 2: Blok šema ispitnog kabineta za tri struje i tri napona

fajla zavisi od brzine odmeravanja i zadatog vremena trajanja merenja. Ovako pripremljen fajl se u kontinuitetu šalje preko serijskog komunikacionog interfejsa u jedan ili više ispitnih kabineta, a povratne informacije sa ovih kabineta se snimaju u fajl koji opisuje reagovanje relejne zaštite.

Svakom poslatom odmerku odgovara jedna primljena 16-bitna reč (po jednom ispitnom kabinetu), tako da je moguće napraviti tačnu korelaciju između talasnih oblika i stanja relejne zaštite, a time i precizno odrediti sva potrebna vremena.

Obrada primljenih podataka vrši se tek kada je kompletna komunikacija završena, tj. kada je fajl talasnih oblika poslat, a fajl stanja relejne zaštite u odgovarajućoj veličini snimljen na disk. Post-obrada primljenih podataka obuhvata grafički prikaz, merenje i registrovanje svih neophodnih događaja, izradu potrebnih izveštaja, a moguća je i konverzija podataka u formate pogodne za obradu različitim vrstama programa.

Dijagnostički softverski blok ima više funkcija i sastavljen je iz nekoliko elemenata. Jedan deo dijagnostike je sadržan u okviru drajvera i čini dijagnostiku na najnižem nivou. Drugi deo je sadržan u okviru glavnog programa i ima za svrhu dinamičko dijagnosticiranje, koje podrazumeva praćenje ispravnosti komunikacije i stanja komunikacione kartice, kao i testiranje mogućnosti PC računara, tj. merenje maksimalne brzine odmeravanja za dati broj ispitnih kabineta. Treći deo dijagnostičkog softverskog bloka je samostalan program, predviđen za testiranje kompletnog sistema u fazi izrade i koristi se u toku proizvodnje i servisiranja mernog sistema.

### Serijski komunikacioni interfejs

Serijski komunikacioni interfejs realizovan je u obliku standardne 16-bitne ISA kartice za PC, čija je blok šema prikazana na slici 3. Elementi ovog sklopa su podeljeni u tri grupe, kontrolna logika, predajnik i prijemnik. Upravljanje karticom se vrši preko registara vidljivih kroz I/O polje PC računara. Prenos podataka između računara i kartice je uvek 16-bitni, dok se registrima pristupa pretežno 8-bitno.

Hardver kartice obezbeđuje samostalno generisanje svih kontrolnih reči i paketa, tako da fajlovi sadrže samo vrednosti odmeraka talasnih oblika u predaji i stanja relejne zaštite u prijemu. Upravljačka logika prati ispravnost predaje i prijema i detektuje postojanje grešaka u komunikaciji. Sve otkrivene greške prijavljuju se softverskom drajveru i dalje obrađuju na višim nivoima softverske podrške.

U okviru dijagnostike na najnižem nivou, upis u registre proverava se naknadnim čitanjem sadržaja registara i

upoređenjem sa upisanom vrednošću. Kod nekih registara nije predviđen neposredni pristup, pa se provera sadržaja vrši indirektnim postupkom. Na primer, sadržaj registra FIFO memorije, koji određuje granicu kada je memorija puna, proverava se tako što se memorija puni reč po reč i detektuje signal napunjenosti memorije. U trenutku aktiviranja ovog signala, broj upisanih reči u FIFO memoriju mora da se poklapa sa sadržajem registra.

Dodatna mogućnost, veoma važna za dijagnostiku, je rad u interno zatvorenoj petlji (takozvani "Loop-Back" režim rada). Ovaj način rada je prikazan isprekidanom linijom na slici 3, a omogućava rad bez priključenih ispitnih kabineta, tako što se u prijemnik direktno vraća jedna (izabrana) 16-bitna reč iz celog izlaznog paketa od 160 (128) bita. Ovim je omogućeno ispitivanje maksimalnog realnog protoka informacija bez stvarnog rada sa ispitnim kabinetima. Takođe, ovaj način rada se koristio u toku razvoja a može da se efikasno koristi kod servisiranja sistema za testiranje relejne zaštite.

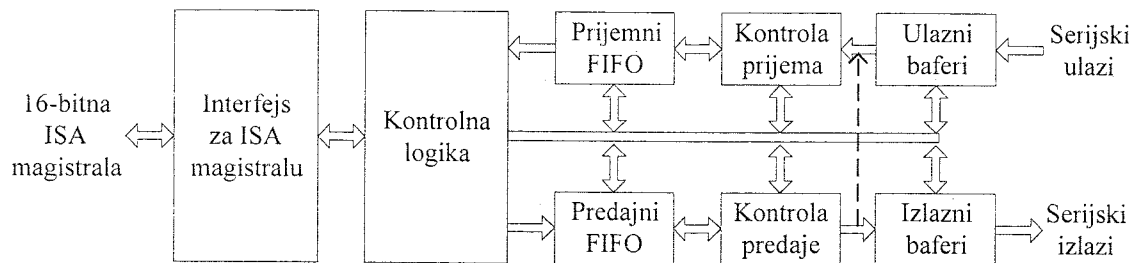
Na slici 3 se vidi da i predajni i prijemni deo koriste FIFO memorije, koje služe za kao baferi za prilagođenje brzine između kontinualne serijske komunikacije i blok načina transfera prema memoriji ili hard disku PC-a.

Kontrolna logika kartice omogućava PC-u tri načina pristupa FIFO memorijama: preko 16-bitnog I/O polja (osnovni način), prenos kroz memorijsko polje i DMA način rada. Prenos može da se vrši u programskoj petlji testiranjem registara ili korišćenjem prekida. Kako je maksimalna brzina prenosa 2.64 M bajta, tj. 1.32 M reči u sekundi, jasno je da se ova brzina ne može postići prenosom kroz I/O polje računara, a ako se uzmu u obzir dodatni zahtevi operativnog sistema, tada je i prenos kroz memorijsko polje teško ostvarljiv. Ovo je očigledno ograničenje realizacije u formi ISA kartice.

U toku rada, interna dijagnostička logika detektuje odsustvo ulaznog takta ("time-out"), prerani ili prekasni prijem povratne reči stanja relejne zaštite, prepunjavanje prijemne i potpuno pražnjenje predajne FIFO memorije, kao i regularan završetak komunikacije. Svi ovi događaji su vidljivi kroz odgovarajuće registre, koji se mogu čitati u petlji ili u toku obrade prekida (ako se prekid koristi).

## 5. ZAKLJUČAK

Prikazani sistem omogućava, sa jedne strane, merenje performanse i time izbor uređaja relejne zaštite, a sa druge strane efikasno testiranje relejne zaštite koja se nalazi u eksploataciji u elektroenergetskom sistemu. Realizovani



Slika 3: Blok-šema komunikacione kartice

sistem oslanja se na komercijalni personalni računar, koji korisniku omogućava izbor ispitnih oblika struja i napona i prikupljanje i arhiviranje odziva testiranog uređaja relejne zaštite. Ekspertni softverski sistem analizira dobijene podatke i pomaže korisniku u oceni stanja i performanse relejne zaštite. Sistem omogućava istovremeno testiranje do tri uređaja relejne zaštite, pri čemu je brzina generisanja odbiraka napona i struja do 40 k odbiraka u sekundi.

## 6. LITERATURA

- [1] P. Muller, "Network Model as a Testing Device for Protection Systems Able to Simulate Various Types of Operating and Fault Conditions", 1980. *CIGRE Sesion*, Paper No. 34-02, Paris, France, August 1980.
- [2] R.E. Ray, H.J. Li. "A Computer-Directed Model Power System", *Western Protective Relaying Conference*, Spokane, Washington, October 1986.
- [3] R. Joetten, "A New Real-Time Simulator For Power System Studies", *IEEE Trans on Power Apparatus and Systems*, Vol. PPAS104, No. 9, pp 2604-2611, 1985.
- [4] G. Nimmersjo, et. al., "A Digitaly-Controlled, Real-Time, Analog Power-System Simulator for Closed-Loop Protective Relaying Testing", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 3, No 1, pp 138-152, 1988.
- [5] G. F. Alexander, et. al., "Analog vs. Digital Modeling of Power System", *Western Protective Relaying Conference*, Spokane, Washington, October 1989.
- [6] P.G. McLaren, et.al., "A Real Time Digital Simulator for Testing Relays", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 7, No.1 pp 207-213, 1992.

[7] M.Kezunović, Y.Q. Xia, Y. Guo, C.W. Fromen, D.R. Sevcik, An Advanced Method for Testing of Distance Relay Operating Characteristics, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.11, No.1, January 1996.

[8] M.Kezunović, B.Kaszteny, Design, Optimization and Performance Evaluation of the Relaying Algorithms, Relays and Protective Systems Using Advanced Testing Tools, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.15, No.4, October 2000.

**Abstract** – A PC based system for testing of protective relays in power distribution systems is presented with the details of data replay and data capturing subsystems. The testing is based on the hardware simulation of currents and voltages with programmed disturbances while capturing the states of relay contacts. The current and voltage waveforms are either based on the mathematical model of the distribution network or captured during the disturbances on the real network. The 16-bit digital samples of voltages and currents are generated at a rate of up to 40 k samples per second. The states of the relay contacts are captured with the same data rate. The captured data is processed to give the information on the condition, performance and reliability of the relay under the test. The system supports the simultaneous testing of up to three protective relays.

## A SYSTEM FOR TESTING OF PROTECTIVE RELAYS

Milan Nikolić, Veljko Malbaša, Mladen Kezunović, and Tomo Popović



---

---

секција Т9

**ПРОГРАМСКА ПОДРШКА ЗА  
УПРВЉАЊЕ И КОНТРОЛУ**

---

---

Z. Kordić, B. Santrač Redundantni saobraćaj kao kriterij za ocjenu paradigmi dizajna aplikacija sa mobilnim strukturama .....	240
M. Cvetković, M. Jevtić Efikasan razvoj aplikacije za rad u realnom vremenu .....	244
S. Brankov, M. Jevtić Izbor algoritama vremenskog planiranja izvršavanja zadataka u sistemima za upravljanje i nadzor industrijskih procesa .....	250

---

---

## REDUNDANTNI SAOBRAĆAJ KAO KRITERIJ ZA OCJENU PARADIGMI DIZAJNA APLIKACIJA SA MOBILNIM STRUKTURAMA

Zdravko Kordić, Branislav Santrač, *Elektrotehnički fakultet u Banjoj Luci*

Sadržaj - *Analizira se paradigma za dizajn mrežnih aplikacija na bazi primjene mobilnih informacionih struktura (agenata). Za izabranu mrežnu aplikaciju tipa Data Mining i uz neke dodatne pretpostavke o mreži, procjenjuju se iznosi korisnog i redundantnog saobraćaja, kojeg unosi sama paradigma. Vršiti se upoređivanje sa klasičnom klijent-server paradigmom i procjenjuju efekti kada broj čvorova raste. Daju se naznake potrebnih istraživanja i proširenja uslova u mreži.*

## 1. U V O D

Mrežne aplikacije u distribuiranim informacionim sistemima su istraživane godinama, ali sadašnja tehnološka rješenja su uvela novi podsticaj, fokusiran na eksploataciju širokopolasne komunikacione opreme i dobijanje provizije od novih usluga na velikim distribuiranim sistemima, kao što je Internet. Međutim, dobra tehnologija adresira samo dio problema. Softver inženjering nas uči da dobar softverski proizvod ne dolazi samo od tehnologije. Više nivoijske faze u razvojnom procesu, kao što je specifikacija dizajna, igraju centralnu ulogu u konačnom uspjehu [ 1 ].

Za efikasan pristup dizajnu mrežnih distribuiranih aplikacija sa mobilnim strukturama ( mobilnim kôdom, mobilnim operacijama ili mobilnim podacima ), neophodno je pažnju usmjeriti na tri ključna elementa :

- Identifikovati distributabilne komponente i njihove interakcije, a koje zajedno zadovoljavaju sistemske zahtjeve za dizajn [ 2 ];
- Napraviti izbor paradigmi koje mogu biti iskorištene za dizajn mrežnih aplikacija sa mobilnim strukturama
- Izabrati kriterije za ocjenu pogodnosti paradigmi i izvršiti procjenu tih kriterija, radi pravilnog izbora najpogodnije paradigme.

Pri tome se želi paradigma odvojiti od specifične tehnologije koja se može izabrati za implementaciju (dakle, ostati u fazi specifikacije dizajna ), mada je neku paradigmu lakše i prirodnije implementirati u jeziku u kom je razumljivija. Nezavisnost dizajn paradigme od bazne tehnologije je ključna tačka u opštoj praksi softverskog inženjerstva [ 3 ].

Paradigma mobilni agenti je sredinom 90-tih godina najavljivana kao idealna za distribuirane mrežne aplikacije, a scenariji za primjenu ukazivali su na značajan dobitak. Uskoro su, međutim, došli i prvi kritički tonovi, da bi se sada ova paradigma razmatrala ravnopravno sa ostalim. Pokazuje se da su osobine aplikacije i mrežni uslovi oni faktori koji određuju koji tip paradigme treba odabrati kao najpogodniji. Dakle, treba razmotriti parametre neke paradigme u kontekstu primjene za konkretni tip aplikacije, pa onda zaključivati.

Kako su aplikacije tipa Data Mining najviše korištene na Internetu, od interesa je analizirati pogodnost paradigme mobilni agenti za razvoj ovakvih aplikacija i uporediti je sa klasičnom klijent-server paradigmom. Kao parametar izabran je redundantni ( suvišni ) saobraćaj u mreži, kojeg generiše sama paradigma. Obje paradigme treba razmatrati u kontekstu primjene mobilnih informacionih struktura, karakterističnih za svaku paradigmu, a sa zajedničkim baznim apstrakcijama.

