

poslov (B. Boles)



УНИВЕРЗИТЕТ У БАЊОЈ ЛУЦИ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ
БАЊА ЛУКА
ПАТРЕ 5
ТЕЛ. (+381) 78 11 408
ФАКС (+381) 78 11 408

II СИМПОЗИЈУМ ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА

ИНДЕЛ 98

ИНДЕЛ 98

ЗБОРНИК РАДОВА

БАЊА ЛУКА
РЕПУБЛИКА СРПСКА
24 - 26. Септембар 1998.

ЦИП-Каталогизација у публикацији
Електротехнички факултет, Бањалука

621.3 (082)

СИМПОЗИЈУМ Индустијска електроника (2 ; 1998 ; Бањалука)

Зборник радова / ИИ симпозијума Индустијска електроника
ИНДЕЛ '98, Бањалука, 24-26. Септембар 1998. -Бањалука

Универзитет у Бањалуци. Електротехнички факултет, 1998 (Бањалука :
Електротехнички факултет) . -ЦЦ, 216 стр. : граф. Прикази ; 29 цм

Тираж : 100. -библиографија уз сваки рад. -Резимеи ;

Abstracts.

ISBN 86-7122-007-9

621.315.6(082) 621.314(082) 621.3.049.77(082)

621.396.96(082)

а) електротехнички материјали-Зборник б)Претварање електричне
енергије-Зборник в)микроелектроника-Интегрисана кола-зборник
д)Радио-локација-зборник



УНИВЕРЗИТЕТ У БАЊОЈ ЛУЦИ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ
БАЊА ЛУКА
ПАТРЕ 5
ТЕЛ. (+381) 78 11 408
ФАКС (+381) 78 11 408

II СИМПОЗИЈУМ ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА

ИНДЕЛ 98

ИНДЕЛ 98

ЗБОРНИК РАДОВА

БАЊА ЛУКА
РЕПУБЛИКА СРПСКА
24 - 26. Септембар 1998.

ЦИП-Каталогизација у публикацији
Електротехнички факултет, Бањалука

621.3 (082)

СИМПОЗИЈУМ Индустијска електроника (2 ; 1998 ; Бањалука)

Зборник радова / ИИ симпозијума Индустијска електроника
ИНДЕЛ'98, Бањалука, 24-26. Септембар 1998. -Бањалука

Универзитет у Бањалуци. Електротехнички факултет, 1998 (Бањалука :

Електротехнички факултет) . -ЦЦ, 216 стр. : граф. Прикази ; 29 цм

Тираж : 100. -библиографија уз сваки рад. -Резимеи ;

Abstracts.

ISBN 86-7122-007-9

621.315.6(082) 621.314(082) 621.3.049. 77(082)

621.396.96(082)

а) електротехнички материјали-Зборник б)Претварање електричне
енергије-Зборник в)микроелектроника-Интегрисана кола-зборник
д)Радио-локација-зборник



УНИВЕРЗИТЕТ У БАЊОЈ ЛУЦИ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ
БАЊА ЛУКА
ПАТРЕ 5
ТЕЛ. (+381) 78 11 408
ФАКС (+381) 78 11 408

II СИМПОЗИЈУМ ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА

ИНДЕЛ 98

ИНДЕЛ 98

ЗБОРНИК РАДОВА

БАЊА ЛУКА

РЕПУБЛИКА СРПСКА

24 - 26. Септембар 1998.

621.3(082)

Slon: SIM-V-1998
Biblioteka Elektrotehnike i og
fakulteta u Banja Luka
Inv. br. - 17362

621.3(082)

Slon: SIM-V-1998
Biblioteka Elektrotehnike i og
fakulteta u Banja Luka
Inv. br. - 0509



ЦИП-Каталогизација у публикацији
Електротехнички факултет, Бањалука

621.3 (082)

СИМПОЗИЈУМ Индустриска електроника (2 ; 1998 ; Бањалука)

Зборник радова / ИИ симпозијума Индустриска електроника
ИНДЕЛ'98, Бањалука, 24-26. Септембар 1998. -Бањалука

Универзитет у Бањалуци. Електротехнички факултет, 1998 (Бањалука :
Електротехнички факултет) . -ЦЦ, 216 стр. : граф. Прикази ; 29 цм

Тираж : 100. -библиографија уз сваки рад. -Резимеи ;

Abstracts.

ISBN 86-7122-007-9

621.315.6(082) 621.314(082) 621.3.049.77(082)

621.396.96(082)

а) електротехнички материјали-Зборник б)Претварање електричне
енергије-Зборник в)микроелектроника-Интегрисана кола-зборник
д)Радио-локација-зборник

ОРГАНИЗАТОР

Електротехнички факултет, Бањалука

ОРГАНИЗАЦИОНИ ОДБОР СИМПОЗИЈУМА ИНДЕЛ 98

1. Проф. др Бранко Докић, Електротехнички факултет Бањалука, председник
2. Проф. др Златко Бундало, Електротехнички Факултет Бањалука, потпредседник
3. Проф. др Јеленко Влајић, Електротехнички факултет Бањалука
4. Мр. Жељко Јунгић, Телеком Републике Српске
5. Мр. Драган Праштало, Чајавец Холдинг Бањалука
6. Мр. Црнадак Михајло, Електротехнички факултет Бањалука, потпредседник Града Бањалуке



ПРОГРАМСКИ ОДБОР СИМПОЗИЈУМА ИНДЕЛ 98

1. Проф. Др Бранко Докић, Електротехнички факултет Бањалука, Предсједник
2. Проф. др Александар Илишковић, Електротехнички факултет Бањалука, Потпредсједник
3. Проф. др Златко Бундало, Електротехнички факултет Бањалука, Потпредсједник
4. Проф. др Милорад Божић, Електротехнички факултет Бањалука
5. Проф. др Ђемал Колонић, Електротехнички факултет Бањалука
6. Проф. др Петар Хинић, Електротехнички факултет Бањалука
7. Мр Рајко Поповић, Чајавец Холдинг Бањалука
8. Дипл. инж Радомир Шобот, Електрoкрајина Бањалука
9. Проф. др Владимир Катић, Факултет техничких наука Нови Сад
10. Проф. др Слободан Вукосавић, Електротехнички факултет Београд
11. Проф. др Милан Орлић, Институт Винча Београд
12. Проф. др Ванчо Литовски, Електронски факултет Ниш
13. Проф. др Милан Радмановић, Електронски факултет Ниш
14. Дипл. инж Никола Бајић, Електротехнички факултет Бањалука

СЕКРЕТАРИЈАТ СИМПОЗИЈУМА ИНДЕЛ 98

1. Веселка Радаковић, дипл. правник
2. Сениша Вујчић, дипл. инж
3. Милан Лукић, дипл. инж

САДРЖАЈ

Б. Докић ТЕХНОЛОШКИ И ЛОГИЧКИ АСПЕКТИ CMOS VLSI КОЛА МАЛЕ ПОТРОШЊЕ	1
Предраг Петковић, Ванчо Литовски, Дејан Тошић СИМБОЛИЧКА АНАЛИЗА ЕЛЕКТРОНСКИХ КОЛА- САВРЕМЕНИ РАЗВОЈ И ПРИМЈЕНА	11
А. Илишковић, Ф. Софтић ПАРАМЕТРИ МОС ТРАНЗИСТОРА У ОБЛАСТИ ЗАСИЋЕЊА	17
М. Арнаутовић, Ј. Нађ УТИЦАЈ СЛУЧАЈНИХ ОДСТУПАЊА ДИМЕНЗИЈА КАНАЛА НА ПАРАМЕТРЕ МОДЕЛА MOSFET-A У РЕЖИМУ МАЛИХ СИГНАЛА	21
Д. Шијачић, И. Д. Враговић, С. Б. Лазарев, С. М. Стојковић, Д. Љ. Мирјанић, Ј. П. Шетрајчић ЕЛЕКТРОНСКА СТРУКТУРА СУПЕРРЕШЕТКИ	27
Д. Вученовић, С. Вученовић, Ј. П. Шетрајчић, С. М. Стојковић, Д. Љ. Мирјанић, Д. Раковић ОПТИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ДИЕЛЕКТРИЧНИХ ФИЛМОВА.....	33
М. Радмановић, Д. Манчић РЕЗОНАНТНЕ ФРЕКВЕНЦИЈЕ САСТАВНИХ ДЕЛОВА УЛТРАЗВУЧНИХ ПРЕТВАРАЧА.....	38
Љ. Живанов, Г. Стојановић, С. Јенеи МОНОЛИТНИ ИНДУКТОРИ У Si ТЕХНОЛОГИЈИ	43
Г. Стојановић, Љ. Д. Живанов, С. Јенеи ОДРЕЂИВАЊЕ ТЕМПЕРАТУРНЕ ЗАВИСНОСТИ ФАКТОРА ДОБРОТЕ МОНОЛИТНОГ СПИРАЛНОГ ИНДУКТОРА.....	49
П. Марковић, В. Мујаковић AN ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF DIFFERENT DESIGN METHODOLOGIES AND IMPLEMENTATION TECHNOLOGIES FOR THE INDUSTRIAL SPECIFIC INTEGRATED CIRCUIT.....	52
Д. П. Миловановић и В. Б. Литовски КОМПАРАТИВНИ ПРИКАЗ МЕТОДА ТЕСТИРАЊА CMOS ИНТЕГРИСАНИХ КОЛА.....	56

З. Милосављевић, М. Гмитровић ДВОПРИЛАЗНИ ДИСКРЕТНИ ЕЛЕМЕНТИ У ПРОЈЕКТОВАЊУ И АНАЛИЗИ МРЕЖА.....	60
Н. Бајић, Б. Л. Докић УПРАВЉАЧКА ИНТЕГРИСАНА КОЛА ЗА ЕНЕРГЕТСКЕ ПРЕТВАРАЧЕ СА МЕКОМ КОМУТАЦИЈОМ	65
Р. Радетић PWM ИНВЕРТОР СА ГОЛДБЕРГОВИМ МОДУЛАТОРОМ.....	71
С. Грабић, Граовац Д., Катић В. ПУЊАЧ АКУМУЛАТОРА РЕАЛИЗОВАН НА БАЗИ IŠM ИСПРАВЉАЧА.....	74
З. Цумбо, Б. Блануша КОНТРОЛЕРИ ПУЊЕЊА БАТЕРИЈА НОВЕ ГЕНЕРАЦИЈЕ	80
П. Петковић, В. Литовски, С. Ђорђевић ОДРЕЂИВАЊЕ ГРАНИЦА ИЗМЕЂУ ФРЕКВЕНЦИЈСКИХ СЕКМЕНАТА У ОКВИРУ СЕКМЕНТНЕ СИМБОЛИЧКЕ СИМУЛАЦИЈЕ.....	87
Љ.Р.Голубовић ДОПРИНОС СРБА СВЕТСКОЈ МЕТРОЛОГИЈИ ВРЕМЕНА	93
Г. Гардашевић, М. Јефтовић, МЕРЕЊЕ И БЛОКИРАЊЕ ЕЛЕКТРОМЕГНЕТНИХ СМЕТЊИ КОД НЕКИХ ПЕРСОНАЛНИХ РАЧУНАРА	96
М. Јефтовић ЈЕДАН ПРИСТУП ПРОБЛЕМУ ИСТРАЖИВАЊА ИНТЕЛИГЕНТНИХ СЕНЗОРА	100
Р. Саша, М. Стојчев МОДЕЛОВАЊЕ КАНАЛА "SMART" СХОДНО СТАНДАРДУ IEEE P1451	104
Д. Куколеча, Г. Ђорђевић, М. Ђурашиновић ВИШЕНАМЈЕНСКИ МЈЕРНО-КОНТРОЛНИ УРЕЂАЈ НА БАЗИ МИКРОКОНТРОЛЕРА ST6265B	109
М. Живанов, С. Милеуснић, М. Николић, Г. Манчић, Д. Попов РЕАЛИЗАЦИЈА ПОВРШИНСКОГ СИСТЕМА ЗА КАРОТАЖНА МЕРЕЊА ПОМОЋУ САВРЕМЕНЕ ТЕХНОЛОГИЈЕ	113
Љ.Р.Голубовић ПРИМЕНА АУТОМАТСКИХ МЕРНИХ МОСТОВА ПРИ ИЗВРШЕЊУ АЛГЕБАРСКИХ ОПЕРАЦИЈА	117
Р. Радетић А/Д КОНВЕРТОР СА ЗА 5 ЦИФАРА.....	122

Ж. Грбо, М. Живанов, РЕДНО УПРАВЉАЊЕ ИНСТАЛАЦИЈОМ ВОЗИЛА	124
М. Равлић, Р. Мајкић, С. Варјачић МИКРОПРОЦЕСОРСКИ КОРЕКТОР РЕАКТИВНЕ СНАГЕ	128
И. Рашета, З. Бундало УНИВЕРЗАЛНИ ТАЈМЕР БАЖДАРЕН АТОМСКИМ ВРЕМЕНОМ	131
З. Дракулић, З. Бундало МЕМОРИЈСКИ МОДУЛ РАМ ТИПА ЗА АКВИЗИЦИОНЕ СИСТЕМЕ БАЗИРАНЕ НА ПЕРСОНАЛНИМ РАЧУНАРИМА	137
М. Јевтић, Б. Ђорђевић, Б. Живковић, А. Велимировић СИСТЕМ ЗА РАД У РЕАЛНОМ ВРЕМЕНУ ПРИМЈЕЊЕН ЗА УПРАВЉАЊЕ МАШИНЕ ЗА ПАКОВАЊЕ ЦИГАРЕТА GDX1	143
В. Живковић, М. Јевтић МОДИФИКАЦИЈЕ LINUX-А ЗА РЕАЛИЗАЦИЈУ СИСТЕМА ЗА РАД У РЕАЛНОМ ВРЕМЕНУ	149
Г. Лиховић СИСТЕМ ЗА ЕЛЕКТРООСМОТСКО ИСУШИВАЊЕ И СПРЕЧАВАЊЕ ВЛАЖЕЊА ЗИДОВА	155
М. Бјеловук УГАОНИ ПОЗИЦИОНЕР	160
М. Крстић, Д. Крстић СИМУЛАЦИЈА PLL FN ГЕНЕРАТОРА У МАТЛАВ-у	163
А. Петровић, А. Зејак ПРИМЈЕНА МИНИМАКСНИХ АЛГОРИТАМА У ПРОЈЕКТОВАЊУ ECF ФИЛТЕРА	166
М. Веиновић, М. Милосављевић, Б. Ковачевић, З. Бањац ROBUST MODIFIED GENERALIZED LIKELIHOOD RATIO ALGORITHM FOR SPEECH ABRUPT CHANGE DETECTION	169
М. Марковић, М. Милосављевић, Б. Ковачевић ВНАТТАСНАСНАРУА DISTANCE IN EVALUATION OF THE FRAME-BASED NON STATIONARY PATTERN RECOGNITION METHODS	173
В. Стојановић, Станковић М., Радовановић И. ВРЕМЕНСКО ФРЕКВЕНЦИЈСКА АНАЛИЗА СЕЙСМИЧКИХ СИГНАЛА	179

Р. Вукић УТИЦАЈ ПРОСОДИЈСКИХ ПАРАМЕТАРА НА КОНСОНАНТЕ У СИНТЕТИЗОВАНИМ РИЈЕЧИМА.....	185
З. Бабић, РАЧУНАЊЕ ФЕРМАТ-ОВЕ ТРАНСФОРМАЦИЈЕ НИЗОВА ЧИЈИ ЕЛЕМЕНТИ ПРИПАДАЈУ КОНАЧНОМ СКУПУ ЦИЈЕЛИХ БРОЈЕВА	188
П. Хинић, З. Бабић ИЗВОЂЕЊЕ КОЕФИЦИЈЕНАТА ОПТИМАЛНОГ ФИЛТРА ИЗ КОЕФИЦИЈЕНАТА ПРЕДИКТОРА	192
П. Хинић, З. Бабић ДИЈАГРАМ ТОКА ЕСТИМАЦИЈЕ КОД КАЛМАНОВОГ ПРЕДИКТОРА ЗА СЛУЧАЈНЕ ПРОЦЕСЕ	196
И. С. Симић, А. Ј. Зејак ОПТИМИЗАЦИЈА ВРЕМЕНСКО-ФРЕКВЕНЦИСКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ КОМПРЕСИВНОГ ПРИЈЕМНИКА.....	200
Б. Зрнић, А. Зејак ОПТИМИЗАЦИЈА РАДАРСКИХ КОМПРЕСИОНИХ ФИЛТЕРА ПО ДОПЛЕРОВОМ ПОМАКУ ФРЕКВЕНЦИЈЕ.....	205
В. Смиљаковић РАДИО-РЕЛЕЈНИ УРЕЂАЈИ ІМТЕЛ РРУ-13 И РРУ-23 ЗА ПРЕНОС ДИГИТАЛНИХ СИГНАЛА	210
Ф. Софтић, Г. Гаврић, Д. Богатовић АКУСТИЧКЕ МОДИФИКАЦИЈЕ КОД СЛУШНИХ АПАРАТА	213
ИНДЕКС АУТОРА.....	218

TEHNOLOŠKI I LOGIČKI ASPEKTI CMOS VLSI KOLA MALE POTROŠNJE

Branko L. Dokić, *Elektrotehnički fakultet Banjaluka*

Sadržaj – U radu su opisani trendovi skaliranja CMOS tranzistora sa posebnim osvrtom na sub- $0.1\mu\text{m}$ područje. Analizirani su faktori koji utiču na karakteristike tranzistora sa kratkim kanalom. Date su prognoze daljeg razvoja CMOS tehnologije male potrošnje. Opisana su alternativna logička kola koja su osnova CMOS VLSI kola male potrošnje.

1. UVOD

U svom četrdesetogodišnjem razvoju mikroelektronika je imala toliko progresivan napredak u produktivnosti i performansama da je daleko nadmašila sve druge tehnologije. Minimalne dimenzije elemenata su smanjene za dva reda veličine, površina čipa je povećana za skoro 200 puta, dok je broj komponenata po integriranom kolu povećan za faktor $\sim 10^7$. Od svih mikroelektronskih tehnologija koje danas koristimo svakako je CMOS na prvom mjestu. Velika ulazna otpornost, zanemarljiva statička potrošnja, širok raspon napona napajanja i velika neosjetljivost na smetnje, odmah na početku razvoja CMOS tehnologije, omogućili su joj primat u oblasti niskofrekventne industrijske elektronike. Ograničenja na višim frekvencijama su bila posljedica relativno velikih parazitnih kapacitivnosti, a time i dosta velike dinamičke potrošnje. Već na frekvencijama od nekoliko MHz, samo prije petnaestak godina, potrošnja CMOS kola je bila uporediva sa LPTTL. Dugo je važno pravilo po kome su generalno bipolarna integrisana kola brža od CMOS. Danas se to pravilo više ne može generalizovati.

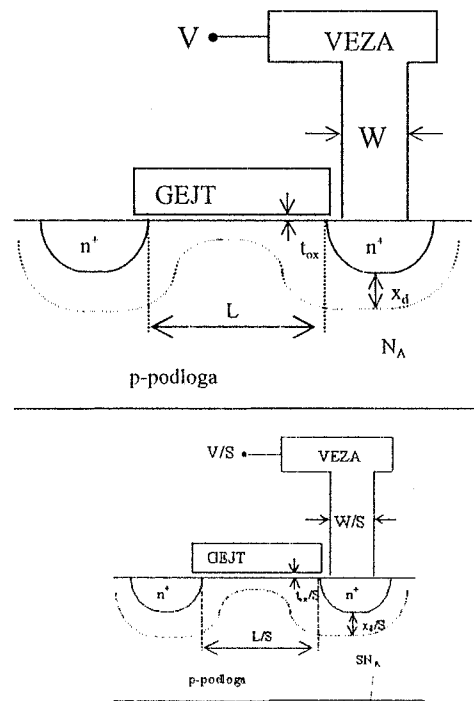
Zahvaljujući razvoju tehnologije, koja je pratila tendenciju proporcionalnog smanjenja dimenzija elemenata (skaliranje) najavljuju se uskoro CMOS kola sa dužinom kanala manjom od $0.1\mu\text{m}$ [7], [8], [10], [11], [12], [14] i frekvencijom takta preko 1GHz. Nedavno je Udruženje poluprovodničke industrije SAD objavilo studiju sa prognozom razvoja do 2010 godine [7]. Do tog perioda se očekuje povećanje stepena integracije CMOS kola na preko 40 milijardi tranzistora, a frekvencija takta će biti iznad 1 GHz. Osnovni materijal će biti silicijum. Dalje poboljšanje performansi poslije 2010 godine predviđa se sa novim materijalima (post-silicijumski CMOS period). Prema najnovijim predviđanjima do 2010 godine ćemo imati komercijalno raspoloživa CMOS kola sa dužinom kanala 70 nm, površinom čipa dinamičkih memorija (DRAM) 1400mm^2 i kapaciteta 64 Gbita [10]. Danas već imamo $0.25\mu\text{m}$ CMOS tehnologije za proizvodnju 64 Mb DRAM i 200 MHz mikroprocesore sa brojem tranzistora po čipu u opsegu 10^7 – 10^8 [12]. U istraživačkim laboratorijama su već proizvedena CMOS kola sa dužinom kanala $0.1\mu\text{m}$ (100nm) i naponom napajanja od 1V [12], [9], [11], [15].

Paralelno sa skaliranjem dimenzija elemenata, smanjivan je i napon napajanja kako bi smanjili potrošnju. U oba slučaja postoje ograničenja koja su predmet razmatranja ovog rada.

Smanjenje potrošnje je u uskoj vezi sa osnovnim faktorima povećanja stepena integracije i veličine (površine) čipa. To ostvarujemo ne samo tehnologijom, već i optimizacijom logičkih struktura. Danas je projektovanje tehnologije i logičko projektovanje usko povezano posao [1]. Zato je na kraju ovog rada dat osvrt na nove logičke strukture.

2. SKALIRANJE-TRENDOVI I OGRANIČENJA

Spektakularni razvoj CMOS tehnologije, posljednjih dvadesetak godina, potpomognut je, prije svega, kontinualnim trendom proporcionalnog smanjenja dimenzija MOS tranzistora (skaliranja). Osnovna strategija skaliranja, definisana još 1974. godine, zasnovana je na smanjenju fizičkih dimenzija i električnih parametara tranzistora (sl.1) tako da se električno polje održava konstantnim. Pouzdanost tranzistora, naime, je diktirala



Sl. 1. Skaliranje po strategiji konstantnog električnog polja.

održavanje električnog polja na oko $E=5\text{MV/cm}$ u oksidu, jer je to granica pri kojoj dolazi do fenomena poznatih kao vremenski zavisni proboj dielektrika i injekcije vrućih nosilaca naelektrisanja u kanal. Ova strategija skaliranja (često je nazivamo idealnom) dala je tri značajna rezultata. Prvo, gustina pakovanja je poboljšana za faktor s^2 ($s>1$ je faktor skaliranja) zbog smanjenja dimenzija elemenata i veza. Drugo, brzina, koja je proporcionalna sa g_m/C_L , je poboljšana za faktor s . Naime, strmina $g_m \sim V/t_{ox}$ je konstantna, a kapacitivnost je smanjena s puta. I konačno, disipacija snage po kolu je smanjena s^2 puta, jer su i struja i napon smanjeni za faktor s . Zahvaljujući tome, gustina

snage je ostala ista, što je veoma važno jer omogućuje povećanje broja tranzistora u istom čipu bez povećanja disipacije snage. Zbog raznih ograničenja, bilo tehnoloških, bilo logičko-električnih, nije moguće u potpunosti provesti strategiju konstantnog električnog polja. U tabeli 1 je dat istorijski pregled rezultata skaliranja sa navedenim ograničenjima na pojedine parametre. U drugoj koloni su pravila idealnog skaliranja.

gdje je K_S konstanta tehnologije, $\phi_1=26mV(300K)$ je temperaturski potencijal, konstanta n je oko 1.5. Većinom se eksponencijalni član u zagradi može zanemariti, pa je

$$I_{DDP} = K_S e^{(V_{gs}-V_t)/n\phi_1} \quad (3)$$

Da bi ova struja bila zanemarljiva napon V_{GS} bi trebao da bude manji od napona praga tranzistora V_t za nekoliko puta. To je osnovni razlog zbog čega današnja CMOS kola

Tabela 1. Istorijski trend skaliranja [14], [4]

Parametar	Idealno skaliranje (faktor)	Ograničenja	Ostvareno			Max. odnos
			1972	1982	1992	
Dužina kanala (μm)	1/s	Litografija	6	1.2	0.4	1/15
Debljina oksida (Å)	1/s	Defekti	1000	250	90	1/11
Dubina p-n spoja (μm)	1/s	Slojna otpornost	0.8	0.3	0.04	1/20
Napon napajanja (V)	1/s	Napon praga, brzina	5	5	3.3	1/1.5
Struja drejna ($\mu A/\mu m$)	1/s	Brzina	50	200	500	1/10
Vrijeme kašnjenja (ps)	1/s	-	4000	250	80	1/50
Broj tranzistora	s^2	Potrošnja, veličina čipa	6K		3M	500
Klok frekvencija (MHz)	s	Potrošnja, brzina	2		200	100

Evidentno je da je u navedenih dvadeset godina došlo do velikog poboljšanja pojedinih parametara, ali isto tako da realni faktor skaliranja varira od parametra do parametra. Kao ograničavajući faktori, osim tehnoloških, najčešći su potrošnja i brzina kola koji direktno zavise od napona napajanja i napona praga tranzistora. Zato je u praksi usvojena generalisana teorija skaliranja koja omogućava nezavisno smanjivanje dimenzija i napona napajanja. Prema toj strategiji, dimenzije se smanjuju s , a napon napajanja k puta. Električno polje se povećava za faktor s/k , jer je u praksi $s > k$. Pri ovome se mora voditi računa da se električno polje u pojedinim dijelovima tranzistora zadrži ispod kritične vrijednosti. To, kao i druga ograničenja, praktično znače da se sve dimenzije ne skaliraju istim faktorom.

2.1 Napon napajanja i napon praga.

Potrošnja CMOS kola direktno zavisi od napona napajanja i proporcionalna je sa:

$$P_d \sim C_L V_{DD}^2 f + I_{DDP} V_{DD} + I_S V_{DD} \quad (1)$$

Posljednja komponenta predstavlja statičku potrošnju. Statička struja I_S se sastoji od dvije komponente $I_S = I_{DDs} + I_{DDP}$. Struja I_{DDs} je odvodna struja inverzno polarisanih p-n spojeva i tipično je $1-5 \mu A/\mu m^2$ ($25^\circ C$). Uzmemo li da je prosječna površina drejna ili sorsa $10 \mu m^2$, proizilazi da je u integrisanom kolu sa 10^6 tranzistora ukupna odvodna struja reda $25 \mu A$.

Kada napon gejt-sors nije mnogo manji od napona praga, tranzistor radi u režimu slabe inverzije, tako da postoji pretpragovska struja drejn-sors, koja je približno određena sa:

$$I_{DDP} \approx K_S e^{(V_{gs}-V_t)/n\phi_1} (1 - e^{-V_{ds}/\phi_1}) \quad (2)$$

imaju napon praga veći od 0.5V.

Druga komponenta potrošnje ($I_{DDP} V_{DD}$) je posljedica struje I_{DDP} kroz tranzistore u toku prelaza CMOS kola iz jednog u drugo stanje. Njena prosječna vrijednost zavisi od vremena porasta i pada pobudnog signala. Pošto su ta vremena većinom mnogo manja od vremena kašnjenja prednje i zadnje ivice izlaznog signala, ova potrošnja je manja od 10% dinamičke potrošnje.

Najveći udio u potrošnji CMOS kola ima dinamička potrošnja, koja je proporcionalna kvadratu V_{DD} (prvi član u (1)) i ekvivalentnom kapacitetu opterećenja C_L . Skaliranjem dimenzija tranzistora i C_L se skalira 1/s puta. Ako bi i napon V_{DD} skalirali 1/s puta, onda bi faktor skaliranja potrošnje bio $1/s^3$. Ovo bi bilo veoma značajno kada bi bilo moguće. Naime, smanjenje napona napajanja mora da bude popraćeno proporcionalnim smanjenjem napona praga, jer je

$$V_{DD} > V_m + |V_{\phi}| = 2V_t \quad (4)$$

Redukcija napona praga je ograničena zbog pretpragovske struje i neosjetljivosti na smetnje.

S druge strane, logičko kašnjenje je obrnuto proporcionalno naponu napajanja odnosno razlici $V_{DD}-V_t$, tj.:

$$t_p \sim K_t \frac{C}{V_{DD} - V_t} \quad (5)$$

Na sl.2 je predstavljeno normalizovano logičko kašnjenje u funkciji napona praga V_t za različite vrijednosti V_{DD} . Evidentno je da se smanjenjem razlike $V_{DD}-V_t$ logičko kašnjenje povećava.

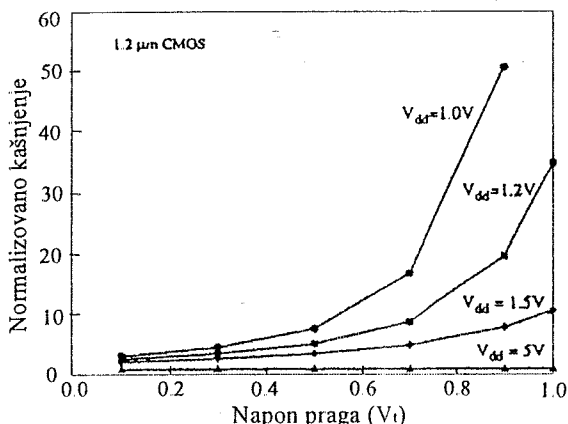
Uzevši sve u obzir proizilazi $V_t/V_{DD} \leq 0.3$, pa je sa današnjih $V_t \approx 0.5V$ minimalni napon napajanja oko 1.5V.

Teoretska donja granica za V_{DD} je određena uslovom da je pojačanje u tački divergencije prenosne karakteristike veće

od 1. Na osnovu toga proizilazi [9]:

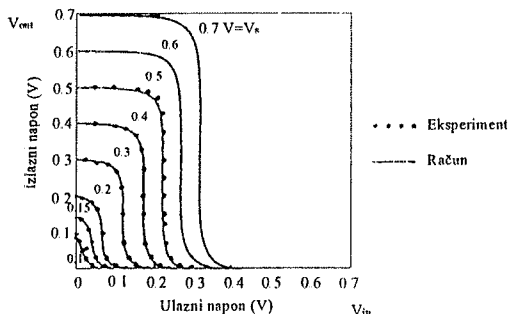
$$V_{DD} > 2\phi_t [1 + C_{fs} / (C_{ox} + C_d)] \ln(2 + C_{ox} / C_d) \quad (6)$$

Za standardne odnose kapacitivnosti tranzistora $V_{DDmin} = 0.1V$. Pojedinačni CMOS invertor je napravljen sa ovom teoretskom granicom.



Sl. 2. Efekat redukcije napona praga na logičko kašnjenje, pri različitim naponima napajanja.

Ono što je veoma bitno, standardne karakteristike ne mijenjaju svoj osnovni oblik (sl.3).



Sl.3. Prenosna karakteristika invertora.

Naravno, sa stanovišta realizacije na nivou sistema ostaje problem potrebnog odnosa V_{DD}/V_t . U [12] se predviđa projektovanje kola sa različitim pragovima tranzistora. Na linijama velike brzine tranzistori bi imali mali napon praga. Kola koja su više u režimu čekanja imala bi veći napon praga.

Na sl.4 je prikazan trend smanjenja napona napajanja, napona praga i debljine oksida u funkciji dužine kanala.

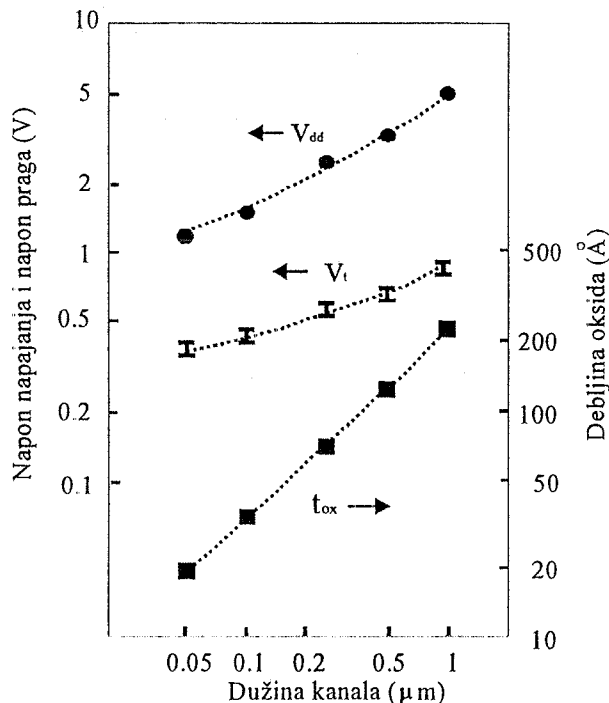
2.2 Efekti kratkog kanala

Najveći uticaj na I-V karakteristike tranzistora sa kratkim kanalom imaju zasićenje brzine i degradacija pokretljivosti nosilaca naelektrisanja u kanalu. Naime, kada longitudinalno električno polje dostigne kritičnu vrijednost E_c brzina nosilaca naelektrisanja postaje konstantna, a pokretljivost se smanjuje. Za p-tip silicijuma E_c je oko $1.5V/\mu m$, a brzina zasićenja $V_{max} \approx 10^7 cm/s$. Struja drejna u ovoj oblasti približno je određena sa :

$$I_{DSAT} = K_s V_{max} C_{ox} W (V_{gs} - V_t) \quad (7)$$

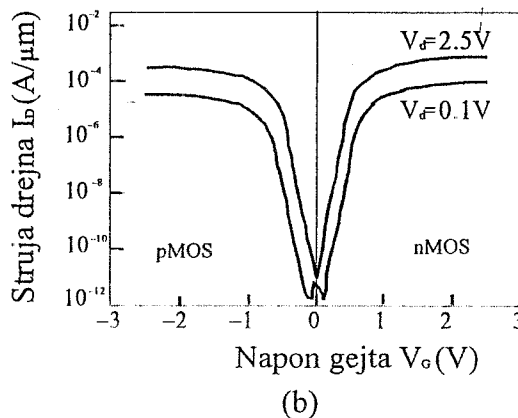
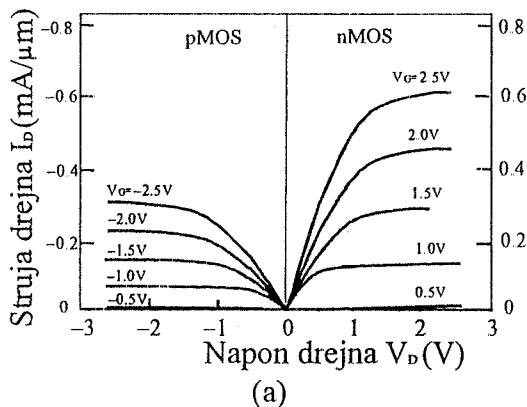
gdje je K_s konstanta koja zavisi od E_c , dužine kanala L , V_{GS} i V_{th} . Dakle, karakteristika $I_D(V_{GS})$ tranzistora sa

kratkim kanalom nije kvadratna, kao kod dugog kanala, već linearna.



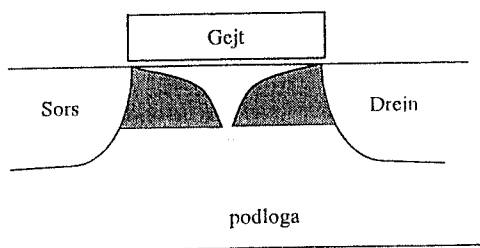
Sl.4. Napon napajanja V_{DD} , napon praga V_{th} i debljina oksida t_{ox} u funkciji dužine kanala. Puna linija predstavlja dosadašnji, a isprekidana očekivani trend [12].