## 2. DISTRIBUIRANE ARHITEKTURE I MOBILNE STRUKTURE

Paradigme, koje razmatramo su opšte i nude repertoar arhitekturnih uzoraka koji mogu biti iskorišteni za dizajn distribuiranih mobilnih aplikacija u sistematičnoj formi. Izdvojićemo neke specifičnosti koje nude jezici, a u kojima se pišu distribuirane aplikacije. Dizajn paradigme će biti definisane u terminima sledećih baznih apstrakcija [ 3 ]:

- Komponente su sastavni elementi arhitekture. Dijelimo ih na resurse i kompjutacione komponente.
    - *Resursi*, kao gradivne komponente arhitekture, predstavljaju pasivne fizičke uređaje ili strukture podataka; npr. fajlovi, mrežni drajveri, printer drajveri. Posebna vrsta resursa su softverske komponente – jedinice, koje mogu biti upotrebljavane više puta, a koje sadrže znanje potrebno za izvršavanje, odnosno ugrađivanje u nove taskove.
    - *Kompjutacione komponente* grade tok kontrole. Npr. proces ili trid. Oni se karakterišu stanjem, uključujući i privatne podatke, stanja izvršavanja, vezama sa drugim komponentama- posebno kôdnim, i resurs komponentama.
  - Interakcije su događaji koji uključuju dvije ili više komponenta. Npr. poruke, izmijenjene između dvije kompjutacione komponente, mogu se posmatrati kao interakcija između njih.
  - Sajtovi su izvršna okruženja ( platforme ); oni hostuju kompjutacionih komponenta. U našim paradigama, sajtovi grade intuitivnu notaciju lokacija. Štaviše, interakcija između komponenta, koje ostaju na istom sajtu, se smatraju manje skupim nego interakcije između komponenta lociranih na različitim sajtovima.
- Implicitno, pretpostavlja se postojanje bazne mreže, koja omogućava podršku za sve komunikacione olakšice. Prezentovaćemo obe dizajn paradigme u terminima uzoraka interakcije koji definišu koordinaciju i relokaciju komponenta, potrebnih za izvršavanje servisa. U tom cilju, mi razmatramo kompjutacionu komponentu  $A_1$ , lociranu na sajtu  $S_A$ , koja treba rezultate kompjutacionog servisa. Pretpostavljamo postojanje i drugog sajta  $S_B$ , koji će biti uključen u interakciju radi isporuke servisa. U cilju postizanja rezultata primjene servisa, komponenta  $A$  inicira interakcioni uzorak, koji vodi ka isporuci servisa. Izvršenje servisa uključuje skup potrebnih resursa, znanje ( know-how ) – definisano programskim kôdom, i kompjutacione komponente odgovorne za izvršavanje tog kôda. U cilju ispunjenja servisa, svi ovi elementi moraju biti prisutni na istom sajtu u trenutku izvršavanja.
- U tom kontekstu, identifikujemo četiri dizajn paradigme koje mogu biti primijenjene :
- CS - Client -Server ( prenos stanja kompjutacije)
  - REV - Remote Evaluation (daljinsko izvršavanje kôda) ;
  - COD - Code On Demand ( dovlačenje kôda na zahtjev ), i



- MA - Mobile Agent ( prenos kôda i stanja mobilnim agentom ) .

Razvrstavaćemo ove dizajn paradigme u skladu sa lokacijom različitih komponenti prije i nakon izvršavanja servisa, lokacijom kompjutacionih komponenti, odgovornih za izvršavanje kôda i lokacijama na kojima se te kompjutacije izvršavaju ( Tabela 1 )

Tabela 1: Lokacije komponenata paradigmi ( boldirano : komponente koje izvršavaju kôd; italik- komponente koje su promijenile lokaciju tokom izvršavanja ; [ 5 ] ) .

Paradigma	Prije		Nakon izvršavanja	
	S <sub>A</sub>	S <sub>B</sub>	S <sub>A</sub>	S <sub>B</sub>
Client - Server	A	znanje, resursi B	A	znanje, resursi B
Remote Evaluation	znanje, A	resursi B	A	<i>znanje</i> , resursi B
Code On Demand	resursi, A	znanje , B	resursi, <i>znanje</i> , A	B
Mobile Agent	znanje, A	resursi		<i>znanje</i> , resursi, A

Paradigme mobilnog kôda modeliraju eksplicitno koncept lokacije. Apstrakcija tipa sajt je uvedena na arhitekturnom nivou sa ciljem da uzme u obzir lokacije različitih komponenti. Slijedeći takav pristup, tip interakcije između dvije komponente definisan je i sa lokacijom i sa kôdom svake od komponenata . Uvodjenje koncepta lokacije pruža mogućnost modeliranja troškova interakcije između komponenata na dizajn nivou. Ovo je ostavljeno za neka kasnija istraživanja, a sada se može pretpostaviti da interakcije između komponenata koje dijele istu lokaciju imaju beznačajne troškove u poređenju sa interakcijama koje se prenose kroz mrežu.

Mijenjanjem lokacija, komponente mogu dinamički mijenjati i kvalitet interakcija , smanjujući troškove istih. U tom cilju, REV i MA paradigme omogućavaju izvršavanje kôda na udaljenom sajtu, zaokružujući lokalne interakcije sa komponentama lociranim na tom sajtu. Komponente koje su u stanju da povezuju kôd dinamički, mogu proširiti tipove interakcija koje podržavaju.

COD paradigma omogućava komponentama da pregledaju kôd na drugoj udaljenoj komponenti, nudeći fleksibilan način za dinamičko proširivanje ponašanja komponenti .

Na modelu aplikacije i modelu mreže u kojoj se aplikacija treba realizovati , analiziraćemo korisni i suvišni ( redundantni ) saobraćaj za obje paradigme i procijeniti eventualnu prednost paradigme mobilni agenti nad klasičnom klijent – server paradigmom .

### 3. MODEL APLIKACIJE

Često su aktivnosti na “iskopavanju “ podataka zahtjevne u pogledu angažovanja ljudi-korisnika , tj. čovjek koji pretražuje mrežu, interpretira dokumente i izdvaja korisne informacije . U ovom primjeru mi pretpostavljamo da zadatak pretraživanja dokumenata može biti izvršen automatski, tj. postoji

komponenta koja skenira dolazeće dokumente, i sposobna je da izdvoji tekst ( eventualno i sliku ) , da poveže jedan djelić informacije sa drugim , da sačuva dokumente koji su relevantni za pretraživanje, i da slijedi neke implicitne ili eksplicitne linkove ka drugim čvorovima da dostigne ostale relevantne informacije

U ovoj aplikaciji polazimo od pretpostavke da su informacije strukturirane u klasterima ( informacionim blokovima ) , lociranim na različitim lokacijama ( čvorovima mreže ) . Svakim informacionim blokom upravlja softverska komponenta (kôd ) ( koja se izvršava na tom čvoru, lokalno ) , a koja koordinira pristup podacima. Informacija koja je relevantna

za našu aplikaciju može biti razasuta preko cijele mreže , a

pretpostavlja se da mora biti veoma mala u odnosu na ukupnu veličinu cijele baze podataka .

Ova aplikacija je slična uobičajenom procesu traženja neke informacije na Internetu. Nadalje, aplikacije ove vrste su bile dizajnirane slijedeći klijent-server paradigmu, ali jedan od razloga zašto je ideja “ mobilni agent “ postala popularna je da je bila predstavljena kao olakšica za pretraživanje podataka na Internetu i u bazama podataka ( data mining ) . Često je tvrdjeno da , ako bi ova vrsta aplikacija bila dizajnirana sa “ agent “ interakcijom sa serverima , performanse bi bile unaprijedjene, posebno sa stanovišta mrežnog saobraćaja [ 4 ] . Pa ipak, ova tvrdnja je podržana više intuitivno . U narednom razmatranju, pokazaćemo da je neodrživa. Na iznenađenje, CS paradigma je povoljnija od mobil- kôd paradigme, kada su neki uslovi ispunjeni . Demonstriraćemo to izgradnjom pojednostavljenog modela aplikacije prekopavanja podataka ( mining ) , određujući koje parametre želimo da optimiziramo ( u ovom slučaju mrežni saobraćaj između aplikacije i lokalnih data menadžera ) i zaključujući o najboljoj paradigmi za eksploataciju .

Model koji ćemo analizirati je veoma jednostavan . On pretpostavlja da je mreža uniformna i da je svaki čvor voljan i sposoban da izvrši kôd koji dolazi sa udaljenog hosta . Takođe, pretpostavlja da je cilj minimizacija opterećenja u mreži i da nema drugih metrika za performanse , npr. vrijeme odziva, drugi troškovi ( implementacija i korištenje resursa ) itd.

Mi razmatramo mrežu u kojoj čvorovi ( kompjuteri ili printeri ) komuniciraju sa drugima, izmjenom poruka sa pouzdanim protokolom. Mada u stvarnom sistemu troškovi komunikacije zavise od distance dva čvora , mi pretpostavljamo da je mreža uniformna, tj. troškovi komunikacije su nezavisni od pojedinog para čvorova i proporcionalni broju prenesenih bajtova. Troškovi komunikacije između dvije komponente , locirane u istom čvoru, su nula, ostali lokalni troškovi se ne razmatraju.

Aplikacija je komponovana od brauzer komponente , koja pregleda informacije , predstavljene dokumentima, sačuvanim

na nekoliko hostova, a upravljanim lokalno pomoću data menadžer komponente za odlučivanje. Brauzer komponenta može, ili pregledati cijeli dokument, ili samo zaglavlje (header), (koji sadrži ažurirano vrijeme i listu ključnih riječi) u nekoj tački, slanjem poruke zahtjeva lokalnom data menadžeru. Brauzer čuva i "see also" pomoćnu listu linkova na čvorove koji su inicijalizirani bar jednim elementom. Na svakom koraku, brauzer izdvaja prvi čvor iz liste i pita data menadžera na tom čvoru u cilju dobijanja relevantnih dokumenata i referenci na druge interesantne čvorove koji su tada vezani u "see also" listu. Brauzer nastavlja dok svi interesantni čvorovi ne budu posjećeni.

Brauzer pretražuje svaki čvor pitajući header svih dokumenata na tom čvoru (pretpostavljamo da svaki data menadžer ima indeks dokumenta, koji sadrži reference na sve njegove dokumente). On tada bira samo one dokumente koji su relevantni za pretraživanje i zahtjeva njihov puni sadržaj (tijelo). Lista "see also" se na kraju provede izdvajanjem linkova iz tijela relevantnih dokumenata.

Radi jednostavnosti, napravićemo sledeće pretpostavke:

- Postoji  $N$  čvorova u mreži;
- U svakom ima prosječno  $D$  dokumenata;
- Svaki dokument ima header veličine  $h$  bita;
- Prosječna dimenzija tijela dokumenta je  $b$  bita;
- Dimenzije zahtjeva (uključujući zaglavlja poruka i sve pomoćne podatke u zahtjevima ili odgovorima) su  $r$  bita po dokumentu;
- Relevantne informacije su uniformno rasporedjene između  $N$  čvorova, kao i odnos relevantnog i ukupnog broja dokumenata  $i$ ;
- Saobraćaj u mreži ćemo označiti kao korisni  $I$ , redundantni  $R$  i ukupni  $T$ .

#### 4. ANALIZA I OCJENA PARADIGMI

Procijenimo iznose korisnog, suvišnog (redundantnog) i ukupnog saobraćaja u mreži, a kojeg unosi svaka paradigma po svojoj prirodi, pa uporediti efekte.

Klijent - server paradigma:

Ako dizajniramo aplikaciju koristeći klijent-server paradigmu, imaćemo brauzer komponentu na jednom čvoru, koja će daljinski interagirati sa  $N$  data menadžera. Za svaki čvor brauzer emituje  $D$  zahtjeva za dokument hedere i  $i*D$  zahtjeva za kompletne dokumente (tijela). Tada, ukupan saobraćaj za ovu paradigmu  $T_{CS}$  bi bio:

$$T_{CS} = ((D + i*D)*r + D*h + i*D*b) * N \quad (1)$$

Mobilni agent paradigma - MA:

U MA paradigmi, brauzer migrira na svaki interesantni čvor, izvršava sve interakcije sa data menadžerom i filterom lokalno, te čuva u svom stanju sve relevantne informacije i "see also" listu. Pri svakom skoku (pomjeraju), mobilni agent nosi svoj kod  $C_{MA}$  i stanje  $S_j$  (relevantne informacije) kroz mrežu. Za svaki skok  $j$ , saobraćaj iznosi:

$$T_{j,MA} = r + C_{MA} + S_j, \quad (2)$$

gdje je  $r$  dimenzija zahtjeva,  $C_{MA}$  je dimenzija kôda agenta, dok  $S_j$  označava dimenzije stanja agenta pri skoku  $j$ , pohranjenog u baferu ili staku. Preciznije:

$$S_j = d_{S_{Alist}} + s + \sum (I \cdot j) i*D*b \quad (3)$$

gdje smo sa  $d_{S_{Alist}}$  označili veličinu "see also" liste, a sa  $s$  veličinu drugih internih struktura podataka, koje predstavljaju stanje kompjutacije, dok je zadnji član iznos korisne informacije koju je agent skupio na svakom posjećenom čvoru.

Pretpostavljajući da su svi ovi parametri nezavisni od čvora, a radi jednostavnosti zamjenjujući izraz  $s' = d_{S_{Alist}} + s$ , ukupan saobraćaj, generisan paradigmom mobilni agent iznosi:

$$T_{MA} = \sum_{j=0}^N (r + C_{MA} + s' + \sum (I \cdot j) i*D*b) \quad (4)$$

odnosno:

$$T_{MA} = (r + C_{MA} + s' + N/2 * i*D*b) * (N + 1) \quad (5)$$

Redundantni (suvišni) saobraćaj

Ako izdvojimo iznos relevantnih podataka koji moraju obavezno biti prenešeni kroz mrežu, možemo zaključivati o saobraćaju koji je suvišan, a proizvodi ga sama paradigma. Stavljajući da je  $I = i*D*b*N$  veličina interesantne (korisne) informacije, paradigme proizvode nekorisno (redundantno) opterećenje mreže  $R$ :

Klijent - server (CS) paradigma:

$$R_{CS} = T_{CS} - I = (r + i*r + h) * D * N \quad (6)$$

Paradigma mobilni agent (MA):

$$R_{MA} = T_{MA} - I = (r + C_{MA} + s') * (N + 1) + (N + 1) * I / 2 - I \\ = (r + C_{MA} + s') * (N + 1) + I * (N - 1) / 2 \quad (7)$$

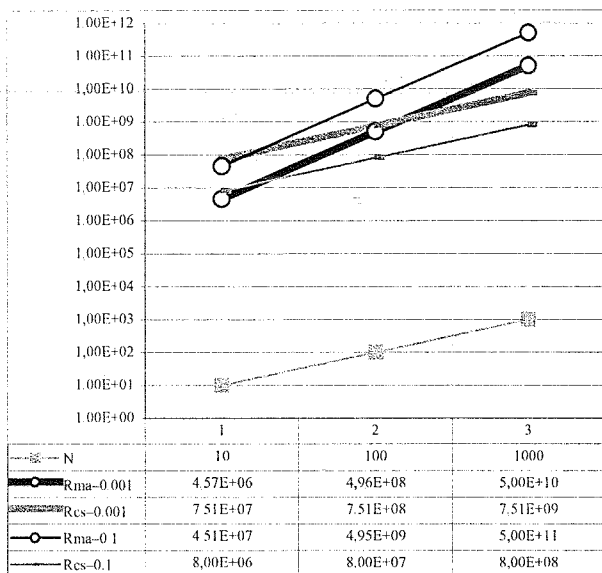
Jasno je da je suvišni saobraćaj koji unose ove dvije paradigme uvijek proporcionalan broju posjećениh čvorova.

1)  $C_{MA}$  je veliko, zato što mobilni agent mora uključiti i kôd koji upravlja "see also" listom i kôd za izbor skokova;

2)  $R_{MA}$  uključuje neke članove koji zavise od stanja kompjutacije. U našoj aplikaciji stanje raste sa porastom broja čvorova  $N$ , što utiče da suvišni saobraćaj raste brzinom  $N^2$ , dok  $R_{CS}$  raste linearno.

Ono što čini razliku značajnom je činjenica da suvišni saobraćaj uzrokovan CS paradigmom proporcionalan obimu podataka koje je potrebno pretražiti (u sistemu bez abstrakata ili indeksa to znači cijelu bazu).

Na osnovu nekoliko tipičnih vrijednosti parametara za  $C_{MA} = 4000$  bita;  $s' = 2000$  bita;  $r = 500$  bita;  $h = 250$  bita;  $b = 10000$  bita;  $D = 1000$  dokumenata; [4], [5], nacrtali smo zavisnost  $R_{CS} = f(N)$  i  $R_{MA} = f(N)$ , za  $i = 0.1$ , te  $i = 0.001$ . Vidi se da za mali broj čvorova  $N$ , te mali odnos relevantnih i ukupnih dokumenata ( $i = 0.001$ ), MA paradigma unosi manji redundantni saobraćaj (Dijagram 1).



Dijagram 1 : Iznos redundantnog saobraćaja za Rma i Rcs

Granična vrijednost za broj čvorova je u ovom slučaju za  $N = 150$ . Dakle, samo za  $N < 150$ , pri  $D = 1000$ ,  $i = 0.001$ , te ostalim elementima kao gore, MA paradigma ima prednost u odnosu na CS paradigmu. U svim ostalim kombinacijama klijent-server paradigma je pogodnija, čime je mit o MA paradigmi srušen. Također se uočava da je niža vrijednost količnika  $D/N$  povoljnija sa stanovišta redundantnog saobraćaja, što znači da je bolje da su informacije rasporedjene u manjem broju većih baza podataka.

## 5. ZAKLJUČAK

Parametri koji opisuju ponašanja aplikacije moraju biti odabrani, zajedno sa kriterijima za procjenu vrijednosti tih parametara, a model baznog distribuiranog sistema treba biti prilagodjen da podrži zaključivanje na osnovu tih kriterija po utvrđenom metodu, u cilju odredjivanja koja paradigma optimizira izabrani kriterij. Sve karakteristike i ograničenja će vjerovatno biti potpuno razumljivi tek nakon detaljnog dizajna, ali će ova faza pružiti nagovještaj koju paradigmu je najbolje slijediti u dizajnu.

Rezultati analize pogodnosti dizajn paradigmi pokazuju da bi najbolje rješenje moralo biti pronadjeno na bazi pažljive procjene aplikacionih zahtjeva i individualnih obilježja svake paradigme. Mi smo dali samo neke savjete (nagovještaje) o procesu izbora prave paradigme za datu aplikaciju, a na bazi kriterija redundantnog (suvišnog) saobraćaja u mreži, uzrokovanog primjenom takve paradigme.

Postoji velika potreba za aplikacijama razvijenim korištenjem mobil-kod tehnologije i/ili dizajn paradigmi, koje bi mogle biti iskorištene kao test-podloga za verifikaciju unapredjenja "mobilnog" pristupa. U tom cilju se može proširiti repertoar dizajn paradigmi i ponuditi kriteriji, koji će omogućiti da svaka paradigma bude procijenjena po kriteriju kvaliteta date aplikacije.

Istraživanja treba usmjeriti ka ispitivanju uslova primjene aplikacije u neuniformnoj mreži, vrednovanju sigurnosnih i troškova korištenja CPU resursa, troškova zauzeća memorije i sl.

## 6. LITERATURA

- [ 1 ] G. Abowd, R. Allen, D Garlan : Using Style to Understand Descriptions of Software Architecture. In *Proceedings of SIGSOFT'93; Foundations of Software Engineering*, December 1993.
- [ 2 ] J. Waldo, G. Wyant, A. Wollrath, and S. Kendall . A Note on Distributed Computing. *Technical Report TR 94-29*. Sun Microsystems Laboratories, November 1994.
- [ 3 ] J. Kramer. Distributed Software Engineering In *Proceedings of the 16th International Conference on Software Engineering*, Sorrento ( Italy ), May 1994.
- [ 4 ] J.E.White : Mobile Agents, *Technical Report*, General Magic Inc., October 1995.
- [ 5 ] G. Cugola, C. Ghezzi, G.P. Picco, G. Vigna : Analyzing Mobile Code Languages . In *J. Vitek and C. Tchudin, editors, Mobile object Systems. Lecture Notes on Computer Science*, 1997.
- [ 6 ] B. H. Tay and A.L.Anada : A Survey of Remote Procedure Calls, *Operating System Review*, 24(3), 1990.
- [ 7 ] J. W. Stamos, D.K.Gifford : Remote Evaluation, *ACM Transactions on Programming Languages and Systems*, 12 (4): 537-565, October 1990.
- [ 8 ] J.S.Banino : Parallelism and Fault Tolerance in Chorus, *Journal of Systems and Software*, 1986.
- [ 9 ] E. Jul, H. Levy : Fine - Grained Mobility in the Emerald Systems, *ACM Transactions on Computer Systems* 6(1) : 109-133, February 1988.
- [ 10 ] J. Gosling, B. Joy, G. Steele : The Java Language Specification, *Addison- Wesley*, August 1996.
- [ 11 ] L. Cardelli : A Language with Distributed Scope , In *Proceedings of the ACM Symposium on Principles of Programming Language ( POPL'95 )*, August 1995.
- [ 12 ] Z.Kordić, D.Dragišić, S.Jokić : JATLite - Okruženje za razvoj mobilnih agenata, *Zbornik ETRAN XLIII*, 1999.

THE OVERHEAD NET TRAFFIC AS A DESIGN  
PARADIGMS EVALUATION CRITERIA  
Zdravko Kordić, Branislav Santrač

## EFIKASAN RAZVOJ APLIKACIJE ZA RAD U REALNOM VREMENU

Marko Cvetković, Milun Jevtić, Elektronski fakultet Niš

**Sadržaj** - U ovom radu biće prikazan način razvoja jedne aplikacije za rad u realnom vremenu. Opisan je sistem za upravljanje i nadzor procesa pakovanja cigareta, i to hardverska platforma i aplikativni softver. Akcenat je stavljen na razvoj softvera i rešavanje najbitnijih problema u projektovanju sistema, radi postizanja dobre funkcionalnosti i maksimalnih performansi. Ukratko su razmotrena i sredstva korišćena u razvoju, kao i sredstva za debugiranje.

### 1. UVOD

Osnovna karakteristika sistema za rad u realnom vremenu je da korektnost njegovog rada ne zavisi samo od logičke ispravnosti rezultata njegove obrade, već i od vremenskog trenutka u kome je ovaj rezultat generisan.

Od automatizovanih industrijskih sistema se zahteva precizan rad, koordinisan brojnim senzorima i aktuatorima, tako da sistemi za rad u realnom vremenu posebnu oblast primene nalaze u sistemima za upravljanje i nadzor industrijskih procesa. Do nedavno, većina hardverskih i softverskih rešenja za sisteme za rad u realnom vremenu su bila skupa. Danas, personalni računari i tzv. *open source* softver omogućavaju izgradnju zaista moćnih sistema, koji, s druge strane, imaju relativno nisku cenu.

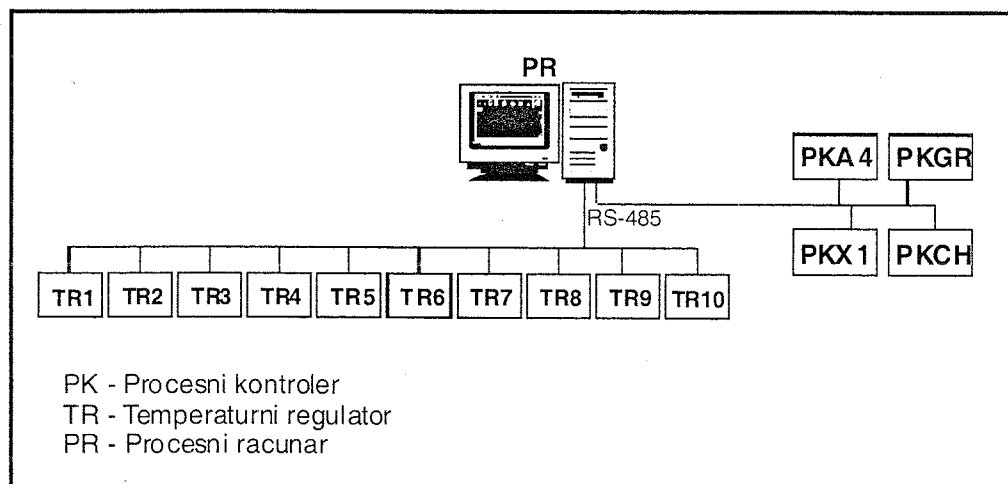
U ovom radu ćemo prikazati način razvoja jedne tipične industrijske aplikacije, korišćenjem operativnog sistema Linux, sa njegovom ekstenzijom za obradu u realnom vremenu. Kroz primer sistema za nadzor i upravljanje procesa pakovanja cigareta, prikazaćemo koje probleme treba rešiti prilikom razvoja i implementacije softvera sistema, kao što su problem raspodele zadataka, realizacija zadatka komunikacije, interakcija između pojedinih delova softvera, ostvarivanje efikasne interakcije čovek-sistem i dr.

### 2. OPIS SISTEMA

Ovde će se razmotriti sistem za upravljanje i nadzor procesa pakovanja cigareta. Celokupni sistem sastoji se od četiri

celine: GD-X1 (za formiranje paklica cigareta), GD-A400 (za "hranjenje" mašine X1), GD-CH (za obavljanje paklica celofanom) i GD-GR ("grupna" mašina za formiranje boksova od po 10 paklica). Realizovan je kao distribuirani *hard-real time* sistem (HRTS) sa distribuiranim funkcijama upravljanja procesima i centralizovanom funkcijom nadzora. Upravljanje radom svake od mašina dodeljeno je *hard-real time* procesnim kontrolerima (PK), koji konkurentno ostvaruju aktivnost upravljanja, očitavanja senzora i praćenja relevantnih parametara, komunikacije sa procesnim računarom i samotestiranja. Funkciju nadzora obavlja centralizovani računar, industrijski PC (Intel procesor na 433 MHz, 256MB RAM) sa *Touch Panel* interfejsom za interakciju između operatera i sistema. Komunikacija između perifernih jedinica i PC-a ostvaruje se preko komunikacione kartice SUNIX 8134 ISA 16-bit 2 PORT RS-422/485. Jedan kanal je uzet za komunikaciju PC-a i procesnih kontrolera (ima ih 4, za svaku mašinu po jedan), a drugi za komunikaciju između 10 termoregulatora i PC-a. Korišti se RS-485 poludupleks serijski protokol. Grafički prikaz sistema je dat na Slici 1.

Procesni računar (PC) ima zadatak nadzora nad celim sistemom, arhiviranje procesnih parametara i događaja, generisanje izveštaja i ostvarivanje grafičke interakcije između operatera i sistema. S obzirom na ovako kompleksne funkcionalne zahteve, odabiranje odgovarajućeg operativnog sistema se odmah nametnulo kao problem kojim se treba ozbiljno pozabaviti. Opredelili smo se za Linux operativni sistem, prvenstveno zbog njegove robusnosti, stabilnosti i posedovanja svih dobrih osobina UNIX operativnog sistema. Pošto je u konkretnoj aplikaciji potrebno zadovoljiti i stroga ograničenja u pogledu vremenskog odziva zadataka, opredelili smo se za varijantu Linux-a sa *real-time* ekstenzijom, tj. *Real-time* Linux [1]. Na ovaj način došli smo do sistema koji omogućava pravu višeprocensnu obradu, a istovremeno zadovoljava i vremenska ograničenja, kao i ograničenja u pogledu pouzdanosti sistema.



Slika 1. Blok dijagram sistema za upravljanje i nadzor

Međutim, hardverska platforma i odgovarajući operativni sistem nisu dovoljni za potpunu realizaciju jednog sistema za upravljanje i nadzor u realnom vremenu. Moglo bi se reći da je to tek osnova, a da je osnovni problem kako razviti efikasnu aplikaciju, koja će maksimalno iskoristiti mogućnosti odabrane platforme i istovremeno ispuniti sve, često stroge, funkcionalne zahteve. Posebno -faza implementacije nosi brojna pitanja, kao što su: Kako obezbediti da merena vrednost bude dostupna algoritmu softvera u tačno definisanom trenutku? Koliki je džiter? Šta će se desiti ako rezultat ne bude dostupan u definisanom trenutku? Kako će vremenski nekritični zadaci uticati na vremenski kritične?[2] U narednom poglavlju ćemo dati neke predloge kako organizovati aplikaciju da bi rešila neka od ovih pitanja.