Na sl.5 su prikazane tipične statičke karakteristike invertora u $0.25\mu m$ CMOS procesu.



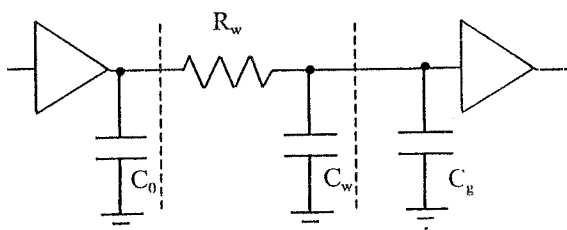
Sl. 5. Tipične dc karakteristike $0.25\mu m$ CMOS invertora [8].

Vidimo da su karakteristike $I_D(V_{DS})$ u zasićenju u funkciji parametra V_{GS} . Zato je struja punjenja i pražnjenja izlaznog kondenzatora manja, pa je logičko kašnjenje veće. Ovo još jednom potvrđuje potrebu za većom razlikom $V_{GS}-V_T$. Sl.6b pokazuje zavisnost pretpragovske struje od napona V_{GS} . Kod kratkog kanala napon praga je u funkciji dužine i širine kanala i napona V_{DS} , zbog djelovanja osiromašenih oblasti sorsa i drejna. Da bi taj uticaj smanjili, oblast ispod gejta se ne dopira uniformno [12] (sl.6). Osjenčena oblast je visoko dopirana i tako smanjuje širinu osiromašene oblasti na strani podloge.



Sl. 6. Prikaz tranzistora sa neuniformno dopiranom podlogom ispod gejta.

Smanjenjem dimenzija tranzistora njegovi spojevi su plići, a otvori za kontakte manji, što dovodi do povećanja serijskih otpornosti sorsa i drejna. Otpornosti kontakata i veza znatno utiču na brzinu kola. Ekvivalentno kolo međuveze dva gejta možemo predstaviti kao na sl.7, gdje su $R_w=R_{w0}L_w$, $C_w=C_{w0}L_w$.



Sl. 7. Ekvivalentno RC kolo između dva gejta.

Dužina veze je označena sa L_w , a R_{w0} i C_{w0} su otpornost i kapacitivnost po jedinici dužine.

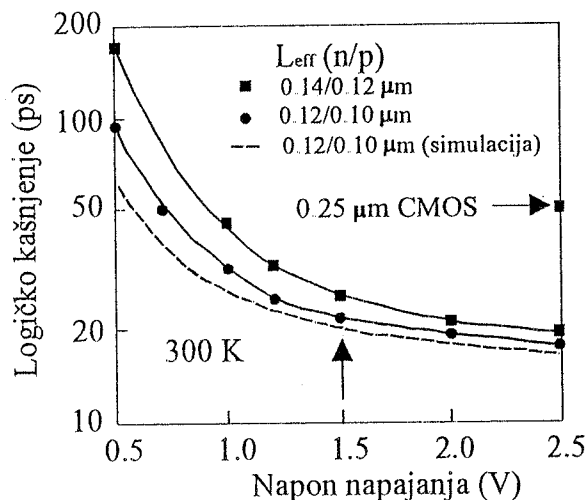
Tabela 2. Uticaj materijala za veze između trouglastih NI kola arhitekture 0.1μm CMOS mikroprocesora [8].

materijal	lokalno	globalno	
	Al/ox	Al/ox	C_w /nizak ε
razmak	0.4	3	3
R_{w0} (Ω/mm)	400	6	3
C_{w0} (pF/mm)	0.2	0.2	0.1
Tipična dužina veze L_w (mm)	0.1	25	25
R_w (Ω)	40	150	75
C_w (pF)	0.02	5	2.5
C_T (pF) 3NI	0.06	0.1	
C_T (pF)= C_T+C_w	0.08	5.1	2.6
Kašnjenje slijed veza t_{dw} (ps)	40	650	200
Kašnjenje istog kola t_{di} (ps) 3NI	60	60	60
Ukupno kašnjenje t_d (ps)= $t_{dw}+t_{di}$	100	710	260

Kada je Al debljine 0.8μm odvojen izolatorom debljine 0.4μm onda su $R_{w0}=400\Omega/mm$, a $C_{w0}=0.2pF/mm$. Ovakva veza unosi kašnjenje signala od oko 40ps. Da bi smanjili uticaj veza najavljuju se novi materijali, kao što su bakar i legure titana. U tabeli 2 su dati podaci o uticaju veza laboratorijskog mikroprocesora u 0.1μm CMOS tehnologiji sa aluminijskim i bakarnim vezama. Ukupno kašnjenje trouglastog NI kola sa bakarnim vezama je skoro tri puta manje.

3. KARAKTERISTIKE 0.1μm CMOS KOLA

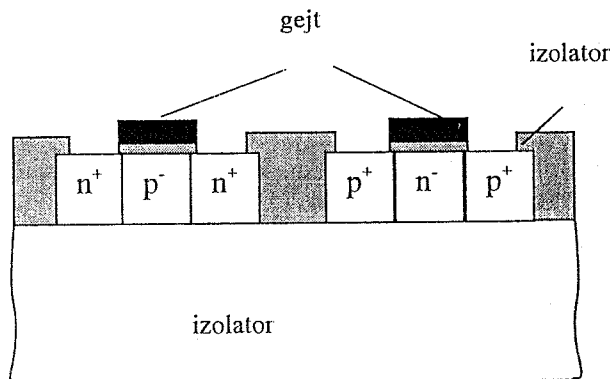
Rezultati eksperimentalnih kola sa 0.1μm CMOS procesom pokazuju znatno bolje rezultate od aktuelnog 0.25μm procesa. Ostvarena je granična frekvencija nMOS tranzistora 118GHz, a pMOS 67GHz [12]. Ovo je potpuno komparativno sa podacima za bipolarni tranzistor. Na sl.8 je prikazano logičko kašnjenje ring oscilatora od 101 invertora u funkciji napona napajanja. Pri $V_{DD}=1.5V$ kašnjenje je 22ps/stepenu, što je za više od dva puta brže od 0.25μm procesa pri $V_{DD}=1.5V$.



Sl. 8. Kašnjenje CMOS invertora u funkciji V_{DD} [12].

4. TEHNOLOGIJA

Konvencionalna tehnologija sa Si podlogom do 0.1μm procesa koristi dvostruka ostrva (twin-tub). Efekti kratkog kanala i izražene pretpragovske struje ukazuju na ozbiljna ograničenja ove tehnologije u sub-0.1μm procesima. U posljednje vrijeme postaje sve aktuelnija tehnologija silicijuma na izolatoru (SOI CMOS) (sl.9). Komponente su izolovane izolatorom. To pruža sljedeće prednosti:



Sl. 9. Pojednostavljeni prikaz SOI CMOS strukture.

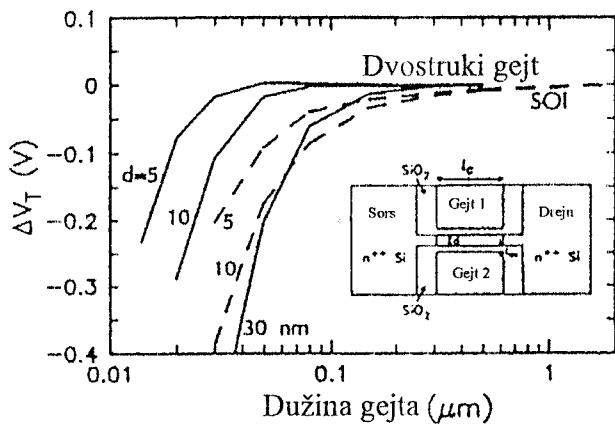
- povećanje gustine pakovanja, jer su tranzistori blizu jedan drugog (nema n i p oblasti),
- sors i drejn su direktno na izolatoru, tako da je inverzno polarisani p-n spoj redukovan samo na strane prema n⁻ i p⁻ osnovama, što smanjuje parazitne kapacitivnosti i povećava brzinu,
- skoro su eliminisane odvodne struje prema podlozi ili susjednim komponentama,
- praktično ne postoji mogućnost aktiviranja lečap efekta.

Naravno da SOI CMOS tehnologija ima i svojih nedostataka. Osim što tehnološki još nije usavršena, njen ozbiljan nedostatak su plivajući efekti izolatorske podloge na karakteristike tranzistora. Ovi efekti dolaze do izražaja u dinamičkom režimu, unoseći histerezis u dinamičke karakteristike i nestabilnost u radu. Skoro objavljeni rad [11] pokazuje da su ovi problemi rješivi i da su napravljene SRAM i DRAM memorije kapaciteta preko 1GB, pri $V_{DD}=1.5V$ u SOI CMOS procesu.

Dalje poboljšanje se očekuje primjenom tranzistora sa dvostrukim gejtom [12]. Na sl.10 je prikazan njegov presjek i promjena napona praga u funkciji dužine kanala. Područje kanala je vrlo tanak sloj silicijuma sa gejtovima sa obje strane. Dodatni gejt kompenzuje neke efekte kratkog kanala i poboljšava karakteristike tranzistora.

Najavljuju se i nove tehnologije kao što su:

- CMOS na niskim temperaturama i
- SiGe CMOS integrisana kola.



Sl. 10. MOS tranzistor sa dvostrukim gejtom i efekti kratkog kanala na napon praga: MOS sa duplim gejtom (puna linija) i SOI CMOS (crtkano).

5. ALTERNATIVNA LOGIČKA KOLA

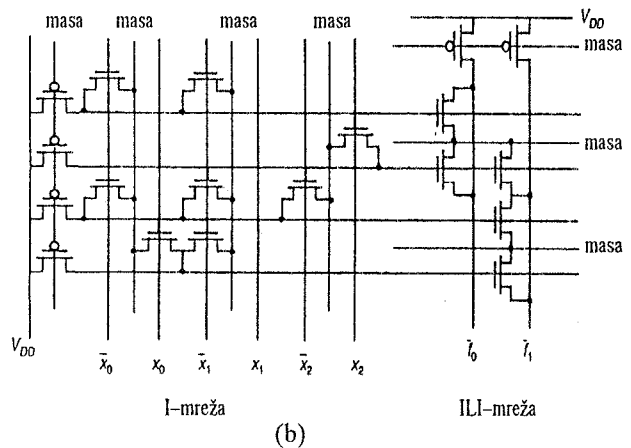
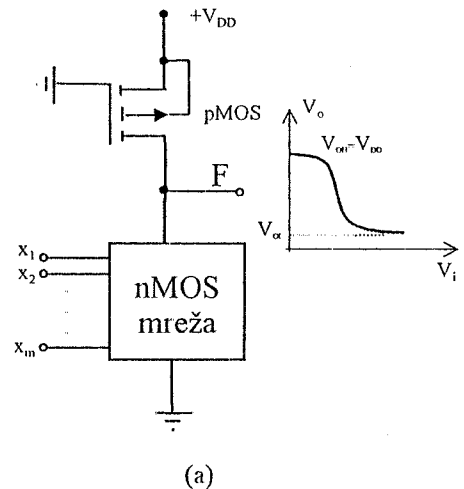
Stalni rast performansi CMOS VLSI kola nije rezultat samo tehnoloških poboljšanja. Paralelno s tim su razvijene nove tehnike projektovanja i nove logičke ćelije [1], jednostavnije, brže i manje potrošnje od konvencionalnih. Standardna logika zahtijeva da svaki ulaz bude spojen sa gejtovima para CMOS tranzistora (nMOS i pMOS). Zahvaljujući tome osigurana je potpuna komplementarnost rada kola i zanemarljiva statička potrošnja. Ukupan broj tranzistora po logičkom kolu je $2m$, gdje je m broj ulaza. Upravo je u tome glavni nedostatak standardnih CMOS logičkih kola. Par tranzistora po svakom ulazu smanjuje stepen integracije funkcija u VLSI kolu i smanjuje brzinu njihovog rada. Zato su razvijene alternativne logike sa smanjenim brojem tranzistora, po mogućnosti do toga da

se koristi jedan tranzistor po ulazu. Takva logika je bazirana na nMOS tranzistorima, jer su oni brži od pMOS (pokretljivost elektrona je oko 2.5 puta veća od pokretljivosti šupljina) i pri istoj struji drejna oko 2.5 puta su manji od pMOS. Implementacija logičkih funkcija ovih kola je preko nMOS tranzistora, a pMOS tranzistori, kada su potrebni, obezbjeđuju radne i logičke uslove.

Prvu grupu alternativne logike čine DOMINO i NORA dinamička kola [3], [19]. Paralelno sa njima razvijeni su dinamički lečevi od kojih su najpoznatiji transparentni i C²MOS [1], [3]. Glavni dio strukture CMOS mikroprocesora su dugo činila dinamička kola. Brzina ovih kola je veća, a potrošnja manja nego kod konvencionalnih logičkih kola. Opšta im je karakteristika da koriste parazitne kondenzatore za čuvanje podatka. Pošto se ti kondenzatori moraju osvježavati, otuda potiče naziv dinamička. U posljednje vrijeme je sve veći interes za alternativna statička CMOS logička kola. Zato ćemo ovdje dati njihov pregled.

5.1 Pseudo-nMOS logika

Pseudo-nMOS logika se sastoji od mreže nMOS tranzistora i jednog pMOS tranzistora sa uzemljenim gejtom u funkciji opterećenja (Sl.11a). Po svakom ulazu se koristi samo jedan nMOS tranzistor, tako da je ukupan broj tranzistora $m+1$.



Sl. 11. Opšta struktura (a) i primjena pseudo-nMOS logike u PLA mrežama (b).

Osnovni nedostatak ovih kola je u tome što je pMOS tranzistor stalno provodan, pa postoji statička potrošnja kada je izlaz nizak. U ostale nedostatke možemo svrstati:

- Smanjena logička amplituda jer je povećan napon niskog nivoa ($V_{ol} > 0$),
- nesimetrična prenosna karakteristika,
- proširena prelazna oblast,
- smanjene margine smetnji i
- nesimetričan odziv u prelaznom režimu (vrijeme porasta veće od vremena pada).

Prednosti ove logike se ogledaju u sljedećem:

- m-ulazno kolo ima m+1 tranzistor, što smanjuje površinu i parazitnu kapacitivnost,
- svaki ulaz je opterećen sa po jednim gejtom. Stoga je kapacitivnost smanjena. Ovome treba dodati i to da su parazitne kapacitivnosti pMOS tranzistora konvencionalnih kola veće nego nMOS, jer je površina pMOS tranzistora veća.

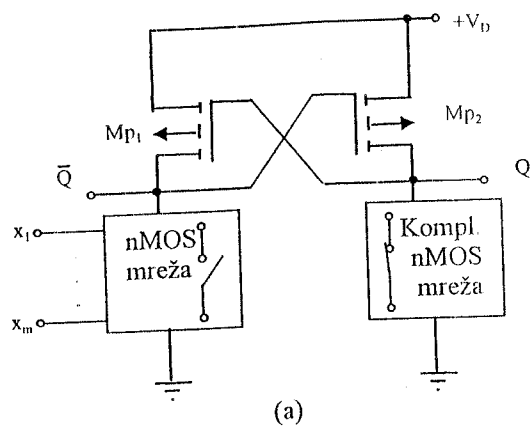
Uzevši sve u obzir možemo konstatovati da pseudo-nMOS logika ima primjenu tamo gdje su potrebna kola sa velikim brojem ulaza, kao što su memorijski dekoderi. Na sl. 11b je prikazana primjena u PLA mrežama.

5.2 DCVSL

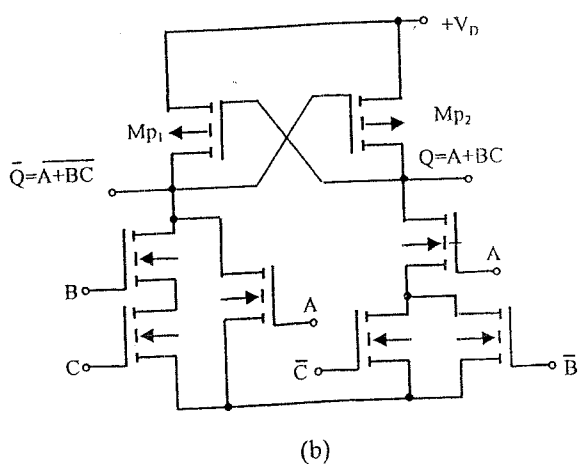
DCVSL (Differential Cascade Voltage Switch Logic) se sastoji od dva pseudo-nMOS gejta kod kojih su:

- nMOS mreže komplementne,
- gejtovi pMOS tranzistora nisu na masi, već zatvaraju petlju pozitivne povratne sprege (Sl. 12a).

Preko komplementnih izlaza Q i \bar{Q} pMOS tranzistor sa drejnom na niskom nivou je isključen. Stoga ne postoji statička potrošnja. Povećan je broj tranzistora na $2m+2$,



(a)



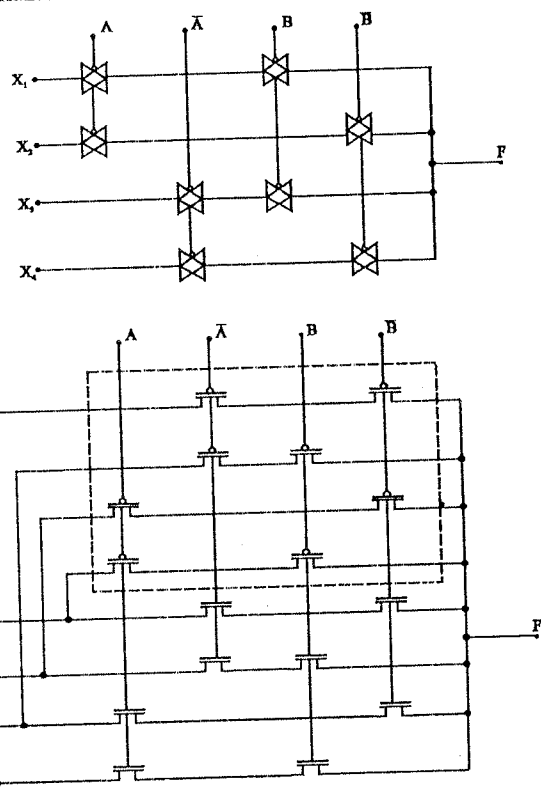
(b)

Sl. 12. Struktura DCVSL (a) i primjer (b).

što znači za 2 više nego kod konvencionalnih kola. Nedostatak je i to što zahtijevaju komplementne ulaze. Treba, međutim, naglasiti da u mnogim složenijim digitalnim sistemima postoje komplementne pobude. Bez obzira što je broj tranzistora veći, brzina DCVSL je veća od standardnih kola, jer su nMOS tranzistori brži i imaju manju površinu. Osim toga imamo i dva komplementna izlaza kao kod ECL kola.

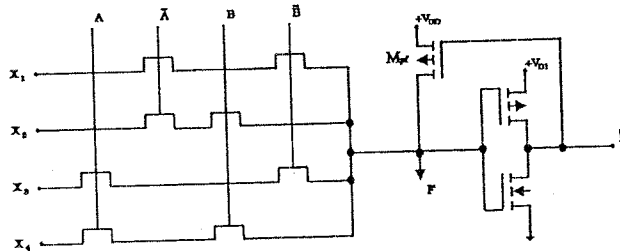
5.3 PRENOSNA LOGIKA

Prenosna logika (Pass-Transistor Logic) je prvi put predložena u [17]. U početku je korištena za sintezu kombinacionih mreža kao što su multipleksori, sabirači i sl. Osnovna varijanta je bazirana na transmissionom gejtju sa parom CMOS tranzistora. Šema takvog multipleksora 4/1 je prikazana na sl. 13.



Sl. 13. Implementacija MX 4/1 sa transmissionim gejtovima.

Poboljšanja i pojednostavljenja su izvršena izostavljanjem pMOS tranzistora. Mreža sa nMOS tranzistorima ima, međutim jedan ozbiljan nedostatak. Pošto su tranzistori serijski dolazi do smanjenja nivoa logičke jedinice na $V_{DD} - V_{tn}$. To se rješava uvođenjem pMOS tranzistora za restauraciju naponskog nivoa (sl. 14). Odnos W/L tranzistora M_{pf} u povratnoj vezi mora da bude manji od



Sl. 14. MX 4/1 sa nMOS prenosnom logikom i restauratorom nivoa.

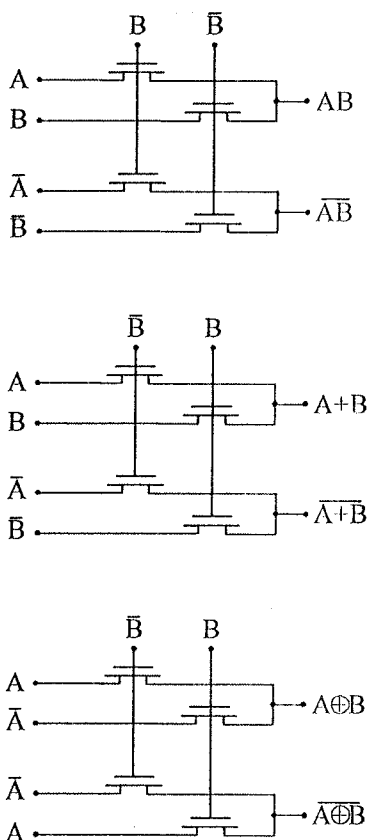
odgovarajućeg odnosa ekvivalentnog nMOS tranzistora u paralelnoj grani sa najmanjom otpornošću (najmanji broj serijskih tranzistora). U primjeru sa sl.14 sve grane imaju isti broj tranzistora, pa je uslov stabilnog rada

$$\frac{1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_n > 1.5 \left(\frac{W}{L} \right)_{pf} \quad (7)$$

Konstanta 1.5 je faktor sigurnosti preko koga su uračunate tolerancije parametara.

5.4 CPL

Drugu grupu prenosne logike čini komplementarna prenosna logika-CPL (Complementary Pass-transistor Logic). CPL se sastoji od dvije mreže nMOS prenosnih gejtova sa zajedničkim kontrolnim i komplementnim prenosnim signalima (sl.15). I ovdje postoji problem pada



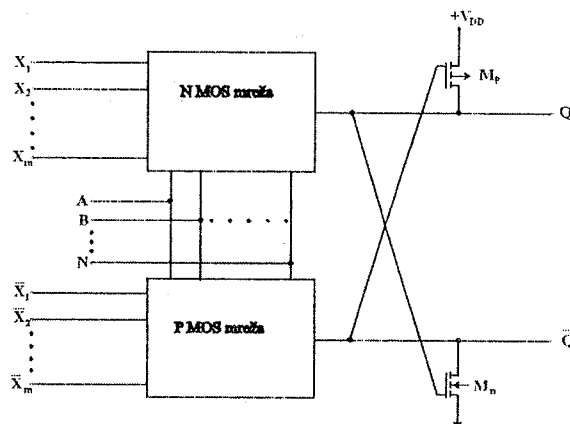
Sl. 15. CPL implementacija elementarnih logičkih funkcija.

napona na serijskim tranzistorima. Firma Hitachi, koja je razvila ovu logiku 1990. godine, je taj problem riješila proizvodeći tranzistore sa dva praga. Prag serijskih tranzistora je 0V, a +0.4V i -0.4V su pragovi tranzistora invertra. Ova logika ne samo da ima malu potrošnju, već i veliku brzinu. Množač 16x16 bita u 0.5µm CMOS procesu ima kašnjenje 3.8ns. Još neke modifikacije i poboljšanja prenosne logike opisani su u [1].

5.5 PUŠ-PUL PRENOSNA LOGIKA (PPL)

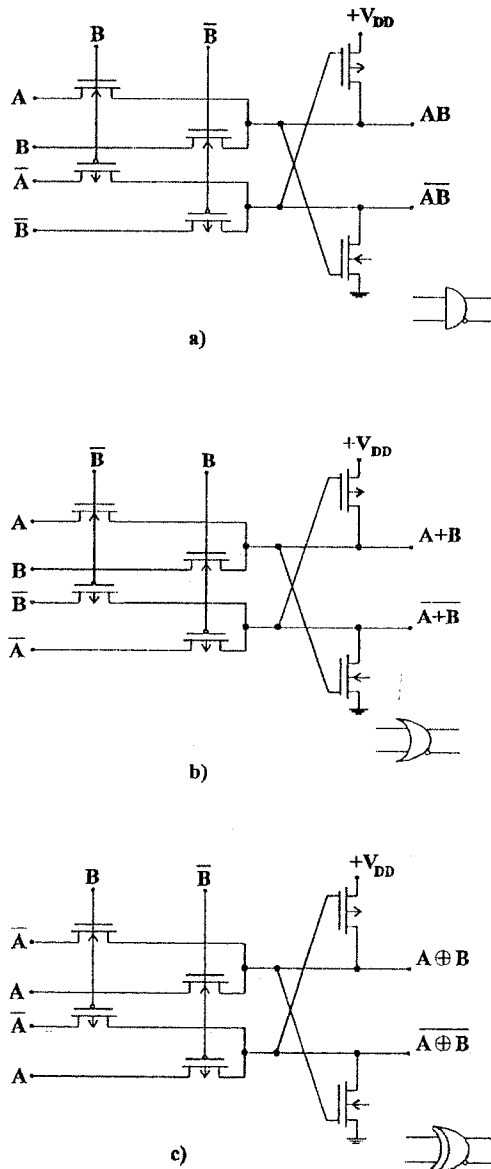
Skoro je u [2] opisan potpuni sabirač sa PPL (Push-Pull Pass-transistor Logic). Ovu logiku čine jedna nMOS i jedna pMOS mreža sa restaurisanim logičkim nivoima pomoću nMOS i pMOS tranzistora (sl.16). Kontrolni ulazi

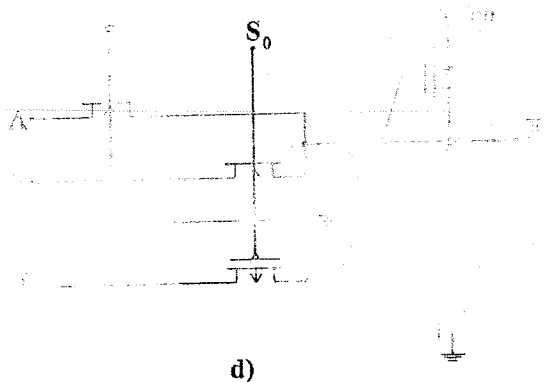
nMOS i pMOS mreža su zajednički, dok su prenosni ulazni signali komplementni.



Sl. 16. Struktura PPL

Na sl.17. su prikazane implementacije elementarnih logičkih funkcija u PPL. Iako se koristi pMOS mreža koja je sporija od nMOS ukupni rezultati su bolji nego sa CPL. U tabeli 3 su date karakteristike potpunog sabirača





Sl. 17. Elementarna PPL kola

realizovanog u CMOS, CPL, PPL i SRPL (Swing Restored Pass-transistor Logic). Izuzev što je brzina približno kao CPL, po svim ostalim parametrima apsolutna je prednost na strani PPL.

Tabela 3. Uporedni parametri potpunog sabirača [2].

	CMOS	CPL	SRPL	PPL
Logičko kašnjenje (ns)	1.57	0.84	0.90	0.83
Potrošnja (mW/100MHz)	1.90	1.33	0.68	0.42
$P \cdot t_p$ (normalizovano)	1	0.38	0.20	0.12
Broj tranzistora	40	28	28	18
Tehnološki proces	0.8 μ m CMOS			
Napon napajanja	3.3 V			

6. OPŠTE KARAKTERISTIKE – TRENDOWI POBOLJŠANJA I PRAKTIČNA OGRANIČENJA

U ovom dijelu ćemo, umjesto zaključka, dati trendove poboljšanja opštih karakteristika CMOS kola i ukazati na realna praktična ograničenja. Kao prvo, postavlja se otvoreno pitanje koliko će se još povećavati stepen integracije.

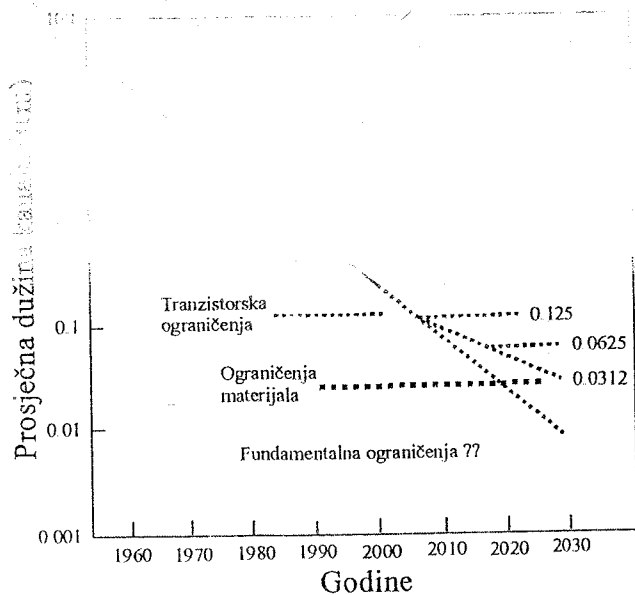
Broj tranzistora u čipu možemo izraziti jednostavnom jednačinom sa tri promjenljive [9]:

$$N = \frac{D^2 E_p}{F^2}, \tag{8}$$

gdje su: F – minimalna karakteristična veličina, D^2 – površina čipa, E_p – efikasnost pakovanja.

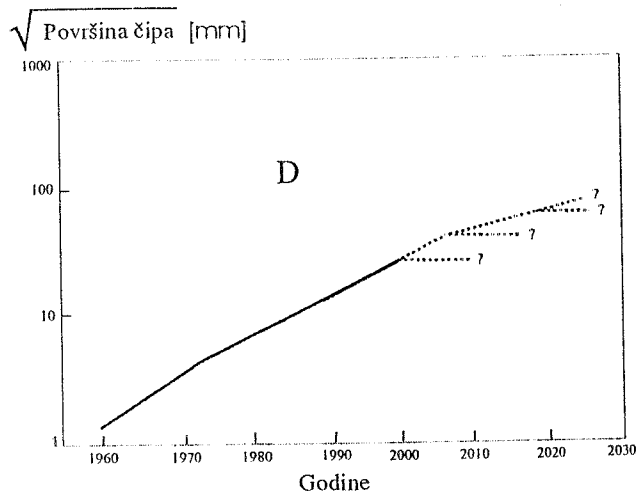
Evolucija prosječne minimalne dužine gejta je prikazana na sl. 18. Počelo se 1960. sa oko 25 μ m, da bi danas imali 0.25 μ m generaciju. Dalje su moguća dva scenarija: 0,125 μ m realni i 0.0625 μ m optimistički. Iako postoje dosta velika ograničenja u oblasti 0.1 μ m procesa, najnovija istraživanja, sa poboljšanim elementima i rezultati prvih uzoraka, ukazuju da ćemo već u narednih nekoliko godina imati komercijalno raspoložive mikroprocesore i memorije sa 0.1 μ m tehnologijom. Optimistički scenario predviđa oko 2010. 0.0625 μ m generaciju. Tu su mogući novi elementi, a takođe i novi materijali u kombinaciji sa silicijumom (germanijum, na primjer), materijali sa manjom otpornošću za veze (bakar)

Sl. 18. Evolucija minimalne dužine kanala (0.06 μ m, 0.125 μ m, 0.25 μ m)



Sl. 18. Evolucija minimalne dužine kanala.

Evolucija povećanja površine čipova je prikazana na sl. 19. Povećanje površine je značajno iz nekoliko razloga: manja

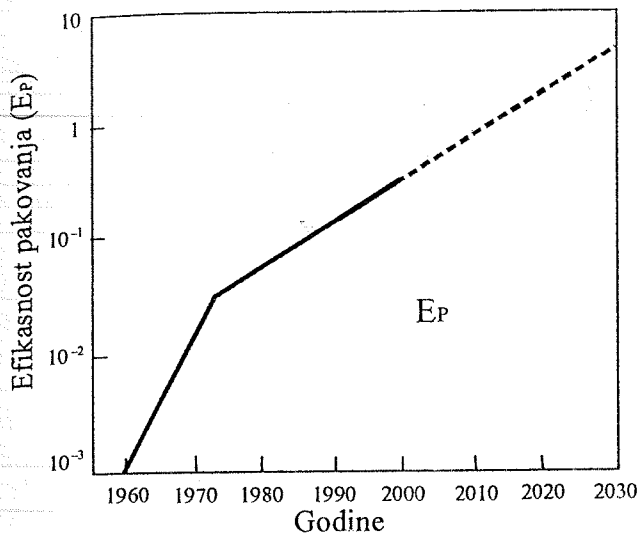


Sl. 19. Evolucija površine čipa.

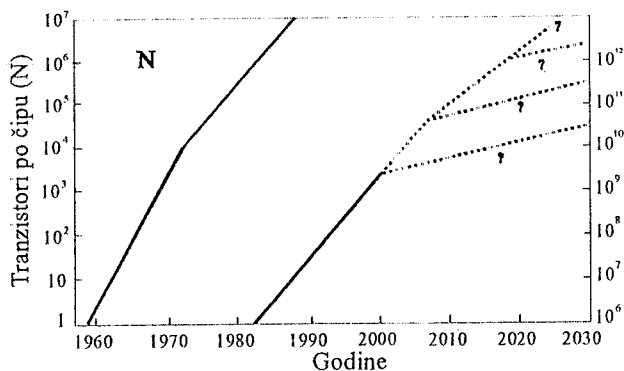
cijena po funkciji, poboljšane performanse i povećana pouzdanost. Ovdje je primjetno povećanje od nekoliko mm², 1960. godine, do skoro 1000 mm²=10 cm² 2000. godine. Optimistička predviđanja očekuju tehnologije sa prečnikom osnove (wafer) od 400 mm i površinom čipa preko 20 cm².

Efikasnost pakovanja P_E definišemo kao odnos kvadrata minimalne veličine (minimalna površina gejta) naprema ukupnoj prosječnoj površini tranzistora, uključujući i veze. Na sl. 20 je prikazano kalendarsko povećanje faktora E_p . Oko 1972. godine primjećujemo smanjenje nagiba. Dalja povećanja E_p su moguća sa komponentama u više nivoa. U tom slučaju možemo očekivati da će 2010. godine E_p dostići jediničnu vrijednost.

Sl. 21 pokazuje rast broja tranzistora po čipu. Realno je očekivati 10¹¹ tranzistora prije 2020. godine.

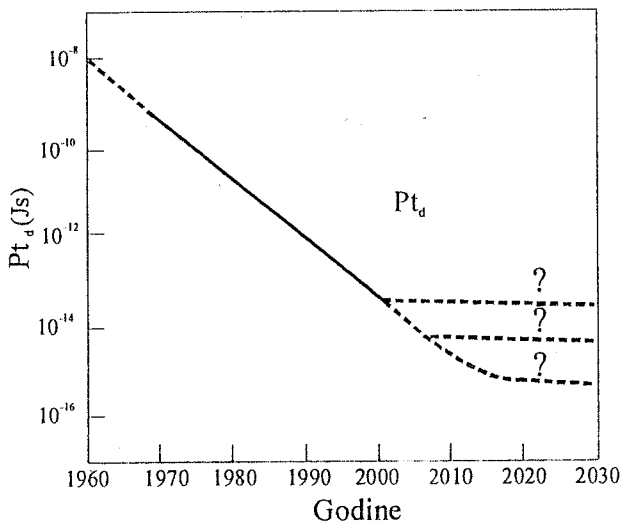


Sl. 20. Kalendarska promjena efikasnosti pakovanja



Sl. 21. Broj tranzistora po čipu.

Poboljšanje fizičkih popraćeno je i znatnim poboljšanjem električnih karakteristika CMOS integriranih kola. Na sl.22 je prikazana kalendarska promjena proizvoda potrošnja-logičko kašnjenje integriranih kola. Do sada je ovaj faktor poboljšan za više od pet redova veličine.



Sl. 22. Kalendarska evolucija proizvoda potrošnja-kašnjenje.

7. ZAKLJUČAK

Skaliranje CMOS komponenata, uz poboljšanje karakteristika i smanjenje napona napajanja, će biti nastavljeno sve dok nanometarski režim ne dostigne fundamentalna fizička ograničenja. Do toga očekujemo 50nm dužinu kanala, 20 Å debljinu oksida i napon napajanja oko 1V. Logičko kašnjenje će dostići nekoliko desetaka ps, a kapacitet memorije oko 60Gbita. Očekuje se pad cijene do 0.2 μ\$/bit. Da bi se to dostiglo moraću biti riješeni mnogi tehnološki izazovi. Neuniformnim dopiranjem kanala u oba pravca (vertikalni i horizontalni) treba da se smanje efekti kratkog kanala. Tranzistori prenosne logike, koja omogućuje malu potrošnju, će imati različite napone pragova ili pak dinamičke pragove. Sistem povezivanja će biti u šest-osam nivoa, sa novim materijalima, kako bi smanjili uticaj RC mreže veza. Pred budućim generacijama CMOS VLSI kola male potrošnje su mnogi izazovi vezani za tolerancije tehnološkog procesa – litografija, lateralni efekti, defekti struktura i sl.

Paralelano sa alternativnim logikama očekuju se i alternativne CMOS komponente. SOI i SiGe nagovještavaju bolje performanse od CMOS sa silicijumskom osnovom. Posebna očekivanja za sub-0.1μm procese su od MOS tranzistora sa duplim gejtom i od superprovodnika. Ostaju tehnološki izazovi izrade ovog tranzistora i jeftinog hlađenja VLSI čipova pakovanih za niske temperature.

LITERATURA

- [1] Vojin G. Oklobdžija: "Differential and pass-transistor CMOS logic for high performance systems", *Microelectronics Journal* 29, (1998) 679-688
- [2] Woo-Hyun Paik, et al." Low-Power logic design using push-pull pass-transistors logic", *Int. J. Electronics*, 1998. Vol.84, No.5, 476-478.
- [3] Jan M. Rabaey: "Digital Integrated Circuits-a design perspective", Prentice Hall 1996.
- [4] Chenming Hu: "Future CMOS scaling and Reliability", *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, No.5, 1993, 682-689.
- [5] Bijan Davari, et al.:" CMOS Scaling for High-Performance and Low-Power The Next Ten Years", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.4, 1995, 595-605.
- [6] Anantha P. Chandrakasan and Robert W. Brodersen: "Minimizing Power Consumption in Digital CMOS Circuits", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.4, 1995, 498-523.
- [7] Karl F. Goser, et al.:" Aspects of Systems and Circuits for Nanoelectronics", *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, No.4, 1997, 559-571.
- [8] Shojiro Asai and Yasuo Wada: "Technology Challenges for Integration Near and Below 0.1μm",

- Proceedings of the IEEE*, vol. 85, No 4, 1997, 505-517.
- [9] James D. Meindl: "Low-Power Microelectronics: Retrospect and Prospect", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.4, 1995, 619-635.
- [10] Pallab K. Chatterjee and Robert R. Doering: "The future of Microelectronics", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, No.1, 1998, 176-183.
- [11] Cing-Te Chuang, et al.: "SOI for Digital CMOS VLSI: Design Considerations and Advances", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, No 4, 1998, 689-719.
- [12] Yuan Taur, et al.: "CMOS Scaling into the Nanometer Regime", *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, No.4, 1997, 486-503.
- [13] Robert A. Powers: "Batteries for Low-Power Electronics", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.4, 1995, 687-693.
- [14] Hiroshi Iwai: "Downsizing of silicon MOSFETs beyond 0.1 μ m", *Microelectronics Journal*, 29 (1998), 671-678.
- [15] Kiyoo Itoh, et al.: "Trends in Low-Power RAM Circuit Technologies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.4, 1995, 524-542.
- [16] George A. Sai-Halasz: "Performance Trends in High-End Processors", *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, No.1, 1995, 20-35.
- [17] Stevling Whitaker: "Pass-Transistor Networks Optimize nMOS Logic", *Electronics*, September 22, 1983, 144-148.
- [18] L. G. Heller, et al.: "Cascade Voltage Switch Logic: A Differential CMOS Logic Family", *IEEE International Solid State Circuits Conference*, February 1984, 16-17.
- [19] Neil H. E. Weste, Kamran Eshraghian: "Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective", Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [20] Hanho Lee, Gerald E. Sobelman: "New XOR/XNOR power applications", *Microelectronics Journal* 29 (1998), 509-517.

Abstract - Trends CMOS scaling with special review into the sub-0.1 μ m regime are described in this paper. The most important factors which influence the characteristics of the CMOS transistors with a short channel are analyzed. Trends future development of the low-power CMOS technology are given. The alternative logical circuits which are a base of the high performance low-power CMOS VLSI circuits are described.

TECHNOLOGICAL AND LOGICAL ASPECTS
OF LOW-POWER CMOS VLSI CIRCUITS

Branko L. Dokić

SIMBOLIČKA ANALIZA ELEKTRONSKIH KOLA — SAVREMENI RAZVOJ I PRIMENA

Predrag Petković, Vančo Litovski, *Elektronski fakultet Niš*
Dejan Tošić, *Elektrotehnički fakultet Beograd*

Sadržaj –Savremenu industriju odlikuju sofisticirane mašine i visoko obrazovani stručni kadrovi. U elektronskoj industriji sprega ovih faktora izuzetno je značajna. Zadatak obrazovnih ustanova je da kreiraju stručnjake koji su u stanju da u što kraćem roku pruže odgovor na pitanje 'šta će biti ako...'. Jedno od efikasnih sredstava koje se nudi inženjerima elektronike da predvide ponašanje projektovanog uređaja jeste simbolička analiza. U radu je data definicija simboličke analize, prikazane su i primerima ilustrovane njene prednosti i mane. Takođe su prikazana iskustva u njenoj primeni u dva velika obrazovna centra, na Elektronskom fakultetu u Nišu i na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu.

1. UVOD

Ovaj rad motivisan je činjenicom da se nalazimo na kraju decenije u kojoj je deo svetske naučne javnosti posvetio svoja istraživanja primeni simboličke algebre u analizi električnih kola. Istini za volju, ovaj problem je mnogo stariji. Još krajem šezdesetih godina postojala je volja da se računari namenjeni prvenstveno za obavljanje računskih operacija nad brojevima, upotrebe za generisanje algebarskih izraza u simboličkom obliku. Nažalost, u tom periodu softverske mogućnosti nisu dozvoljavale direktnu manipulaciju simbolima, već su se koristili posredni postupci, zasnovani na numeričkom izračunavanju [1]. Istovremeno hardverske mogućnosti bile su nedovoljne da bi efikasno podržale takav način analize iole složenijih kola. Zato su i intenzivnija istraživanja u ovoj oblasti privremeno prekinuta. Medjutim svest o prednostima koje pruža simbolička analiza bila je na zavidnom nivou [1]. Zato, čim su se osamdesetih godina stvorili potrebni uslovi, ponovo su pokrenuta istraživanja u toj oblasti.

Podizanje nivoa hardverske i softverske podrške omogućilo je povratak ideji o efikasnoj simboličkoj analizi kola, ali povećanju interesa za tu oblast doprinele su dve činjenice.

Prvo, povećao se interes za automatizaciju projektovanja analognih integrisanih kola. Naime, razvoj integrisanih kola specifične namene postepeno je probudio želju da se na istom čipu integrišu analogne i digitalne funkcije. Iako je, najveći broj tranzistora na takvim čipovima obavljao digitalnu funkciju, ispostavilo se da je projektovanje mnogo manjeg analognog dela oduzimalo mnogo više skupocenog vremena za projektovanje. Osnovni razlog za ovu disproporciju leži u činjenici da su alati za projektovanje analognih kola bili daleko manje razvijeni. Zastoj u njihovom razvoju nastao je kao posledica nepostojanja jednoznačne i jednostavne veze između funkcionalnog i geometrijskog nivoa projektovanja analognih kola. Uočeno

je da se potrebna veza može ostvariti na osnovu funkcije kola zadate u simboličkom obliku.

Drugi razlog za povećano interesovanje za automatizaciju projektovanja analognih kola vezan je za značajno povećanje radne frekvencije digitalnih kola. Naime, u digitalnim kolima koja rade na visokim frekvencijama pojavljuju se problemi koji su karakteristični za rad analognih kola [2].

Dakle, sve to pospešuje istraživanja u oblasti simboličke analize kola. Njihov rezultat ogleda se u većem broju softverskih paketa za ovu namenu [3, 4, 5].

Pored toga, simbolička algebra našla je primenu i u drugim tehničkim naukama [6].

U našoj zemlji je u dve obrazovne institucije prihvaćen izazov za istraživanjima u ovoj oblasti.

U laboratoriji LEDA (Laboratory for Electronic Circuits Design Automation) Elektronskog fakulteta u Nišu nastavljena su istraživanja u ovoj oblasti koja je počeo 1982 godine profesor Litovski [7]. Na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu primena simboličke algebre na analizu linearnih električnih kola uvedena je kroz izradu doktorske disertacije gospodina Tošića. Slučaj je hteo da ova nezavisna istraživanja krenu u dva pravca. U Nišu se pošlo od razvoja algoritama za simboličko izračunavanje determinanti matrice kojom je opisano kolo, dok je u Beogradu razvijan simulator u okruženju softverskog paketa za simboličku algebru *Mathematica*.

Rezultat rada grupe za razvoj alata za projektovanje elektronskih kola u okviru laboratorije LEDA jesu dve generacije programa za simboličku simulaciju. Prvu čini programski paket SymSim, koji je pisan na programskom jeziku Lisp, zapravo na dijalektu *PC Scheme* koji je namenjen za personalne računare tipa 286 pod MS DOS operativnim sistemom. Detaljan opis programa dat je u prvom magistarskom radu iz ove oblasti odbranjenom kod nas [8]. Drugu generaciju čini program pisan na C programskom jeziku, nazvan SymSimC, koji radi pod Unix, odnosno Linux operativnim sistemom.

Rezultat istraživanja na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu jeste originalni programski paket SALECAS koji je opisan u prvoj doktorskoj disertaciji iz ove oblasti odbranjenoj u našoj zemlji [9].

Centralna tema ovog rada jesu iskustva u razvoju i primeni simboličke analize elektronskih kola u našoj zemlji. No pre toga, u narednom odeljku daćemo ukratko definiciju simboličke analize, opisaćemo njene prednosti i nedostatke i navesti najinteresantnije metode za povećanje njenih mogućnosti.

2. SIMBOLIČKA ANALIZA

Svaki inženjer elektrotehnike stiče prva znanja iz struke time što pomoću olovke i papira za dato električno kolo izvodi algebarski izraz koji predstavlja funkciju kola. Pri tome se doprinos svakog elementa kola opisuje odgovarajućim simbolom. Sagledavanjem uticaja pojedinih parametara na odziv kola dobija se jasan uvid u namenu i osobine kola. Ovaj postupak poznat je kao analiza kola. S obzirom da su svi parametri kola dati u obliku simbola, očigledno je reč o simboličkoj analizi.

Nažalost, ovaj postupak simboličke analize praktično je nemoguće obaviti za iole složenija kola. Zato su se za njihovu analizu razvili metodi zasnovani na numeričkom rešavanju sistema jednačina koje opisuju ponašanje kola. Najpoznatiji program baziran na ovom principu, nesumnjivo jeste SPICE.

Analiza ima za cilj da pruži što više podataka o ponašanju nekog kola pre njegove proizvodnje. Ti podaci mogu biti kvalitativni i kvantitativni. Očigledno je da numerički pristup daje samo informacije kvantitativne prirode. Da bi se dobio jasan uvid u rad kola, neophodno je da se raspolaze informacijama kvalitativne prirode o načinu uticaja pojedinih parametara kola na njegov rad. Zapravo, treba dobiti odgovor na pitanje kako će se menjati odziv ako vrednost nekog od parametara kola raste ili opada. Najneposredniji način da se do odgovora dođe jeste generisanje funkcije kola u simboličkom obliku.

U prilikama kada neki problem preraste biološke mogućnosti ljudskog mozga da bude rešen za razumno kratko vreme, čovek koristi računar. Naravno, tada se osnovni problem zamenjuje novim: kako iskoristiti mašinu da bi se došlo do rešenja. Ovo je preraslo u ključno pitanje u oblasti koja se zove simbolička analiza elektronskih kola.

S obzirom da do sada nije pronađen način da se simbolički rešavaju nelinearne diferencijalne jednačine, simbolička analiza kola bavi se analizom linearnih kola u funkciji nezavisne promenljive $x \in \{s, z\}$.

Generalno posmatrano, funkcija kola dobija se u obliku količnika dva polinoma po nezavisnoj promenljivoj:

$$H(x) = \frac{\sum_{i=0}^n a_i(p_1, \dots, p_k) x^i}{\sum_{i=0}^m b_i(p_1, \dots, p_k) x^i} \quad (1)$$

gde su koeficijenti a_i i b_i funkcije oblika sume proizvoda parametara kola, p_k .

Da bi se procenilo koliko se isplati uloženi trud u razvoj simboličke analize, potrebno je da se ona poredi sa alternativnim postupkom analize - numeričkom analizom kola. Suštinski, radi se o dva komplementarna pristupa. U slučajevima gde je jedan postupak neefikasan, treba primeniti onaj drugi, i obrnuto. Ono što se ispoljava kao prednost kod simboličke analize, može se tretirati kao mana kod numeričkog pristupa. U čemu su, dakle, prednosti simboličke analize nad numeričkom.

Nesumnjivo da se osnovna prednost ogleđa u, već pomenutom, jasnom uvidu u ponašanje kola. No pored toga,

treba navesti trajnost važnosti rezultata. Naime, rezultat simboličke analize ne zavisi od vrednosti parametara kola, već generalno važi za sva kola iste topologije i strukture.

Pored toga, simbolička analiza imuna je na probleme koji se javljaju usled grešaka zaokruživanja koji su karakterika numeričkih metoda.

Najzad, rezultat dobijen simboličkom analizom pogodan je za naknadnu obradu. Tu spadaju dve osnovna grupe aktivnosti.

Najpre, primene vezane za traženje odziva za različite vrednosti parametara kola ili pobude. U ovu grupu spadaju primene vezane za optimizaciju [4], statističku analizu [10], utvrđivanje i modeliranje defekata kod analognih i digitalnih kola [11, 12], kao i mnoge slične primene.

Za razliku od rezultata dobijenog numeričkom analizom, koji se svodi na broj, ili u najboljem slučaju tabelu, izraz (1) može da se tretira kao drugačiji oblik opisa kola. Ovo predstavlja ključ u povezivanju funkcionalnog opisa kola sa strukturalnim. Na bazi ove osobine simboličke analize razvijeni su sofisticirani programi za automatsko projektovanje analognih kola [4]. Bitne karike u projektovanju analognih kola u kojima se primenjuje simbolička analiza jesu generisanje nove topologije [3] i ekstrakcija parametara [13].

Nažalost, sa porastom složenosti analiziranih kola, gotovo sve dobre strane simboličke analize gube na značaju. Naime, algebarski izrazi postaju jako složeni, tako da se gubi informacija o uticaju pojedinih parametara kola na odziv. Pored toga, broj množenja i sabiranja potreban da se izračunaju vrednosti koeficijenata polinoma, a_i i b_i , postaje jako veliki, tako da njihova primena za višestruka naknadna izračunavanja postaje neekonomična. Pri svemu tome, vreme potrebno da se generišu glomazni izrazi značajno raste.

Zato se ulažu veliki naponi da se ublaže ovi nedostaci. Pri tome se koriste dve osnovne strategije.

U aplikacijama vezanim za višestruko izračunavanje vrednosti funkcije kola rešenja se traže primenom posebnih postupaka za ubrzavanje generisanja rezultata [14] i traženjem optimalnih načina za memorisanje i manipulaciju simbolima [15].

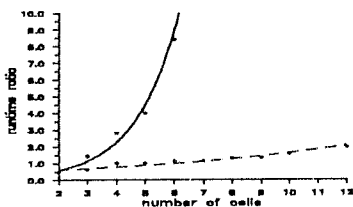
U aplikacijama u kojima treba poboljšati uvid u ponašanje kola, rešenja se traže u simboličkoj aproksimaciji algebarskih izraza. Pri tome se podrazumeva da se u konačnom rezultatu pojave samo dominantni parametri kola [16].

3. ISKUSTVA U PRIMENI

A. ELEKTRONSKI FAKULTET - NIŠ

Početakom devedesetih godina stekli su se uslovi da se nastavi sa pionirskim istraživanjima u oblasti simboličke analize, započetim na Elektronskom fakultetu u Nišu još 1982. godine [7]. Srećom, u to vreme se u laboratoriji LEDA raspolagalo zavidnom količinom znanja iz oblasti numeričke analize kola zasnovane na primeni modifikovane metode čvorova. Zato izrada dela programa za simboličku

analizu koji se odnosio na formiranje matrice sistema nije predstavljao naročito složen zadatak. Novinu je predstavljala orijentacija ka Lisp programskom jeziku i, shodno tome, definisanje odgovarajućih struktura podataka. O mehanizmima izračunavanja determinante matrice kola u simboličkom obliku nije bilo prethodnih iskustava. Zato se krenulo od algoritma koji je opisan u [5]. Istovremeno su uočene mogućnosti da se on dogradi kako bi se povećala efikasnost generisanja determinante sistema. Šta više, razvijen je i jedan novi algoritam za faktorizaciju determinante koji je značajno skratio vreme neophodno za generisanje funkcije kola [17]. Na slici 1 pokazan je stepen povećanja brzine analize u funkciji složenosti kola. Primer se odnosi na lestvičastu mrežu koja se inače često koristi za praćenje povećanja složenosti kola. Punom linijom prikazan je odnos vremena analize bez i sa ugrađenim algoritmom, u slučaju da svi elementi mreže imaju različite vrednosti. Isprekidana linija pokazuje isti odnos za slučaj da elementi u rednim, odnosno paralelnim granama imaju iste vrednosti.

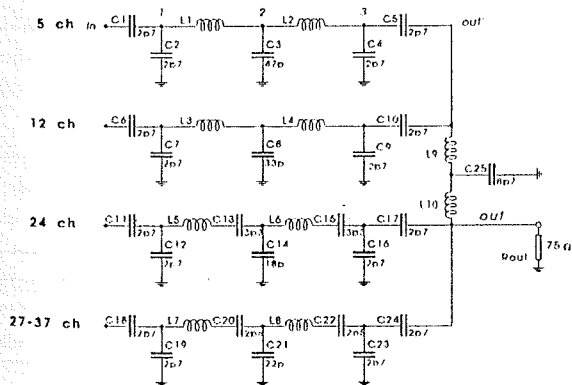


Slika 1. Efikasnost ugrađenog algoritma

Nedavno smo u [18] dobili i potvrdu da ovaj algoritam uspešno funkcioniše i kada se radi o faktorizaciji gotovih algebarskih izraza.

Naš originalni program za simboličku analizu nazvan je SymSim. Program je testiran na više primera.

Jedan od prvih primera odnosio se na filtarsku skretnicu koja je bila u fazi razvoja u fabrici Ei EKOS. Električna šema skretnice prikazana je na slici 2.

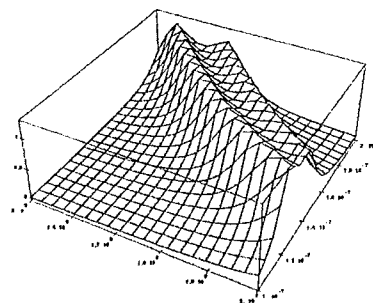


Slika 2. Antenska skretnica

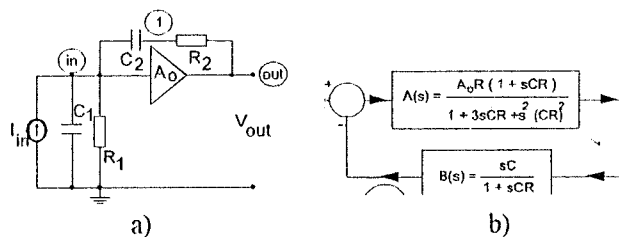
Na slici 3 prikazan je 3D dijagram koji nedvosmisleno pokazuje uticaj promene induktivnosti $L_1=L_2=L$ na amplitudsku karakteristiku filtra.

Interesantan primer primene simboličke analize odnosi se na ispitivanje stabilnosti. Razmotrićemo pojačavač sa negativnom povratnom spregom prikazan na slici 4a, i ukazujemo na mogućnost opisa pojačavača preko blok

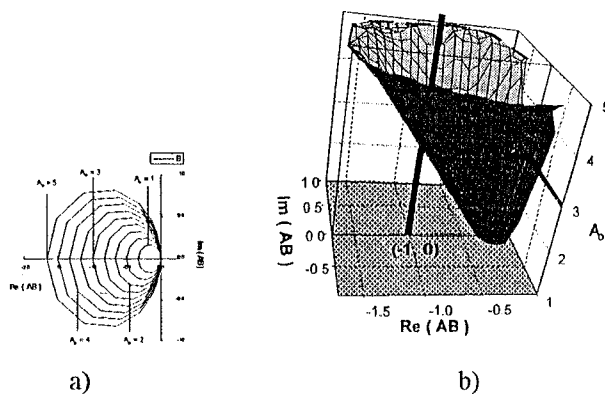
dijagrama prikazanog na slici 4.b. Na osnovu generisane funkcije prenosa može se lako nacrtati Nyquistov dijagram i to kako parametarski u funkciji pojačanja, kako prikazuje slika 5.a. tako i u obliku 3D grafika prikazanog na slici 5.b. [19].



Slika 3. Uticaj promene induktivnosti L na amplitudsku karakteristiku filtra sa slike 2.



Slika 4. a) Električna šema pojačavača sa povratnom spregom
b) Pojačavač prikazan u obliku blok dijagrama



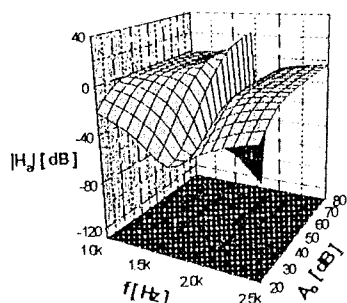
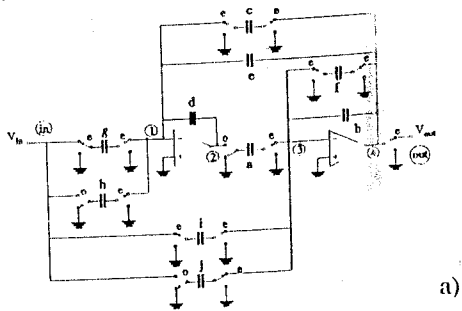
Slika 5 a) Nyquistov dijagram za kolo sa slike 4
b) 3D prikaz dijagrama sa slike 5.a)

Simbolička analiza pokazala se veoma pogodnom za ekstrakciju y- i s-parametara kola. Automatizacijom postupka ekstrakcije i prihvatanja već ekstrahovanih parametara za narednu analizu, učinjen je korak ka hijerarhijskom pristupu analizi složenijih kola [20-23].

U posebnoj grupi radova obradjena je primena simboličke analize u industriji keramičkih materijala. Naime, u izraz dobijen simboličkom analizom modela keramičkog materijala moguće je ugraditi funkciju koja povezuje električne osobine materijala i tehnološke parametre konsolidacije. Na osnovu tako dobijenih rezultata lako se može predvideti uticaj, recimo, temperature sinterovanja na funkciju kola u kome je ugrađena keramička komponenta [24, 25].

Program za simboličku analizu linearnih kola može korisno da posluži za generisanje testnih sekvenci i modeliranje defekata kod digitalnih kombinacionih i sekvencijalnih CMOS kola [26, 27]. Osnovna ideja zasnovana je na uvodenju takozvane logičke konduktansne funkcije tranzistora (*TLCF - Transistor Logic Conductance Function*). Ona pokazuje da li postoji provodni put između izlaza nekog logičkog kola i napona napajanja V_{dd} , odnosno V_{ss} . Ukoliko se svaki tranzistor u kolu zameni odvodnošću, lako se programom za simboličku analizu dobija izraz za ekvivalentnu odvodnost od izlaza ka naponu napajanja. Da bi se na osnovu tog podatka generisao odziv u obliku logičke nule ili jedinice, odvodnostima tranzistora dodeljuju se logičke vrednosti 0 ili 1 koje simuliraju prekidački režim se logičke vrednosti 0 ili 1 koje simuliraju prekidački režim tranzistora. Ukoliko postoji provodni put od izlaza ka V_{dd} , odnosno V_{ss} , logičko stanje na izlazu biće 1 ili 0 respektivno. Pored toga, da bi mogli da se modeliraju pojedini defekti, koji se pojavljuju u obliku neželjenih prekida ili prespajanja, dovoljno je da se na kritičnim mestima u kolu veže odvodnost kojoj se kasnije dodeljuju vrednost 0 ili 1.

U program SymSimC, koji je pisan na C programskom jeziku ugrađena je još jedna opcija koja nije postojala u prvobitnoj verziji programa SymSim. Radi se o analizi kola u z-domenu. Naime, iskorišćena su ranije stečena znanja iz numeričke analize SC-kola [28]. Za razliku od velikog broja programa za analizu SC kola u simboličkom obliku, naš program karakteriše primena modifikovane metode čvorova u fazi formiranja matrice sistema, kao i mogućnost procene uticaja konačnog pojačanja na rad kola [29]. Ovu opciju ilustrovaćemo primerom analize kola sa slike 6.a. Zavisnost modula amplitudske karakteristike od frekvencije i pojačanja pojačavača prikazana je na slici 6.b.



Slika 6. a) Uskopropusni NF SC-filtar Slika 7. b) Zavisnost slabljenja od konačnog pojačanja pojačavača.

Uporedo sa istraživanjem različitih aplikacija programa za simboličku analizu, nastavljamo i istraživanja u pravcu

poboljšanja njegovih performansi. U tom cilju razvijamo dva nivoa simboličke aproksimacije. Jedan je bitan sa stanovišta simplifikacije gotovih algebarskih izraza, dok se drugi odnosi na aproksimaciju na topološkom nivou pre nego što se krene sa generisanjem funkcije kola [30]. Iz ovog drugog pristupa proizašla je ideja da se simbolička simulacija ubrzava ukoliko se u različitim frekvencijskim opsezima generišu algebarski izrazi u kojima figurišu samo elementi čiji je uticaj na funkciju kola dominantan u konkretnom frekvencijskom segmentu. Prvi dobijeni rezultati pokazali su značajno ubrzanje analize primenom ovog metoda, koji smo nazvali segmentna simbolička simulacija [31].

B. ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET BEOGRAD

Simbolička analiza na ETF Beograd usmerena je na konstrukciju algoritama koji će biti automatizovani u ekspertskom oruženju Mathematica.

Ideja je da se napravi jedinstven okvir za simboličku analizu i projektovanje linearnih/linearizovanih električnih kola i sistema. Sledi pregled glavnih istraživačkih rezultata.

Simbolička analiza linearnih vremenski invarijantnih električnih kola [32] je implementirana u oruženju Mathematica, i mogu se analizirati kola sa nepovezanim grafom [33].

Simboličko projektovanje amplitudskih ekvalizatora predstavljenih sekcijama drugog reda [34] automatizovano je u segmentu paketa SALECAS [9] i vrši se u kompleksnom domenu.

Simbolički simulator linearnih vremenski invarijantnih dinamičkih sistema [35] omogućava analizu kontinualnih sistema u kompleksnom domenu.

Raspodela srednjih snaga u linearizovanim elektroenergetskim sistemima (DC load flow) se može analizirati simbolički [36,37] za elektroenergetske sisteme do desetak čvorova.

Mikrotalasna kola sa elementima karakterizovanim S-matricom analiziraju se simbolički u ustaljenom prostoperiodicnom režimu po kompleksnim talasnim signalima [38].

Analiza i projektovanje aktivnih filtara izrazito je pogodno za simboličku analizu ako postoje analitički izrazi za parametre filtra u funkciji koeficijenata transfer funkcije [39]. Za određene stepene elipticka transfer funkcija se može predstaviti analitički bez Jakobijevih funkcija [40, 41]. Kada su poznate nule i polovi transfer funkcije sistema može se odrediti simbolički impulsni odziv i odskocni odziv [42].

Kombinacione mreže sa acikličnim usmerenim grafom su analizirane simbolički [43] smatrajući sve logičke promenljive simbolima. Transfer funkcije digitalnih filtara se efikasno nalaze simbolički [44]. Programabilni digitalni filtri se mogu simbolički analizirati u kompleksnom z-domenu [45]. Simbolička analiza i projektovanje su uspešno primenjeni u slučaju dvodimenzionalnih filtara za obradu slike [46, 47].

Pored simboličke analize, predloženi su algoritmi simboličke aproksimacije, i automatizovani u softveru [48,

49].

Koncept jedinstvene simboličke analize kola i sistema dat je u [50].

U razvoju je automatizovan simbolički simulator linearnih kola sa jednostrukom povratnom spregom [51].

Problem simboličke analize složenih kola razmatran je sa aspekta hijerarhijske dekompozicije u blokove poznatih matičnih parametara.

Pravac daljeg razvoja i istraživanja je simbolička analiza multidimenzionalnih digitalnih filtara i algoritmi poredjenja realizacija digitalnih filtara

4. ZAKLJUČAK

U radu su prikazana iskustva sa Elektronskog fakulteta u Nišu i Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu u razvoju i primeni simboličke analize elektronskih kola. Pored definicije osnovnih pojmova koji se odnose na ovu oblast, istaknute su prednosti i mane u odnosu na numeričku analizu kola.

5. LITERATURA

- [1] P. M. Lin, "A Survey of Applications of Symbolic Network Functions", *IEEE Trans on Circuit Theory*, Vol. CT-20, No. 6, pp. 732-737, November 1973.
- [2] J. Shah, A. Younis, S. Saptnekar, M. Hassoun, "Symbolic analysis of power/ground networks using moment-matching methods", *Proc. ECCTD'97*, Budapest, pp. 1292-1297, September 1997.
- [3] A. Konczykowska, J. Mulawka, M. Bon, "Symbolic Simulation: A New Approach to Automated Electronic Circuit Design", *International Workshop on Artificial Intelligence for Industrial Applications*, Hitachi, May 1988.
- [4] G. Gielen, W. Sansen, "Symbolic Analysis for Automated Design of Analog Integrated Circuits", Kluwer Academic Publishers, Boston/ Dordrecht/ London, 1991.
- [5] S. Manetti, "New approach to automatic symbolic analysis of electric circuits", *IEE Proceedings-G*, Vol. 138, No. 1, pp. 22-28, February 1991.
- [6] K. Schlacher and R. Scheidl, "Modeling of Mechatronic Systems by Symbolic Computation", *EUROSIM'95*, pp. 657-662.
- [7] S. Stanojević, V. B. Litovski, "Simbolička analiza elektronskih kola", *Tehnika (Elektrotehnika)*, Vol. 31, No. 12, pp. 1985-1989, 1982.
- [8] R. Stevanović, *Simbolička analiza linearnih elektronskih kola zasnovana na primeni simboličke algebre*, Magistarska teza, Elektronski fakultet Niš, Jun, 1994.
- [9] D. Tošić, "Prilog algoritmima simboličke analize linearnih električnih kola i sistema pomoću računara", Doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet Beograd, 1996.
- [10] M. Styblinski and M. Qu, "Comparison of Symbolic Analysis, Approximation and Macromodeling Techniques for Statistical design of Quality of Analog Integrated Circuits", *Proc. ISCAS'97*, Seattle, pp. 2221-2224, April, 1995.
- [11] Cho, R. Bryant, "Test Pattern Generation for Sequential MOS Circuits by Symbolic Fault Simulation", *Proc. 26th ACM/IEEE DAC*, pp. 418-423, 1989.
- [12] Z. You, E. Sanchez-Sinencio and J. de Gyvez, "Analog System-Level Fault Diagnosis Based on a Symbolic Method in the Frequency Domain", *IEEE Tran. on Instrumentation and Measurement*, Vol. 44, No. 1, pp. 28-35, January 1995.
- [13] Zerounian, F. Aniel, N. Kauffman, R. Adde and A. Konczykowska, "Extraction Strategies of Semiconductor Device Parameters Using Symbolic Approach and Optimization Methods", *Proc. ECCTD'97*, Budapest, pp. 1298-1303, Sept 1997.
- [14] E. Wehrhanh, "Symbolic Analysis of Large Linear Circuits with the Bilinear-Splitting Transformation", *Proc. ISCAS'95*, Seattle, pp. 2079-2082, April 1995.
- [15] M. Hassoun and P-M. Lin, "A Hierarchical Network Approach to Symbolic Analysis of Large-Scale Networks", *IEEE Tran on Circuits and Systems-I*, Vol. 42, No. 4, pp. 201-211, April 1995.
- [16] F.V. Fernandez, A. Rodriguez-Vazquez J.D. Martin and J.L. Huertas, "Formula Approximation for Flat and Hierarchical Symbolic Analysis", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 3, pp. 43-58, 1993.
- [17] P. Petković, S. Stojilković and V. Litovski, "Factorization algorithm for symbolic circuit analysis" *IEE Electronic Letters*, Vol. 31, No. 13, pp. 1026-1027, June 1995.
- [18] M. Topa, P. Wambacq, G. Gielen, W. Sansen, E. Simion, "Postprocessing techniques for approximate symbolic network function of integrated building blocks", *Proc. of ECCTD'97*, Budapest, pp. 1464-1467, September 1997.
- [19] P. Petković, V. Marković and V. Litovski, "Application of symbolic simulator in the education process", *8th ISTET'95*, Thessaloniki, pp. 529-532, September 1995.
- [20] P. Petković, V. Marković, R. Stevanović, D. Milovanović i V. Litovski, "Primena simboličke analize u projektovanju VF kola", *Proc. TELSIS'93*, Niš, pp. 6.15-6.22, Oktobar 1993.
- [21] P. Petković and V. Marković, "Symbolic S-parameters analysis of microwave transistor models", *Proc. of the 17th Edition of Annual semiconductor Conference*, Sinaia, Romania, pp. 383-386, October 11-16, 1994.
- [22] P. Petković, V. Marković i V. Litovski, "Simbolička analiza mikrotalasnih kola u funkciji talasnih parametara", *Proc. TELSIS'95*, Niš, pp. 477-480, Oktobar 1995.
- [23] Marković and P. Petković, "Symbolic approach to the microwave circuit design", *Proc. 11th MIKON'96*, Warsaw, Poland, pp. 541-545, May 27-30, 1996.
- [24] V. Mitić, P. Petković, S. Bogosavljević i M. Radmanović, "Simbolički metod za projektovanje električnih svojstava BaTiO₃- keramičkih materijala u