### 3. ARHITEKTURA APLIKATIVNOG SOFTVERA

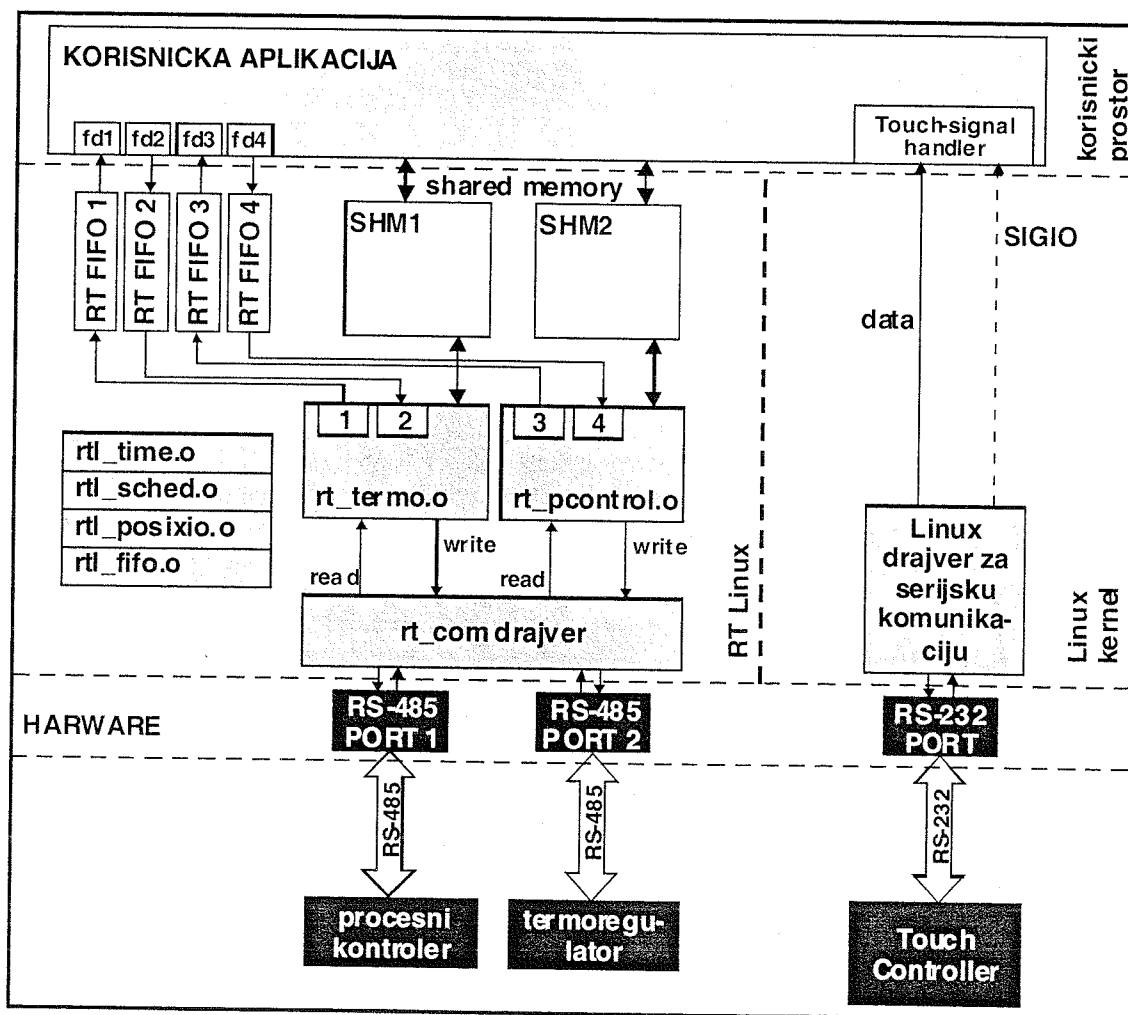
Ukupna aktivnost čitavog sistema se može sagledati kroz sledeće zadatke [3]:

- upravljanje i praćenje rada mašine (X1, A400, CH, GR);
- regulacioni krug termoregulatora pegli;
- regulacioni krug broja obrtaja motora;
- protokol razmene poruka po zajedničkom komunikacionom kanalu;
- obrada parametara procesa pakovanja;

- obrada ekscesnih događaja;
- generisanje izveštaja o radu sistema;
- arhiviranje parametara;
- arhiviranje događaja;
- samotestiranje sistema;
- generisanje vizuelnog prikaza stanja procesa;
- interakcija operater - sistem;

S obzirom da se radi o disrtibuiranom sistemu, prvo pitanje koje se logično postavlja je gde će koji zadatak da se izvršava, tačnije koje funkcije (zadatke) treba implementirati u procesnom kontroleru, a koje u procesnom računaru. Osim toga, kada je o procesnom računaru reč, postoji problem kako rasporediti vremenski kritičan i vremenski nekritičan kôd.

Ako posmatramo celokupni sistem sa Slike 1. sasvim je prirodno da vremenski najkritičnije zadatke upravljanja procesom pakovanja poverimo procesnim kontrolerima. S druge strane, kod procesnog računara, situacija je malo složenija. Celokupna aplikacija sadrži i vremenski kritične zadatke, kao i one zadatke koji u vremenskom smislu nemaju tako stroge zahteve. U prvu grupu svakako spadaju zadaci komunikacije sa procesnim kontrolerima i temperaturnim regulatorima. U drugu grupu spada arhiviranje parametara sistema i arhiviranje događaja (snimanje na disk), kao i interakcija čovek-sistem, u kojoj mogu da se tolerišu određena kašnjenja, ali ni ona ne smeju da budu previše velika kako se ne bi remetila koncentracija operatera.



Slika 2. Arhitektura aplikativnog softvera

Rešenje pomenutog problema je "fizičko" razdvajanje vremenski kritičnih i nekritičnih zadataka. Prilikom razvoja RT Linux-a, projektanti su eksperimentisali sa dodeljivanjem različitih adresnih prostora *real-time* zadacima. Utvrđeno je da se najbolje performanse postižu kada se svi vremenski kritični zadaci nalaze u istom adresnom prostoru, i to adresnom prostoru kernela. Ovi zadaci sadrže onaj kôd koji je vremenski kritičan i implementiraju se kao kernel moduli, koji se mogu dinamički učitavati u kernel (još jedna pogodnost Linux-a kao operativnog sistema). Zadaci koji nisu vremenski kritični, tj. ne zahtevaju *hard real-time* planiranje (eng. *scheduling*) su deo aplikacije koja je smeštena u korisničkom prostoru. Međusobna komunikacija između ova dva dela softvera se obavlja pomoću ugrađenih mehanizama međuprocenjske komunikacije (IPC) - *real-time* FIFO-a (RT FIFO) i deljive memorije (eng. *shared memory*). O svemu ovome detaljnije će biti govoreno u narednim delovima rada. Na Slici 2. prikazana je arhitektura aplikativnog softvera procesnog računara.

### 3.1. Softver *hard real-time* procesnih kontrolera

U procesnim kontrolerima se konkurentno izvršavaju sledeći procesi:

- komunikacija sa nadređenim procesnim računarom preko prekida,
- zadatak obrade urgentnih asinhronih događaja - postavljanje sistema u bezbedno stanje uz zaustavljanje (kao što je "NUŽNI STOP" i dr.),
- izvršavanje zadataka algoritma upravljanja sinhrono sa faznim uglom mašine sa rezolucijom od 1 stepena ( $\approx 1/1800$  sec),
- provera i izvršavanje funkcija mašine u zatom vremenskom intervalu,
- obrada poruke od procesnog računara, startovanje zadatka pripreme odziva i startovanje slanja odziva,
- sekvencijalna provera svih uslova za regularan rad,
- testiranje senzora,
- testiranje aktuatora,
- praćenje i beleženje parametara proizvodnje (broj dobrih paklica, broj škartiranih paklica, itd.),
- formiranje kratkoročne arhive svih događaja
- neprestana provera izvršavanja zadataka u specificiranom vremenskom roku.

Softver procesnih kontrolera se ne izvršava pod RT Linux-om, već ima sopstveni mali operativni sistem, koji se sadrži planer i interapt-dispečer.

### 3.2. Kernel drajveri u procesnom računaru

Ovde će biti reči o kernel drajverima koji Linux operativnom sistemu daju *real-time* karakteristike. Da bi uopšte mogli da koristimo *real-time* kernel, moramo da učitamo četiri kernel modula koji nam omogućavaju *hard real-time* performanse. To su moduli:

- `rtl_time;`
- `rtl_sched;`
- `rtl_posixio;`
- `rtl_fifo;`

Prvi modul omogućava da RT Linux u potpunosti kontroliše prekide sistemskog sata. Kada se javi prekid on se prosleđuje planeru (`rtl_sched`), tako da će se sada pokrenuti bilo koji *real-time* zadatak koji čeka na izvršenje.

Ukoliko nijedan od zadataka ne čeka na izvršenje pokrenuće se "normalni" Linux, kao poseban *real-time* zadatak najnižeg prioriteta. U ovome je ukratko sadržana i filozofija čitavog RT Linux operativnog sistema, kroz koju vidimo da RT Linux nije autonoman operativni sistem. Radi se zapravo o dva kernela, Linux kernelu i *real-time* kernelu, koji koegzistiraju, i gde je kernel standardnog Linux-a zapravo *real-time* zadatak najnižeg prioriteta. Na ovaj način je omogućeno da *real-time* zadaci uvek mogu da istisnu iz izvršenja standardne Linux procese, što obezbeđuje minimalizaciju kašnjenja *real-time* obrade [4].

S druge strane, jedan od najvažnijih zadataka procesnog računara je komunikacija sa procesnim kontrolerima i termoregulatorima. Kako je ranije napomenuto za komunikaciju se koristi ISA 16-bit 2 PORT RS-422/485 komunikaciona kartica. Pošto se radi o distribuiranom sistemu *multi-point* topologije, izabrali smo RS-485 protokol za serijsku komunikaciju i to poludupleks mod. Kako pomenuta komunikaciona kartica spada u grupu neinteligentnih kartica pristupanje njenim portovima je identično pristupanju serijskim portovima na matičnoj ploči računara. Zbog toga nije bilo potrebno razvijati poseban drajver za ovu karticu, već je upotrebljen `rt_com`, RT Linux drajver za serijsku komunikaciju. Ovaj drajver napisao je *Jochen Küpper* i on obezbeđuje bazične funkcije za softverski interfejs prema serijskom portu. Drajver se ima *real-time* karakteristike u pogledu obrade prekida i zaštite podataka, tako da nam garantuje da će podaci koje šaljemo biti poslani na komunikacionu liniju u definisanom trenutku, bez mogućnosti da taj proces bude prekinut nekim drugim zahtevom iz sistema [5].

Drajver `rt_com`, međutim, nije se mogao upotrebiti bez izmena, s obzirom da je pisan za RS-232 serijski port. Izmene koje su usledile bile su minimalne i odnosile su se pre svega na omogućavanje okretanja linije pri prelasku iz faze slanja u fazu prijema. Ovo je omogućeno odgovarajućim postavljanjem signala RTS (*Request To Send*) i CTS (*Clear To Send*) u rutini za obradu prekida ovog drajvera.

### 3.3. *Real-time thread*-ovi

*Real-time* zadatak nije ništa drugo nego kernel *thread*, koji je dakle organizovan kao kernel modul i smešten u adresni prostor kernela. Prednosti izvršavanja *threada* u adresnom prostoru kernela je višestruka. Ovakvo rešenje daje optimalne performanse sistema u pogledu minimalizacije kašnjenja usled straničenja memorije i izvršenja sistemskih poziva. Osim toga, postojanje kernel modula koji mogu dinamički da se učitavaju u memoriju i linkuju sa kernelom u mnogome olakšava projektovanje, pošto pri projektovanju *real-time* sistema, čak i banalna greška u *real-time thread*-u može dovesti do obaranja čitavog sistema [2].

*Real-time* zadatak (*thread*) izgleda kao potprogram i može imati parametre. Ključna razlika je u mehanizmu pozivanja. *Real-time thread* se može pozvati na dva načina, ili kao rezultat *timeout*-a u okviru *real-time* planera ili kao rezultat prekida [6]. Prvi slučaj je karakterističan za periodične zadatke, kada planer poziva *thread* na početku svakog ranije definisanog vremenskog intervala, tj. perioda *real-time* zadatka, dok se u drugom slučaju *thread* poziva kao rezultat nekog događaja.

U našem primeru imamo dva *real-time* zadatka u procesnom računaru, i oba su vezana za komunikaciju. Jedan *thread* je odgovoran za komunikaciju sa termoregulatorima

(`rt_termo.o`), a drugi sa procesnim kontrolerima (`rt_pcontrol.o`). Primenjen je tipičan model *master-slave* komunikacije, u kome procesni računar preko odgovarajućeg *thread*-a proziva redom temperaturne regulatore (ima ih 10), odnosno procesne kontrolere (4). Zadatak je, dakle, očitavanje stanja i postavljanje pojedinih parametara na zahtev korisnika. Pošto se radi o ovakvom vidu komunikacije, uobičajeno je da ovakvi zadaci budu periodični.

U opštem slučaju, *real-time thread* za serijsku komunikaciju sastoji se iz četiri osnovna dela:

- `thread_function` - funkcija *thread*-a
- `fifo_handler` - rukovaoc RT FIFO baferima
- `init_module` - standardna rutina za inicijalizaciju kernel modula, a *real-time thread* je kernel modul
- `cleanup_module` - standardna rutina za uklanjanje modula iz memorije i delokaciju resursa koje je zauzeo.