- funkciji parametara konsolidacije", *Tehnika*, god. 51., No. 7-8, pp. 6NM-10NM, 1996.
- [25] P. Petković, V. Mitić, and M. Radmanović, "Symbolic Approach in Prognoses of BaTiO₃-Ceramics Capacitive Behavior in Real Environment", *Proc. MicroMat'97*, Berlin, pp. 795-798, April 1997
- [26] P. Petković, D. Milošanović and V. Litovski, "Symbolic modeling of MOS combinational circuits", *Microelectronics Reliability*, Vol. 37, No. 1, pp. 137-157, 1997.
- [27] P. Petković, D. Milošanović and V. Litovski, "Symbolic Oriented Stuck Fault Modeling of CMOS Sequential Circuits", *Proc. of 21st MIEL'97*, Niš, pp. 783-786, September 1997.
- [28] D. Milošanović i V. Litovski, "Simulacija SC kola u frekventnom i vremenskom domenu primnom modifikovane metode čvorova", *Zbornik ETAN'84*, Split, pp. 109-116, Jun 1984.
- [29] V. Živković, P. Petković and D. Milošanović, "Automatic symbolic analysis of SC networks using a modified nodal approach", *Microelectronics Journal* 29 (1998), pp. 741-746.
- [30] P. Petković, V. Živković, "Symbolic Approximation in Analog Circuit Design", 18th International Spring Seminar on Semiconductor and Hybrid Technologies, Vol. 12, No. 1, Sozopol, Bulgaria, pp. 275-284, 1996.
- [31] P. Petković, V. Živković, "Segmented symbolic simulation", *Proc. TELSIXS'97*, Niš, pp. 130-133, Oktobar 1997.
- [32] Tošić and B. D. Reljin, "Symbolic analysis of electric circuits using the program SALEC," *Proc. Third ELECTROSOFT '96*, San Miniato, Italy, 28-30 May 1996, pp. 135-144.
- [33] D. V. Tošić, B. D. Reljin, and I. S. Reljin, "Educational aspect in symbolic analysis of linear electric circuits," *Proc. 8th ISTET'95*, Thessaloniki, Greece, Sep. 1995, pp. 533-536.
- [34] D. V. Tošić, M. F. Hribsek, and B. D. Reljin, "Generation and design of new continuous-time second order gain equalizers using program SALEC," *International Journal of Electronics and Communications (AEU - Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik)*, vol. 50, no. 3, pp. 226-229, May 1996.
- [35] D. V. Tošić, B. D. Kovacevic, and B. D. Reljin, "Symbolic Analysis of Linear Dynamic Systems," *Control and Computers*, vol. 24, no. 2, pp. 54-59, 1996.
- [36] I. Skokljević and D. V. Tošić, "A new symbolic analysis approach to the DC load flow method," *Electric Power System Research Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 127-138, 1997.
- [37] D. V. Tošić and I. A. Skokljević, "SALF - a tool for symbolic analysis of the DC load flow," *Proc. 5th International Conference Tesla. III Millennium*, Belgrade, Yugoslavia, 15-18 Oct. 1996, pp. III.19-III.26.
- [38] D. V. Tošić, A. R. Djordjevic, B. D. Reljin, "Symbolic Analysis of Microwave Circuits," *Journal of Applied Electromagnetism*, vol. 1, no. 1, pp. 37-45, 1997.
- [39] D. V. Tošić, M. D. Lutovac, B. L. Evans, I. M. Markoski, "A tool for symbolic analysis and design of analog active filters," *5th International Workshop on Symbolic Methods and Applications to Circuit Design (SMACD'98)*, Kaiserslautern, Germany, October 8-9, 1998.
- [40] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, I. M. Markoski, "Symbolic computation of elliptic rational functions," *ibid.*
- [41] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, and B. L. Evans, "An algorithm for symbolic design of elliptic filters," *Proc. 4th SMACD'96*, Leuven, Belgium, Oct. 10-11, 1996, pp. 248-251.
- [42] D. V. Tošić, M. D. Lutovac, "Symbolic computation of impulse, step and sine response of linear time-invariant systems," *Proc. SAUM'98*, Niš, Serbia, Yugoslavia, September 28-30, 1998.
- [43] Dejan V. Tošić, Mirko Vujošević, "Symbolic Analysis of Systems Specified by Binary Boolean Functions," *4th BCOR'97*, Thessaloniki, Greece, Oct. 20-23, 1997. (to appear in Proc. that will be published in 1998)
- [44] D. V. Tošić, M. D. Lutovac, and I. M. Markoski, "Symbolic derivation of transfer functions of discrete-time systems," *Proc. 9th ISTET'97*, Palermo, Italia, 9-11 June 1997, pp. 311-314.
- [45] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, and B. L. Evans, "Symbolic analysis of programmable digital filters," *Proc. 21st MIEL'97*, Niš, Serbia, Yugoslavia, 14-17 Sep. 1997, pp. 713-716.
- [46] D. V. Tošić, A. Mojsilovic, and M. Popovic, "Symbolic approach to 2D biorthogonal diamond-shaped filter design," *ibid.*, pp. 709-712.
- [47] A. Mojsilovic, D. V. Tošić, and M. Popovic, "The design of 2D hexagonal filters based on transformations: The symbolic approach," *Proc., ECCTD'97*, Budapest, Hungary, 30.Sep.-3.Oct. 1997, pp. 890-895.
- [48] I. M. Markoski and D. V. Tošić, "Symbolic approximation of circuit response containing negative terms," *Proc. 21st MIEL'97*, Nis, Serbia, Yugoslavia, 14-17 Sep. 1997, pp. 705-708.
- [49] I. M. Markoski, D. V. Tošić, and B. D. Reljin, "A simple algorithm for formula approximation in symbolic analysis of linear circuits," *Proc. 9th ISTET'97*, Palermo, Italia, 9-11 June 1997, pp. 120-123.
- [50] D. V. Tošić, "SALECAS - a package for symbolic analysis of linear circuits and systems," *Proc. 4th SMACD'96*, Leuven, Belgium, Oct. 1996, pp. 227-230.
- [51] B. Nikolić, D. V. Tošić, and S. Marjanovic, "Symbolic analysis of feedback amplifier circuits," *ibid.*, pp. 244-247.

Abstract - This paper describes results of development and application of symbolic analysis computer programs at Faculty of Electronic Engineering, University of Niš, and School of Electrical Engineering, University of Belgrade.

**SYMBOLIC ANALYSIS OF ELECTRONIC CIRCUITS
- DEVELOPMENT AND APPLICATION**

PARAMETRI MOS TRANZISTORA U OBLASTI ZASIĆENJA

Aleksandar Ilišković, Ferid Softić, *Elektrotehnički fakultet Banjaluka*

Sadržaj- U radu dat je detaljan proračun provodnosti između drejna i sorsa MOS tranzistora g_{ds} , kao i strmine u oblasti zasićenja te izvršena precizna analiza modela za njeno određivanje uzimajući u obzir uticaj međuelektrodnih napona i koncentracija nosilaca elektriciteta kao i temperature. Rezultati dobijeni modelovanjem karakteristika ukazuju na dobru upotrebljivost modela pri proračunu kola sa MOS tranzistorima.

1. UVOD

Kada tranzistor radi u području zasićenja pri naponima V_{DS} većim ili jednakim naponu prekrivanja pri kome nastupa zasićenje $V_{DS} \geq V'_{DS}$ struja zasićenja MOS tranzistora ima vrijednost određenu sa [1]:

$$I'_D = \frac{C_0 \mu_n^* Z}{L} \left[\frac{(V_{GS} - V_X)^2}{2} - \frac{1}{6} \left(\frac{|N| q \epsilon_s}{C_0^2} \right)^2 (1 - 3\xi + 2\xi^3)^2 + \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2|N| q \epsilon_s}{C_0^2}} (2\phi_F - V_{BS})^{3/2} \right] \quad (1)$$

pri čemu je:

$$\xi = 1 - \frac{2C_0^2}{Nq\epsilon_s} (V_{GS} - V_X + 2\phi_F - V_{BS}) \quad (2)$$

$$V_X = \phi_{MS} + 2\phi_F - V_{SS} \quad (3)$$

Naponski ekvivalent ekvivalentnog površinskog naboja Q_{SS} je određen sa $V_{SS} = Q_{SS} / C_0$, dok je radna funkcija metal-poluprovodnik ϕ_{MS} data relacijom:

$$\phi_{MS} = \phi_{MO} - \left(\phi_{SO} + \frac{E_g}{2q} + \phi_F \right) \quad (4)$$

Pri tome je Fermijev potencijal ϕ_F osnove n -kanalnog tranzistora pozitivan:

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln \frac{|N|}{n_i} > 0, \quad (5)$$

gdje je n_i sopstvena koncentracija nosilaca elektriciteta u silicijumu. Napon praga V_T n -kanalnog MOS tranzistora dat je sa:

$$V_T = V_X + \left[\frac{2|N| q \epsilon_s (-V_{BS} + 2\phi_F)}{C_0^2} \right]^{1/2} \quad (6)$$

Navedena relacija za struju drejna (1) se može, u dosta širokom radnom području, aproksimirati izrazom:

$$I'_D = \frac{C_0 \mu_n^* Z}{L} k_1 (V_{GS} - V_T)^2 \quad (7)$$

pri čemu je k_1 konstanta čija vrijednost ne zavisi od napona gejnt-sors V_{GS} . Pri maloj koncentraciji N i velikoj vrijednosti C_0 konstanta k_1 će iznositi $k_1 = 1/2$. Provodnost drejn-sors prema relaciji (7) je jednaka nuli:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{GS}, V_{BS}} = g_{ds} \Big|_{V_{DS}=V'_{DS}} = g'_{ds} = 0 \quad (8)$$

Međutim kod realnih tranzistora poslednja relacija (8) nije u važnosti. Provodnost tranzistora je različita od nule i zavisi od napona na elektrodama. Ona može da ima dovoljno veliku vrijednost koja se, pri detaljnijoj analizi elektronskih sklopova, ne smije zanemariti.

2. MODEL SKRAĆIVANJA KANALA

Kada je napon V_{DS} veći od napona prekrivanja tada na inverzno polarizovanom $p-n'$ spoju djeluje pad napona $|V_{DS} - V'_{DS}|$. Elektroni koji ulaze iz pravca sorsa izloženi su jakom električnom polju. Osiromašeni sloj koji obuhvata područje $p-n$ barijere uz gejnt i drejn, a time i područje ispod kanala, biće šire što je napon V_{DS} veći. Efektivna dužina kanala L_e je manja od njegove geometrijske dužine L za iznos L_s koji predstavlja skraćivanje kanala. Na efektivnoj dužini kanala djeluje napon prekrivanja dok na dijelu L_s djeluje višak napona iznad te vrijednosti. Što je kanal kraći provodnost mu raste pa je posljedica porasta napona umjeren porast struje drejna.

Prilikom proračuna tog efekta može se usvojiti, kao prva aproksimacija, da se oblast drejn - osnova ponaša slično idealnom n^+-p spoju. To ima za posljedicu da je polje, koje je normalno na površinu poluprovodnika iznad oblasti L_s i na polje duž kanala gdje je $y \leq L - L_s$ zanemarljivo. Uz te pretpostavke dužina osiromašene oblasti L_s se izračunava prema formuli koja vrijedi za proračun debljine područja prostornog naboja $p-n$ spoja sa skokovitom promjenom koncentracije primjesa. Tako se, za n - kanalni MOS tranzistor, kada je $N_d \gg N_a$, dobija izraz:

$$L_s = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_a} (V_k + V_{inv})}, \quad (9)$$

gdje je V_k kontaktni potencijal definisan sa:

$$V_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2} \quad (10)$$

Gustina nosilaca elektriciteta kod čistog silicijuma mijenja sa temperaturom prema relaciji [2]:

$$n_i = AT^{3/2} e^{-\frac{E_g}{2kT}}, \quad (11)$$

pri čemu je konstanta A određena sa:

$$A = \frac{2(2\pi k)^{3/2} (m_n m_p)^{3/4}}{h^3} \quad (12)$$

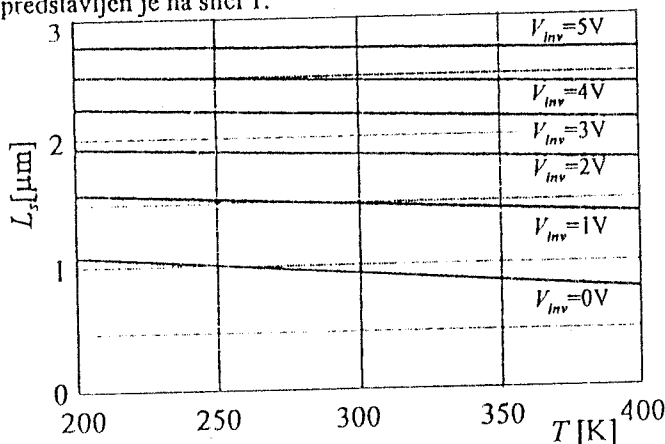
Uvrštavanjem brojčanih podataka (Bolcmanove konstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K, Plankove konstante $h = 6,62617 \cdot 10^{-34}$ Js te konstante $A = 3,87 \cdot 10^{16}$ cm⁻³ K^{-3/2} za silicijumski materijal kao i $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C, $E_g(0) = 1,21$ eV) dobija se brojčani izraz za sopstvenu koncentraciju primjesa kod silicijuma:

$$n_i = 3,87 \cdot 10^{16} T^{3/2} e^{-\frac{0,605 q}{kT}} \quad (13)$$

Ako se uzme u obzir da tranzistor radi u režimu zasićenja tada pad napona na dužini kanala L_e ima vrijednost V_{DS}' pa je $V_{inv} = V_{DS} - V_{DS}'$. Dužina za koju se kanal skraćuje je temperaturno zavisna. Naime, uvrštavanjem izraza (10) i (11) u (9) slijedi:

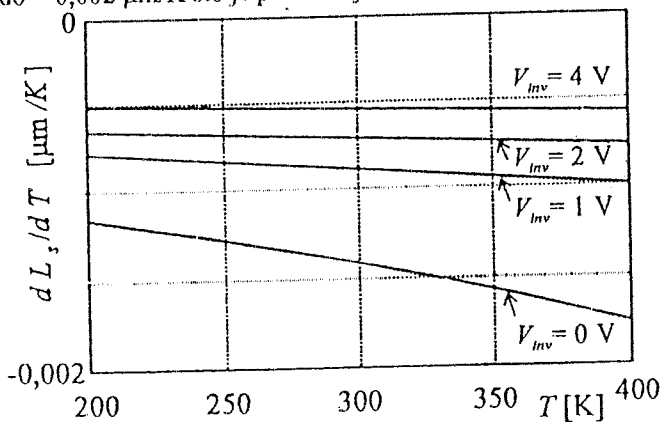
$$L_s = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_a} \left(\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{A^2 T^3 e^{-\frac{E_g(0)}{kT}}} + V_{inv} \right)} \quad (14)$$

Dijagram takve zavisnosti u opsegu temperatura od 200 K do 400 K pri naponu V_{inv} kao parametru i vrijednostima $N_a = 5 \cdot 10^{14}$ cm⁻³, $N_d = 10^{17}$ cm⁻³, $\epsilon_s = 1,06 \cdot 10^{-12}$ F/cm predstavljen je na slici 1.



Sl.1. Zavisnost L_s od temperature pri V_{inv} kao parametru.

Vidljivo je da se L_s smanjuje sa porastom temperature pri stalnoj vrijednosti napona inverzne polarizacije. Promjena L_s po temperaturi u ovom slučaju iznosi od $-0,0005$ μm/K do $-0,002$ μm/K što je predstavljeno na sl.2.



Sl.2. Temperaturna zavisnost L_s .

Kada je inverzni napon mnogo veći od kontaktnog potencijala silicijumskog n' - p spoja relacija za L_s dobija oblik:

$$L_s = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_a} (V_{DS} - V_{DS}')} \quad (15)$$

U slučaju kada je osnova n -kanalnog tranzistora djelomično kompenzirani poluprovodnik sa viškom akceptora tada u posljednjoj relaciji treba koncentraciju N_a zamjeniti sa $N_a' = N_a - N_d = -N$ što daje:

$$L_s = L - L_e \approx \left[\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS}) \right]^{1/2} \quad (16)$$

gdje je V_{DS}' napon prekrivanja dat sljedećom relacijom (17), pri $V_{BS} = 0$ [1], [3]:

$$V_{DS}' = V_{GS} - V_X - \frac{Nq\epsilon_s}{C_o^2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2C_o^2}{Nq\epsilon_s} (V_{GS} - V_X + 2\phi_F)} \right)$$

Dobijena relacija važi i u slučaju p -kanalnog MOS tranzistora. Struja drejna u oblasti zasićenja opisuje se relacijom koja je analogna sa izrazom (7) ali u kojoj umjesto dužine kanala L figuriše efektivna dužina L_e :

$$I_D = \frac{C_o \mu_n Z}{L_e} k_1 (V_{GS} - V_T)^2 \quad (18)$$

Iz odnosa struja u zasićenju i na granici zasićenja slijedi:

$$I_D = \frac{I_D'}{1 - \frac{L_s}{L}} = \frac{L I_D'}{L - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS})}} \quad (19)$$

Diferenciranjem izraza (19) po naponu V_{DS} dobija se izlazna provodnost MOS tranzistora u oblasti zasićenja u obliku:

$$g_{ds} = \frac{L I_D' \sqrt{\frac{\epsilon_s}{2qN} \frac{1}{V_{DS}' - V_{DS}}}}{\left[L - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS})} \right]^2} \quad (20)$$

Korištenjem relacije (19) zamjenjujući struju zasićenja dolazi se do zavisnosti provodnosti o struji drejna:

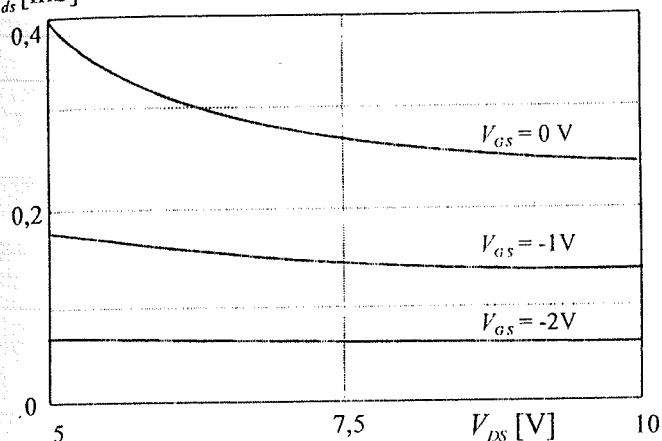
$$g_{ds} = \frac{I_D \sqrt{\frac{\epsilon_s}{2qN} \frac{1}{V_{DS}' - V_{DS}}}}{L - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS})}} \quad (21)$$

Iz dobijene relacije može se zaključiti da je izlazna provodnost tranzistora u oblasti zasićenja direktno proporcionalna struji drejna I_D ako se napon $(V_{DS}' - V_{DS})$ održava konstantnim. Međutim, ako se samo napon V_{DS} održava konstantnim tada ostaje zavisnost od napona V_{GS} preko napona prekrivanja. Ta zavisnost nije suviše izražena ako je vrijednost napona prekrivanja nekoliko puta manja od vrijednosti napon između drejna i sorsa [4].

Ukupna zavisnost provodnosti drejn-sorsa o naponu između drejna i sorsa i naponu između gejta i sorsa dobija se uvrštavanjem relacije (7) u izraz (20):

$$g_{ds} = \frac{C_o \mu_n^* Z k_1 (V_{GS} - V_T)^2 \sqrt{\frac{\epsilon_s}{2qN} \frac{1}{V_{DS}' - V_{DS}}}}{\left[L - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS})} \right]^2} \quad (22)$$

Uzimajući da su vrijednosti konstanti: $\epsilon_s = 1,06 \cdot 10^{-12}$ F/cm, $\epsilon_s = \epsilon_{Si} \epsilon_o$, $\epsilon_{Si} = 16$, $\epsilon_o = 8,854 \cdot 10^{-14}$ F/cm, $C_o = 0,0169 \cdot 10^{-6}$ F/cm², $k_1 = 0,5$ tada je zavisnost provodnosti od napona V_{DS} pri parametru V_{GS} uz $N = 10^{15}$ cm⁻³ data na sl.3.



Sl.3. Zavisnost provodnosti g_{ds} o naponu V_{DS} pri naponu V_{GS} kao parametru.

3. STRMINA GEJTA I OSNOVE

Strmina odnosno transkonduktansa gejta se definiše relacijom:

$$g_m' = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}, V_{BS}} = \frac{C_o \mu_n^* Z}{L} V_{DS}' \quad (23)$$

gdje je napon prekrivanja dat relacijom (17) tako da je strmina konačno određena sljedećim izrazom (24):

$$\frac{g_m}{C_o \mu_n^* Z / L} = V_{GS} - V_X - \frac{Nq\epsilon_s}{C_o^2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2C_o^2}{Nq\epsilon_s} (V_{GS} - V_X + 2\phi_F)} \right)$$

Iz relacije (24) izlazi da se velika vrijednost strmine gejta dobija kod tranzistora sa tankim slojem oksida, kratkim rastojanjem drejn-sorsa i velikom širinom.

Strmina osnove definiše se relacijom:

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{V_{DS}, V_{GS}} \quad (25)$$

U području zasićenja, kada je $|V_{DS}| \geq |V_{DS}'|$, strmina osnove se dobija u sljedećem obliku (26):

$$g_{mb}' = \frac{\mu_n^* Z}{L} \sqrt{2|N|q\epsilon_s} \left[\sqrt{V_{DS}' + 2\phi_F - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_F - V_{BS}} \right] \quad (26)$$

Međutim, u zasićenju oblast drejna formira se tako da je dužina kanala funkcija napona elektroda tranzistora. Prema tome, jednačine za proračun strmina imaju određenu grešku.

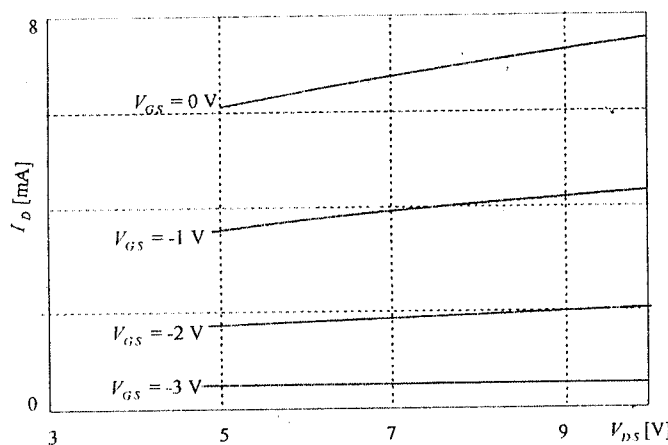
Do praktičnog izraza sa strminu gejta u području zasićenja može se doći diferenciranjem izraza za struju dobijenog modelovanjem prema relaciji (19) a prema definicionom izrazu (23):

$$I_D = \frac{I_D'}{1 - \frac{L_s}{L}} = \frac{C_o \mu_n^* Z k_1 (V_{GS} - V_T)^2}{L - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN} (V_{DS}' - V_{DS})}} \quad (27)$$

S obzirom da je napon V_{DS}' zavisan od napona V_{GS} (17) tada je za ovakva analiziranja pogodno koristiti matematičke softverske pakete.

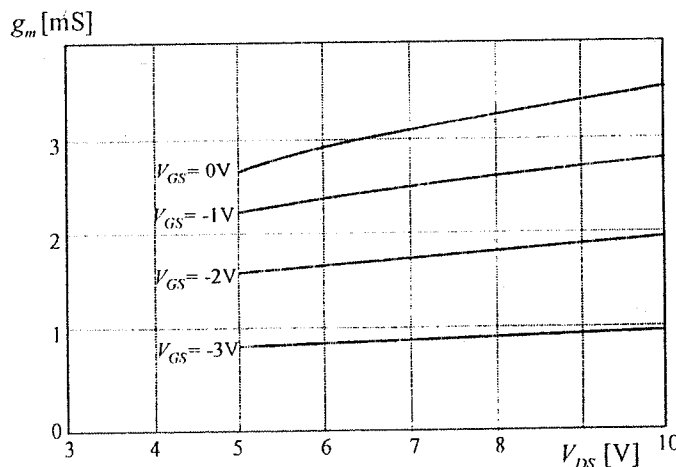
4. REZULTATI MODELOVANJA

Modelovane izlazne statičke karakteristike MOS tranzistora u području zasićenja predstavljene su na sl.4. Izlazna provodnost određuje se grafičkim putem prema izrazu (8).



Sl. 4. Modelovane statičke karakteristike MOS tranzistora.

Za donošenje ocjene o kvalitetu modelovanja neophodno je izvršiti snimanje karakteristika MOS tranzistora i predstaviti ih u istoj zavisnosti prema modelovanim karakteristikama datim na sl.4.



Sl.5. Strmina tranzistora u području zasićenja.

Zavisnost strmine prema aproksimacionom modelu dobijena je diferenciranjem struje drejna (27) po naponu gejta

Zavisnost strmine prema aproksimacionom modelu dobijena je diferenciranjem struje drejna (27) po naponu gejtsors (23) korištenjem programskog paketa MathCAD uz iste vrijednosti parametara kao i pri proračunu provodnosti.

Vidljivo je da strmina raste sa porastom napon drejn-sors kao i sa naponom gejtsors što odgovara eksperimentalnim rezultatima [1].

5. OZNAKE

- C_o - specifična kapacitivnost dijela gejtsors,
- Z - širina kanala,
- L - dužina kanala,
- L_s - skraćenje dužine kanala,
- x_o - debljina sloja oksida,
- μ_n - efektivna pokretljivost elektrona,
- ϵ_s - dielektrična konstanta supstrata $\epsilon_s = \epsilon_r \epsilon_o$,
- φ_F - Fermijev potencijal,
- φ_{MS} - radna funkcija metal-poluprovodnik,
- φ_{SO} - potencijal energetske barijere SiO_2-Si ,
- V_{SS} - naponski ekvivalent površinskog naboja Q_{ss} ,
- V_{BS} - napon osnove prema masi,
- V_T - napon praga otvaranja,
- N - koncentracija primjesa,
- n_i - koncentracija nosilaca elektriciteta kod čistog poluprovodnika,
- k - Bolcmanova konstanta $k = 8,62 \cdot 10^{-5} \text{ eV/K}$,
- h - Plankova konstanta $h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$,
- q - naboj elektrona $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$,
- k_1 - koeficijent smjera i konstanta,
- A - konstanta zavisna od poluprovodničkog materijala,

6. ZAKLJUČAK

Provedena je detaljna analiza uticaja međuelektrodnih napona na provodnost između drejna i sorsa MOSFET-a te

na njegovu strminu. Dat je model pogodan za primjenu kako kod modelovanja statičkih karakteristika tako i kod određivanja provodnosti drejn-sors i strmine gejta kod MOS tranzistora u području zasićenja.

7. LITERATURA

- [1]. Dr Aleksandar Ilišković: ELEKTRONIKA 2 - TRANZISTORI, Elektrotehnički fakultet Banjaluka, 1997.
- [2]. Dr Aleksandar Ilišković: ELEKTRONIKA 1 - Fizika poluprovodnika i diode, Elektrotehnički fakultet Banjaluka, 1995.
- [3]. M.Jureyak, A. Jakubowski, L. Lukasiak: A Review of N-Chanel SOI Transistor Models, Proc. 20th International conference on microelectronics, vol 2, Niš, 1995.
- [4]. De Witt G. Ong: Modern MOS Technology: Processes, Devices and Design, Mc. Graw-Hill Book Company, New York, 1986.

Abstract— This paper presents the analysis of voltage and temperature influence to the conductance and transconductance of MOS transistors in saturation area. It contains one precise mathematical models and results are confirmed in the experiment.

PARAMETERS OF MOSFET IN SATURATION AREA

Aleksandar Ilišković, Ferid Softić.

UTICAJ SLUČAJNIH Odstupanja DIMENZIJA KANALA NA PARAMETARE MODELA MOSFET-a U REŽIMU MALIH SIGNALA

Mladen Arnautović, Vojnotehnička akademija, Ratka Resanovića bb, Beograd
Laslo Nad, FTN, Institut za Energetiku i Elektroniku, Trg D. Obradovića 6, Novi Sad

Sadržaj - U radu je analiziran uticaj odstupanja dimenzija MOSFET-a na transkonduktansu g_m i konduktansu g_{ds} . Primenjen je algoritam za analizu osetljivosti analognih kola. Koristeći programske pakete MatLab i SPICE, prezentirani su rezultati Monte Carlo simulacija

2. DEFINISANJE USLOVA ZA MONTE CARLO SIMULACIJE UZ PRIMENU ALGORITMA ZA ANALIZU OSETLJIVOSTI ANALOGNIH KOLA

Za kompletnu statistička analiza analognih kola, u radu [3] je predstavljena procedura koja omogućava željeni broj simulacija, pri čemu se u svakoj simulaciji variraju dimenzije tranzistora u granicama zadanih tolerancija. Ulazni podaci se unose učitavanjem standardne SPICE ulazne datoteke (datoteka sa ekstenzijom CIR). Nakon detekcije *STAT_AN linije u ulaznoj datoteci, formira se matrica \hat{X} čiji su elementi nominalne (projektovane) vrednosti W , L i T_{ox} . Matrica slučajnih vrednosti (\hat{X}_s) čiji su članovi W_s , L_s i T_{oxs} , se dobiju na sledeći način:

$$\hat{X}_s = \hat{X} + \Delta x / 2 * \hat{n}_{j(x)} \quad (1)$$

Δx označava fabrikacione tolerancije odgovarajuće veličine. Tolerancije mogu da se zadaju u procentima ili apsolutnim iznosima. Za fabrikacionu liniju ORBIT i 2 μ N-Well CMOS proces odstupanja širine i dužine kanala su između 0.15 μ m i 0.25 μ m [4]. Za simulaciju je uzeto: $\Delta w = \Delta l = \pm 0.2 \mu$ m i $\Delta t_{ox} = \pm 3$ nm.

$\hat{n}_{j(x)}$ iz (1) je matrica slučajnih brojeva sa normalnom gutinom verovatnoće, nultim matematičkim očekivanjem i standardnom devijacijom koja odgovara polovini zadanih tolerancija. Time se postiglo da se oko 95 % svih mogućih vrednosti slučajnih varijabli W , L i T_{ox} nađe u granicama zadanih tolerancija.

Za SPICE simulacije su korišćeni parametri standardne 2 μ CMOS tehnologije (Level 2 model MOS tranzistora).

3. VARIJACIJE PARAMETRA MODELA MOSFET-a U REŽIMU MALIH SIGNALA S OBZIROM NA FABRIKACIONE TOLERANCIJE W I L

Transkonduktanse g_m i g_{mb} te konduktansa g_{ds} su u vezi sa modelom za velike signale preko sledećih izraza:

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{OP}, g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{OP}, g_{mb} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{BS}} \right|_{OP} \quad (2)$$

Naponi V_{GS} , V_{DS} i V_{BS} su nezavisne promenljive u navedenim parcijalnim derivacijama, a struja I_{DS} prema SPICE modelu MOS tranzistora Level 2 u oblasti zasićenja data je izrazom (3) [5].

1. UVOD

U većini analognih aplikacija, promene napona i struja u kolu su male u odnosu na mirnu radnu tačku, te se analiza pri malim signalima može koristiti za opis dinamičkog ponašanja kola. Na dovoljno niskim frekvencijama pri kojima se paraziti kapaciteti mogu zanemariti moguće je identifikovati parametre MOS tranzistora za male signale. To su pre svega transkonduktanse g_m i g_{mb} te konduktansa g_{ds} . Sva tri parametra su veoma važna pri simulaciji analognih kola. Za pojačavače u spoju sa zajedničkim sorsom pojačanje je proporcionalno transkonduktansi g_m , dok konduktansa g_{ds} smanjuje pojačanje, ali povećava izlaznu provodnost. U stepenima sa zajedničkim drejnom izlazna otpornost je zavisna od sume g_m , g_{ds} i g_{mb} .

Zbog gore navedenog, bilo bi korisno poznavati uticaj tolerancija fabrikacionog procesa na odstupanja g_m i g_{ds} , dok odstupanja transkonduktanse g_{mb} u ovom radu neće biti razmatrana.

S obzirom da širina (W) i dužina (L) kanala MOS tranzistora imaju presudan uticaj na električne karakteristike analognih kola [1], to je neophodno potpuno poznavanje i razumevanje uticaja odstupanja W i L od nominalnih vrednosti, na električne karakteristike kola, kako bi se iste mogle što preciznije proceniti.

U radovima [2] i [3] je predstavljena jedna varijanta stohastičkog modela MOS tranzistora i predložena procedura za analizu osetljivosti i statističku obradu rezultata simulacija s obzirom na slučajne varijacije W i L u granicama zadanih tolerancija.

U 2. delu ovog rada su opisani uslovi pod kojim su vršene Monte Carlo simulacije uz kratak osvrt na algoritam za analizu osetljivosti analognih kola na slučajna odstupanja W i L prezentiran u [3].

U 3. delu su izvedeni analitički izrazi parametara modela MOS tranzistora u režimu malih signala (Level 2 model iz SPICE programskog paketa) uz analizu osetljivosti na slučajna odstupanja W , L i T_{ox} .

$$I_{DS} = \pm \left[\beta \left(V_{GS} - V_T^* - \eta \frac{V_{DZAS}}{2} \right) V_{DZAS} + I_{BSS0} \right], \quad (3)$$

gde je: $\beta = \mu_s C_{OX} \frac{W}{L_{ef}} = \mu_s \frac{\epsilon_{OX}}{T_{OX}} \frac{W}{L_K (1 - \lambda V_{DS})}$, (4)

$$I_{BSS0} = -\frac{2}{3} \beta \frac{\gamma_S}{\eta} \left[(\Phi + V_{DZAS} + V_{BS})^3 - (V_{BS} + \Phi)^3 \right]. \quad (5)$$

Napon V_{DZAS} predstavlja napon između drejna i sorsa na granici zasićenja:

$$V_{DZAS} = \pm \left[\frac{(V_{GS} - V_T^*)}{\eta} + \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma_S}{\eta} \right)^2 (1 - K_Y) \right], \quad (6)$$

gde je: $K_Y = \sqrt{1 + 4 \left(\frac{\gamma_S}{\eta} \right)^{-2} \left(\frac{V_{GS} - V_T^*}{\eta} + V_{BS} + \Phi \right)}$. (7)

Parametar V_T^* dat je izrazom :

$$V_T^* = \pm \left[|V_{TO}| + \gamma \sqrt{\Phi} + (\Phi + V_{BS})(\eta - 1) \right], \quad (8)$$

i predstavlja deo napona praga otvaranja MOS tranzistora:

$$V_T = \pm \left[|V_T^*| + \gamma_S \sqrt{\Phi + V_{BS}} \right], \quad (9)$$

$$\gamma_S = \gamma (1 - \alpha), \quad (10)$$

$$\alpha = \frac{XJ}{2L_K} \left[\sqrt{1 + \frac{2W_S}{XJ}} + \sqrt{1 + \frac{2W_D}{XJ}} - 2 \right]. \quad (11)$$

XJ je SPICE ulazni parametar i predstavlja dubinu metalurškog spoja, dok W_S i W_D modeliraju dubinu osiromašenog sloja uz sors i drejn respektivno. W_S i W_D se mogu pisati kao:

$$W_S = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}}{qN_{SUB}} (\Phi + V_{BS})},$$

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}}{qN_{SUB}} (\Phi + V_{BS} + V_{DS})} \quad (12)$$

Parametar λ je koeficijent skraćenja kanala, koji je (ako se ne uzima u obzir maksimalna driftna brzina nosilaca u kanalu) prema [5] dat sledećim izrazom :

$$\lambda = \pm \frac{1}{L_K V_{DS}} \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}}{qN_{SUB}} (V_{DS} - V_{DZAS})}, \quad (13)$$

$$\mu_s = \mu \left[\frac{UCRIT \epsilon_{Si}}{C_{OX} (V_{GS} - V_T)} \right]^{UEXP}, \quad (14)$$

$$\eta = 1 + \frac{\pi}{4} \frac{\epsilon_{Si}}{C_{OX} L_K} \text{DELTA}, \quad L_K = L - 2L_D. \quad (15)$$

UCRIT, UEXP i DELTA su SPICE parametri dobijeni ekstrakcijom i optimizacijom za konkretnu fabriku liniju. Gornji znak u izrazima (3) do (13) se odnosi na

n-MOS, a donji na p-MOS tranzistore. Izrazi su izvedeni tako da se svi naponi uzimaju kao pozitivne veličine bez obzira na tip tranzistora.

3.1 Uticaj odstupanja W i L na transkonduktansu g_m

Za MOS model Level 2, transkonduktansu g_m u oblasti zasićenja je moguće odrediti diferenciranjem jednačine (3) po naponu V_{GS} :

$$g_m = \beta \left\{ \left[V_{GS} - \eta V_{DZAS} - V_T^* - \frac{\gamma_S}{\eta} \sqrt{V_{DZAS} + \Phi + V_{BS}} \right] \frac{\partial V_{DZAS}}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP} + V_{DZAS} \right\} + \frac{I_{DS}}{\mu_s} \frac{\partial \mu_s}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP} + \frac{I_{DS} V_{DZAS}}{1 - \lambda V_{DS}} \frac{\partial \lambda}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP}. \quad (16)$$

Iz izraza (16) se vidi da se transkonduktansa g_m sastoji od tri člana. Uvođenjem oznaka za pojedine članove može se pisati da je:

$$g_m = g_{m0} + g_{m\mu} + g_{m\lambda}, \quad (17)$$

pri čemu se iz (6) dobije:

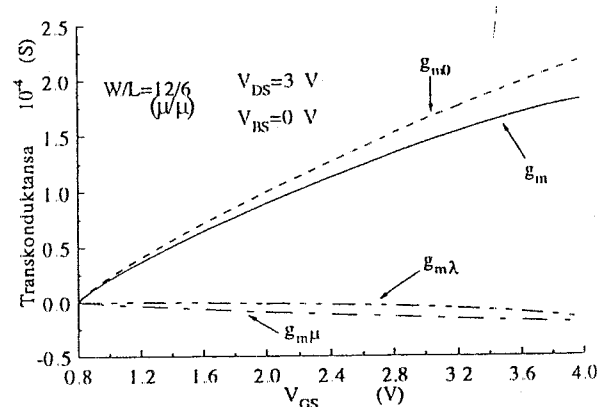
$$\frac{\partial V_{DZAS}}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP} = \frac{1}{\eta} \left[1 - \frac{1}{K_Y} \right]. \quad (18)$$

Iz izraza (13) i (14) sledi respektivno:

$$\frac{\partial \lambda}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP} = -\frac{\lambda}{2(V_{DS} - V_{DZAS})} \frac{1}{\eta} \left(1 - \frac{1}{K_Y} \right). \quad (19)$$

$$\frac{\partial \mu_s}{\partial V_{GS}} \Big|_{OP} = -\mu_s \frac{UEXP}{V_{GS} - V_T}, \quad (20)$$

Koristeći tehnološke podatke fabriku linije ORBIT [4] i parametre za 2μ N-well CMOS tehnologiju na SI.1. je prikazana transkonduktansa g_m sa pripadajućim komponentama, a u tabeli 1 predočeni su rezultati Monte Carlo simulacija uz uslove definisane u 2. delu.



SI. 1. Transkonduktansa g_m za n-MOS tranzistor u oblasti zasićenja.

Tabela 1. Srednje vrednosti i relativno odstupanje g_m i komponenti za:

$\Delta w = \Delta l = \pm 0.2 \mu m$ i $\Delta t_{OX} = \pm 3 nm$; $V_{DS}=3 V$, $V_{GS}=2.5 V$ i $V_{BS}=0 V$

W/L	\bar{g}_{m0}	$\frac{\sigma_{g_{m0}}}{g_{m0}}$	$\bar{g}_{m\mu}$	$\frac{\sigma_{g_{m\mu}}}{g_{m\mu}}$	$\bar{g}_{m\lambda}$	$\frac{\sigma_{g_{m\lambda}}}{g_{m\lambda}}$	\bar{g}_m	$\frac{\sigma_{g_m}}{g_m}$
(μ/μ)	($\mu A/V$)	%	($\mu A/V$)	%	($\mu A/V$)	%	($\mu A/V$)	%
48/12	274.1	3.5	-10.6	3.5	-2.6	4.0	261.0	3.5
24/8	211.9	4.0	-8.2	3.9	-3.0	4.8	200.6	4.0
12/6	145.8	4.1	-5.7	4.0	-2.9	5.3	137.3	4.1
12/3	335.8	5.8	-13.3	5.8	-14.8	9.5	307.7	5.6
6/3	168.5	5.6	-6.7	5.5	-7.4	9.4	154.4	5.4
2/2	99.3	10.6	-4.0	10.5	-7.6	17.7	87.7	10.0

Sa SI.1. se vidi da su $g_{m\mu}$ i $g_{m\lambda}$ negativni, te je g_m uvek manje od g_{m0} . To znači da efekti površinske pokretljivosti (μ_s) i modulacije dužine kanala (λ) degradiraju transkonduktansu g_m . Analizom rezultata prezentiranih na SI.1. može se zaključiti da je transkonduktansa $g_m \approx g_{m0}$. Odstupanje je manje ako je tranzistor dublje u zasićenju (manji napon V_{GS} za određeni V_{DS}).

U tabeli 1 je dat pregled srednjih vrednosti i relativnih odstupanja transkonduktanse g_m i pripadajućih komponenti za n-MOS tranzistore u oblasti zasićenja. Vidi se da je za različite dimenzije tranzistora srednja vrednost transkonduktanse $g_m \approx g_{m0}$, a relativno odstupanje

$$\frac{\sigma_{g_m}}{g_m} \approx \frac{\sigma_{g_{m0}}}{g_{m0}}$$

Takode se uočava porast relativnog odstupanja transkonduktanse g_m sa smanjenjem dimenzija tranzistora, što je u skladu sa opštim zaključkom iz [2].

3.2 Uticaj odstupanja W i L na konduktansu g_{ds}

Provodnost (konduktansu) kanala g_{ds} za MOS model Level 2, u oblasti zasićenja je moguće odrediti diferenciranjem jednačine (3) po naponu V_{DS} :

$$g_{ds} = \frac{I_{DZAS} \lambda}{1 - \lambda V_{DS}} + \frac{I_{DZAS}}{\mu_s} \left. \frac{\partial \mu_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} + \frac{I_{DZAS} V_{DS}}{1 - \lambda V_{DS}} \left. \frac{\partial \lambda}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} + \frac{I_{BSS0}}{\gamma_s} \left. \frac{\partial \gamma_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} + \beta \left[V_{GS} - V_I^* - \eta V_{DZAS} - \frac{\gamma_s}{\eta} \sqrt{V_{DZAS} + \Phi + V_{BS}} \right] \left. \frac{\partial V_{DZAS}}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} \quad (21)$$

Izraz (21) se sastoji iz pet članova. Za prva tri člana se uvode oznake g_{ds0} , $g_{ds\mu}$ i $g_{ds\lambda}$, respektivno. Kako je:

$$\left. \frac{\partial V_{DZAS}}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} = \left[\frac{2}{\gamma_s} \left(\frac{V_{GS} - V_I^*}{\eta} + V_{BS} + \Phi \right) \frac{1}{K_\gamma} + (1 - K_\gamma) \frac{\gamma_s}{\eta^2} \right] \left. \frac{\partial \gamma_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} \quad (22)$$

to se nakon uvrštavanja u izraz (21) od četvrtog i petog člana dobije komponenta sa oznakom $g_{ds\gamma}$:

$$g_{ds\gamma} = \left\{ \beta \left[V_{GS} - V_I^* - \eta V_{DZAS} - \frac{\gamma_s}{\eta} \sqrt{V_{DZAS} + \Phi + V_{BS}} \right] \left[\frac{2}{\gamma_s K_\gamma} \left(\frac{V_{GS} - V_I^*}{\eta} + V_{BS} + \Phi \right) + (1 - K_\gamma) \frac{\gamma_s}{\eta^2} \right] + \frac{I_{BSS0}}{\gamma_s} \right\} \left. \frac{\partial \gamma_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} \quad (23)$$

Konačno se može pisati:

$$g_{ds} = g_{ds0} + g_{ds\mu} + g_{ds\lambda} + g_{ds\gamma} \quad (24)$$

pri čemu se iz (14) i (9) dobije:

$$\left. \frac{\partial \mu_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} = \left(\mu_s \frac{U_{EXP}}{V_{GS} - V_I} \sqrt{V_{BS} + \Phi} \right) \left. \frac{\partial \gamma_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} \quad (25)$$

Iz izraza (13) i (10) sledi respektivno:

$$\left. \frac{\partial \lambda}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} = \frac{\lambda}{2(V_{DS} - V_{DZAS})} \left[1 - \left. \frac{\partial V_{DZAS}}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} \right] - \frac{\lambda}{V_{DS}} \quad (26)$$

$$\left. \frac{\partial \gamma_s}{\partial V_{DS}} \right|_{OP} = - \frac{\gamma W_D}{4L_K} \left(1 + \frac{2W_D}{XJ} \right)^{-1/2} \frac{1}{V_{DS} + V_{BS} + \Phi} \quad (27)$$

U tabeli 2a dat je pregled srednjih vrednosti, a u tabeli 2b relativnog odstupanja konduktanse g_{ds} i pripadajućih komponenti, za n-MOS tranzistore različitih dimenzija u oblasti zasićenja. Do rezultata se došlo pomoću Monte Carlo simulacija uz uslove definisane 2. delu.

Tabela 2a. Srednje vrednosti g_{ds} i komponenti za:

$$\Delta w = \Delta l = \pm 0.2 \mu\text{m} \text{ i } \Delta t_{\text{OX}} = \pm 3 \text{ nm}; \quad V_{\text{DS}}=3 \text{ V}, V_{\text{GS}}=2.5 \text{ V i } V_{\text{BS}}=0 \text{ V}$$

W/L (μ/μ)	$\overline{g_{ds0}}$ ($\mu\text{A/V}$)	$\overline{g_{ds\mu}}$ ($\mu\text{A/V}$)	$\overline{g_{ds\lambda}}$ ($\mu\text{A/V}$)	$\overline{g_{ds\gamma}}$ ($\mu\text{A/V}$)	$\overline{g_{ds}}$ ($\mu\text{A/V}$)
48/12	3.6	-0.011	-0.42	0.22	3.4
24/8	4.3	-0.013	-0.54	0.26	4.0
12/6	4.2	-0.012	-0.55	0.24	3.8
12/3	23.0	-0.059	-3.7	1.1	20.3
6/3	11.5	-0.029	-1.9	0.55	10.2
2/2	12.6	-0.027	-2.4	0.48	10.7

Tabela 2b. Relativo odstupanje g_{ds} i komponenti za:

$$\Delta w = \Delta l = \pm 0.2 \mu\text{m} \text{ i } \Delta t_{\text{OX}} = \pm 3 \text{ nm}; \quad V_{\text{DS}}=3 \text{ V}, V_{\text{GS}}=2.5 \text{ V i } V_{\text{BS}}=0 \text{ V}$$

W/L (μ/μ)	$\frac{\sigma_{g_{ds0}}}{g_{ds0}}$ %	$\frac{\sigma_{g_{ds\mu}}}{g_{ds\mu}}$ %	$\frac{\sigma_{g_{ds\lambda}}}{g_{ds\lambda}}$ %	$\frac{\sigma_{g_{ds\gamma}}}{g_{ds\gamma}}$ %	$\frac{\sigma_{g_{ds}}}{g_{ds}}$ %
48/12	3.8	3.8	3.2	3.8	3.9
24/8	4.5	4.5	3.8	4.5	4.6
12/6	5.1	5.0	4.7	4.9	5.2
12/3	9.6	8.7	10.2	8.3	9.5
6/3	9.6	8.6	10.3	8.3	9.5
2/2	18.4	15.7	20.0	14.7	18.0

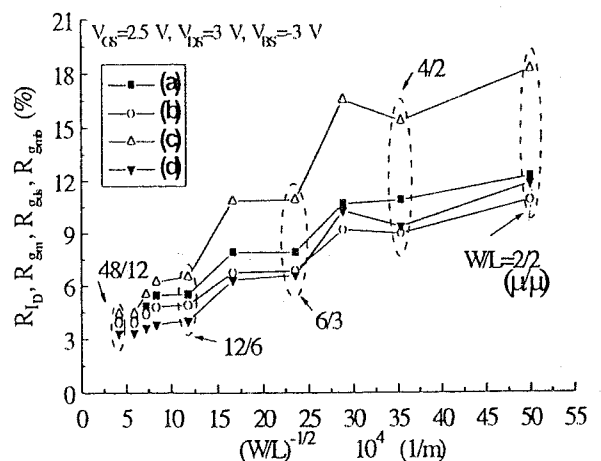
Na osnovu rezultata simulacija, prikazanih u tabelama 2a i 2b, može se zaključiti da je za različite dimenzije tranzistora srednja vrednost konduktanse $g_{ds} \approx g_{ds0}$. Učešće ostalih komponenti na provodnost kanala je zanemarljiva i tek pri kraćim kanalima to učešće je veće od 10%. Može se uočiti i da je relativno odstupanje $\frac{\sigma_{g_{ds}}}{g_{ds}} \approx \frac{\sigma_{g_{ds0}}}{g_{ds0}}$ i da ima značajan porast sa smanjenjem dimenzija tranzistora.

Na Sl. 2. su prikazana relativna odstupanja za struju I_D , te parametre g_m , g_{ds} i g_{mb} za n-MOS tranzistore različitih projektovanih dimenzija u oblasti zasićenja.

Oznake na osi ordinate su: $R_{I_D} = 100 \frac{\sigma_{I_D}}{I_D}$,

$$R_{g_m} = 100 \frac{\sigma_{g_m}}{g_m}, \quad R_{g_{ds}} = 100 \frac{\sigma_{g_{ds}}}{g_{ds}}, \quad R_{g_{mb}} = 100 \frac{\sigma_{g_{mb}}}{g_{mb}}$$

Sa Sl. 2. se uočava da je relativno odstupanje struje I_D i transkonduktansi g_m i g_{mb} približno jednako (razlika je manja od 1.2%) i kreće se od 3% do 11%.



Sl. 2. Relativo odstupanje: a) I_D , b) g_m , c) g_{ds} , d) g_{mb} za n-MOS tranzistore u oblasti zasićenja.

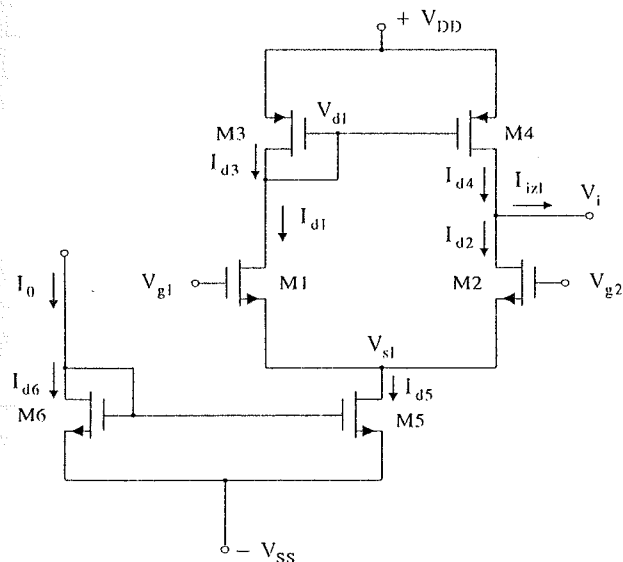
Relativno odstupanje konduktanse g_{ds} , za date dimenzije tranzistora, se nalazi u opsegu od 4% do 18%.

Ovakvo veliko odstupanje od srednje vrednosti posledica je značajne zavisnosti g_{ds} od koeficijenta skraćivanja kanala λ , što se vidi iz izraza (21). Prema izrazu (13) $\lambda \propto \frac{1}{L_K}$, te je uticaj varijacije dužine kanala na parametar λ , a time i na konduktansu g_{ds} znatno veći nego na transkonduktanse g_m i g_{mb} . Simulacijama je utvrđeno da je za date dimenzije tranzistora korelaciona veza između g_{ds} i λ veoma jaka i kreće se do 0.95 za tranzistore sa kraćim kanalom.

4. PRIMER ANALIZE OSETLJIVOSTI NA ODSUPANJE W I L ZA DIFERENCIJALNI POJAČAVAČ

Za diferencijalni pojačavač sa Sl. 3. izvršeno je 300 Monte Carlo simulacija za dve nominalne vrednosti W i L (d1 i d2) iz tabele 3.

Iznosi polarizacionih napona i struja pri kojima su vršene simulacije su: $V_{DD} = -V_{SS} = 5V$ i $I_0 = 50\mu A$



Sl.3. Diferencijalni pojačavač sa strujnim ogledalom kao opterećenjem

Tabela 3. Dimenzije MOS tranzistora sa Sl. 3. (u μm)

tran.	M1	M2	M3	M4	M5	M6
(d1) W/L	10/10	10/10	30/10	30/10	10/10	10/10
(d2) W/L	5/5	5/5	15/5	15/5	5/5	5/5

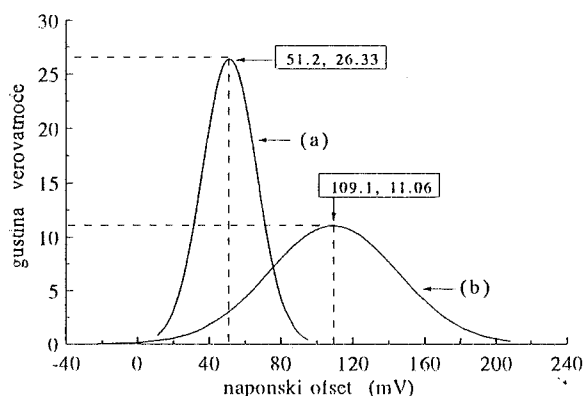
Simulacije su vršene za proračun mirne radne tačke, te diferencijalnog naponskog pojačanja (A_{vd}) i izlazne otpornosti (r_i). Koristeći model za male signale [5] moguće je analitički izraziti izlaznu otpornost:

$$r_i = 1 / (g_{ds2} + g_{ds4}) \quad (28)$$

i diferencijalno naponsko pojačanje:

$$A_{vd} = \frac{1}{2} \left(g_{m2} + \frac{g_{m1}g_{m4}}{g_{ds1} + g_{m3} + g_{ds3}} \right) \frac{1}{g_{ds2} + g_{ds4}} \quad (29)$$

S obzirom da slučajne varijacije W i L narušavaju zahtevanu uparenost tranzistora [6], to se kao posledica javlja ulazni naponski ofset sa velikom standardnom devijacijom. Na Sl. 4. je data funkcija gustine verovatnoće naponskog ofseta (V_{off}), a u tabeli 4 srednje vrednosti i relativna odstupanja A_{vd} , r_i i V_{off} .



Sl. 4. Funkcija gustine verovatnoće naponskog ofseta dif. pojačavača: a) za dimenzije (d1) iz tabele 3; b) za dimenzije (d2) iz tabele 3.

Tabela 4. Rezultati statističke analize za dif. pojačavač sa Sl. 3. (d1 i d2 su nominalne dimenzije tran. iz tabele 3.)

	$\overline{A_{vd}}$	$\frac{\sigma_{A_{vd}}}{\overline{A_{vd}}}$ (%)	$\overline{r_i}$ (M Ω)	$\frac{\sigma_{r_i}}{\overline{r_i}}$ (%)	$\overline{V_{off}}$ (mV)	$\frac{\sigma_{V_{off}}}{\overline{V_{off}}}$ (%)
(d1)	58.2	1.08	1.26	2.3	51.2	29.6
(d2)	27.5	2.4	0.57	4.95	109.1	33.1

Kako su r_i i A_{vd} konfiguracije sa Sl. 3. prema izrazima (28) i (29), određeni konduktansama g_{ds2} i g_{ds4} , to se može zaključiti da će varijacije ovih parametara imati presudan uticaj na varijacije izlazne otpornosti i diferencijalnog naponskog pojačanja. Simulacijama je utvrđeno da je relativno odstupanje konduktanse g_{ds2} između 2.3% i 4.7%, a za g_{ds4} između 2.6% i 5.8%, pri nominalnim dimenzijama tranzistora datim u tabeli 3. U tim granicama nalazi se relativno odstupanje A_{vd} (1% - 2.5%) i izlazne otpornosti (2.3% - 5%).

5. OZNAKE KOJE NISU OBJAŠNJENE U TEKSTU

q - elementarno naelektrisanje,

N_{sub} - koncentracija nosilaca u supstratu,

- Φ - površinski potencijal,
- ϵ_{Si} - dielektrična konstanta silicijuma,
- ϵ_{Ox} - dielektrična konstanta silicijum dioksida,
- T_{Ox} - debljina oksidnog sloja,
- L_D - lateralna difuzija sors i drejn oblasti ispod gejta,
- γ - parametar za napon praga,
- V_{TO} - napon praga MOS tranzistora bez polarizacije,
- \bar{X}, σ_X srednja vrednost i stand. devijacija varijable X.

6. ZAKLJUČAK

Poznavanje uticaja tolerancija fabrikacionog procesa na odstupanja parametara modela MOS tranzistora u režimu malih signala, može se iskoristiti za procenu odstupanja odgovarajućih električnih karakteristika analognih kola od predviđenih vrednosti.

U tom cilju izvršena je analiza osetljivosti parametara g_m i g_{ds} na slučajna odstupanja dimenzija MOS tranzistora (W i L) i debljine oksidnog sloja (T_{Ox}).

Prezentirani su rezultati Monte Carlo simulacija koristeći SPICE simulator i proceduru iz [3]. Statističkom analizom moguće je identifikovati kritične tranzistore, tj. one elemente u kolu koji unose najveću degradaciju određenih karakteristika.

LITERATURA :

[1] C. Michael, M. Ismail, "Statistical modeling of device mismatch for analog MOS integrated circuits," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, no.2, pp. 154-165, Feb. 1992.

[2] M. Arnautović, L. Nađ i Lj. Živanov, "Primena stohastičkog modela MOS tranzistora u analizi osetljivosti analognih IC ," I Simpozijum INDEL, str. 13-17, B. Luka 1997.

[3] M. Arnautović, L. Nađ, "Analiza osetljivosti analognih integrisanih kola na odstupanja dimenzija MOS tranzistora," XLII Konferencija ETRAN-a, Vrnjačka Banja 1998.

[4] "FORESIGHT USER'S MANUAL", Orbit semiconductor inc., sec. 12.3, pp. 69-76, 1993.

[5] R. L. Geiger, P. E. Allen, N. R. Strader, "VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits", McGraw-Hill 1990.

[6] J. Oehm, K. Schumacher, "Quality assurance and upgrade of analog characteristics by fast mismatch analysis option in network analysis environment," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 28, no.7, pp. 865-871, July 1993.

Abstract - In this paper, the influence of the dimension tolerances of the MOSFET on the transconductance g_m and conductance g_{ds} is analyzed. Specific procedure is used to analyse sensitivity of analog circuits. Program packages MATLAB and SPICE are used to simulate the circuits and the results of Monte - Carlo simulations are presented.

INFLUENCE OF RANDOM CHANNEL DIMENSIONS VARIATIONS ON MOSFET SMALL-SIGNAL MODEL PARAMETERS

M. Arnautović, L. Nađ

E. C

Сад: мал тарі перз нх с алио епер епер тра доћи у су ложа

1. II јавис ски стру расн моди пог ф реше тива у елс На тери зоне чија

Због цик-1

2.

II рану и пь је ду могу

ЕЛЕКТРОНСКА СТРУКТУРА СУПЕРРЕШЕТКИ

С.М. Стојковић, Ј.П. Шетрајчић, Д. Шијачић, *Институт за физику ПМФ, Нови Сад*
 И.Д. Враговић, *Технички факултет „М. Пупин“, Зрењанин*
 Д.Љ. Мирјанић, *Медицински факултет, Бања Лука*
 С.Б. Лазарев, *Виша хемијско-технолошка школа, Шабац*

Садржај - Анализом електронске структуре кристалне суперрешетке, методом двовремених ретардованих Гринових функција, добијен је закон дисперзије електронског подсистема. Поред дозвољених енергетских зона које су континуалне као у идеалном бесконачном кристалу јављају се забрањене енергетске зоне и карактеристични доњи и горњи енергетски геп. У зависности од вредности параметра електронског трансфера између филмова може доћи до ширења зоне дозвољених стања електрона у суперрешетки ван балковских граница и до појаве локализованих стања.

1. УВОД

Посебан интерес за проучавање суперрешетки појавио се након открића да су високотемпературски керамички суперпроводници изразито слојевите структуре у којима је доминантна појава периодични распоред CuO_2 равни [1]. Ефекти на квантном нивоу модификују квазидводимензиону структуру кристалног филма [2,3] у 3D неограничену структуру суперрешетке. Због периодичног понављања основног мотива дуж привилегованог правца јављају се подзоне у електронском спектру [4,5].

Наизменичним понављањем слојева различитих материјала дебљине $n_a a_a$ и $n_b a_b$ границе Брилуенове зоне су одређене редефинисаним таласним вектором чија се z компонента креће у границама

$$\left[-\frac{\pi}{(n_a + n_b)\tilde{a}}, \frac{\pi}{(n_a + n_b)\tilde{a}} \right]$$

Због тога електронска дисперзиона крива постаје цик-цак линија унутар прве Брилуенове зоне [6].

2. ЗАКОН ДИСПЕРЗИЈЕ

Посматраћемо кристалну суперрешетку формирану од наизменично распоређених n_a слојева једне и n_b слојева друге врсте атома дуж Z правца, која је дуж X и Y правца неограничена [7]. Да би био могућ спој слојева сачињених од различитих атома

морају константе решетке дуж X и Y правца, респективно, бити једнаке, тј. $a_x^a = a_x^b = a_x$ и $a_y^a = a_y^b = a_y$, док дуж Z правца могу бити различите ($a_z^a = a^a \neq a_z^b = a^b$ и $a_z^{a-b} = a$).

Анализу електронског подсистема суперрешетке започињемо стандардним хамилтонијаном моделне структуре који у апроксимацији најближих суседа има облик [8]:

$$H = \sum_{m_x/y/z=-N_x/y/z/2}^{N_x/y/z/2} \left[\sum_{m_l=0}^{n_a-1} \Delta^a a_{m_x m_y m_z m_l}^+ a_{m_x m_y m_z m_l} + \sum_{m_l=n_a}^{n_a+n_b-1} \Delta^b a_{m_x m_y m_z m_l}^+ a_{m_x m_y m_z m_l} - \sum_{m_l=1}^{n_a-2} W^a a_{m_x m_y m_z m_l}^+ \times (a_{m_x m_y m_z m_l-1} + a_{m_x m_y m_z m_l+1}) - \sum_{m_l=n_a+1}^{n_a+n_b-2} W^b a_{m_x m_y m_z m_l}^+ \times (a_{m_x m_y m_z m_l-1} + a_{m_x m_y m_z m_l+1}) - a_{m_x m_y m_z, 0}^+ \times (W a_{m_x m_y m_z-1, n_a+n_b-1} + W^a a_{m_x m_y m_z, 1}) - a_{m_x m_y m_z, n_a-1}^+ \times (W^a a_{m_x m_y m_z, n_a-2} + W a_{m_x m_y m_z, n_a}) - a_{m_x m_y m_z, n_a}^+ \times (W a_{m_x m_y m_z, n_a-1} + W^b a_{m_x m_y m_z, n_a+1}) - a_{m_x m_y m_z, n_a+n_b-1}^+ \times (W^b a_{m_x m_y m_z, n_a+n_b-2} + W a_{m_x m_y m_z+1, 0}) - W_x^{a/b} a_{m_x m_y m_z m_l}^+ \times (a_{m_x-1, m_y m_z m_l} + a_{m_x+1, m_y m_z m_l}) - W_y^{a/b} a_{m_x m_y m_z m_l}^+ \times (a_{m_x m_y-1, m_z m_l} + a_{m_x m_y+1, m_z m_l}) \right], \quad (1)$$

где су $\Delta^{a/b}$ енергије електрона локализованих на кристалним чворовима, док су $W_x^{a/b}$, $W_y^{a/b}$ и $W^{a/b}$ енергије електронског трансфера између истих атома дуж X , Y и Z правца респективно; W је енергија електронског трансфера између различитих атома дуж Z правца; $m_{x/y}$ бројач атомског чвора по X , гј. Y правцу; m_z бројач положаја почетка основног ланца суперрешетке (дуж Z правца), а $m_l \in [0, n_a + n_b - 1]$ је бројач положаја чвора у основном ланцу. За произвољну функцију положаја важе услови цикличности по x и y индексима помоћу којих се добијају дозвољене вредности x и y компоненте таласног вектора:

$$f_{m_x m_y m_z m_l + N_{x/y}} = f_{m_x m_y m_z m_l}, \quad (2)$$

на основу чега следи:

$$e^{iN_{x/y}k_x/y + a_{x/y}} = e^{2\pi\nu_{x/y}i}. \quad (3)$$

На аналоган начин се може написати и циклични услов по z координати:

$$f_{m_x m_y m_z m_l + (n_a + n_b)N_z} = f_{m_x m_y m_z m_l}, \quad (4)$$

одакле се добија:

$$e^{i(n_a + n_b)N_z k_z \bar{a}} = e^{2\pi\nu_z i}. \quad (5)$$

Пребројавање дозвољених вредности z компоненте таласног вектора, гј. k_z врши се бројачем $\nu_z \in 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N_z/2$ чиме се дефинишу границе I Брилуенове зоне дуж Z правца.

$$k_z \in \left[-\frac{\pi}{(n_a + n_b)\bar{a}}, +\frac{\pi}{(n_a + n_b)\bar{a}} \right]. \quad (6)$$

Уведена је ознака \bar{a} за средњу вредност константе решетке дуж Z правца:

$$\bar{a} = \frac{(n_a - 1)a^a + (n_b - 1)a^b + 2a}{n_a + n_b}. \quad (7)$$

Закон дисперзије електрона може се наћи стандардним методом Гринових функција [9]. Рачуна се једночестична антикомутаторска Гринова функција помоћу предходно дефинисаног Хамилтонијана система:

$$G_{n_x n_y n_z n_l; m_x m_y m_z m_l} = \Theta(t) \left\{ a_{n_x n_y n_z n_l}^+, a_{m_x m_y m_z m_l}^+ \right\}. \quad (8)$$

Једначина кретања за Гринову функцију након рачунања одговарајућих комутатора и извршене временске Фурије трансформације постаје:

$$\begin{aligned} \hbar\omega G_{\vec{n}; \vec{m}} &= \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{\vec{n}; \vec{m}} + \Delta_{\vec{n}} G_{\vec{n}; \vec{m}} - \\ &- W_x^{\vec{n}} (G_{n_x-1, n_y n_z n_l; \vec{m}} + G_{n_x+1, n_y n_z n_l; \vec{m}}) - \\ &- W_y^{\vec{n}} (G_{n_x n_y-1, n_z n_l; \vec{m}} + G_{n_x n_y+1, n_z n_l; \vec{m}}) - \\ &- W_{\vec{n}; n_x n_y n_z n_l-1} G_{n_x n_y n_z n_l-1; \vec{m}} - \\ &- W_{\vec{n}; n_x n_y n_z n_l+1} G_{n_x n_y n_z n_l+1; \vec{m}}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\Delta \in \Delta^a, \Delta^b$, $W_{x/y}^{\vec{n}} \in W_{x/y}^a, W_{x/y}^b$ и $W_{\vec{n}; n_x n_y n_z n_l \pm 1} \in W^a, W^b, W$ у зависности од положаја чвора у суперрешетки.

Спроведећи делимичну просторну Фурије трансформацију по индексима x, y и z (јер је по индексима l транслациона симетрија нарушена)

$$f_{\vec{n}; \vec{m}} = \frac{1}{N_x N_y N_z} \sum_{k_x k_y k_z} f_{n_l; m_l} \times \quad (10)$$

$$\times e^{i[a_x k_x (n_x - m_x) + a_y k_y (n_y - m_y) + \bar{a}(n_a + n_b)k_z (n_z - m_z) + J - \omega t]}$$

где је:

$$J = \begin{cases} 1. a^a k_z (n_l - m_l) & , n_l - m_l < n_a \\ 2. a^a k_z (n_a - 1) + a k_z & , n_l - m_l = n_a \\ 3. a^a k_z (n_a - 1) + a k_z + & , n_a < n_l - m_l < \\ \quad + a^b k_z (n_l - m_l - n_a) & < n_a + n_b \\ 4. a^a k_z (n_a - 1) + & , n_l - m_l = \\ \quad + a^b k_z (n_b - 1) + 2a k_z & = n_a + n_b \end{cases}$$

добија се систем од $n_a + n_b$ нехомогених алгебарско-диференцијалних једначина, са исто толико непознатих Гринових функција:

$$\begin{aligned} &[\hbar\omega - \Delta^a + 2(W_x^a \cos a_x k_x + W_y^a \cos a_y k_y)] G_0 + \\ &+ W G_{n_a + n_b - 1} e^{-i a k_z} + W^a G_1 e^{i a k_z} = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_0 \\ &[\hbar\omega - \Delta^a + 2(W_x^a \cos a_x k_x + W_y^a \cos a_y k_y)] G_1 + \\ &+ W^a (G_0 e^{-i a k_z} + G_2 e^{i a k_z}) = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_1 \\ & * \\ & * \\ & * \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} &[\hbar\omega - \Delta^a + 2(W_x^a \cos a_x k_x + W_y^a \cos a_y k_y)] G_{n_a - 2} + \\ &+ W^a (G_{n_a - 3} e^{-i a k_z} + G_{n_a - 1} e^{i a k_z}) = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a - 2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &[\hbar\omega - \Delta^a + 2(W_x^a \cos a_x k_x + W_y^a \cos a_y k_y)] G_{n_a - 1} + \\ &+ W^a G_{n_a - 2} e^{-i a k_z} + W G_{n_a} e^{i a k_z} = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a - 1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &[\hbar\omega - \Delta^b + 2(W_x^b \cos a_x k_x + W_y^b \cos a_y k_y)] G_{n_a} + \\ &+ W G_{n_a - 1} e^{-i a k_z} + W^b G_{n_a + 1} e^{i a k_z} = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &[\hbar\omega - \Delta^b + 2(W_x^b \cos a_x k_x + W_y^b \cos a_y k_y)] G_{n_a + 1} + \\ &+ W^b (G_{n_a} e^{-i a k_z} + G_{n_a + 2} e^{i a k_z}) = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a + 1} \end{aligned}$$

*

*

*

$$\begin{aligned}
 & [\hbar\omega - \Delta^b + 2(W_x^b \cos a_x k_x + W_y^b \cos a_y k_y)] G_{n_a+n_b-2} + \\
 & + W^b (G_{n_a+n_b-3} e^{-ia^b k_z} + G_{n_a+n_b-1} e^{ia^b k_z}) = \\
 & = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a+n_b-2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [\hbar\omega - \Delta^b + 2(W_x^b \cos a_x k_x + W_y^b \cos a_y k_y)] G_{n_a+n_b-1} + \\
 & + W^b G_{n_a+n_b-2} e^{-ia^b k_z} + W G_0 e^{iak_z} = \frac{i\hbar}{2\pi} \delta_{n_a+n_b-1}
 \end{aligned}$$

Како индекс l пребројава $n_a + n_b$ нееквивалентних кристалних чворова унутар основног ланца суперрешетке, постоји само $n_a + n_b$ различитих трансформационих Гринових функција. Стога је при писању наведеног система једначина искоришћена релација:

$$G_{n_x n_y n_z n_l + (n_a + n_b)} = G_{n_x n_y n_z n_l} \quad (12)$$

Уводећи следеће смене и поједностављењем модела:

$$\left. \begin{aligned}
 a^a = a^b = \tilde{a} = a = a_z \\
 a_x^{a/b} = a_y^{a/b} = a_z = a
 \end{aligned} \right\} \text{модел прости кубне решетке}$$

$$\Delta^a \equiv \Delta, \quad \Delta^b = \varepsilon \Delta \quad (13)$$

$$\frac{W_{x/y}^a}{W} = \frac{W^a}{W} = \alpha, \quad \frac{W_{x/y}^b}{W} = \frac{W^b}{W} = \beta$$

$$F = 2(\cos a k_x + \cos a k_y) \in [-4, 4],$$

детерминанта система се може написати у следећој форми:

$$\begin{pmatrix}
 \rho_\alpha & A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C^* \\
 A^* & \rho_\alpha & A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & A^* & \rho_\alpha & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 - & - & - & - & - & - & - & - & - \\
 0 & 0 & 0 & A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \rho_\alpha & C & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & C^* & \rho_\beta & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & B^* & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 - & - & - & - & - & - & - & - & - \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \rho_\beta & B & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B^* & \rho_\beta & B & 0 \\
 C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B^* & \rho_\beta & 0
 \end{pmatrix} N_{II} \quad (14)$$

где су $\rho_\alpha = \frac{\hbar\omega - \Delta}{W} + \alpha F$, $\rho_\beta = \frac{\hbar\omega - \varepsilon \Delta}{W} + \beta F$, $A = \alpha e^{iak_z}$, $B = \beta e^{iak_z}$, $C = e^{iak_z}$ и $N_{II} = (n_a + n_b) \times (n_a + n_b)$.