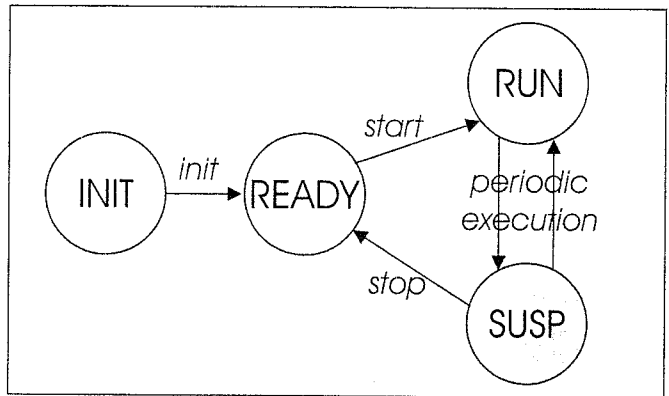
Funkcija `thread_function` je zapravo funkcija koju obavlja *real-time* zadatak. U ovom slučaju njen zadatak je komunikacija sa *slave*-om, tj. periodično očitavanje parametara periferni jedinice. Očitane vrednosti se posredstvom deljive memorije (eng. *shared memory*) prenose korisničkom procesu, koji će ih prikazati na ekranu ili smestiti u arhivu. Osnovni zahtevi prilikom dizajniranja *real-time* zadatka je da kod bude sekvencijalan, što kraći (zbog brzine izvršenja) i da se strogo vodi računa o izbegavanju ulaska u tzv. "mrtvu petlju". Perioda *thread*-a se zadaje u nanosekundama i ona iznosi 100ms za oba *thread*-a. Zbog različitog broja termoregulatora i procesnih kontrolera, termoregulatori se očitavaju jednom u sekundi, a procesni kontroleri dva puta. S obzirom da nema potrebe da se dublje zalazi u kôd *thread*-ova, reći ćemo samo da se u njemu prilikom svakog prijema proverava ispravnost primljene poruke (da li ima odziva nakon isteka određenog vremenskog intervala, greška u *check-sum*i i greška parnosti). Ukoliko nema greške, tj. odziv je primljen ispravno, posle odgovarajuće obrade primljeni rezultat se šalje aplikaciji iz korisničkog prostora.

Ovde treba pomenuti i osnovnu razliku između dva *thread*-a. Kod `rt_termo.o`, sve očitane vrednosti procesne veličine (temperature) i tačke postavljanja (*set-point*) se pamte u pomoćnom baferu, a aplikaciji u korisničkom prostoru prikupljeni podaci se šalju na svakih 15 minuta. U `rt_pcontrol.o`, situacija je drugačija, što je rezultat različitog komunikacionog protokola. Kako je osnovna funkcija ovog modula detektovanje promena stanja senzora, u njemu se vrši i ispitivanje da li se primljena poruka razlikuje od prethodne, a odziv se prenosi aplikaciji samo u slučaju da postoji promena. Na ovaj način smanjuje se bespotrebno opterećenje korisničke aplikacije.

Funkcija `fifo_handler` je zapravo kernel rutina koja je vezana za komandni RT FIFO i čiji je zadatak da, kada korisnički proces upiše komandu u komandni FIFO, probudi *real-time* zadatak. Tako se omogućava pokretanje i zaustavljanje *thread*-a, kao i promena pojedinih parametara u *thread*-u. Način komunikacije između korisničke aplikacije i *thread*-a, tj. komande koje međusobno razmenjuju i akcije koje se preduzimaju za datu komandu, korisnik sam definiše.

Kao i svaki kernel modul, i *real-time* zadatak mora da poseduje rutinu za inicijalizaciju `init_module`, koja omogućava dinamičko loadovanje modula u kernel memoriju, linkovanje sa kernelom i alokaciju resursa *thread*-a. Ova funkcija inicijalizuje serijski port, kreira potrebne FIFO-e, instalira

rukovaoc FIFO-om (`fifo_handler`) za kontrolni FIFO, inicijalizuje deljivu memoriju i kreira *real-time thread*. Treba primetiti da posle kreiranja *real-time thread* krene sa izvršenjem po prvi put i zaustavlja se kod funkcije `pthread_wait_np()` čekajući da ga planer pokrene naredni put [7]. Ovakav scenario sledi iz samog kôda planera, što se može proveriti u `rtl_sched.c`. Pošto se sve ovo desi modul se "uspava" i čeka na neki događaj, ovde poruku iz komandnog RT FIFO-a za pokretanje *thread*-a. Dijagram stanja *thread*-a dat je na Slici 3.



Slika 3. Dijagram stanja *thread*-a

Prilikom kreiranja *thread*-a, pomoću funkcije `pthread_create` [8] definiše se i prioritet *thread*-a. Ovo je potrebno zbog toga što sam *real-time* planer koji je ovde korišćen radi na bazi prioriteta. NMT RT Linux koristi POSIX interfejs, tako da su i prioriteti u skladu sa POSIX standardom. To znači da je moguće dodeliti prioritete do maksimalno 1000000, s tim što veći broj prioriteta znači veći prioritet. U drugoj vreziji RT Linux-a RTAI, manji broj znači veći prioritet pošto ova ekstenzija ne koristi Posix interfejs. Kada ima više zadataka, potrebno je odrediti koji zadatak će biti planiran sa kojim prioritetom. S obzirom da je komunikacioni zadatak jedan od najvažnijih u projektovanju *real-time* sistema, može se pretpostaviti da će imati jedan od viših, ako ne i najviši prioritet.

Pošto `init_module` služi za dinamičko loadovanje modula u kernel, *shell*-komandom `insmod ime_modula.o`, neophodno je i postojanje rutine za uklanjanje modula iz memorije i dealokaciju resursa koje je modul alocirao u svojoj `init_modul` rutini. To se obavlja uz pomoć `cleanup_module` rutine. Ova rutina prvo uklanja *thread* iz memorije, dealocira deljivu memoriju, zatim se uništava sve kreirane FIFO-i i na kraju dealocira serijski port za komunikaciju. Uklanjanje modula se obavlja iz *shell*-a poznatom komandom `rmmmod ime_modula`.

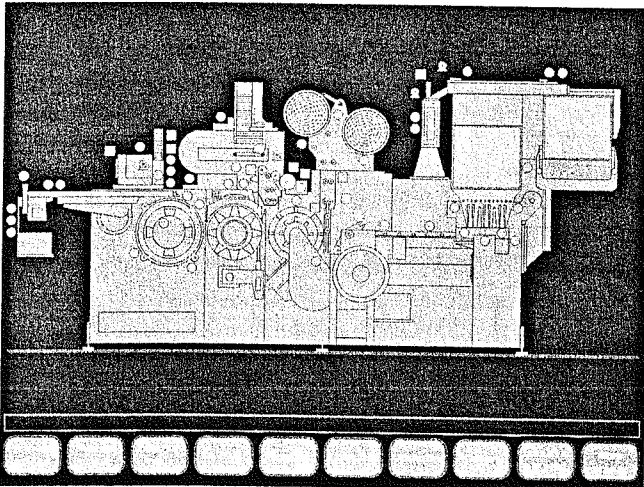
### 3.4. Aplikacija u korisničkom prostoru

Kao što je u radu već pomenuto, u korisničkom procesu se obavlja obrada koja nije vremenski kritična. Sam proces se nalazi u korisničkom adresnom prostoru Linux-a. U okviru korisničkog procesa treba smestiti veći deo obrade (koja, naravno nije vremenski kritična), arhiviranje podataka i grafički interfejs prema korisniku. Interfejs prema *real-time* zadataku se ostvaruje preko RT FIFO bafera i deljive memorije.

U konkretnom slučaju, korisnički proces ima zadatak da startuje zadatke, da ih zaustavlja i da primljene podatke

obradi i u zavisnosti od rezultata, da odgovarajući prikaz na ekranu ili izvrši arhiviranje. Ka korisničkoj aplikaciji podaci stižu preko tri kanala. Dva su već pomenuti RT FIFO-i. Osim sa njih ona prima podatke i sa jednog serijskog porta, onog na koji je vezan *Touch Panel*.

Komunikacija sa *Touch Panel*-om je od ključnog značaja za interakciju čovek-sistem. Ovom prilikom iskorišćena je jedna pogodnost Linux-a. Drajver za serijsku komunikaciju standardnog Linux-a (nije *real-time*) ima mogućnost slanja signala kada su primljeni podaci dostupni za čitanje. Ovo je izuzetno važno za ostvarivanje soft *real-time* interakcije operatera sa sistemom, pošto omogućava asinhroni prijem podataka koji šalje kontroler iz *Touch Panel*-a. Kada ovo ne bi bilo moguće, serijski port na koji je vezan *Touch Panel* bi morao da se s vremena na vreme proziva kako bi utvrdili da li je panel pritisnut ili ne, što bi dodatno usporilo rad programa. Podaci koje šalje kontroler *Touch Panel*-a su zapravo sirove koordinate koje se zatim obrađuju da bismo konačno dobili tačnu informaciju koji deo panela je pritisnut. Na osnovu tih podataka, se utvrđuje da li je pritisnuta unapred definisana aktivna površina (taster) ili ne, a u zavisnosti od toga koji taster sa slike na ekranu je pritisnut pozvaće se odgovarajuća funkcija.



Slika 4. Izgled grafičkog korisničkog interfejsa

Što se tiče grafičkog prikaza na ekranu, utvrdili smo da je najefikasniji pristup linearno adresiranje grafičke memorije. U ovom slučaju deo operativne memorije je preslikan na grafičku memoriju i svaki pristup grafičkoj memoriji se obavlja zapravo upisom i čitanjem iz ovog dela memorije. U početku su slike (rezolucija 1024x768 sa 256 boja, tj. 1 bajtom po pikselu) bile prebacivane sa diska u ovaj deo memorije prilikom svakog zahteva za promenu prikaza, da bismo se na kraju odlučili da sve slike prilikom inicijalizacije korisničkog programa smestimo u memorijski bafer, a da ih zatim, kada se javi zahtev za promenu prikaza prebacimo kopiranjem *memory-to-memory* u pomenuti deo operativne memorije. Očigledno je da nas je na to motivisalo poboljšanje performansi, pošto je kopiranje iz jednog dela memorije u drugi neuporedivo brže, nego kad iste podatke kopiramo sa diska. Ovo je bilo moguće i zahvaljujući tome što je operativna memorija dovoljno velika, a broj slika nije tako veliki da bi se javio problem nedostatka memorijskog prostora kada su sve slike sve vreme u memoriji računara. Ako ništa drugo to je i jedna od preporuka pri projektovanju sistema za rad u

realnom vremenu, da se što više smanji pristup disku, zbog nepredvidive dužine trajanja pristupa. Izgled grafičkog korisničkog interfejsa dat je na Slici 4. Gornji deo slike predstavlja prikaz mašine sa obeleženim sensorima i motorima, a u donjem delu je tastatura za interakciju.

Na kraju ovog odeljka napomenimo samo šta je neophodno učiniti prilikom inicijalizacije aplikacije da bi se ostvarila korektna veza između nje i ostalih delova softvera. Pošto su RT FIFO-i i deljiva memorija već inicijalizovani prilikom učitavanja *thread*-ova, potrebno im je omogućiti pristup i iz aplikacije. Zato je neophodno sve RT FIFO-e otvoriti za upis ili čitanje i mapirati deljivu memoriju. Više o načinu korišćenja ovih mehanizama međuprocenke komunikacije biće rečeno u sledećem odeljku.

### 3.5. Interfejs i razmena poruka

Kao što je poznato, uloga mehanizama međuprocenke komunikacije (IPC - eng. *Inter Process Communication*) je ostvarivanje interfejsa između različitih procesa. U *Real-time* Linux-u se korisnički proces i *real-time* zadatak nalaze u različitim adresnim prostorima, tako da je neophodno ostaviti efikasan način razmene podataka, koji neće uneti veliko kašnjenje i na taj način narušiti performanse *real-time* sistema [2]. Već je pomenuto da su osnovni mehanizmi komunikacije između *real-time thread*-ova i aplikacije u korisničkom prostoru RT FIFO-i i deljiva memorija.

Za razliku od cevi (eng. *pipe*) RT FIFO ima mogućnost pristupa samo u jednom pravcu, tj. ili za čitanje ili za upis. Zbog toga je neophodno otvoriti dva FIFO-a za komunikaciju između datog *thread*-a i aplikacije, jedan za slanje poruka od aplikacije ka *thread*-u, a drugi za komunikaciju u suprotnom smeru. RT FIFO-i se kreiraju i uništavaju u *real-time thread*-u. Iz *real-time thread*-a, pristupa im se preko celobrojnih vrednosti, iz korisničkog procesa preko imena, a funkcije upisa i čitanja su atomične i neblokirajuće [INDEL 2000]. To znači da *thread* nikada neće čekati na podatke prilikom čitanja, već će uvek vraćati broj pročitanih podataka iz FIFO-a, čak i kada je ovaj prazan. Kao takav RT FIFO je veoma pogodan za slanje komandi koje zahtevaju asinhrono izvršenje, npr. za pokretanje i zaustavljanje *thread*-a, kao i promene nekih parametara u *thread*-u.

Deljiva memorija (eng. *shared memory*) je najefikasniji mehanizam međuprocenke komunikacije kada je potrebno razmeniti veću količinu podataka između procesa ili kada se ne zahteva ugrađena sinhronizacija. Deljenje zajedničkog memorijskog prostora omogućava procesima da podatke razmenjuju slično korišćenju globalnih promenljivih, ali da i dalje imaju sopstvene zaštićene adresne prostore [2]. Ostali mehanizmi, kao što su već pomenuti FIFO-i, kao i cevi (eng. *pipes*), soketi (*sockets*) ili datoteke, su manje efikasni pošto zahtevaju (ponekad i višestruko) kopiranje podataka između memorije dodeljene procesu i kernel bafera. Ovde ćemo samo reći da je deljiva memorija korišćena u komunikaciji i sa `rt_termo.o` i sa `rt_pcontrol.o`. Za drugi *thread* nije bilo neophodno koristiti baš ovaj mehanizam IPC, pošto razmena podataka nije ni frekventna, a i ne razmenjuju se velike količine podataka. Za ovo rešenje smo se prvenstveno opredelili zbog jednostavnijeg interfejsa i zbog bolje mogućnosti naknadne nadgradnje.

Detaljnije objašnjenje korišćenja RT FIFO-a i deljive memorije dato je u [2].



#### 4. RAZVOJ I DEBAGIRANJE

Problemi koji se javljaju u procesu razvoja, a posebno debugiranja, su najveći nedostatak *Open Source* sistema, a koje spada i Linux. Ograničenja koja nameću specifičnosti date aplikacije (zahteva se velika brzina rada i brzo podizanje sistema, jer je procesni računar smešten u fabričkoj hali i opslužuje ga fabrički radnik), onemogućila su korišćenje X Window servera i integrisanih okruženja za razvoj grafičkog interfejsa za GNOME Desktop (GLADE) i KDE Desktop (Qt alati). Zato je za razvoj softvera korišćen samo **gcc** kompajler, dok je za debugiranje i dublje zalaženje u *core dump* fajlove korišćen **gdb** linijski debager. Ipak najčešći način debugiranja bilo je postavljanje testnih tačaka u kôdu. To je najjednostavnije uraditi umetanjem `printf` naredbi u različite, kritične delove kôda, kada je u pitanju aplikacija u korisničkom prostora, a `printf` i `rtl_printf` za debugiranje kernel modula, tj. *real-time thread*-ova (imajući na umu uticaj ovih naredbi na vremenski karakter sistema).