Непознатих $n_a + n_b$ Гринових функција одређују се формулом $G_{m_z} = \frac{D_{m_z}}{D}$, где је D_{m_z} детерминанта променљиве, а D детерминанта система. Полови Гринових функција помоћу којих се одређује закон дисперзије електрона добијају се из услова да је детерминанта система једнака нули [10].

Као један од најпростијих примера може се анализирати суперрешетка изграђена од трослојних филмова истих атома где су $\Delta^a = \Delta^b = \Delta$ и $W^a = W^b = \tilde{W}$, док је енергија трансфера електрона између филмова различита од енергије трансфера унутар филма, тј. $W \neq \tilde{W}$. При томе је за центар I Брилуенове зоне $F = 4$, јер је $k_x = k_y = 0$.

k_z	$\frac{\pi}{60a}$	$\frac{\hbar\omega}{\tilde{W}}$					
0		0.314	0.814	1.500	2.500	3.186	3.686
1		0.316	0.808	1.508	2.492	3.192	3.684
2		0.322	0.790	1.532	2.468	3.210	3.678
3		0.331	0.763	1.568	2.432	3.237	3.669
4		0.345	0.730	1.615	2.385	3.270	3.655
5		0.362	0.693	1.670	2.330	3.307	3.638
6		0.383	0.653	1.730	2.270	3.347	3.617
7		0.408	0.613	1.794	2.206	3.387	3.592
8		0.436	0.574	1.861	2.139	3.426	3.564
9		0.466	0.536	1.930	2.070	3.464	3.534
10		0.500	0.500	2.000	2.000	3.500	3.500

Табела 1: $W = 0.5\tilde{W}$

k_z	$\frac{\pi}{60a}$	$\frac{\hbar\omega}{\tilde{W}}$					
0		-0.351	0.500	1.149	2.851	3.500	4.351
1		-0.348	0.486	1.167	2.833	3.514	4.348
2		-0.339	0.446	1.215	2.785	3.554	4.339
3		-0.324	0.391	1.285	2.715	3.609	4.324
4		-0.303	0.327	1.370	2.630	3.673	4.303
5		-0.276	0.259	1.465	2.535	3.749	4.276
6		-0.244	0.190	1.566	2.434	3.810	4.244
7		-0.206	0.123	1.671	2.329	3.877	4.206
8		-0.163	0.058	1.780	2.220	3.942	4.163
9		-0.115	-0.004	1.889	2.111	4.004	4.115
10		-0.062	-0.062	2.000	2.000	4.062	4.062

Табела 2; $W = 1.5\tilde{W}$

У случају када је трансфер електрона између филмова слабији од трансфера унутар филма (Табела 1) јављају се забрањене енергетске зоне за $k_z = 0$ од којих се најнижа и највиша могу (по аналогији са моделом кристалног филма) назвати доњи и горњи енергетски геп (Слика 1). Целокупна дисперзиона крива лежи унутар балковске енергетске зоне ($\frac{\hbar\omega}{\tilde{W}} \in [0, 4]$), тј. долази до сужавања енергетске зоне електрона у суперрешетки. То је директна последица смањења енергије електронског трансфера (што је у случају кристалног филма указано у нашим предходним радовима [11]).

При интензивнијем трансферу електрона између филмова ($W > \tilde{W}$) долази до ширења енергетске зоне ([12]) ван балковских граница и до појаве локализованих стања (Табела 2). За разлику од модела кристалног филма [11,12] где се јављају дискретна стања, код суперрешетке егзистирају квазиконтинуалне дисперзионе подране локализованих стања (испод доње и изнад горње границе балковске енергетске зоне), што је последица неограничености система и дуж Z правца. Постојање забрањених енергетских зона за $k_z = 0$ је уочљиво на Сlici 2.

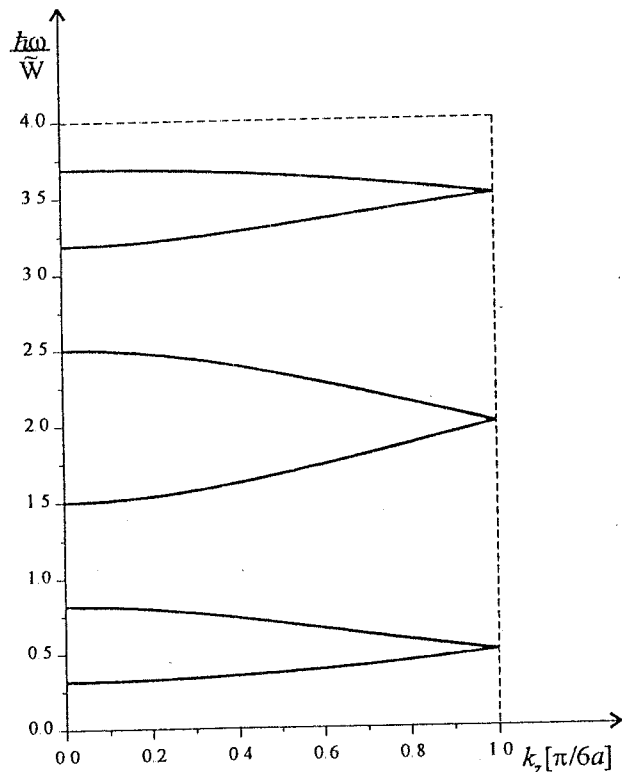
Такође се може видети да се дисперзионе подгране међусобно спајају на граници I Брилуенове зоне ($k_z = \frac{\pi}{6a}$ за разматрани пример), тј. да променом само електронског трансфера између идентичних кристалних филмова не долази до појаве забрањених зона за $k_z = k_z^{max}$.

Следећа табела 3 и слике 3, 4 и 5 дају зависност ширина забрањених зона и енергетских гелова од односа електронских трансфера W/\bar{W} :

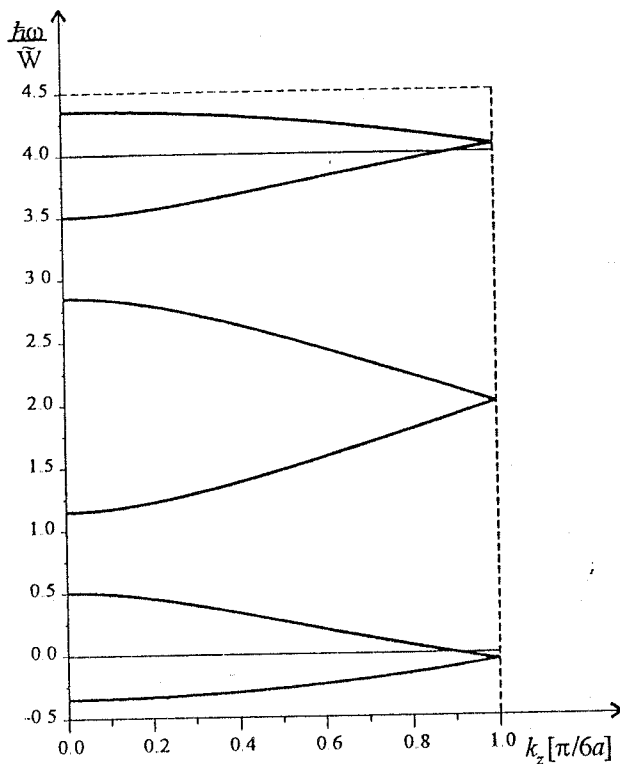
$\frac{W}{\bar{W}}$	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$g_{t/b}$	0.314	0.254	0.193	0.130	0.066
$f_{z_{t/b}}$	0.686	0.546	0.407	0.270	0.134

$\frac{W}{\bar{W}}$	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
$g_{t/b}$	-0.067	-0.136	-0.206	-0.278	-0.351
$f_{z_{t/b}}$	0.133	0.246	0.394	0.522	0.649

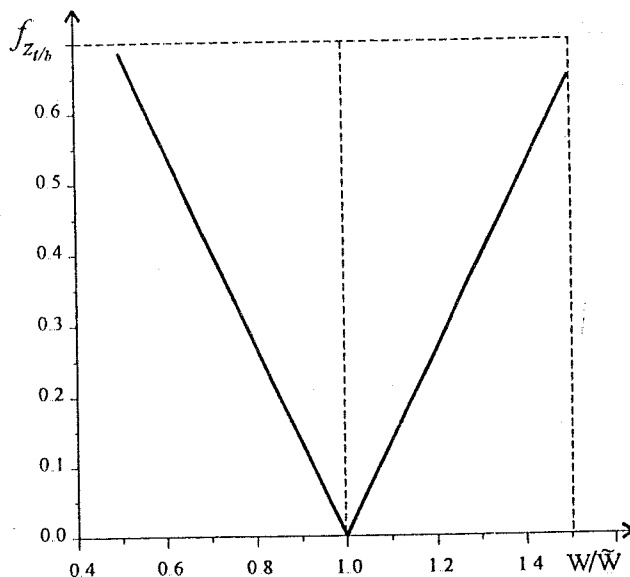
Табела 3: Промена ширина забрањених зона за $k_z = 0$ са променом односа W/\bar{W} .



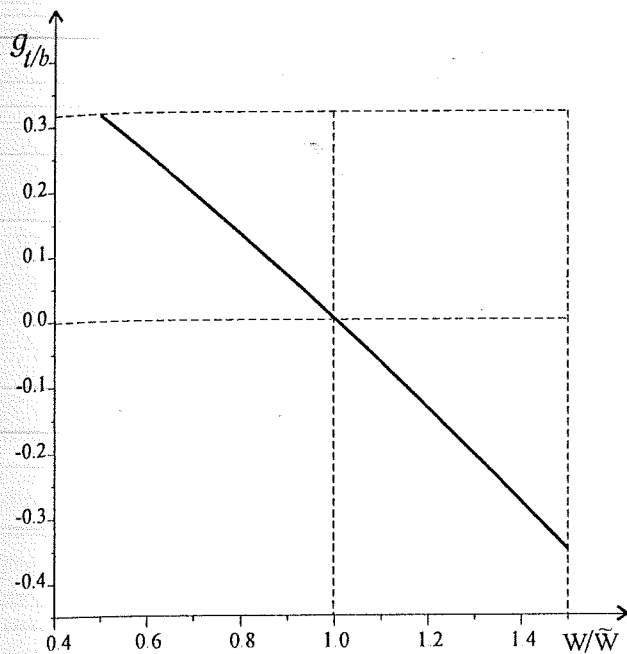
Слика 1: Закон дисперзије електрона за $W = 0.5 \bar{W}$ (појава доњег и горњег енергетског гела и забрањених енергетских зона).



Слика 2: Закон дисперзије електрона за $W = 1.5 \bar{W}$ (појава локализованих стања).



Слика 3: Зависност ширина забрањених енергетских зона од односа електронског трансфера W/\bar{W} .

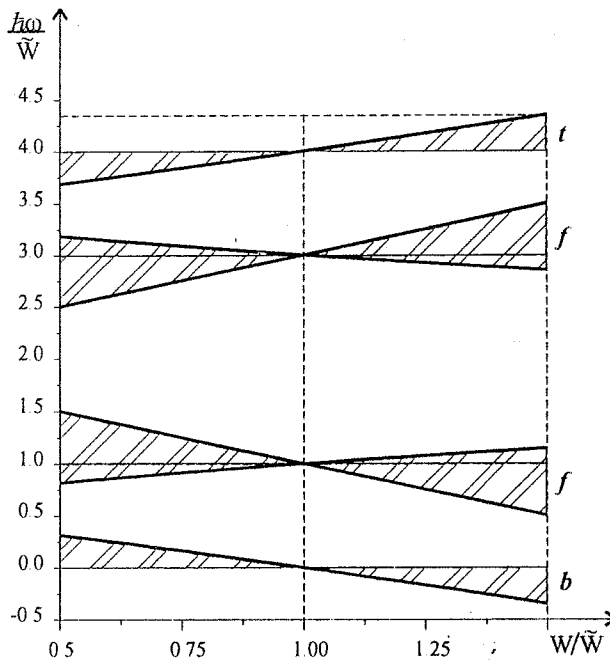


Слика 4: Зависност величине енергетских гепова од односа електронског трансфера W/\tilde{W} .

3. ЗАКЉУЧАК

На основу нађених спектра и могућих стања електрона у суперрешетки изграђеној наизменичним понављањем трослојног филма истог материјала, у раду су спроведене анализе електронског закона дисперзије у зависности од промене енергије електронског трансфера између филмова у односу на трансфер унутар балк узорка.

1. Електронски енергетски спектар је континуалан као и у идеалном бесконачном кристалу, али се због измењене енергије трансфера електрона између филмова јављају забрањене зоне и енергетски гепови у центру Брилуенове зоне.
2. Електронска дисперзиона крива се цепа у неколико дисперзионих грана раздвојених забрањеним зонама.
3. Како је дужина мотива који се понавља дуж Z правца суперрешетке већа од међуатомских растојања, мора се редефинисати Z компонента таласног вектора електрона.
4. При слабијем трансферу електрона између филмова долази до сужавања енергетске зоне електрона и све дисперзионе гране се налазе унутар балковске енергетске зоне.
5. Интензивнији трансфер електрона између филмова доводи до ширења енергетске зоне електрона у суперрешетки, при чему неки делови дисперзионе криве могу лежати ван зоне балка.



Слика 5: Промена енергетских зона електрона у суперрешетки у зависности од односа електронског трансфера W/\tilde{W} (за $k_x = k_y = k_z = 0$):

- доњи енергетски гепо (b)
- горњи енергетски гепо (t)
- забрањене енергетске зоне (f)

6. У случају симетричне суперрешетке ($n_a = n_b$) са истим атомима ($a = b$) не долази до појаве забрањених енергетских зона на граници прве Брилуенове зоне ($k_z^{max} = \frac{\pi}{(n_a + n_b)\tilde{a}}$). Основни мотив који се понавља периодично дуж z правца није више двоструки филм дужине $n_a + n_b = 2n_a$, јер су филмови међусобно једнаки. Константа периодичности дуж z правца је дупло краћа у односу на општи случај ($\frac{n_a + n_b}{2} = n_a$). Редефинисањем границе прве Брилуенове зоне суперрешетке ($k_z^{r,max} = \frac{\pi}{n_a\tilde{a}}$), графички приказ закона дисперзије би показао да се забрањене зоне јављају за $k_z = 0$ као и за $k_z = k_z^{r,max}$, док би број дисперзионих грана био дупло мањи.
7. Ширине забрањених енергетских зона и величине енергетских гепова практично линеарно зависе од односа електронског трансфера W/\tilde{W} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Solid State Physics, Vol.42, ed H.Ehrenreich and D.Turnbull, *Ac.Press*, Boston 1989.
2. С.К.Јаћимовски, И.Враговић, С.М.Стојковић, Ј.П.Шетрајчић и Д.Љ.Мирјанић, „Суперпроводне карактеристике танких филмова”, *Зборник радова 1. ИНДЕЛ*, 18 (1997).
3. D.Lj.Mirjanić, J.P.Šetrajić, S.M.Stojković, I.D.Vragović and S.K.Jačimovski, *IEEE - Proc. 21th MIEL* 1, 121 (1997).
4. M.G.Cottam, D.R.Tilley: Introduction to Surface and Superlattice Excitations, *Univ.Press*, Cambridge 1989.
5. A.Bianconi, A.Valletta, A.Perali and N.L.Saini, "High T_c Superconductivity in a Superlattice of Quantum Stripes", *Sol.Stat.Com.* Vol.102, No.5, 369 (1997).
6. M.Babiker, D.R.Tilley, E.L.Albuquerque and C.E.T.Goncalves da Silva, "Acoustics Green Function for Superlattices", *Sol.Stat.Phys.* 18, 1269 (1985).
7. E.Lazo, "Electronic Structure of a One-Dimensional Superlattice", *Phys.Stat.Sol.(b)* 167, 95 (1991).
8. G.Mahan: Many-Particle Physics, *Plenum*, London 1983.
9. G.Rickayzen: Green's Functions, Condensed Matter, *Academic Press*, London 1980.
10. J.P.Šetrajić, S.M.Stojković, S.Lazarev, D.Lj.Mirjanić and M.Budinčević, "Green's Functions Method Application on Crystal Structures with Broken Translational Symmetry", *Zbornik radova 10. PriM*, 73 (1996).
11. И.Д.Враговић, С.М.Стојковић, Б.Абрамовић, Ј.П.Шетрајчић, С.К.Јаћимовски и Д.Љ.Мирјанић, „Стања и спектри електрона ултратанких кристалних структура”, *Зборник саопштења - Електрон - сто година од открића* 7, 145 (1997).
12. J.P.Šetrajić, S.M.Stojković, B.Abramović and S.Lazarev, "Localized Electron States in Thin Layered Structures", *3rd BPU, Cluj-Napoca*, (Romania) (1997).

Abstract - Analysing electronic structure of crystalline superlattice, the dispersion law of electrons subsystem was calculated by the method of two-time retarded Green's functions. Electron bands are continual as in infinite ideal crystal, while forbidden zones and characteristic top and bottom energy gaps appear. The energy band width changes with the value of electron transfer energy between the films, and can broaden outside the bulk limits. In this case the localized states of electrons appear.

ELECTRON STRUCTURE OF SUPERLATTICES

S.M.Stojković, J.P.Šetrajić, D.Šijačić, I.D.Vragović,
D.Lj.Mirjanić and S.B.Lazarev

ОПТИЧКЕ КАРАКТЕРИСТИКЕ ДИЕЛЕКТРИЧНИХ ФИЛМОВА

И.Д.Враговић, Технички факултет „М.Пупин“, Зрењанин
 С.М.Вученовић, Ј.П.Шетрајчић, С.М.Стојковић, Институт за физику ПМФ, Н.Сад
 Д.Љ.Мирјанић, Медицински факултет, Бања Лука
 Д.Раковић, Електротехнички факултет, Београд

Садржај - Сprovedена је микротеоријска анализа танких филм-структура, тј квазидвoдимензионих система ограничених двема површима паралелним ХУ-равнима, у циљу објашњења њихових диелектричних особина. За израчунавање хармонијских екситонских стања примењен је метод двовремених, ретардованих, температурски зависних Гринових функција. Уочена је појава два типа екситација: балковска и површинска екситонска стања. Услед ограничености филма у енергетском спектру екситона појављују се енергетски геови. Анализом оптичких особина, за ниске концентрације екситона, добијено је да оне јако зависе од дебљине филма. Зависност диелектричне константе од фреквенције електромагнетног поља даје већи број резонантних пикова на граничним површинама филма, него у његовој унутрашњости.

1. УВОД

Интерес за изучавањем екситонског система јавио се због чињенице да је он одговоран за диелектрична, оптичка (апсорпција, дисперзија светлости, луминесценција), фотоелектрична и друга својства кристала, а кулминирао је открићем ласера [1]. Међутим, последњих година веома су интезивна теоријска истраживања квази-двoдимензионих екситонских система (наноструктуре, ултратанки филмови) не само због фундаменталне информације о диелектричним особинама материјала, већ и због њихове примене у наноелектроници и оптоелектроници [2,3]. Суштинске особине ових система произилазе првенствено због присуства граничних површина, као и због специјалних пертурбационих услова који се јављају на и унутар њихових површинских слојева. У овом раду анализираћемо утицај присуства граница кристалних филм-структура на енергетски спектар екситона. Закон дисперзије екситона израчунавамо методом Гринових функција [4], који се захваљујући уграђеној статистици широко користи у квантној теорији чврстог стања за израчунавање равнотежних и неравнотежних својстава кристала.

2. ЈЕДНАЧИНЕ КРЕТАЊА

Анализу екситонског подсистема у филм-структурама започињемо стандардним екситонским хамилтонијаном који у конфигурационом простору има облик [5,6]:

$$H = H_0 + \sum_{\vec{n}} \Delta_{\vec{n}} P_{\vec{n}}^+ P_{\vec{n}} + \sum_{\vec{n}, \vec{m}} X_{\vec{n}, \vec{m}} P_{\vec{n}}^+ P_{\vec{m}} + \sum_{\vec{n}, \vec{m}} Y_{\vec{n}, \vec{m}} P_{\vec{n}}^+ P_{\vec{n}} P_{\vec{m}}^+ P_{\vec{m}}, \quad (1)$$

где су $P_{\vec{n}}^+$ и $P_{\vec{n}}$ - креациони и анихилациони оператори екситона на чвору \vec{n} решетке. Величина $\Delta_{\vec{n}}$ - представља енергију екситона локализованог на чвору \vec{n} , а величине $X_{\vec{n}, \vec{m}}$ и $Y_{\vec{n}, \vec{m}}$ - су матрични елементи екситонског трансфера са чвора \vec{n} на чвор \vec{m} .

Својства посматраног екситонског система анализираћемо помоћу једноекситонске, двовременске комутаторске (паулионске) Гринове функције:

$$\Gamma_{\vec{n}, \vec{m}}(t) = \langle \langle P_{\vec{n}}(t) | P_{\vec{m}}^+(0) \rangle \rangle \quad (2)$$

Коришћењем релација за Паули-операторе и стандардне процедуре израчунавања [7] добија се једначина кретања за Гринову функцију:

$$i\hbar \frac{d}{dt} \Gamma_{\vec{n}, \vec{m}}(t) = i\hbar \delta(t) \delta_{\vec{n}, \vec{m}} (1 - 2\langle P_{\vec{n}}^+ P_{\vec{n}} \rangle) + \Delta_{\vec{n}} \Gamma_{\vec{n}, \vec{m}}(t) + \sum_{\vec{l}} X_{\vec{n}, \vec{l}} \Gamma_{\vec{l}, \vec{m}}(t) - 2 \sum_{\vec{l}} X_{\vec{n}, \vec{l}} \langle \langle P_{\vec{n}}^+(t) P_{\vec{n}}(t) P_{\vec{l}}(t) | P_{\vec{m}}^+(0) \rangle \rangle + 2 \sum_{\vec{l}} Y_{\vec{n}, \vec{l}} \langle \langle P_{\vec{l}}^+(t) P_{\vec{l}}(t) P_{\vec{n}}(t) | P_{\vec{m}}^+(0) \rangle \rangle \quad (3)$$

У нулној апроксимацији Паули оператори могу се заменити Бозе операторима ($P \approx B$, $P^+ \approx B^+$, $P^+ P \approx B^+ B$) и занемарити изрази пропорционални концентрацији екситона ($N_0 \approx (B^+ B)_0$) као и изрази са вишим Гриновим функцијама [8,9]. У том случају екситонска Гринова функција је:

$$\Gamma_{\vec{n}, \vec{m}}(t) \approx G_{\vec{n}, \vec{m}}(t) = \langle \langle B_{\vec{n}}(t) | B_{\vec{m}}^+(0) \rangle \rangle \quad (4)$$

Чињеница да је филм коначних димензија само дуж z -правца (ортогоналног на граничне површине филма) изражена је условима: $n_z = 0, 1, 2, \dots, N_z$, $N_z \sim 10$, $n_\alpha \in [-\frac{N_\alpha}{2}, +\frac{N_\alpha}{2}]$, $N_\alpha \sim 10^8$, $\alpha = (x, y)$. Коришћењем потпуне временске и делимичне просторне (XY) Фурије-трансформације у апроксимацији најближих суседа, добијамо систем од $N_z + 1$ алгебарско-диференцијалних једначина:

$$\begin{aligned} & \left[\varrho + \frac{\Delta}{X_z} (\epsilon_0 \delta_{n_z;0} + \epsilon_{N_z} \delta_{n_z;N_z}) \right] \times \\ & \times G_{n_z; m_z}(k_x, k_y; \omega) + (1 + x_0 \delta_{n_z;1} + \\ & + x_{N_z} \delta_{n_z;N_z}) G_{n_z-1; m_z}(k_x, k_y; \omega) + \\ & + (1 + x_0 \delta_{n_z;0} + x_{N_z} \delta_{n_z;N_z-1}) \times \\ & \times G_{n_z+1; m_z}(k_x, k_y; \omega) = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \delta_{n_z; m_z}, \end{aligned} \quad (5)$$

где су: $\Delta \equiv \Delta_{\vec{n}}$, $X_{x/y/z} = X_{\vec{n}, \vec{n} + \vec{\lambda}_{x/y/z}}$ и

$$\varrho = \frac{\Delta + 2(X_x \cos a_x k_x + X_y \cos a_y k_y) - \hbar\omega}{X_z} \quad (6)$$

Параметри ϵ_{0/N_z} дефинишу промену екситонских енергија на површинским слојевима филма, док параметри x_{0/N_z} дефинишу промену трансфера енергије екситона између површинских и њима суседних слојева.

У циљу налажења екситонских енергија потребни су нам полови Гринових функција, који се добијају када исте теже бесконачности, што значи да мора бити:

$$D_{N_z+1} \equiv 0, \quad (7)$$

где је детерминанта система (5) дата у следећем облику:

$$\begin{vmatrix} \varrho + A_1 & B_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_1 & \varrho & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \varrho & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & \varrho & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \varrho & B_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & B_2 & \varrho + A_2 \end{vmatrix}_{N_z+1} \quad (8)$$

где су уведене ознаке: $A_1 = \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_0$, $A_2 = \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_{N_z}$, $B_1 = 1 + x_0$ и $B_2 = 1 + x_{N_z}$.

Ова детерминанта може да се напише у развијеном облику:

$$\begin{aligned} D_{N_z+1}(\varrho) \equiv & \left(\varrho + \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_0 \right) \left(\varrho + \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_{N_z} \right) C_{N_z-1}(\varrho) + \\ & (1 + x_0)^2 (1 + x_{N_z})^2 C_{N_z-3}(\varrho) - [(1 + x_0)^2 \times \end{aligned} \quad (9)$$

$$\times \left(\varrho + \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_{N_z} \right) + (1 + x_{N_z})^2 \left(\varrho + \frac{\Delta}{X_z} \epsilon_0 \right) \Big] C_{N_z-2}(\varrho)$$

где су C_N карактеристични Чебишевљеви полиноми другог реда и задовољавају рекурентну релацију:

$$C_{N-1} = \varrho C_N - C_{N+1}. \quad (10)$$

3. ЗАКОН ДИСПЕРЗИЈЕ ЕКСИТОНА

Услов (7) може у општем случају да се решава нумерички за задате вредности граничних параметара. У овом раду ограничећемо се на аналитичко решење (случај идеалног филма [10]) када су површински параметри:

$$\epsilon_0 = \epsilon_{N_z} = 0; \quad x_0 = x_{N_z} = 0, \quad (11)$$

тако да детерминанта (8) прелази у:

$$D_{N_z+1}(\varrho) = \begin{vmatrix} \varrho & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \varrho & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \varrho & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & \varrho & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \varrho & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & \varrho \end{vmatrix}_{N_z+1} \quad (12)$$

Види се да решења ове детерминанте представљају Чебишевљев полином:

$$D_{N_z+1}(\varrho) = C_{N_z+1}(\zeta_\nu) = \frac{\sin(N_z + 2)\zeta_\nu}{\sin \zeta_\nu}, \quad (13)$$

где је уведена смена $\varrho = 2 \cos \zeta_\nu$. Из услова (7), тј. за $C_{N_z+1} \equiv 0$, добија се:

$$\zeta_\nu = \frac{\pi \nu}{N_z + 2}; \quad \nu = 1, 2, 3, \dots, N_z + 1. \quad (14)$$

На основу овога и једначине (6) налазимо:

$$\begin{aligned} \hbar\omega_\nu = & \Delta + 2(X_x \cos a_x k_x + \\ & + X_y \cos a_y k_y - X_z \cos \frac{\pi \nu}{N_z + 2}) \end{aligned} \quad (15)$$

Ради поређења са законом дисперзије екситона у балку [1,5] овај израз ћемо написати у једноставнијој форми ($X_x = X_y = X_z = X$):

$$\mathcal{E}_{k_x k_y}(\nu) \equiv \frac{\hbar\omega}{4|X|} = \mathcal{F}_{xy} + \mathcal{G}_z(\nu); \quad (16)$$

$$\mathcal{F}_{xy} = \frac{\Delta}{4|X|} - \frac{1}{2} [\cos a_x k_x + \cos a_y k_y + 1]$$

$$\mathcal{G}_z(\nu) = \frac{1}{2} [1 - \cos a_z k_z(\nu)]$$

Претходни израз представља закон дисперзије екситона идеалног филма и има исту форму као израз за идеалне неограничене структуре [1,5], с разликом што је тамо k_z практично континуално променљиво (у интервалу $[0, \pi/a]$)¹ као што су k_x и k_y , а овде је дискретно - дато изразом:

$$k_z(\mu) = \frac{\pi}{a_z} \frac{\mu}{N_z + 2}, \quad \mu = N_z + 2 - \nu \quad (17)$$

Поред тога уочава се да је:

$$k_x^{min} = k_y^{min} = 0; \quad k_z^{min} = \frac{\pi}{a} \frac{1}{N_z + 2} > 0, \quad (18)$$

пошто је у питању танак филм, односно: $N_z \ll (N_x, N_y)$ и:

$$k_x^{max} = k_y^{max} = \frac{\pi}{a}; \quad k_z^{max} = \frac{\pi}{a} \frac{N_z + 1}{N_z + 2} < \frac{\pi}{a} \quad (19)$$

Између минималне и максималне вредности за k_z , па према томе и за \mathcal{E}_k , постоји још $N_z - 1$ -а дискретна вредност.

У складу са горе поменутих, долазимо до закључка да екситонски спектар у танком филму поседује два енергетска гена, доњи g и горњи h :

$$g \equiv \mathcal{E}_f^{min} - \mathcal{E}_b^{min} = \frac{1}{4} \left(\frac{\pi}{N_z + 2} \right)^2 = \mathcal{E}_b^{max} - \mathcal{E}_f^{max} \equiv h \quad (20)$$

(индекс f означава филм, а b бесконачну структуру). Види се, да величине генова параболички опадају са дебљином филма (квадратна зависност). То значи да је њихова практична егзистенција везана само за ултра танке (нано) структуре.

4. ДИЕЛЕКТРИЧНА ПЕРМИТИВНОСТ

Израчунавање диелектричне пермитивности ограничићемо, такође, на случај идеалног филма. Систем једначина (5) у том случају има облик:

$$G_{n_z-1; m_z} + \varrho G_{n_z; m_z} + G_{n_z+1; m_z} = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \delta_{n_z; m_z} \quad (21)$$

Да бисмо Гринове функције изразили преко Чебишевљевих полинома користимо се рекурентном релацијом (10), као и почетним условима $C_0(\varrho) = 1$ и $C_1(\varrho) = \varrho$. Ставимо $n_z = 0$, из (20) добијамо:

$$G_{1; m_z} = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \delta_{0; m_z} C_0 - G_{0; m_z} C_1,$$

¹Посматрамо само „десну“ половину спектра ($k_j \geq 0, j = x, y, z$) знајући да је он огледалски симетричан.

гј. добијамо $G_{1; m_z}$ изражено преко $G_{0; m_z}$. Индуктивним поступком добијамо $G_{n_z; m_z}$ изражено преко $G_{0; m_z}$:

$$G_{n_z; m_z}(k_x, k_y; \omega) = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \sum_{j=0}^{n_z-1} (-1)^j \times \delta_{n_z-1-j; m_z} C_j + (-1)^{n_z} G_{0; m_z} C_{n_z} \quad (22)$$

Непознату величину $G_{0; m_z}$ из претходног израза израчунавамо из задње једначине система ($n_z = N_z$):

$$\varrho G_{N_z; m_z} + G_{N_z-1; m_z} = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \delta_{N_z; m_z} \quad (23)$$

Даљим израчунавањем добијамо:

$$G_{0; m_z} = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} (-1)^{-m_z} \frac{C_{N_z-m_z}}{C_{N_z+1}} \quad (24)$$

Овако израчунат $G_{0; m_z}$ убацимо у израз (21) и коначно добијамо Гринову функцију изражену преко Чебишевљевих полинома:

$$G_{n_z; m_z}(k_x, k_y; \omega) = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} (-1)^{n_z-m_z} \times \left[\frac{C_{N_z-m_z} C_{n_z} - C_{n_z-m_z-1} C_{N_z+1}}{C_{N_z+1}} \right] \quad (25)$$

У имениоцу израза за Гринову функцију јавља се детерминанта система $D_{N_z+1}(\varrho)$ која је за идеалан филм једнака Чебишевљевом полиному реда $N_z + 1$.

За израчунавање диелектричне пермитивности потребни су нам дијагонални чланови:

$$G_{n_z; n_z} = -\frac{i\hbar}{2\pi X_z} \frac{C_{N_z-n_z} C_{n_z}}{C_{N_z+1}} \quad (26)$$

Израз за диелектричну пермитивност [11,12] у случају идеалног филма, у нултој апроксимацији, има облик:

$$\epsilon_{n_z}^{-1}(\omega) = 1 + S \frac{2\pi}{i} [G_{n_z; n_z}(\omega) + G_{n_z; n_z}(-\omega)], \quad (27)$$

где су: $S = \frac{\tau_0 E_0^2}{8\pi\hbar}$, τ_0 - запремина елементарне ћелије и E_0 - јачина електричног поља елементарне ћелије. Уводимо смене:

$$\varrho^+ = -\frac{\hbar\omega - \Delta - 2(X_x \cos a_x k_x + X_y \cos a_y k_y)}{X_z}, \quad (28)$$

$$\varrho^- = -\frac{-\hbar\omega - \Delta - 2(X_x \cos a_x k_x + X_y \cos a_y k_y)}{X_z} \quad (29)$$

и

$$\tilde{\omega} = \frac{\hbar\omega}{X_z}; \quad p = \frac{\Delta}{X_z}; \quad X_x = X_y = X_z \equiv X \quad (30)$$

За центар Брилуенове зоне је $k_x = k_y = 0$, па је:

$$\varrho^+ = -\tilde{\omega} + p + 4 \quad (31)$$

$$\varrho^- = \tilde{\omega} + p + 4$$

Такође се уочава однос између ϱ^+ и ϱ^- :

$$\varrho^- = \varrho^+ + 2\tilde{\omega} \quad (32)$$

Заменом горњих израза у (27) добија се израз за диелектричну пермитивност идеалног филма:

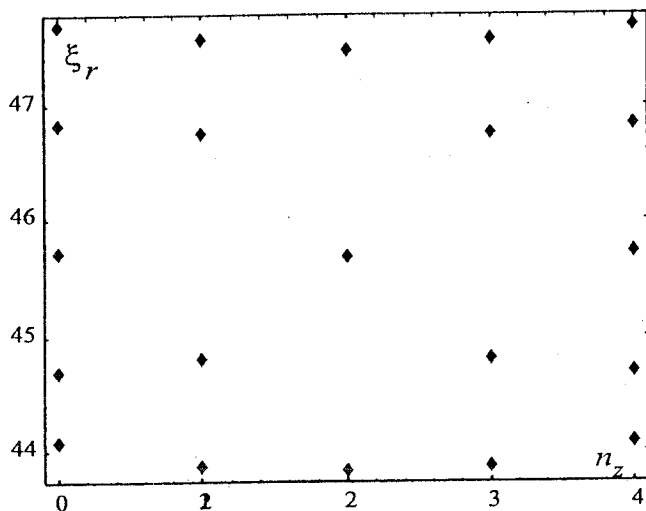
$$\epsilon_{n_z}(k_x, k_y; \omega) = \frac{1}{1 + \gamma \cdot f_{n_z}(k_x, k_y; \omega)}, \quad (33)$$

где је $\gamma = \frac{S}{|X|}$ и

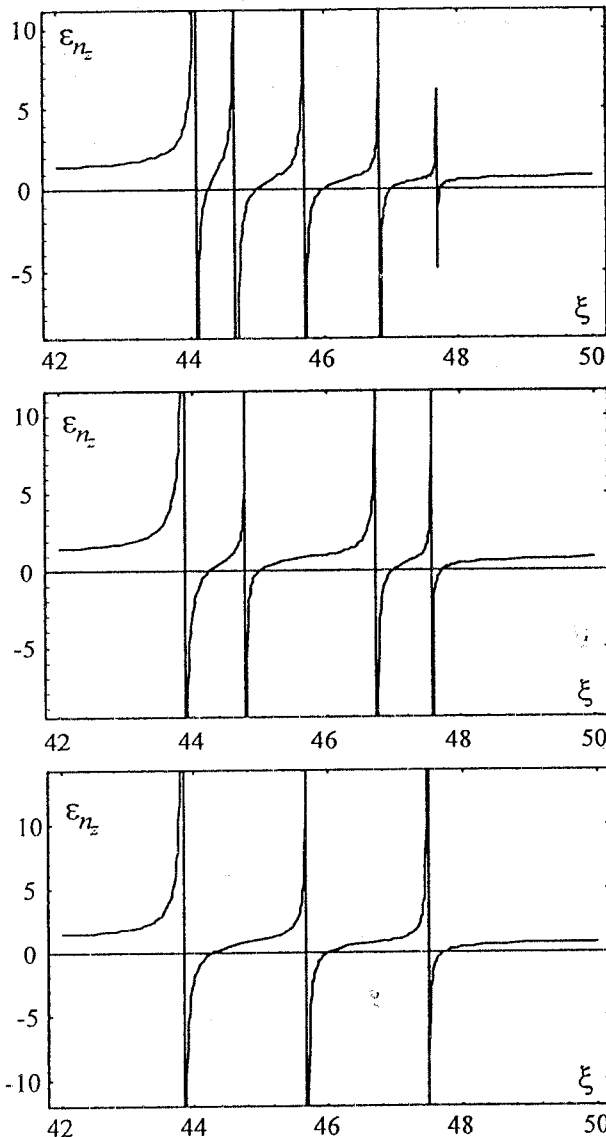
$$f_{n_z}(k_x, k_y; \omega) = \frac{C_{n_z}(\varrho^+) \cdot C_{N_z - n_z}(\varrho^+)}{C_{N_z + 1}(\varrho^+)} + \frac{C_{n_z}(\varrho^-) \cdot C_{N_z - n_z}(\varrho^-)}{C_{N_z + 1}(\varrho^-)}$$

На слици 1 приказана је зависност диелектричне пермитивности од фреквенције спољашњег електромагнетног поља за $N_z = 4$, $k_x = k_y = 0$, $\Delta/|X| = 50$, $S/|X| = 1$, $\xi = \hbar\omega/X \in [42, 50]$. Примећује се појава типичног резонантног понашања [12] са карактеристичним пиковима (слика 2).

Графичка анализа резултата показује да се повећањем $\Delta/|X|$, резонанција појављује на вишим фреквенцијама. Може се видети да је број резонантних пикова већи на површинама ($n_z = 0; 4$), него унутар филма ($n_z = 2$). Такође резонанција се јавља за више енергије на границама филма и за мање енергије унутар филма, што је приказано на слици 2.



Слика 2: Зависност фреквенције резонантних пикова од положаја атомског слоја у филму (n_z)



Слика 1: Зависност ϵ_{n_z} од релативне енергије електромагнетних таласа $\xi = \hbar\omega/X$ за петослојни идеални филм ($N_z = 4$): $n_z = 0; 4$ (врх), $n_z = 1; 3$ и $n_z = 2$ (дно)

5. ЗАКЉУЧАК

Поређењем добијених резултата за идеалне филм-структуре са одговарајућим за бесконачне кристале уочене су битне разлике као последица ограничености филма.

1. Енергетски спектар екситона у кристалном филму је изразито дискретан са коначним бројем могућих енергетских нивоа који је пропорционалан броју атомских равни филма дуж z -правца.
2. Последица дискретности енергетске зоне филма је појава енергетских гепова, чије величине опадају са повећањем дебљине филма.

3. У зависности диелектричне пермитивности од фреквенције спољашњег електромагнетног поља појављују се карактеристични резонантни пикови.
4. Број резонантних пикова већи је на граничним површинама филма (где су резонантне фреквенције више) него у унутрашњости филма (где су резонантне фреквенције ниже).
9. B.S. Tošić, J.P. Šetrajić, D.Lj. Mirjanić and R.P. Djajić, *J. Phys. Chem. Sol.* **49**, 1187 (1988).
10. S. Lazarev, Ž.M. Škrbić, J.P. Šetrajić, D.Lj. Mirjanić and Lj. Ristovski, *J. Phys. Chem. Sol.* **58**, 793 (1997).
11. I.E. Dzialoshinski and L.P. Pitaevski, *Zh. eksper. teor. Fiz.* **36**, 1977 (1959).
12. D.Lj. Mirjanić, B.S. Tošić and J.P. Šetrajić, *FZKAAA* **22**, 203 (1990).

ЛИТЕРАТУРА

1. В.М. Агранович: Теория Экситонов, *Наука*, Москва (1968).
2. L.L. Chang and L. Esaki, *Phys. Today* **Oct** 36 (1992).
3. M.G. Cottam and D.R. Tilley: Introduction to Surface and Superlattice Excitations, *Univ. Press*, Cambridge 1989.
4. G. Rickayzen: Green's Functions and Condensed Matter, *Academic Press*, London 1980.
5. V.M. Agranovich and V.L. Ginzburg: Crystaloptics with Space Dispersion and Theory of Excitons, *Наука*, Moskwa 1979.
6. D.Lj. Mirjanić, U.F. Kozmidis-Luburić, M.M. Marin-ković and B.S. Tošić, *Can. J. Phys.* **60**, 1838 (1982).
7. M. Pantić, S. Lazarev, D.Lj. Mirjanić and J.P. Šetrajić: Green's Function Method for Bounded and Thin Crystal Structures, *11th International Congress of Mathematical Physics*, Paris 1994.
8. V.M. Agranovich and B.S. Tošić, *Zh. eksper. teor. Fiz.* **53**, 149 (1967).

Abstract - We performed microtheoretic analysis of thin film-structures, i.e. quasy-twodimensional systems bounded by two surfaces paralel onto *XY*-planes, trying to explain their dielectrical properties. The two-time retarded, temperature Green's function method was used for calculating harmonic exciton states. Two types of excitations appear: bulk and surface exciton states. The energy gaps in energy spectra of excitons appear, which is the consequence of the existance of system boundaries. Analysing optical properties (for low exciton concentrations) we found that they strongly depend on film thickness. Characteristic resonant peaks appear in the frquence dependance of dielectrical constant (more for boundary layers than inside the film).

OPTICAL CHARACTERISTICS OF DIELECTRICAL FILMS

I.D. Vragović, S. Vučenović, J.P. Šetrajić, S.M. Stojković, D.Lj. Mirjanić and D. Raković

РЕЗОНАНТНЕ ФРЕКВЕНЦИЈЕ САСТАВНИХ ДЕЛОВА УЛТРАЗВУЧНИХ ПРЕТВАРАЧА

Драган Манчић, Милан Радмановић, Електронски факултет у Нишу

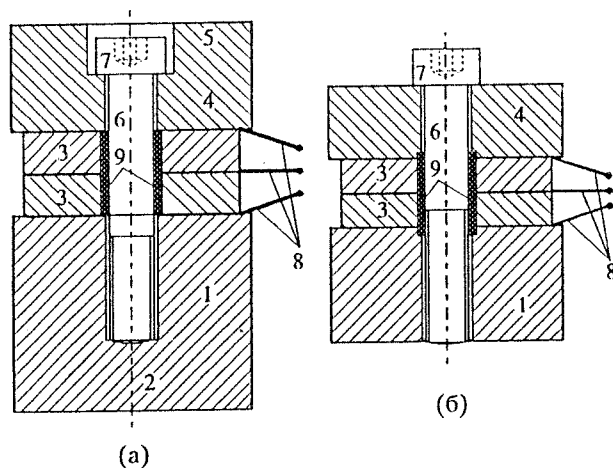
Садржај - У овом раду одређене су резонантне фреквенције саставних делова ултразвучних претварача. Посебна пажња посвећена је пројектовању металних наситавака, при чему је дајо поређење различитих присијуа у одређивању њихових резонантних фреквенција. Тиме је омогућено модификовање једнодимензионалне теорије и олакшано моделирање и пројектовање претварача са крајњим наситавацама.

1. УВОД

Основни захтеви који треба да испуни снажни ултразвучни претварач за примене као што су заваривање метала и пластике, бушење или чишћење, састоје се у следећем:

- 1) неопходно је да конвертује одређени износ електричне снаге у снагу механичких вибрација на дефинисаној фреквенцији;
- 2) унутрашњи губици снаге морају да буду мали, пошто је дисипација ограничавајући фактор при одређивању снаге која треба да се пренесе;
- 3) електрична импеданса мора да буде мала, тако да се захтева минимални напон, а олакшано је и прилагођење са извором напајања;
- 4) неопходно је да омогући спрегу без губитака са таласоводима у осцилаторном систему.

Снажни ултразвучни претварач који испуњава наведене захтеве приказан је на слици 1.



Сл. 1. Варијанте полуиаласних сендвич претварача: (1,2) емитор од дуралуминијума, (3) PZT пиезокерамички прстенени, (4,5) челични рефлектор, (6,7) челични завртан, (8) бакарне контактне фолије, (9) изолациона цев

Пројектује се као сендвич претварач и садржи у основи два пиезоелектрична прстена, фиксирана између два метална крајња наставка. Прва предност ових претварача, који се називају и Лапжевеним

претварачима, односи се на смањење дужине пиезоелектричног материјала, која се захтева ако само пиезоелектрични материјал осцилује на дајој фреквенцији. Као резултат тога електрична импеданса је редукована и смањен је утицај варијације физичких особина пиезоелектричног материјала на карактеристике претварача.

Друга предност сендвич пројекта је да омогућава увођење механичког компресионог преднапрезања у структуру преко централног завртња (могуће је и периферно шрафљење). На тај начин дозвољена амплитуда динамичког напрезања, а самим тим и максимални интензитет снаге, значајно су повећани. Поред тога, преднапрезање побољшава механички контакт између делова, што доводи до значајног смањења механичких губитака у контактним зонама. Број контактних површина је повећан присуством меких бакарних фолија између делова.

2. КОНСТРУКЦИЈА ПРЕТВАРАЧА

Чланови ове фамилије претварача су значајни за преношење ултразвучне енергије са једне од крајњих металних површина у чврсти или течни потрошач, док друга крајња метална површина зрачи у ваздуху. Уколико раван чвора осцилација дели керамику подједнако, ради се о симетричном претварачу, при чему метални наставци могу бити од истих или различитих материјала. У супротном случају, када средина керамике није у чвору осцилација, ради се о асиметричном претварачу.

Пиезоелектрични прстенови од PZT8 керамике са сребрним електродама на својим површинама, притиснути су између металних наставка помоћу завртња, који издржава константни притисак истежања. Спајање завртњем представља погодан начин за причвршћивање било ког даљег таласовода. Уколико је завртан израђен од истог материјала као и метални наставци, избегава се трење у навојима између саставних делова. Из истог разлога динамичка напрезања у металним наставцима и завртњу су једнака. За металне наставке најбоље је користити легуру титана, која се одликује великом статичком и динамичком чврстоћом, малом карактеристичном импедансом и малим механичким фактором губитака. Међутим, најчешће се користи јефтинија комбинација дуралуминијум-челик са металним наставцима и челичним завртњем (слика 1).

Оптимална вредност преднапрезања се најчешће одређује експериментално. Резонантна фреквенција структуре зависи од вредности преднапрезања у пиезоелектричном материјалу. На ниским притисцима не постоји довољан механички контакт између делова, тако да је минимална захтевана вредност притиска око 35 N/mm². Такође, еквивалентна

лентна отпорност је знатно редукована на високим вредностима притисака. У свему томе треба узети у обзир да ће статичко преднапрезање модификовати константе керамике и то су оне вредности које морају бити коришћене у било којим електричним израчунавањима у пројектовању. Ипак, пресудан утицај на вредност резонантне фреквенције имају геометријске и физичке карактеристике металних наставака.

3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ПРЕТВАРАЧА

У неким моделима претварача [1], сматра се да се кроз емитор, керамику и рефлектор простиру само равански лонгитудинални таласи брзине $c=(E/\rho)^{0.5}$ (утицај завртња је занемарен). Гранични услови на ивицама претварача су игнорисани. Емитор, керамика и рефлектор су пасивни медијуми физички представљени њиховим модулима еластичности E и густинама ρ , и геометријски представљени њиховом дужином l и попречним пресеком S . Референтна оса се поклапа са осом поларизације, која је и оса симетрије претварача цилиндричног облика. Оваквом анализом долази се до опште једначине сендвич претварача, која доводи у везу резонантну фреквенцију претварача са дужинама емитора, керамике и рефлектора и њиховим карактеристичним импедансама. Стога је јасно да ће многи различити облици и комбинације материјала дати исту резонантну фреквенцију. Пошто се изабере материјал, резонантна фреквенција и било које две од три дужине, може се на основу једначине сендвича одредити непозната димензија. Обично се користе криве за универзално пројектовање [1], пошто непозната величина не може бити изражена експлицитно.

Са друге стране, може се користити претпоставка да код неоптерећеног претварача који осцилује у $\lambda/2$ -ском дужинском моду, површина чвора дели керамику на два једнака дела. При томе је брзина осциловања у чвору осцилација једнака нули, а максимална на радном крају претварача. У том случају свака $\lambda/4$ -ска секција може се третирати одвојено. Овакв приступ је коришћен у раду [2], при чему је због једноставности могуће узети у обзир и утицај завртња за преднапрезање.

Претходна два начина моделирања, односно пројектовања ултразвучних претварача, служе за одређивање механичке резонантне фреквенције неоптерећеног претварача.

Ако претварач зрачи ка комплексном акустичком потрошачу, резонантна фреквенција ће се променити због промене граничног услова на радној површини. Ако је потрошач познат, мора бити изведена нова фреквентна једначина. Зато је бољи приступ у моделирању претварача коришћење еквивалентних кола [3]. На тај начин сендвич претварач постаје троприлазна мрежа са такође троприлазним еквивалентом за пиезокерамичке прстеневе и моделима преносних водова за крајње масе и завртња за преднапрезање. Ефекат завртња често није узиман у обзир, јер је његов утицај сматран

занемарљивим, или је узета само паралелна веза керамике и дела завртња који пролази кроз њу [3]. На тај начин је могуће одредити променљиве механичке особине оптерећења посматрањем на електричним приступима претварача. Ове особине су најкорисније у изучавању ултразвучних технолошких процеса.

Сви претходно описани приступи у моделирању претварача су међусобно слични и повезани. Показали су се нарочито погодним у моделирању сендвич претварача са нижим радним фреквенцијама, код којих су дужине рефлектора и емитора велике (уједно и доста веће у односу на дебљину керамике). У случају кратких наставака (нпр. код претварача са електричном резонантном фреквенцијом $f_r=40$ kHz, који се користе у ултразвучним системима за чишћење) овакв приступ је непотпун. Тада је неопходна модификација једнодимензионалне теорије, којом се омогућава моделирање и пројектовање претварача са кратким металним наставама.

Да би се то илустровало, за конкретни ултразвучни сендвич претварач са слике 1(б), чија је механичка резонантна фреквенција $f_{rm}=45$ kHz, одређене су вредности те резонантне фреквенције помоћу претходно наведених начина моделирања. При томе су димензије претварача биле следеће: $l_1=18.6$ mm, $d_1=40$ mm, $l_3=5$ mm, $d_3=38$ mm, $l_4=11.1$ mm, $d_4=39.5$ mm, $l_6=l_1+2l_3+l_4$, $d_6=8$ mm, $l_7=8$ mm, $d_7=12.8$ mm, где је d_i пречник одговарајућег елемента. Добијене вредности приказане су у табели 1.

Табела 1. Вредности f_{rm} добијене применом њихових модела претварача

	f_{rm} [kHz]
Ланжевендова једначина [1]	52.464
једначина сендвича [1], [3]	51.887
$\lambda/4$ (половина) претварача [2]	53.053 / 49.782
генерални модел претварача [4]	51.257

Доста велико неслагање карактеристика настаје због почетних вредности брзина лонгитудиналних вибрација металних наставака и керамике, које важе за дуге цилиндри (шипке) ($c_i=(E/\rho_i)^{0.5}$, $i=1, 4, 6$) и непритиснуту керамику ($c_3=(1/(s_{33}^E \rho_3))^{0.5}$, где је s_{33}^E пиезоелектрична константа: $c_1=5150.1$ m/s, $c_3=3122$ m/s, $c_4=c_6=5269.8$ m/s.

Због свега тога, у овом раду су одређене зависности резонантних фреквенција металних цилиндара коначне дужине са рупом, са циљем да се утврди начин модификације једнодимензионалне теорије, како би се могло вршити моделирање кратких ултразвучних претварача.

4. ОСНОСИМЕТРИЧНЕ ВИБРАЦИЈЕ КОНАЧНИХ ЦИЛИНДАРА СА РУПОМ

Теоријска разматрања осциловања металних наставака са рупом (металних шелни) базирају се на различитим апроксимативним теоријама, као и на тачној тродимензионалној теорији. Међутим, највећи

број анализа са односи на наставке са танким зидовима или наставке бесконачне дужине. Поред тога, апроксимативне теорије су тачне само у оквиру ограниченог фреквентног опсега, због различитих апроксимација које су укључене у њихову формулацију.

За цилиндричне металне наставке бесконачне дужине са рупом, решење проблема њиховог еластичног осциловања је садржано у одговарајућој фреквентној једначини. Ова једначина добијена је задовољавањем релевантних граничних услова на кружној површини и занемаривањем ефекта крајева.

Међутим, најчешће се у акустичким уређајима користе наставке коначне дужине и код њих ефекти крајева не могу бити занемарени. За наставке коначне дужине са рупом малог пречника, проблем се додатно компликује због озбиљних математичких ограничења. Наиме, гранични услови са нултим напрезањем не могу бити задовољени тачно на кружној површини и на бочним равним површинама истовремено.

У овом раду извршена је анализа основних симетричних вибрација коначних цилиндричних наставка са рупом. Гранични услови са нултим напрезањем ће бити задовољени тачно на кружној површини наставка. Вибрациони модови који су на тај начин добијени из фреквентне једначине, биће суперпонирани да задовоље апроксимативно граничне услове са нултим напрезањем на бочним равним површинама наставка. Као крајњи резултат добијене су зависности резонантних фреквенција металних наставка и керамике од њихове дужине (дебљине).

Посматрају се осносиметричне осцилације хомогеног, изотропног, еластичног металног цилиндра са рупом. Нека су спољашњи и унутрашњи полупречник наставка a и b респективно, и нека је дужина наставка $2L$. Претпоставља се да је централна раван наставка лоцирана при $z=0$, тако да крајње површине наставка леже на $z=\pm L$.

Кретање наставка представљено је преко тачне тродимензионалне једначине линеарне еластичности:

$$(\lambda + \mu) \text{grad div } U + \mu \nabla^2 U = \rho \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (1)$$

где су λ и μ Ламеови коефицијенти, ρ густина, а U је вектор помераја. За осносиметрично кретање решења једначине (1) су компоненте вектора помераја U [5]:

$$u_r = \left[-A \frac{\partial J_0(\alpha r)}{\partial r} - B \frac{\partial Y_0(\alpha r)}{\partial r} + C \gamma \frac{\partial J_0(\beta r)}{\partial r} + D \gamma \frac{\partial Y_0(\beta r)}{\partial r} \right] e^{i(\omega t - \gamma z)} \quad (2)$$

$$u_\theta = 0 \quad (3)$$

$$u_z = i \left[A \gamma J_0(\alpha r) + B \gamma Y_0(\alpha r) + C \beta^2 J_0(\beta r) + D \beta^2 Y_0(\beta r) \right] e^{i(\omega t - \gamma z)} \quad (4)$$

где је:

$$\alpha^2 = (\omega^2 / c_d^2) - \gamma^2 \quad (5)$$

$$\beta^2 = (\omega^2 / c_s^2) - \gamma^2 \quad (6)$$

ω је кружна учестаност, γ осни таласни број, а c_s и c_d су трансверзална и лонгитудинална (дилатациона) брзина у бесконачној средини, респективно. Једначине (2) до (4) укључују две врсте кретања: симетрично и антисиметрично кретање у односу на централну раван. У овом раду извршена је анализа само "симетричног кретања".

Ако су σ_r и τ_{rz} радијална и тангенцијална компонента тензора напрезања, тада гранични услови са нултим напрезањем на цилиндричној површини наставка дају следеће једначине:

$$(\sigma_r)_{r=a} = 0, \text{ за свако } z \text{ и } t \quad (7)$$

$$(\tau_{rz})_{r=a} = 0, \text{ за свако } z \text{ и } t \quad (8)$$

$$(\sigma_r)_{r=b} = 0, \text{ за свако } z \text{ и } t \quad (9)$$

$$(\tau_{rz})_{r=b} = 0, \text{ за свако } z \text{ и } t \quad (10)$$

Елиминисањем непознатих константи A, B, C и D из претходног скупа хомогених једначина, добија се трансцендентна једначина, која се назива карактеристичном једначином, и која повезује различите физичке и геометријске параметре. Ти параметри су: нормализована фреквенција ($\Omega = \omega a / c_s$), нормализовани осни таласни број ($\xi = \gamma a$), Поасонов однос материјала наставка (ν) и нормализована дебљина зида цилиндра ($\delta = 1 - b/a$). За појединачне вредности ν и δ , фреквентна једначина даје зависности између Ω и ξ . На тај начин добија се бесконачно много кривих, које се обично називају гранама дисперзног спектра. За реалне фреквенције (Ω) решења карактеристичне једначине дају реалне, имагинарне и комплексне вредности таласног броја (ξ). Зависно од природе ξ гране дисперзног спектра се називају реалним, имагинарним или комплексним гранама, при чему за одређену фреквенцију постоји коначан број реалних и имагинарних грана, и бесконачан број комплексних грана.

У овом раду су за опсега $0 \leq \Omega \leq 7$ и $0 \leq |\xi| \leq 14$ одређене реалне, имагинарне и комплексне гране дисперзног спектра за дуралуминијумски и челични наставка, као и за PZT8 пиезокерамички прстен. При томе је пиезокерамички прстен посматран (аналогно металним наставцима) као пасивни медијум, физички представљен његовим модулом еластичности E и густином ρ (нису узимана у обзир пиезоелектрична својства). У табели 2 наведене су вредности физичких константи за сва три елемента, које су коришћене у анализи.

Табела 2. Вредности параметара коришћених у анализи

	дурал	челик	PZT8
a (mm)	20	20	19
b (mm)	4	4	7.5
ν	0.34	0.29	0.3
ρ (kg/m ³)	2790	7850	7600
c_d (m/s)	6389.37	6032.58	3622.21
c_s (m/s)	3145.91	3280.83	1936.15

(5) Ако за појединачно $\delta=1-b/a$ постоји $2m+1$ грана спектра, треба задовољити следећих $2m+1$ услова на бочним равним површинама наставка:

$$\sigma_z = \sum_{i=1}^{2m+1} A_i \sigma_{i,r_{m1}} = 0, \quad z = \pm L; \quad (11)$$

где је $r_{m1} = b + m_1(a-b) / m; \quad m_1 = 0, 1, 2, \dots, m.$

$$\tau_z = \sum_{i=1}^{2m+1} A_i \tau_{i,r_{m2}} = 0, \quad z = \pm L; \quad (12)$$

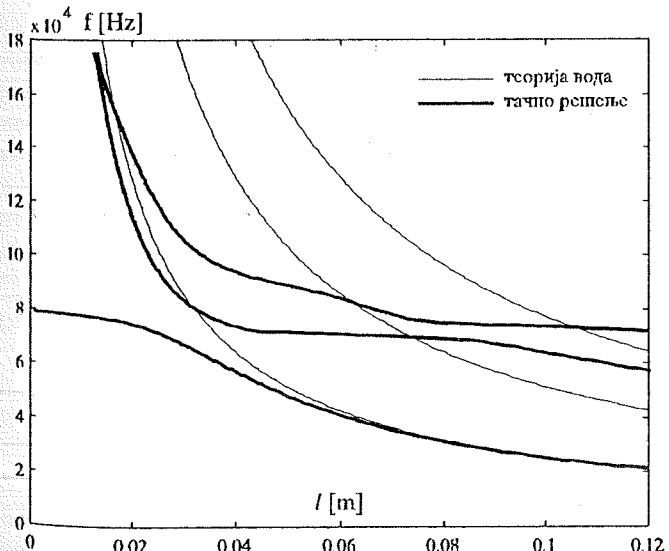
где је $r_{m2} = b + m_2(a-b) / (m+1); \quad m_2 = 1, 2, \dots, m.$

При томе су $\sigma_{i,r_{m1}}$ и $\tau_{i,r_{m2}}$ напрезања (осно и трансверзално), која одговарају i -тој грани дисперзионог спектра и рачунају се за $r=r_{m1}$ или r_{m2} . A_i је амплитудна константа која одговара i -тој грани, а σ_z и τ_z су резултујуће осно и трансверзално напрезање, респективно.

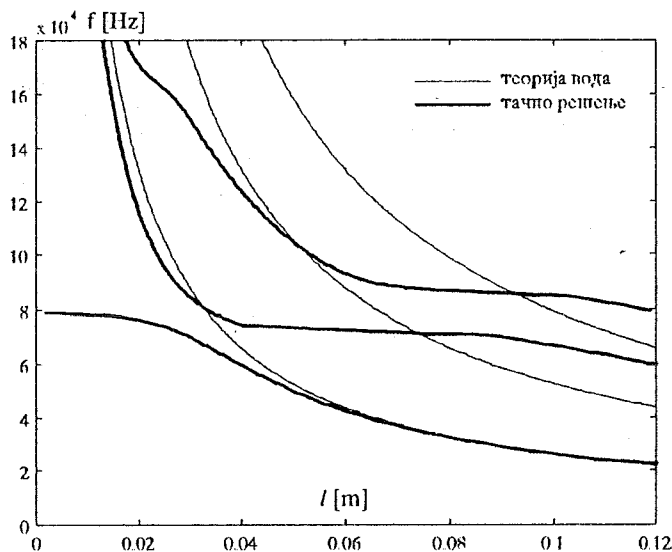
Једначине (11) и (12) представљају систем од $2m+1$ независних хомогених једначина које садрже A_i као $2m+1$ непознатих. За добијање нетривијалног решења, детерминанта овог система треба да буде једнака нули:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \sigma_{1,r_0} & \sigma_{2,r_0} & \dots & \dots & \sigma_{2m+1,r_0} \\ \sigma_{1,r_1} & \sigma_{2,r_1} & \dots & \dots & \sigma_{2m+1,r_1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_{1,r_m} & \sigma_{2,r_m} & \dots & \dots & \sigma_{2m+1,r_m} \\ \tau_{1,r_1} & \tau_{2,r_1} & \dots & \dots & \tau_{2m+1,r_1} \\ \tau_{1,r_2} & \tau_{2,r_2} & \dots & \dots & \tau_{2m+1,r_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tau_{1,r_m} & \tau_{2,r_m} & \dots & \dots & \tau_{2m+1,r_m} \end{vmatrix} = 0 \quad (13)$$

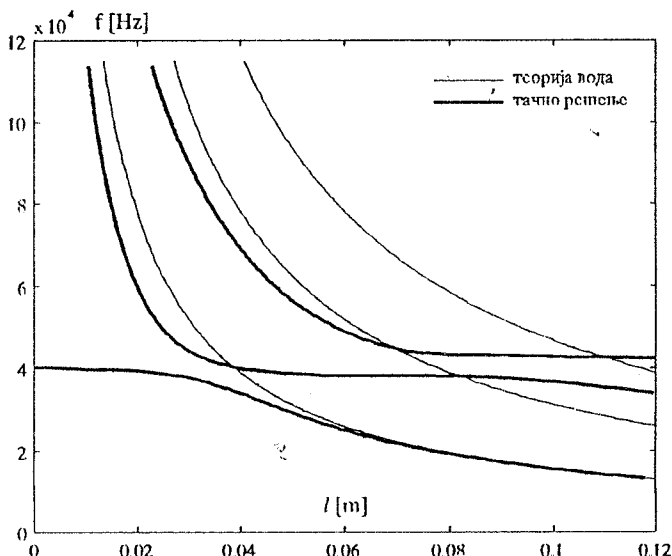
За дату фреквенцију, једначина (13) садржи дужину $l=2L$ као једини непознати параметар и даје бесконачно много решења за l . Прве три вредности l



Сл. 2. Зависност резонантне фреквенције од дужине за наставка од дуралуминијума ($a=20 \text{ mm}, b=4 \text{ mm}$)



Сл. 3. Зависност резонантне фреквенције од дужине за наставка од челика ($a=20 \text{ mm}, b=4 \text{ mm}$)



Сл. 4. Зависност резонантне фреквенције од дужине за PZT8 керамику ($a=19 \text{ mm}, b=7.5 \text{ mm}$)

у опсегу до 120 mm за металне наставке и керамику приказане су на сликама 2, 3 и 4.

Најважнији допринос у одређивању резонантних фреквенција везан је за металне наставке, јер је дужина завртња доста већа од његовог пречника, тако да се за завртањ може применити модел вода и зависност резонантних фреквенција са дужином за њега није ни приказана. Дебљина пиезокерамичких плочица је обично 5 mm, тако да је резонантну фреквенцију могуће подешавати једино избором дужине металних наставка.

5. ЗАКЉУЧАК

Коришћењем тачних тродимензионалних једначина линеарне еластичности, анализирани су осцилаторне карактеристике цилиндара са рупом, променљиве дебљине зидова. Претпостављено је оспосиметрично кретање наставка у односу на његову централну раван. Гранични услови на цилиндричној површини наставка су задовољени

PZT8
19
7.5
0.3
7600
622.21
936.15

тачно. Реалне, имагинарне и комплексне гране одговарајућег дисперзног спектра су суперпо-ниране тако да задовоље граничне услове на бочним површинама са великим степеном тачности. На тај начин могуће је одредити зависност резонантне фреквенције од дужине цилиндара са произвољним односом спољашњег и унутрашњег полупречника.

На основу овакве анализе резонантних фреквенција саставних делова ултразвучних претварача може се извршити побољшање једнодимензионалних модела претварача, што ће бити разматрано у неком од наших наредних радова.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] R.Dominguez, C.Ranz, "Sandwich Transducer, Simplified Mathematical Model (II)", *Acustica*, vol. 29, pp. 156-161, 1973.
- [2] S.Ueha, E.Mori, "Effects of surface conditions of components and of temperature upon performance of a bolt-clamped Langevin type longitudinal transducer", *J. Acoust. Soc. Jpn.*, vol. 35, no. 9, pp. 469-476, Sep. 1979.
- [3] В.А.Черпак, "К расчету динамических сосредото-ченных параметров составных пьезоэлектриче-

ских преобразователей", *Акустический журнал*, том. XXIII, вып. 3, с. 443-449, 1977.

- [4] Д.Манчић, М.Радмановић: "Генерални модел пьезоелектричног ултразвучног сендвич претва-рача", рад реферисан на XLII конференцији за ЕТРАН, Врњачка Бања, јун 1998.
- [5] R.Kumar, "Axially Symmetric Vibrations of Finite Cylindrical Shells of Various Wall Thicknesses - I", *Acustica*, vol. 34, pp. 281-288, 1976.

Abstract - In this paper the resonant frequencies of the ultrasonic transducers integral parts are determined. Special attention is paid to the metal-endings design, and the comparison of the different approaches in determining of their resonant frequencies are given. That enabled modifying of onedimensional theory and simplified modeling and projecting of the transducers with short-endings.

RESONANT FREQUENCIES OF THE ULTRASONIC TRANSDUCERS INTEGRAL PARTS Dragan Mancic, Milan Radmanovic

II C
Sad
tehn
СМС
Tako
reali
1. U
reali
malt
težir
tehn
Koin
aktiv
otpo
jedn
ugla
pred
poki
prih
zade
kom
Savi
obe:
prer
tran
imp
elen
bi s
veli
gub
rela
indu
sele
proi
ispc
indu
poli
tehr
sa
SIN
geri
poz
plai
pro
pro
spii
ima
zau
rez

MONOLITNI INDUKTORI U SI TEHNOLOGIJI

Lj. D. Žvanov, G. Stojanović, S. Jenei, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad*

Sadržaj - U ovom radu su date glavne karakteristike i tehnološki postupci realizacije monolitnih induktora u CMOS, BiCMOS i SOI-CMOS tehnologiji integriranih kola. Takođe su iznete i teškoće i problemi koji se javljaju pri realizaciji induktivnih komponenti u integriranim kolima.

1. UVOD

Danas postoji mnogo aktivnosti usmerenih ka realizaciji mobilnih radio sistema koji bi imali nisku cenu i malu snagu. Da bi se ostvarile male dimenzije, kao i mala težina uređaja koji se drže u ruci, poželjna je jedinstvena tehnološka šema radi maksimalnog nivoa integracije. Kointegracija digitalnih i RF sistema zahteva integraciju aktivnih i pasivnih elemenata, kao što su tranzistori, otpornici, kondenzatori, diode, induktori i talasovodi na jednom čipu. Do sada se podloga od galijum-arsenida (GaAs) uglavnom koristila za monolitna RF i mikrotalasna kola zbog prednosti svojih poluizolacionih karakteristika i visoke pokretljivosti elektrona. Međutim, GaAs tehnologija nije prihvatljiva što se tiče cene i možda neće biti u mogućnosti da zadovolji obim proizvodnje. To znači da tržište bežičnih komunikacija pruža veliku mogućnost primene silicijuma (Si). Savremeni Si IC postupak daje dobre aktivne elemente ali ne obezbeđuje pasivne elemente kao što su induktori i linije prenosa sa prihvatljivim performansama.