Proces debugiranja *real-time* zadataka je jedan od najvećih problema prilikom projektovanja RTS. Najveće ograničenje je zapravo to što bilo koji alat da upotrebimo za praćenje rada programa, performanse sistema, koje se zapravo i ispituju, će biti narušene samim radom dodatnog softvera za debugiranje. Stoga je, uz softver koji analizom daje vremenske karakteristike realizovanog sistema, dobar način za utvrđivanje da li naš *real-time* zadatak valjano obavlja svoju funkcije jeste i korišćenje pomenutih naredbi za štampanje na ekran, pošto one ne narušavaju značajno performanse, a, u krajnjoj liniji, imamo i dovoljno preciznu informaciju koliko izvršenje jedne *print*-naredbe traje.

#### 5. ZAKLJUČAK

U ovom radu dat je prikaz realizacije jedne industrijske aplikacije za rad u realnom vremenu. Kako je moglo da se vidi, za operativni sistem je odabran Linux, sa svojom ekstenzijom za *real-time* obradu, tj RT Linux. Ovakav izbor se nametnuo, pre svega, dobrim karakteristikama RT Linux-a, u smislu minimalizacije kašnjenja u obradi prekida i komutaciji konteksta, kao i zbog kraćeg vremena izvršenja sistemskih poziva. Moglo je da se vidi da dodeljivanje različitih adresnih prostora za *real-time* zadatke i zadatke koji nisu vremenski kritični omogućava da spori procesi ne utiču na *real-time* obradu. Uspešnu i pouzdanu realizaciju sistema omogućila je i dostupna dokumentacija za Linux.

Sada već može sa sigurnošću da se kaže da će ovakva rešenja u budućnosti imati sve širu primenu. Ovakav zaključak se nameće iz pomenutih prednosti RT Linux-a, kao i njegove najniže moguće cene - besplatan je. To sve omogućava razvoj aplikacije koja je sa jedne strane jeftina, a sa druge efikasna. Zbog toga se RT Linux sve češće koristi u industrijskim primenama, ali i u drugim oblastima, poput simulacije letenja, ugrađenog softvera u medicinskim instrumentima i slično.

#### 6. LITERATURA

- [1]. RT Linux, operativni sistem, [www.fsmlabs.com](http://www.fsmlabs.com)
- [2]. M. Cvetković i M. Jevtić, "Organizacija *real-time* aplikacije pod Linux-om," YU INFO 2001 - Zbornik radova, mart 2001.
- [3]. M.S. Jevtić i V.D. Živković, "Grafička interakcija u jednom *real-time* sistemu," ETRAN 97, Zlatibor, 1997.
- [4]. M. Barabanov, "A Linux-based *Real-time* Operating System," *MSc. thesis*, New Mexico Institute of Mining and Technology, Socorro, New Mexico, 1997.
- [5]. M. Cvetković i M. Jevtić, "Communication Task Implementation in a Distributed Real-Time System with Multi-Point Topology," *Electronics*, str.45-49, Banja Luka, decembar 2000.
- [6]. P. Wilshire, "*Real-time* Linux: Applications and Use," <http://www.thinkingnerds.com/projects/rtl-ws/>, 1999.
- [7]. P. Wurmsdobler, "A Simple Control Application with Real Time Linux," <http://www.thinkingnerds.com/nerds/peterw/peterw.html>, 1999.
- [8]. B. Lewis i D.J. Berg, "Multithreaded Programming with Pthreads," Sun Microsystems Press - A Prentice Hall Title, Mountain View, California, 1998.

**Abstract** - In this paper, an example of development of a real-time application, will be presented. The cigarette-packing control system is described, including its hardware platform and application software. The emphasis of the paper is on the software development and solving the most common system design problems, in order to achieve good functionality and maximum performance. Developing tools that were used in the process are also considered, as well as debugging tools.

#### EFFICIENT DEVELOPMENT OF THE REAL-TIME APPLICATION

Marko Cvetković, Milun Jevtić

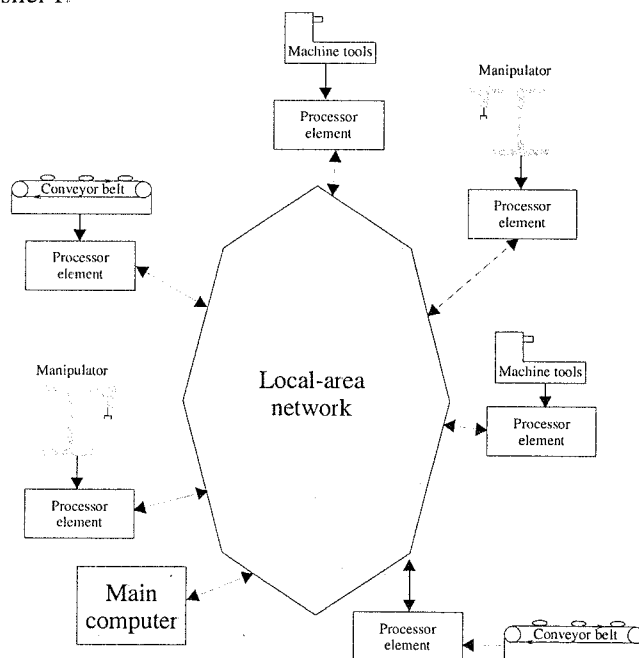
## IZBOR ALGORITAMA VREMENSKOG PLANIRANJA IZVRŠAVANJA ZADATAKA U SISTEMIMA ZA UPRAVLJANJE I NADZOR INDUSTRIJSKIH PROCESA

Sandra Brankov, Milun Jevtić, *Elektronski fakultet u Nišu*

**Sadržaj** – U ovom radu se razmatra izbor algoritama vremenskog planiranja izvršavanja zadataka kod dvohijerarhijskog distribuiranog real-time sistema za upravljanje i nadzor industrijskih procesa. Za svaki hijerarhijski nivo predložen je po jedan algoritam i to CBS za viši i ADM za niži nivo. Pored toga, predložena je i jedna modifikacija ADM algoritma tako da se on može uspešno primeniti za HRT procesne kontrolere.

### 1. UVOD

Distribuirani sistem se može definisati kao sistem autonomnih procesnih elemenata koji koordinirano rade kako bi ostvarili zajednički cilj [1], [2], [3]. Proteklih 20 godina cena mikroprocesora i komunikacione tehnologije kontinualno opada što značajno doprinosi razvoju distribuiranih sistema. Sistemi za upravljanje i nadzor industrijskih procesa često se realizuju kao hijerarhijski distribuirani sistemi. Primer jednog takvog sistema dat je na slici 1.



Sl. 1. Distribuirani sistem

U ovom radu posebna pažnja biće posvećena izboru algoritama vremenskog planiranja izvršavanja zadataka kod distribuiranih real-time sistema koji su hijerarhijskog tipa. Konkretno, biće razmatran distribuirani sistem koji se sastoji od dva hijerarhijska nivoa.

Na višem nivou nalazi se glavni računar koji vrši funkciju upravljanja i nadzora jednog distribuiranog sistema. Za ovaj računar biće predloženo korišćenje dinamičkog algoritma vremenskog planiranja izvršavanja zadataka, konkretno CBS (*Constant Bandwidth Server*) algoritma [4], [5], [6].

Na nižem nivou nalaze se procesni elementi (kao što je i prikazano na slici 1.) tj. procesni kontroleri koji upravljaju svakom mašinom odnosno procesom posebno. Za ovaj hijerarhijski nivo biće predloženo korišćenje ADM (*adaptive deadline-monotonic*) algoritma [7].

### 2. CBS ALGORITAM

Kod mnogih real-time sistema period pojavljivanja zadataka je fiksna veličina i *worst-case execution time* (vreme izvršenja zadataka u najgorem slučaju) se može iskoristiti za analizu i realizaciju algoritma za izvršenje zadataka. Kod ovakvih real-time sistema varijacije vremena izvršenja zadatak su male.

Međutim, postoje i real-time sistemi kod kojih su varijacije vremena izvršenja zadataka mnogo veće. Takvi su, na primer, real-time sistemi koji uz pomoć kamera prate neki objekat u određenoj oblasti. Kod ovakvih sistema vreme izvršenja zadataka, u normalnim okolnostima, može biti veoma kratko, ali ako dođe do nekih odstupanja vreme izvršenja tih istih zadatak je mnogo veće. Ako bi se u ovom slučaju koristilo WCET (*worst-case execution time*) za analizu i realizaciju algoritma za izvršenje zadataka to sigurno ne bi dalo prihvatljive rezultate.

CBS (*Constant Bandwidth Server*) algoritam spada u grupu dinamičkih algoritama vremenskog planiranja. Osnovna ideja ovog algoritma je da se zadaci jednog real-time sistema izoluju međusobno, tako što se svakom od njih dodeljuje deo procesorskog vremena u toku kojeg se oni moraju izvršiti bez obzira na uslove u kojima se sistem nalazi. Ovo se postiže dodeljivanjem dinamičkih rokova svakom zadatku, koji se računa na osnovu tog rezervisanog procesorskog vremena i samih zahteva zadataka. Tako da ako zadatak  $\tau_i$  prekorači svoj rok doći će samo do kašnjenja tog istog zadatka  $\tau_i$ , a istovremeno on neće koristiti vreme dodeljeno drugom zadatku za otklanjanje svojih grešaka ili za dodatno izvršavanje. Na taj način su zadaci međusobno izolovani.

CBS algoritam karakteriše budžet  $c_s$  i uređeni par  $(Q_s, T_s)$ , gde je  $Q_s$  maksimalni budžet servera tj. (servisno vreme koje je dodeljeno zadatku u svakom periodu), a  $T_s$  je period servera. Odnos  $U_s = Q_s / T_s$  predstavlja opseg servera. U svakom trenutku za server se vezuje i fiksni rok  $d_{s,k}$  pri čemu je na početku  $d_{s,k} = 0$ .

Trenutno aktivnom zadatku se dodeljuje dinamički rok  $d_{i,j}$  koji je jednak trenutnom roku servera  $d_{s,k}$ .

Paralelno sa izvršavanjem zadatka umanjuje se budžet i to za 1 za svaku vremensku jedinicu izvršenja zadatka.

Kada god je  $c_s = 0$ , budžet se postavi na maksimalnu vrednost  $Q_s$  i generiše se novi rok servera kao  $d_{s,k+1} = d_{s,k} + T_s$ . Treba primetiti da ne postoji interval u kome je budžet jednak nuli.

Za algoritam se kaže da je aktivan u trenutku  $t$  ako postoji trenutno aktivan zadatak tj. ako postoji zadatak  $J_{i,j}$

takav da je  $r_{i,j} \leq t < f_{i,j}$ , gde je sa  $r_{i,j}$  označen trenutak kada stigne zahtev za izvršenje zadatka  $J_{i,j}$ . U suprotnom server je neaktivan.

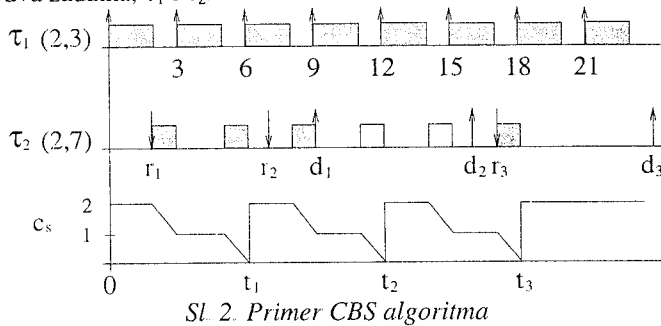
Ako se zadatak  $J_{i,j}$  javi u trenutku kada je server aktivan, zadatak čeka na red za izvršenjem zajedno sa ostalim zadacima, a redosled njihovog izvršavanja je u skladu sa nekom *non-preemptive* tehnikom (FIFO na primer).

Ako se zadatak  $J_{i,j}$  javi u trenutku kada je server neaktivan i ako je  $c_s \geq (d_{s,k} - r_{i,j})U_s$  onda server generiše novi rok  $d_{s,k+1} = r_{i,j} + T_s$  i  $c_s$  se postavlja na maksimalnu vrednost  $Q_s$ , a u suprotnom zadatak se izvršava sa prethodno generisanim rokom  $d_{s,k}$  i koristi trenutni budžet.

Kada se zadatak izvrši, naredni zadatak (ako postoji) se izvršava koristeći trenutni budžet i rok. Ako nema zadataka server postaje neaktivan.

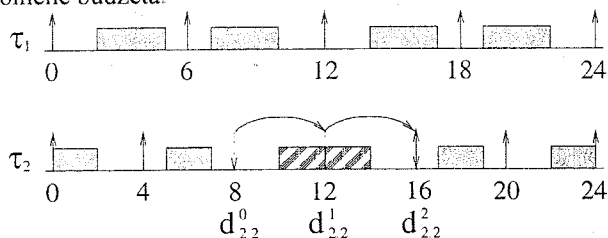
U bilo kom trenutku zadatku se dodeljuje rok koji je server poslednji generisao.

Na slici 2. je dat primer CBS algoritma i to za slučaj dva zadatka,  $\tau_1$  i  $\tau_2$ .



Sl. 2. Primer CBS algoritma

Za zadatak  $\tau_2$  karakterističan je budžet  $Q_s=2$  i period  $T_s=7$ . Prvi zahtev za izvršenje zadatka  $\tau_2$  stiže u trenutku  $r_1=2$  kada je server neaktivan. Kako je  $c_s \geq (d_{s,k} - r_{i,j})U_s$ , sledi da je rok za izvršenje zadatka  $d_{s,1} = r_1 + T_s = 9$  a  $c_s$  ima vrednost  $Q_s=2$ . U trenutku  $t_1=6$  budžet je nula pa se, u skladu sa CBS algoritmom, određuje novi rok i dobija da je  $d_{s,2} = d_{s,1} + T_s = 16$  a istovremeno se i  $c_s$  postavlja na 2. U trenutku  $t_2$  stiže drugi zahtev za izvršenje zadatka i kako je u tom trenutku server aktivan zadatak čeka na izvršenje. Nakon izvršenja prvog zadatka počinje se sa izvršenjem drugog zadatka kome je dodeljen rok  $d_{s,2}=16$ . U trenutku  $t=12$  budžet  $c_s$  je nula tako da se određuje novi rok  $d_{s,3} = d_{s,2} + t_s = 23$  i  $c_s=2$ . Treći zahtev za izvršenje zadatka stiže u trenutku  $t=17$ , kada je server neaktivan i kako je  $c_s = 1 < (d_{s,3} - r_3)U_s = (23 - 17)2/7 = 1.71$  sledi da će se zadatak izvršavati sa trenutno aktivnim rokom  $d_{s,3}$  bez promene budžeta.



Sl. 3. Primer rešavanja problema prekoračenja vremena izvršenja zadatka pomoću CBS algoritma

Na slici 3. dat je primer kako se pomoću CBS algoritma može rešiti problem prekoračenja vremena izvršenja zadatka

Posmatrajmo dva periodična zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  čije su karakteristike date u tabeli 1,

Tabela 1: Karakteristike zadataka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  za primer sa slike 3.

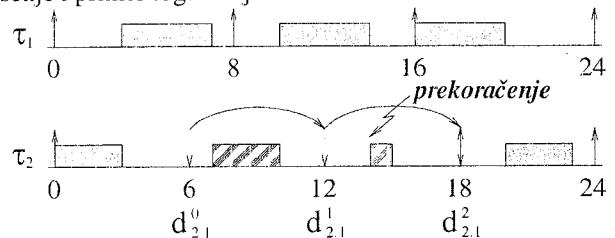
Zadatak	$f_{min}$	$f_{iopt}$	$WCET_i$	$C_i$
$\tau_1$	1/20	1/6	5	3
$\tau_2$	1/16	1/4	8	2

gde je  $f_{min}$  minimalna frekvencija pojavljivanja zadataka,  $f_{iopt}$  optimalna frekvencija pojavljivanja zadataka,  $WCET_i$  (*worst-case execution time*) vreme izvršenja zadataka u najgorem slučaju,  $C_i$  vreme izvršenja zadataka. Na osnovu minimalne frekvencije zadataka  $f_{min}$  se može izračunati *hard* rok zadatka kao  $d_i^{hd} = 1/f_{min}$ , koji se uvek mora ispuniti, bez obzira na greške ili prekoračenja vremena izvršenja zadataka koja se mogu javiti.

Karakteristike CBS algoritma za zadatak  $\tau_1$  su  $Q_{s1}=3$  i  $T_{s1}=6$ , a za zadatak  $\tau_2$  su  $Q_{s2}=2$  i  $T_{s2}=4$ .

U toku izvršenja zadatka  $\tau_{2,2}$  došlo je do pojave prekoračenja vremena izvršenja zadatak za 4 vremenske jedinice. U skladu sa CBS algoritmom rok zadatka  $\tau_{2,2}$  je sa 8 pomeren na 20 i ovaj rok zadovoljava karakteristike zadatka  $\tau_2$  date u tabeli 1. tj. ne dolazi do prekoračenja *hard* roka zadatka  $\tau_{2,2}$  koji iznosi  $d_{2,2}^{hd} = d_{2,1} + 1/f_{2min} = 4 + 16 = 20$ .

Međutim, CBS algoritam ne daje uvek korektno rešenje i primer toga dat je na slici 4.



Sl. 4. Primer neuspešno rešenja problema prekoračenja vremena izvršenja zadatka pomoću CBS algoritma

I u ovom slučaju posmatramo dva periodična zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  čije su karakteristike date u tabeli 2.

Tabela 2: Karakteristike zadataka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  za primer sa slike 4.

Zadatak	$f_{min}$	$f_{iopt}$	$WCET_i$	$C_i$
$\tau_1$	1/20	1/8	5	4
$\tau_2$	1/14	1/6	7	3

Karakteristike CBS algoritma za zadatak  $\tau_1$  su  $Q_{s1}=4$  i  $T_{s1}=8$ , a za zadatak  $\tau_2$  su  $Q_{s2}=3$  i  $T_{s2}=6$ .

Posmatrajmo slučaj kada je u toku izvršenja zadatka  $\tau_{2,1}$  došlo do prekoračenja vremena izvršenja za 4 vremenske jedinice. U skladu sa CBS algoritmom određen je rok  $d_{2,1}=18$ , ali on neće dati zadovoljavajuće rezultate jer *hard* roka zadatka  $\tau_{2,1}$  iznosi  $d_{2,1}^{hd} = 1/f_{2min} = 14$ . Tako da u trenutku  $t=14$  dolazi do prekoračenja *hard* roka zadatka  $\tau_{2,1}$ .

Da bi se ovo izbeglo neophodno je modifikovati CBS algoritam tj. treba modifikovati pravila za određivanje rokova izvršenja zadataka.

Nova verzija CBS algoritma, CBS<sup>hd</sup>, detaljno je opisana u [6]. CBS<sup>hd</sup> algoritam je uglavnom zadržao sve karakteristike CBS algoritma, jedina razlika je što CBS<sup>hd</sup> omogućava izračunavanje dinamičkih rokova zadataka na mnogo fleksibilniji način.

CBS algoritam problem prekoračenja rešava tako što menja budžet  $c_s$  tj. postavlja ga na maksimalnu vrednost  $Q_s$  i menja rok zadatka tj. produžava ga za fiksno vreme,  $T_s$ . Međutim, ako je maksimalni budžet  $Q_s$  veći od novonastalog prekoračenja zadatka, rok za izvršenje zadatka koji se računa po ovom algoritmu biće veći nego što je potrebno, što može dovesti do prekoračenja maksimalne frekvencije zadatka. Zbog toga je neophodno izračunati rok tako da se zadatak izvrši u potpunosti i da se istovremeno zadovolji njegova maksimalna frekvencija.

$CBS^{hd}$  rešava ovaj problem na način opisan narednim algoritmom:

```

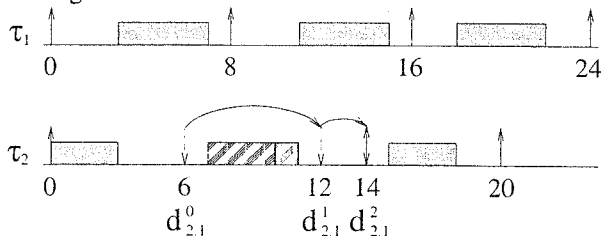
if ( $c_{i,j}^r \geq Q_s$ ) {
     $c_s = Q_s$ ;
     $d_{s,k+1} = d_{s,k} + T_s$ ;
}
else {
     $c_s = c_{i,j}^r$ ;
     $d_{s,k+1} = d_{s,k} + c_{i,j}^r / U_i$ ;
}

```

gde veličina  $c_{i,j}^r$  predstavlja preostalo vreme izvršenja zadatka koje se može izračunati kao razliku WCET zadatka i vremena koje je utrošeno na izvršenje zadatka do trenutka izračunavanja  $c_{i,j}^r$ .

Kada  $c_s$  postane nula ispituje se da li je  $c_{i,j}^r$  manje od maksimalnog budžeta servera  $Q_s$ . Ako je uslov ispunjen  $c_s$  dobija vrednost  $c_{i,j}^r$  i rok zadatka se produžava za vrednost  $c_{i,j}^r / U_i$ . Ako uslov nije ispunjen promena budžeta i roka izvršenja zadatka se vrši u skladu sa CBS algoritmom.

Na slici 5. prikazano je rešenje prekoračenja pomoću  $CBS^{hd}$  algoritma.



Sl. 5. Uspešno rešen problem prekoračenja vremena izvršenja zadatka pomoću  $CBS^{hd}$  algoritma

Posmatramo dva periodična zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  sa karakteristikama datim u tabeli 2. i slučaj pojave prekoračenja vremena izvršenja zadatka  $\tau_{2,1}$  za 4 vremenske jedinice. Znači problem je isti kao u prethodno zadatom primeru a razlika je u izračunavanju roka zadatka koje se vrši na osnovu gore datog algoritma.

U trenutku  $t=10$ ,  $c_s$  postaje nula, a kako je  $c_{i,j}^r=1$  a to je manje od  $Q_{s2}$  koje je 3, sledi da budžet dobija vrednost  $c_{i,j}^r=1$  i u skladu sa algoritmom, rok se povećava za dve vremenske jedinice. Kao rezultat toga zadatak  $\tau_2$  se kompletno izvršava u trenutku  $t=11$  što je u skladu sa njegovom *hard* rokom koji iznosi  $d_{2,1}^{hd}=1/f_{2min}=14$ .

Na ovaj način  $CBS^{hd}$  algoritam rešava problem prekoračenja vremena izvršenja zadatka pri čemu ta prekoračenja mogu biti dva ili tri puta duža od samog vremena

izvršenja zadatka u normalnim okolnostima, kao što je i dato u prethodnim primerima.

### 3. ADM ALGORITAM

ADM (*adaptive deadline-monotonic*) algoritam spada u grupu vremensko-vrednosno baziranih algoritama. Nastao je kombinacijom:

- DMS (*deadline-monotonic scheduling*) algoritama [7] koji spada u grupu vremenski baziranih algoritama tako da je osnovni kriterijum prilikom određivanja rasporeda izvršenja zadatka rok zadatka što znači da će se prvo izvršavati zadatak koji ima najkraći vremenski rok i

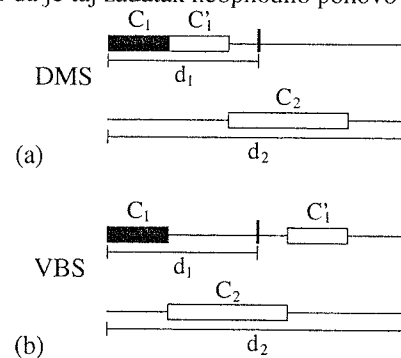
- VBS (*value-based scheduling*) algoritama [7] koji spada u grupu vrednosno baziranih algoritama kod koga se raspored izvršenja zadatka pravi na osnovu same vrednosti zadatka tj. činjenice koliko je zadatak važan sistemu.

ADM algoritam pomoću mehanizma nazvanog promenljivi okviri (*sliding-windows*), omogućava prelazak sa vremenski baziranih na vrednosno bazirane algoritme u trenucima kada trenutno aktivni algoritmi ne mogu da daju zadovoljavajuće rezultate. Ovim mehanizmom se teži da se izbegne degradacija performansi sistema prilikom promene moda suviše rano ili suviše kasno.

Tabela 3: Parametri zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$

Zadatak	$C_i$	$d_i$	$v_i$
$\tau_1$	4	10	5
$\tau_2$	8	20	20

Posmatrajmo dva real-time zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  koji stižu istovremeno i koji imaju parametre  $C_i$ ,  $d_i$  i  $v_i$ ,  $i=1,2$  koji su dati u tabeli 3., gde je  $C_i$  vreme potrebno da se izvrši zadatak  $\tau_i$ ,  $d_i$  rok za izvršenje zadatka  $\tau_i$  i  $v_i$  vrednost zadatka  $\tau_i$ . Neka je  $i$  u toku izvršavanja zadatka  $\tau_1$  došlo do detektovanja greške tako da je taj zadatak neophodno ponovo izvršiti.



Sl. 6. Primer pojave greške koja ne dovodi do preopterećenja sistema kada je aktivan (a) ADM i (b) VBS algoritam

Na slici 6. dat je primer pojave greške koja ne dovodi do preopterećenja sistema kao i realizacija zadatka u slučaju da je kada je aktivan (a) DMS algoritam i (b) VBS algoritam.

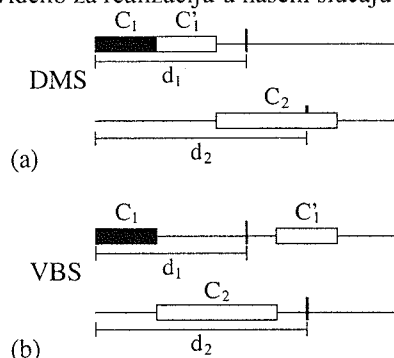
Ako je aktivan DMS algoritam nakon neuspešnog izvršenja zadatka  $\tau_1$  ovaj zadatak se ponovo izvršava a zatim se izvršava zadatak  $\tau_2$ . U ovom slučaju se oba zadatka izvršavaju pre roka. Karakteristika za procenu kvaliteta algoritma planera izvršenja zadatka se dobija kao suma vrednosti zadatka pri čemu vrednost zadatka ima predznak + ako se zadatak izvršio na vreme a - ako nije. Ako nakon neuspešnog izvršenja zadatka  $\tau_1$  dođe do promene moda tj.

postaje aktivan VBS algoritam, prelazi se na izvršenje zadatka  $\tau_2$  jer je njegova vrednost,  $v_2$ , veća a zatim se izvršava  $\tau_1$ . U ovom slučaju zadatak  $\tau_1$  će zakasniti sa izvršenjem što dovodi do degradacije karakteristika VBS algoritma datih u tabeli 4.

Tabela 4: Karakteristike DMS i VBS algoritma

Algoritam	Karakteristike
DMS	5+20=25
VBS	-5+20=15

Na osnovu tabele 4. izvodi se zaključak da je u ovom slučaju bolje koristiti DMS algoritam. Kako se svi zadaci završavaju pre roka  $d_2$  ne dolazi do preopterećenja sistema jer se za izvršenje zadataka koji su zakasnili koristi procesorsko vreme predviđeno za realizaciju u našem slučaju zadatka  $\tau_3$ .



Sl. 7. Primer pojave greške koja dovodi do preopterećenja sistema kada je aktivan (a) ADM i (b) VBS algoritam

Na slici 7. dat je primer pojave greške koja dovodi do preopterećenja sistema kao i realizacija zadataka u slučaju da je kada je aktivan (a) DMS algoritam i (b) VBS algoritam.

Tabela 5: Izmenjeni parametri zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$

Zadatak	$C_i$	$d_i$	$v_i$
$\tau_1$	4	10	5
$\tau_2$	8	14	20

U ovom slučaju smanjen je rok za izvršenje zadatka  $\tau_2$ , tako da je sada  $d_2=14$ . U tabeli 5. dati su parametri zadatka.

Ako je aktivan DMS algoritam nakon neuspešnog izvršenja zadatka  $\tau_1$  ovaj zadatak se ponovo izvršava a zatim se prelazi na izvršenje zadatka  $\tau_2$ . U ovom slučaju zadatak koji ima veću vrednost  $\tau_2$  kasni što će značajno degradirati karakteristike DMS algoritma.

Ako bi nakon neuspešnog izvršenja zadatka  $\tau_1$  postao aktivan VBS algoritam, onda bi se prvo izvršio zadatak  $\tau_2$ , pa bi tek onda došlo do ponovnog izvršenja zadatka  $\tau_1$ . Sada se zadatak većeg prioriteta  $\tau_2$  izvršava u roku dok zadatak nižeg prioriteta  $\tau_1$  kasni.

Tabela 6: Karakteristike DMS i VBS algoritma

Algoritam	Karakteristike
DMS	5-20=-15
VBS	-5+20=15

Na osnovu tabele 6., gde su date karakteristike DMS i VBS algoritma za ovaj slučaj, dolazi se do zaključka da je bolje koristiti VBS algoritam.

Na osnovu prethodnog može se zaključiti da kada greška dovodi do preopterećenja sistema bolje je izvršiti promenu moda i preći na VBS algoritam a kada greška ne dovodi do preopterećenja ne menjati mod tako da je stalno aktivan DMS algoritam.

Ovu činjenicu koristi i ADM algoritam koji prvo treba da pretpostavi da li će greška dovesti do preopterećenja sistema ili ne a zatim da izvrši promenu moda sa DMS na VBS algoritam ako je to potrebno. Sve ovo ADM algoritam rešava korišćenjem mehanizma nazvanog promenljivi okvir. Promenljivi okvir svakog zadatka čuva procenu o tome koliko dozvoljenog vremena za njegovo izvršenje ostaje pre nego što zadatak zakasni. Ako je veličina okvira veća ili jednaka od 0, ADM pretpostavlja da neće doći do preopterećenja sistema i koristi DMS algoritam. Ako je veličina okvira manja od 0, ADM pretpostavlja da će doći do preopterećenja sistema i inicira promenu moda tako da VBS postaje aktivan algoritam.

Kada se javi greška ADM algoritam izračunava gornju i donju granicu promenljivih okvira za svaki zadatak. Niža granica okvira *LWE* (lower window edge) predstavlja najraniji trenutak kada može doći do promene moda. Da bi ADM odredio *LWE* okvira potrebno je da se za svaki zadatak izračuna njegov pseudorok kao sumu vremena izvršenja svih zadataka sa višim prioritetom, a zatim se *LWE* okvira postavlja na vrednost pseudoroka. Veličina okvira svakog zadatka se računa kao vreme koje se može dodati vremenu izvršenja zadatka a da pri tome zadaci nižeg prioriteta ne zakasne. Gornja granica promenljivog okvira *UWE* (upper window edge) se dobija na osnovu podatka o veličini promenljivog okvira tj. važi da je

$$\text{veličina okvira} = UWE - LWE.$$

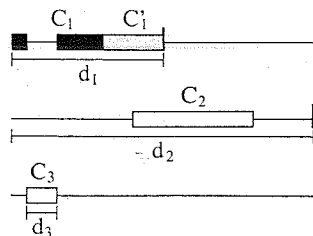
Primenjujući ADM algoritam u našem prvom slučaju nakon pojave greške, koja ne dovodi do preopterećenja sistema, neće doći do promene moda i ostaće aktivan DMS algoritam. Ovde je veličina okvira prvog zadatka veća od nule, čime uslovi za promenu moda nisu ispunjeni. U drugom slučaju se javlja greška koja dovodi do preopterećenja sistema i nakon njene detekcije veličina okvira prvog zadatka postaje negativna što je uslov da ADM algoritam izvrši promenu moda.

### 3.1 MODIFIKACIJA ADM ALGORITMA

Posmatrajmo sada slučaj kada postoji mogućnost da se pored zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$  pojavi i treći zadatak  $\tau_3$  (neka je na primer  $C_3=2$  a  $v_3=50$ ) koji je aperiodičan i čije je minimalno vreme između dva pojavljivanja  $t_{3min}$  veće od dužeg roka za izvršenja zadatka, u našem slučaju  $d_2$ . To znači da se zadatak  $\tau_3$  može pojaviti najviše jednom u intervalu koji nas zanima. Pored toga zadatak  $\tau_3$  ima najkraći rok za izvršenje kao i najveću vrednost tako da će imati i najveći prioritet bilo da je aktivan ADM bilo VBS algoritam i kao takav može prekinuti sa izvršenjem bilo koji zadatak koji je trenutno aktivan. Ovaj zadatak može predstavljati *interrupt* (prekid) kod *real-time* sistema i njega je realno očekivati.

Sada, ADM algoritam prilikom izračunavanja granica klizećih okvira i odlučivanja da li menjati mod ili ne, mora uzeti u obzir i mogućnost pojave ovog zadatka. Najgori slučaj

je da se zadatak  $\tau_3$  javi jednom u toku izvršavanja zadatka  $\tau_1$  i  $\tau_2$ .



Sl. 8. Zadatak  $\tau_3$  prekida izvršenje zadatka  $\tau_1$

Na slici 8. prikazan je slučaj kada se zadatak  $\tau_3$  javlja za vreme izvršenja zadatka  $\tau_1$  i kao zadatak sa najvećim prioritetom prekida njegovo izvršenje. Sada se vreme izvršenja zadatka  $\tau_1$  povećava za vreme izvršenja zadatka  $\tau_3$ .

ADM algoritam mora prilikom određivanja gornje i donje granice okvira uzeti u obzir i parametre zadatka  $\tau_3$ .

Konkretno za ovaj slučaj je veličina okvira smanjena, ali je i dalje veća od nule tako da nakon detekcije greške neće doći do promene moda i ostaje aktivan ADM algoritam.

U opštem slučaju, ako sa  $\tau_i$  označimo zadatak za koga se vrši proračun veličine promenljivog okvira, a sa  $\tau_j$  zadatak koji ima najveći prioritet i mogućnost da prekine bilo koji aktivan zadatak onda se određivanje granica okvira zadatka  $\tau_i$  može izvršiti primenom sledećeg algoritma:

#### Određivanje granica

```

if ( $\tau_i$  or greškai) and not  $\tau_j$  then
  if ( $t_k - t_{j,n-1}$ )  $\leq t_{jmin}$  then  $LWE = t_{trenutno}$ 
  else  $LWE = t_{trenutno} + C_j$ 
  endif
else  $LWE = t_{trenutno}$ 
endif
if ( $UWE - LWE$ )  $< 0$  then Promena_moda
endif

```

Znači, ADM algoritam prvo određuje gornju i donju granicu promenljivog okvira zadatka  $\tau_i$ . Zatim se ispituje da li se izvršio zadatak  $\tau_i$  ili je došlo do greške u toku njegovog izvršenja (greška<sub>i</sub>) kao i da li se zadatak  $\tau_j$  izvršio ili ne.

Ako jeste,  $LWE$  dobija vrednost trenutnog vremena  $t_{trenutno}$  a zatim se ispituje veličina promenljivog okvira na osnovu koje se odlučuje da li će doći do promene moda ili ne.

Ako se zadatak  $\tau_j$  nije izvršio prvo se proverava vremenski interval od njegovog zadnjeg pojavljivanja ( $t_{j,n-1}$ ) do trenutka kada se završava vremenski interval koji nas interesuje ( $t_k$ ) (u našem slučaju, dva zadatka, to je vremenski interval od trenutka kada oba zadatka stižu na izvršenje do kraja roka za izvršenje drugog zadatka  $d_2$  koji je u našem slučaju veći). Ako je taj vremenski interval manji od minimalnog intervala između dva pojavljivanja zadatka  $\tau_j$  ( $t_{jmin}$ ) onda se zadatak  $\tau_j$  sigurno neće pojaviti i  $LWE$  dobija vrednost trenutnog vremena  $t_{trenutno}$  i ne vrši se nikakva dodatna korekcija. A ako je taj interval veći od  $t_{jmin}$  onda je potrebno izvršiti korekciju donje granice okvira za vreme  $C_j$  tj. za vreme izvršenja zadatka  $\tau_j$ .

Nakon određivanja granica okvira ispituje se njegova veličina na osnovu koje se odlučuje da li će doći do promene moda ili ne.

Ovom modifikacijom je ADM algoritam prilagođen za slučaj pojavljivanja jednog aperiodičnog zadatka za koga se

zna vreme izvršenja, činjenica koliko je zadatak bitan sistemu kao i minimalno vreme između dva pojavljivanja ovog zadatka.

## 4. ZAKLJUČAK

U ovom radu razmatrali smo jedan distribuirani sistem koji se sastoji od dva hijerarhijska nivoa i koji, konkretno, može predstavljati jedan sistem za upravljanje i nadzor industrijskih procesa. Za svaki od hijerarhijskih nivoa predložen je po jedan algoritam vremenskog planiranja izvršavanja zadataka koji, shodno našim razmatranjima, daje najbolje rezultate u konkretnoj primeni. Za viši hijerarhijski nivo tj. za glavni računar koji vrši funkciju upravljanja i nadzora jednog distribuiranog sistema primenjen je CBS algoritam dok je za niži nivo tj. za procesne kontrolere koji upravljaju svakom mašinom odnosno procesom posebno, korišćen ADM algoritam.

Realizovana je i jednu modifikaciju ADM algoritma za slučaj kada se u toku rada sistema javi zadatak koji ima viši prioritet i kao takav mogućnost da prekine izvršenje bilo kog drugog trenutno aktivnog zadatka. Realno, ovo se često javlja jer taj zadatak može biti startovan nekim asihronim spoljašnjim događajem - preko *interrupt*-a, koga je neophodno obraditi u trenutku njegovog pojavljivanja. Ovom modifikacijom je unapređen algoritam tako da se on sada može uspešno koristiti kod *hard real-time* sistema.

## 5. LITERATURA

- [7] A. Burns, A. Wellings, "Real-Time Systems and Programming Languages", Addison Wesley Longman 1997.
- [4] N. Nisanke, "Raltime Systems", Prentice Hall 1997.
- [5] Luca Abeni, Giuseppe Lipari and Giorgio Buttazzo, "Constant Bandwidth vs Proportional Share Resource Allocation", Proceedings of the IEEE International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS'99), Florence, June 1999 ili <http://hartik.sssup.it/~luca/qos.html#cb>
- [1] Luca Abeni, "Server Mechanisms for Multimedia Applications", ReTiS Technical Report ili <http://hartik.sssup.it/~luca/publications.html>
- [2] Marco Caccamo, Giorgio Buttazzo and Lui Sha, "Handling Execution Overruns in Hard Real-Time Control Systems", *IEEE Transactions on Computers*, vol. 51, No. 7, pp. 835-849, July 2002.
- [3] K. Juvva, "Real-Time Systems", Carnegie Mellon University 18-849b Dependable Embedded Systems ili [http://www2.cs.cmu.edu/~koopman/des\\_s99/real\\_time/](http://www2.cs.cmu.edu/~koopman/des_s99/real_time/)
- [6] P. Richardson, L. Sieh and A.M. Elkateeb, "Fault-Tolerant Adaptive Scheduling for Embedded Real-Time Systems," *IEEE MICRO* September-October 2001 pp.41-51.

**Abstract** - Scheduling algorithms for distributed hierarchical real time systems for control and supervision of industrial process is discussed in this paper. For each hierarchical level we propose a CBS algorithm for high and an ADM algorithm for low hierarchical level. Beside that, we propose a modification for ADM algorithm so that it can be successfully used in HRT process controller.

## SELECTION OF A SCHEDULING ALGORITHM FOR INDUSTRIAL PROCESS CONTROL AND SUPERVISION

Sandra Brankov, Milun Jevtić

---

---

## INDEKS AUTORA

---

---

- Andjelković B., 78, 82  
Antonijević J., 152  
Arnautović M., 108  
Babić L., 88  
Babić R., 88, 92  
Blanuša B., 197  
Brankov S., 250  
Bundalo D., 56  
Bundalo Z., 56  
Cvetković M., 244  
Damnjanović M., 78, 82  
Despotović V., 127, 146  
Dikić G., 117  
Đorđević B., 97  
Drača D., 138  
Dukić M., 111  
Đukić M., 131  
Erić M., 111  
Gardašević G., 133  
Ilišković A., 74  
Janković N., 28  
Jeftenić B., 183  
Jelić A., 216  
Jevremović R., 208  
Jevtić M., 244, 250  
Jevtović M., 133  
Jovanović E., 22  
Jovković J., 152  
Karamarković J., 28  
Katić V., 34, 220  
Kayaš M., 173  
Kordić Z., 240  
Krnajski V., 231  
Lazić M., 49  
Litovski V., 166, 173  
Malbaša V., 216, 235  
Mančić D., 10  
Matić P., 197, 203  
Matijević M., 160  
Matović A., 61  
Milanković M., 203, 231  
Miljković M., 18  
Milosavljević B., 231  
Milošević M., 123  
Milović D., 123  
Mitar G., 226  
Motović M., 61  
Naumović M., 169  
Nikolić M., 235  
Nikolić S., 208, 220  
Nimrihter M., 216  
Oros Đ., 193  
Ostojić D., 193  
Panajotović A., 138, 142  
Pantić D., 22, 25  
Paunović V., 18  
Pavlović Z., 25  
Pejović P., 42  
Pešić B., 25, 131  
Pešić T., 22, 28  
Pokrajac I., 111  
Prijic A., 14, 25  
Prijic Z., 25  
Raca D., 231  
Radiojević M., 203  
Radmanović M., 10  
Rančić P., 101  
Reljić D., 183  
Ristić S., 14  
Santrač B., 240  
Savić M., 166  
Softić F., 74  
Spalević P., 138  
Stanković T., 67  
Stefanović D., 173  
Stefanović M., 123, 138, 142  
Stefanović R., 108  
Stojanović B., 18, 123  
Stojanović M., 142  
Stojanović V., 61  
Stojčev M., 67  
Stojić M., 160  
Todorović B., 108  
Vasić V., 183, 187, 193  
Velimirović A., 97  
Vračar Lj., 18, 131  
Vučković D., 101  
Vukosavić S., 178, 187, 197  
Zejak A., 117  
Zrnić B., 117  
Živković Lj., 18  
Živković M., 127, 146