Aktivni induktori koriste aktivne elemente da bi se transformisala impedansa kondenzatora u induktivnu impedansu. Međutim, smetnje koje proizvode aktivni elementi zahtevaju korišćenje prekomerne količine snage da bi se postigle niskošumne karakteristike. Izrada induktora sa velikim faktorom dobrote (Q) na Si podlozi je teška zbog gubitaka koji nastaju iz podloge male specifične otpornosti i relativno tanke metalizacije aluminijuma (Al). Dakle, induktori se proizvode nestandardnim CMOS postupcima selektivnim uklanjanjem osnovne podloge [1], ili proizvodnjom induktora sa polarizovanim n-jamama koje leže ispod induktora [2]. Drugi pristup realizacije dobrih induktora je učinjen korišćenjem veoma debelog sloja poliamida [3] ili korišćenjem pet metalnih nivoa BiCMOS tehnologije [4]. Treći pristup koristi SOI-CMOS tehnologiju sa dvostrukim slojem Al metalizacije na visoko otpornim SIMOX podlogama [5,6] ili korišćenjem nove silicijum-germanijum (SiGe) tehnologije [7].

Projektovanje RF i analognih kola zahteva poznavanje karakteristika monolitnih induktora. Induktivnost planarne spirale je određena: brojem namotaja, širinom provodnika, međusobnim razmakom provodnika, debljinom provodnika, ukupnom površinom itd. Najbolja konstrukcija spiralnog induktora za zadatu veličinu induktivnosti treba da ima za cilj maksimalni faktor dobrote (Q) i minimalnu zauzetu površinu, sa dovoljno visokom sopstvenom rezonantnom frekvencijom.

2. MONOLITNI INDUKTORI

Izazov predstavlja projektovanje induktora sa velikim faktorom dobrote (Q) na frekvencijama od interesa. RF kola rade prvenstveno na frekvencijama od 1.8GHz i 2.4GHz. Cilj projektovanja je maksimizacija Q faktora na određenim frekvencijama za zahtevanu induktivnost sa minimalno zauzetom oblašću. Izuzetno je važno držati sopstvenu rezonantnu frekvenciju (frekvenciju za koju je reaktansa 0) značajno iznad frekvencije na kojoj se radi, tako da induktivnost bude skoro nezavisna od frekvencije.

2.1. INDUKTORI U CMOS

Za realizaciju induktora u CMOS tehnologiji do sada su data dva rešenja. Prvim rešenjem se realizuju tzv. viseći induktori. Ovi induktori sa gornje i donje strane imaju oksidni sloj i nalaze se iznad jame, koja je dobijena selektivnim ecovanjem Si podloge, a za ostatak Si integriranog kola su pričvršćeni na četiri ugla. Drugo rešenje daje integrirani spiralni induktor sa polarizovanom n-janom, koja se nalazi u podlozi ispod induktora.

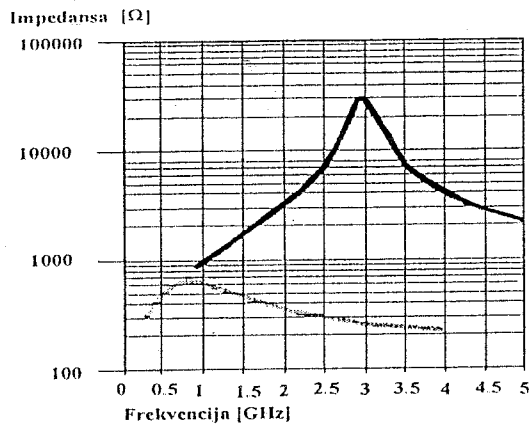
Prvo rešenje. Induktori velike vrednosti induktivnosti se mogu proizvoditi u vidu aluminijumske spirale sa mnogo namotaja. Što je induktivnost spirale veća, to se i kapacitivnost prema podlozi povećava, te se sopstvena rezonantna frekvencija progresivno smanjuje. Sopstvena rezonantna frekvencija spiralnih induktora od 25nH na GaAs podlozi i na izolacionoj podlozi od safira je oko 3GHz. Sa druge strane, aluminijumski induktori, koji su samo toliko veliki kao i induktori od 10nH na standardnoj Si podlozi, će imati sopstvenu rezonantnu učestanost na 2GHz [1], a osim toga, parazitne otpornosti podloge će uneti gubitke.

Ovi karakteristični problemi Si podloge se mogu prevazići ako se oblast ispod induktora napravi lokalno izolaciona. Najjednostavniji način da se ovo izvede jeste selektivno ecovanje Si, ali se pri tome induktor ostavlja, obložen visećim oksidnim slojem, pričvršćen sa četiri ugla za ostatak integriranog kola. Postoji sličnost između ove tehnike i prakse u nekim GaAs tehnologijama visećih spiralnih induktora na vazдушnim mostovima [1]. Pošto je tipičan procep ispod vazdušnog mosta 3 μ m, dok se uklanjanjem Si podloge dobijaju vazdušni procepi veličine 200 μ m do 500 μ m, viseći induktori na Si se dobijaju sa mnogo manjom kapacitivnošću prema podlozi.

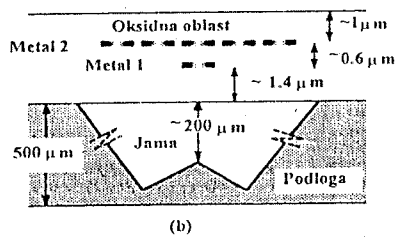
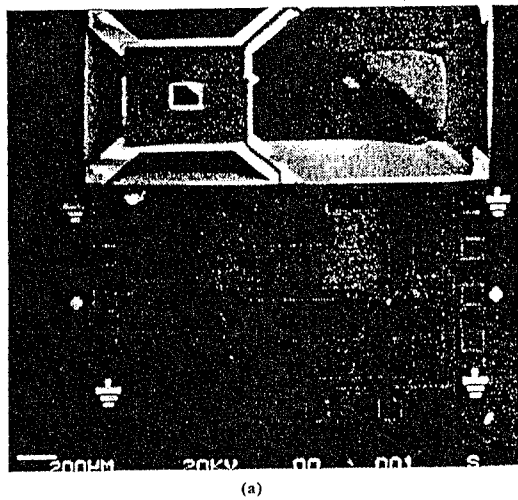
Slika 1. pokazuje kako se, kod induktora od 100nH uklanjanjem donje podloge, sopstvena rezonantna učestanost pomera sa 800MHz na 3GHz. Induktor od 100nH je projektovan korišćenjem analitičkih formula [8], kao kvadratna spirala sa 20 namotaja, sa širinom provodnika od 4 μ m, odvojenim od drugog sloja Al metalizacije razmacima od 4 μ m, pa je spoljašnja dimenzija ovog induktora 400 μ m

Pridružena aktivna kola za pojačavač i bafere se proizvode tokom MOSIS kao i standardna 2 μ m CMOS integrirana kola sa n-janom. Korišćenjem prethodno opisane tehnike [1], proizvedene pločice su zatim predmet selektivnog

EDP vlažnog ecovanja radi uklanjanja podloge ispod induktora, dok se preostalo kolo ostavlja netaknuto (slika 2.). Početne oblasti za ecovanje se definišu bez korišćenja dodatne maske [1].



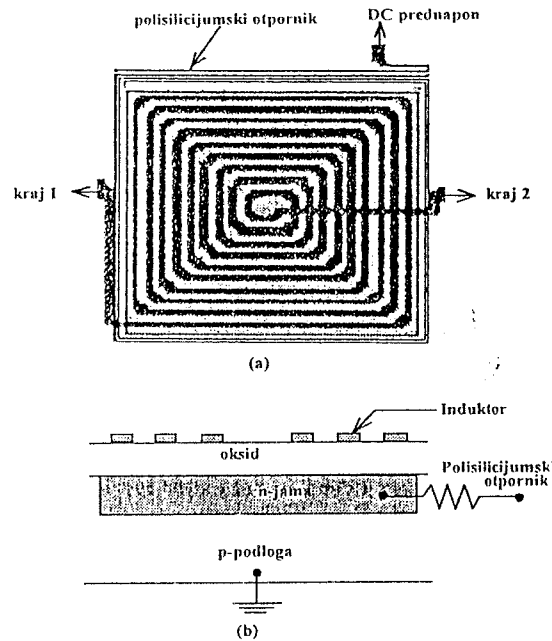
Sl. 1. Sopstvena rezonantna učestanost induktora od 100nH raste sa 800MHz na 3GHz posle uklanjanja podloge. Ovo odgovara smanjenju parazitne kapacitivnosti od 14 puta. Sivom bojom je prikazana impedansa induktora na Si, a crnom impedansa induktora nad jamom.



Sl. 2. (a) SEM RF pojačavača posle selektivnog ecovanja. Prikazani induktor je viseći na oksidnom sloju i pričvršćen sa četiri ugla. Spirala je napravljena kao drugi nivo aluminijuma, dok je kontakt iz centra izveden na prvi nivo. Drugi induktor je ručno uklonjen da bi se pokazala jama. (b) Poprečni presek visećeg induktora i podloge posle ecovanja

Drugo rešenje. Na slici 3. (a) je dat layout induktora sa polarizovanom n-jamom koja se nalazi ispod njega, a slika 3. (b) predstavlja prikaz poprečnog preseka ovakve strukture [2]. Površina induktora je $145 \times 145 \mu\text{m}^2$. Širina metala je $5.2 \mu\text{m}$, njihovo međusobno rastojanje je $2 \mu\text{m}$

($7.2 \mu\text{m}$ metal pitch). Induktor ima 9.25 namotaja, a njegova induktivnost od 6.2nH je proračunata korišćenjem Greenhouse-ove formule [8]. Tri metalna sloja se šantuju da bi se smanjila redna otpornost. Slojna otpornost je $0.05 \Omega/\square$ za treći i $0.07 \Omega/\square$ za prvi i drugi metalni sloj. Kao dodatak metalnom delu induktora, se koristi polisilicijumska spirala, koja obrazuje otpornik. Ovaj polisilicijumski otpornik ($\sim 7 \text{k}\Omega$) se vezuje između n-jame i DC prednapona za n-jamu. Otpornik odvodi AC signale u čvoru n-jame od DC izvora prednapona ili AC uzemljenja.

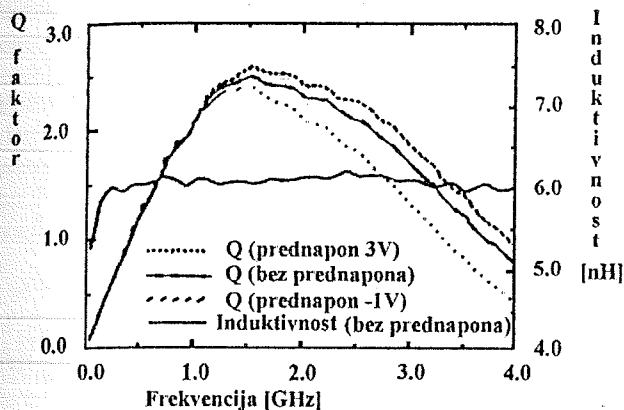


Sl. 3. (a) Layout i (b) Poprečni presek induktora sa polarizovanom n-jamom

Induktivnost i redna otpornost se ne menjaju pri promeni prednapona n-jame. Kapacitivnost između n-jame i metalne linije se ne menja mnogo pri promeni prednapona. Kada se negativnim prednaponom n-jame direktno polariše spoj, kapacitivnost spoja se povećava u velikoj meri. U odvojenim eksperimentima je primećeno da kada se DC prednapon između 0 i 20V dovede na metalnu liniju induktora, umesto na n-jamu, parazitna kapacitivnost se neznatno menja. Do malih promena parazitnih kapacitivnosti dolazi usled činjenice da je stabilno stanje DC napona, koji može da se menja, u n-jami 0V, bez obzira na DC prednapon, jer je curenje struje povezano sa spojem.

Na slici 4. su prikazani grafici Q faktora u funkciji frekvencije, kada prednapon n-jame iznosi 3V, -1V i 0V. Grafici Q faktora su skoro isti za međusobno različite prednapone, sve dok frekvencija ne dostigne $\sim 1 \text{GHz}$. Može se primetiti da je maksimum Q faktora, kada je prednapon n-jame 3V, za oko 10% veći nego kad je prednapon -1V. Do promene Q faktora uglavnom dolazi usled promene parazitne kapacitivnosti. Kao što je već rečeno, induktivnost i redna otpornost se ne menjaju sa promenom prednapona. Sve dok induktivnost ostaje ista, sopstvena rezonantna učestanost varira sa promenom parazitne kapacitivnosti. Rezonantna učestanost je 3.8GHz za prednapon n-jame od -5V a za 3V ona raste na 5.8GHz. Merenja pokazuju da se za prednapon od 3V koji inverzno polariše spoj redukuje parazitna

kapacitivnost za faktor malo manji od 2. Viša sopstvena rezonantna učestanost podrazumeva da parazitna kapacitivnost počinje da redukuje Q faktor na višim frekvencijama.



Sl. 4. Izmerena induktivnost (L) i faktor dobre (Q) induktora sa polarizovanom n-jamom. Parazitna kapacitivnost pri promeni DC prednapona na n-jami.

Pošto se induktori proizvode na p i p⁺ pločici i pošto je p-epitaksijalni sloj relativno tanak, kada prednapon poraste dovoljno, osiromašen sloj dostiže p⁺ sloj, pa se povećanje osiromašenog sloja ili smanjenje kapacitivnosti usporava. Ako podloga nema ni p⁺ sloj a ni osiromašen sloj, kao u nekim bipolarnim postupcima za RF primene, prednapon n-jame može još više smanjiti parazitnu kapacitivnost.

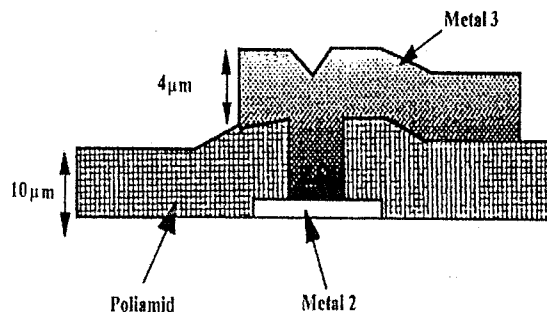
2.2. INDUKTORI U BiCMOS

2.2.1 Induktori u BiCMOS tehnologiji sa debelim (nestandardnim) slojem dielektrika

Monolitni induktori i linije prenosa na Si podlozi sa veoma velikim Q faktorom, malim unesenim gubicima i visokom rezonantnom frekvencijom se ostvaruju korišćenjem veoma debelog poliamida (10μm), kao dielektričnog materijala, i debelog Al (4μm) metalizacionog sistema [3]. Ova struktura se pravi na gotovoj konvencionalnoj BiCMOS pločici sa standardnom dvoslojnom metalizacijom. Za induktor od 10nH, dobija se da je rezonantna frekvencija 6GHz, maksimalni Q faktor 5.5 na 1.2GHz i uneseni gubici 1.2dB na 3GHz, što je veoma podudarno sa performansama raspoloživim u GaAs monolitnim mikrotalasnim integrisanim kolima (Monolithic Microwave IC-MMIC). Ovi induktori se mogu koristiti i kao RF prigušnica i kao element za podešavanje. Linije prenosa se takođe proizvode korišćenjem ove tehnologije. S₂₁ koplanarnog talasovoda dužine 1mm je -0.2dB na 4GHz, a za mikrostrip prenosne linije iznosi -0.3dB. Za očekivati je da se korišćenjem ovih pasivnih elemenata Si RF integrisana kola mogu projektovati do nekoliko GHz sa performansama podudarnim sa GaAs MMIC.

Kod ovih induktora je polazna pločica B-dopirana Si pločica (p-tipa), sa specifičnom otpornošću od 20Ωcm. Na vrh obrađene dvo-metalne standardne BiCMOS pločice se nanose i paternuju 10μm debeli poliamid i 4μm debeli Al metal (M3), kao što je prikazano na slici 5. Poliamid se koristi jer ima relativno malu dielektričnu konstantu sa malim gubicima i jer je relativno lako nanošenje debelog filma. Prvo se postavlja foto-osetljivi poliamid debljine 20 μm. Posle toplotnog procesa na 350°C, debljina mu se smanjuje na

10μm. Vija kontakt u poliamidu se dobija korišćenjem vlažnog ecovanja. Al film debljine 4μm se onda nanose raspršivanjem i paternuje korišćenjem postupka izotropnog vlažnog ecovanja.



Sl. 5. Šema poprečnog preseka opisanog metal 3 postupka

2.2.2. Induktivi u BiCMOS tehnologiji sa više nivoa metalizacije

Prednost upotrebe BiCMOS tehnologije je u tome što svi potrebni izrađeni blokovi mogu biti integrisani na istom čipu. Već postojeći BiCMOS proizvodni procesi se koriste za projektovanje pasivnih komponenti, kao i njihovu integraciju, za RF sistem, odnosno konvencionalan Si postupak se koristi za proizvodnju RF i mikrotalasnih komponenti na jednom čipu. Koristi se 0.8μm BiCMOS tehnologija koja je u komercijalnoj upotrebi [4].

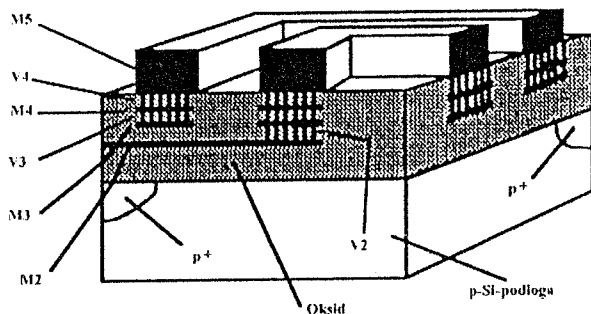
Tehnologija je optimizovana za napon napajanja od 3.6V i koriste se sva četiri odnosno svih pet nivoa aluminijum-bakra (AlCu) (po dogovoru se koriste skraćenice M4 i M5 za četvrti i peti metalni nivo, respektivno). Metalni slojevi su električno povezani pomoću volframskih veza (W). Prvi metalni sloj (M1) je debljine 0,85μm a krajnji metalni sloj je debljine 2,1μm, dok su svi slojevi između (M2-M3 ili M2-M4) debljine 1,1μm. Otpornost osnovne podloge je 12Ωcm.

Induktivnosti u procesu sa petonivovskim metalnim slojem. Integracija induktivnosti na Si čipovima nije bila interesantna u prethodnim analognim bipolarnim, BiCMOS, ili CMOS tehnologijama zbog nižih radio frekvencija (RF), gde nisu bile potrebne mreže za podešavanje, a za filtre su bila korišćena aktivna kola. Induktivnosti su pravljene kao zlatni spiralni namotaji (Au) na štampanim pločama ili na GaAs podlozi kao deo MMIC-a. Takve induktivne strukture imale su tu prednost da su gubici i otpornost namotaja bili minimalni. Prvi induktor u Si tehnologiji sa upotrebljivim Q faktorom predstavili su Nguyen i Meyer 1990. godine. Broj članaka o induktivnostima u integrisanoj Si tehnologiji je značajno porastao tokom poslednjih godina, ali je većina ovih diskusija izvedena sa izvesnim odstupanjima od standardnih Si procesa radi postizanja velikog Q faktora [1]. Optimalno projektovanje induktora za zadatu induktivnost bi trebalo da ima za cilj maksimalan Q faktor i minimalnu oblast zauzetosti sa dovoljno visokom sopstvenom rezonantnom frekvencijom. Značajne poteškoće, koje postoje ako se koristi standardni Si proces su: (1) ograničena debljina metala i približno 2x veća otpornost AlCu od Au i (2) mala otpornost Si podloge zbog koje se javljaju gubici Si podloge.

Višenivovski slojevi, koji su standardne karakteristike današnjih Si procesa, se mogu koristiti za

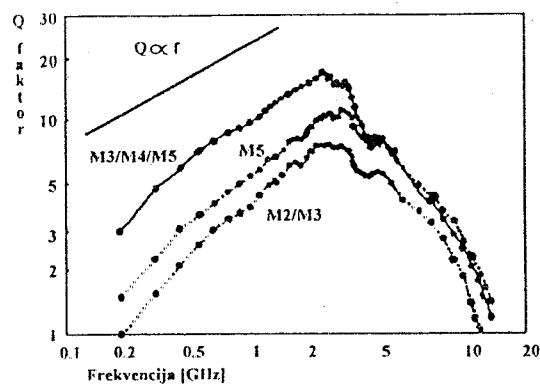
projektovanje induktivnosti sa velikim Q faktorom bez primene alternativnih proizvodnih procesa. Sa višenivovskim slojevima moguće je rešiti problem naveden pod (1) povećanjem efektivne debljine metalnog provodnika šantovanjem nekoliko slojeva metala zajedno, i (2) smeštanjem induktora dalje od podloge sa gubicima, radi realizacije odgovarajućeg Q faktora i induktivnosti za dizajniranje RF kola. Za induktor od približno 2nH postiže se Q faktor vrednosti 9.3 i $f_{SR}=20\text{GHz}$ korišćenjem četiri nivoa za međuspojeve [4]. Međutim, dodatni metalni sloj 1.6 puta poboljšava rezultate. Peti metalni sloj se koristi za povećanje prostora između induktora i Si za 4-6 μm . Izgled poprečnog preseka centralnog dela jednog induktora sa metalnim slojevima i vezama, označenim na odgovarajući način, dat je na slici 6. Može se videti da su gornji metalni slojevi M3, M4 i M5 šantovani zajedno u obliku kalema, dok je donji izvod na M2.

Metalni sloj M1 se ne koristi u induktivnoj strukturi, ali predstavlja dodatni vertikalni prostor koji povećava rastojanje između induktora i Si podloge sa gubicima. Upotreba M2 za donji izvod, umesto tanjeg sloja M1, je efektivna u smanjenju redne otpornosti induktivnih namotaja.



Sli. 6. Poprečni presek centralnog dela integrirane strukture sa upotrebom višestrukih povezanih slojeva

Posmatra se induktor LB5M5 u dve različite varijante: u prvoj se koristi samo gornji sloj (M5), dok se u drugoj varijanti M2 i M3 šantuju zajedno. Na slici 7. Q faktor je prikazan u zavisnosti od frekvencije za tri različite konfiguracije LB5M5. Poređenjem varijanti M3/M4/M5 i M5 može se zaključiti da je prednost šantovanja metalnih spojeva zajedno veća nego šteta zbog postavljanja induktora bliže podlozi, ako je najniži upotrebljeni sloj M3. Pri poređenju konfiguracija M2/M3/M4 i M3/M4 (IM4-proces), korist šantovanja manje dolazi do izražaja. Upotrebom sloja M2 u induktivnim namotajima dovodi do značajnih gubitaka podloge, dok korišćenjem M3 kao najnižeg sloja, ovi gubici postaju dovoljno mali. Ovo se može sasvim jasno videti sa slike 7. poređenjem verzija M2/M3 i M5 za LB5M5. Značajno je da vrednost Q faktora gotovo identično opada sa frekvencijom za M3/M4/M5 i M5 iznad 2.4GHz. Ovo podržava ranije navedene argumente o verovatnom uticaju površinskog efekta u vezama između šantovanih metalnih slojeva, koji sve više redukuje protok struje po gornjem sloju na višim frekvencijama. Promena induktivnosti između ove tri induktivne konfiguracije je <12%. Velike vrednosti za Q faktor od 24, 16 i 11.5 su postignute za induktivnosti od 1.45nH, 2.2nH i 5.1nH, respektivno.



Sli. 7. Q faktor u zavisnosti od frekvencije za različite implementacije induktora LB5M5 od 2nH. Induktori su formirani ili šantovanjem metalnih slojeva M3, M4 i M5 sa oblašću gustih veza ili korišćenjem samo M5 ili zajedničkim šantovanjem M2 i M3. Jedini su proizvedene na istom čipu (umetnuta kriva $Q \propto f$ ukazuje na očekivan idealan rast Q na niskim frekvencijama).

2.3 INDUKTORE U SOI-CMOS

SOI-RF-CMOS tehnologija na SIMOX podlogama visoke specifične otpornosti. Za proizvodnju elemenata se koristi standardni SIMOX proces na Si podlozi, sa lebdećom zonom p-tipa specifičnom otpornošću većom od 10k Ωcm . Konačna debljina Si filma se za aktivne elemente podešava na 100nm a debljina ukopanog oksida iznosi 400nm. Posle SIMOX postupka specifična otpornost podloge iznosi približno 10k Ωcm . Implantacija MOS kanala se izvodi selektivno za n- i p-kanalne tranzistore da bi konačne vrednosti naponskog praga bile 400 i -750mV, respektivno. Ovo odgovara koncentraciji primesa bora (B) od $9 \times 10^{16}\text{cm}^{-3}$ i $8 \times 10^{16}\text{cm}^{-3}$, respektivno, na površini kanala. Najpoželjnija debljina oksidnog gejta od 10nm se povećava, a to je praćeno taloženjem 300nm polisilicijuma i dopiranjem POCl_3 . Posle definisanja MOS gejta, vrši se implantacija NMOS LDD. Paralelno sa ovim, viši se formiranje 170nm tankog oksidnog umetka i implantacija arsena (As) i BF_2 sors/drejn, a pločica se zagreje na 960 $^\circ\text{C}$. Posle obrazovanja S/D, koristi se dvofazna TiSi_2 samopodešavajuća silicidna formacija radi smanjenja otpornosti oblasti gejta i sors/drejn. Da bi se dobile najniže drejn/sors specifične otpornosti, komponente se proizvode sa Si filmom čija je najmanja debljina 100nm.

Postupak se završava dvoslojnom AlSi metalizacijom isticanjem TiN barijere i volframskih priključaka.

Koraci u SOI-CMOS postupku su identični kao i u standardnom submikronskom CMOS procesu, osim što su u SOI-CMOS tehnologiji eliminisane implantacije za jamu. Manja kompleksnost postupka u SOI-CMOS tehnologiji je kompenzacija za veću cenu SIMOX podloge.

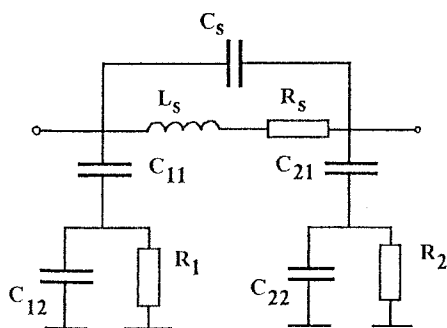
Performanse induktivnih elemenata ograničavaju moguće karakteristike ključnih RF komponenti kao što su oscilatori (fazni šum), filtri (karakteristike filtra), mikseri i niskošumni pojačavači (faktor šuma, dinamički opseg). Ključni parametri za projektovanje kola su induktivnost, dobijeni faktor dobrote u odnosu na frekvenciju i sopstvena rezonantna frekvencija. Nedavno je objavljeno nekoliko rezultata, [5], koji razmatraju proizvodnju ovih elemenata u Si tehnologiji. Rezultati postaju uporedivi kada se uzme u

obzir faktor dobrote, koji se definiše kao odnos imaginarnog i realnog dela jednodolne impedanse $Z=R+jX$, tj. kao $Q=X/R$, gde je $X=\omega L$, za induktore. Zbog činjenice da apsolutni odnos između imaginarnog i realnog dela ostaje nepromenjen posle transformacije iz Z u Y parametre, analogna definicija preko jednodolne admittance $Y=G+jB$ je $Q=-B/G$, gde je $B=-1/\omega L$ za induktore. Ova jednodolna impedansa se može dobiti ili projektovanjem jednodolnih komponenti ili transformacijom dvodolnih rezultata merenja u y -parametre. Korišćenje y -parametara, y_{11} i y_{22} kratko spaja pristup 2 ili 1, respektivno, i dopušta direktno izračunavanje faktora dobrote iz podataka dobijenih merenjem.

Za projektovanje kola je važno da ekvivalentno kolo koje se koristi korektno modeluje izmerene S-parametre i faktor dobrote, pa ovi parametri moraju biti uključeni u odgovarajuće ekvivalentno kolo.

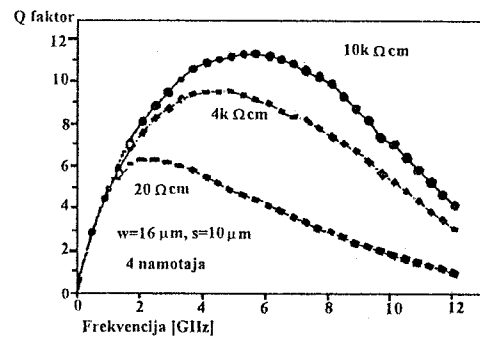
Faktor dobrote induktora, u modernim Si procesima je ograničen gubicima u provodnoj podlozi, kao i rednom otpornošću metalizacije. Korišćenje visokootporne SIMOX podloge, na primer $10k\Omega cm$, rezultuje značajnim smanjenjem gubitaka. Namotaji induktora se prave od metal 1 i metal 2 slojeva povezanih paralelnim viama sa mnogo metal-metal-kontaktata da bi se dobila niska specifična otpornost.

Da bi se objasnile karakteristike induktora na visokootpornom SIMOX podlogama, predlagani su različiti modeli. Najčešći model je prikazan na slici 8. U [5], otpornik R_s je frekventno zavisna, pa u obzir treba uzeti skin efekat. Iz ovog razloga u [5] se koristi element sa mikrostrip prenosnom linijom. Ovakvi modeli se lako primenjuju u sistemima za balansiranje koji simuliraju linearne elemente u frekventnom domenu. Da bi se omogućila laka primena u vremenskom domenu, u ovom modelu se koriste različiti simulatori, ali je pri tome izabrano da je otpornik sa slike 8. frekventno nezavisan. Kondenzatori C_{12} , C_{22} i otpornici R_1 i R_2 su potrebni da bi se opisao uticaj podloge. Za visokootporne podloge je uticaj otpornika od drugorazrednog značaja. Uticaj podloge se može razmatrati preko vrednosti R_1 i R_2 koje se povećavaju za faktor 4-6. Otpornost podloge ima značajan uticaj na dobijeni maksimalni Q faktor. Ova činjenica se može objasniti time što je efektivno kapacitivno opterećenje na ulazima minimizirano dvema kapacitivnostima u rednoj vezi, C_{11} , C_{12} , C_{21} i C_{22} , respektivno. Za manje otpornosti podloge, kapacitivnim opterećenjem dominiraju C_{11} i C_{21} . Da bi se smanjile ove kapacitivnosti predlažu se deblji oksidi [5]. Na slici 9. je prikazan uticaj specifične otpornosti substrata na faktor dobrote za induktore sa istim w , s , i unutrašnjim prečnikom r na različitim SIMOX podlogama.



Sl. 8. Ekvivalentno kolo induktora na visokootpornoj SIMOX podlozi

Za SIMOX podloge sa $20\Omega cm$ i $10\Omega cm$, optimalna frekvencija f_{max} , za induktore sa četiri namotaja, je pomešana sa 2.5 na 5.3GHz.



Sl. 9. Faktor dobrote planarnih induktora od 2,6nH sa četiri namotaja, $w=16\mu m$, $s=10\mu m$, proizvedenih na SIMOX podlogama različitih specifičnih otpornosti.

Induktore sa 4, 6 i 8 namotaja se projektuju sa provodnicima širine $16\mu m$ i međusobnim rastojanjem od $10\mu m$ (slika 10.). Unutrašnji i spoljašnji prečnik se bira u odnosu 1/5 [5]. Da bi se ispitao uticaj podloge, elementi se proizvode sa podlogama čije su specifične otpornosti $20\Omega cm$, $4k\Omega cm$ i $10k\Omega cm$.

On-čip induktor proizveden na SIMOX podlozi.

Koristi se SIMOX podloga koja ima ukopan sloj oksida debljine 100nm. Ova podloga je odgovarajuća ne samo iz razloga visokog kvaliteta njenog gornjeg Si sloja, već i zbog dobrog provođenja toplote od aktivnih elemenata do podloge. Dobra toplotna provodljivost usled tankog ukopanog sloja oksida, je važna za pravljenje RF kola, posebno u visokosnažnim pojačavačima [6]. Iako pravljenje tanjeg ukopanog sloja oksida može povećati parazitnu kapacitivnost osnove, parazitna kapacitivnost osnove p-tipa se sastoji od dve redno vezane kapacitivnosti: jedna od ukopanog sloja oksida i jedna od osiromašenog sloja ispod oksida. Tanak osiromašen sloj može biti napravljen smanjenjem koncentracije primesa u osnovi. Sve dok se koristi osnova p-tipa sa specifičnom otpornošću od $30\Omega cm$, osiromašeni sloj je deblji od $1\mu m$. Tanak osiromašen sloj smanjuje ukupnu parazitnu kapacitivnost osnove. Koristi se $0.5\mu m$ nMOSFET/SIMOX. On-čip spiralni induktori imaju širinu $5\mu m$ i razmak od $5\mu m$. Spoljašnji prečnik spirale je $140\mu m$. Koriste se induktori sa dva do četiri namotaja.

Aktivni i pasivni elementi se prave korišćenjem istog procesa koji je korišćen za pravljenje CMOS/SIMOX LSI-a [6], tako se mogu jednostavno ugraditi RF komponente u LSI. Sa ovim spiralnim indiktorima prave se jednostavni MOSFET pojačavači, tako da se mogu utvrditi prednosti induktora koji rade u multigigahercnoj oblasti.



Sl. 10. Fotografija induktora sa 8 namotaja; širina $w=16\mu\text{m}$ i međusobno rastojanje $s=10\mu\text{m}$.

3. ZAKLJUČAK

Mada je istorija monolitnih induktivnosti duga, novi interes za njihov razvoj se javlja sa primenom u RFIC VCO- (naponom kontrolisani oscilator - *Voltage Controlled Oscillator*) stepenima. Realizacija visoko performansnih induktivnosti, po osobinama uporedivim sa hibridnim rešenjima, je pre svega ograničena činjenicom da je Q faktor proporcionalan sa oblašću koju induktivnost zauzima; ograničena površina monolitnog integrisanog kola čini poboljšanje Q faktora skoro nemogućim. Većina trenutnih napora u poboljšanju Q faktora jesu skromna smanjenja rednih otpornosti ili eliminacija gubitaka u podlozi. Koristi se debela pozlata, višestruki paralelni metalni slojevi, zapreminske (*bulk*) mikromašinske tehnologije za uklanjanje provodnih slojeva ispod induktota i debeli slojevi dielektrika za fizičko razdvajanje induktora i Si podloge koja ima velike gubitke. Vršne vrednosti Q faktora za monolitne induktivnosti su za sada u opsegu od 5 do 20, ali je to mnogo manje od onoga što se može dobiti hibridnim komponentama čiji je tipičan vršni Q faktor u opsegu 20-50.

Najbolji rezultati su postignuti na poluizolujućim podlogama, kao što su GaAs ili safir, i sa ekstremno debelim visokoprovodnim metalnim slojevima kao što je zlato. Ovo će biti teško ostvarljivo u standardnom Si okruženju. Nedavni rezultati korišćenjem bakarne metalizacije ciljaju na unapređenje Q faktora standardnom VLSI metalizacijom. Dalja unapređenja Q faktora monolitnih induktivnosti su nedavno demonstrirana od strane istraživača koji koriste "porozni Si" kako bi se povećala otpornost podloge ispod spiralnih induktivnosti.

Već iz navedenih primera primene planarnih induktora uočava se njihova važnost i potreba za daljim razvojem u cilju prevazilaženja postojećih, ne malih nedostataka.

Ovaj rad je imao za cilj da da pregled glavnih karakteristika i tehnoloških postupaka realizacije monolitnih induktora u savremenim tehnologijama integrisanih kola: CMOS, BiCMOS i SOI-CMOS.

Dalja istraživanja su usmerena ka nekoliko značajnih ciljeva. Pre svega razmatraju se načini optimizacije Q faktora planarnih induktora vodeći računa o njihovim dimenzijama i osobinama korišćenih materijala, što ima za cilj konstrukciju

induktora koji će lako biti integrisan u moderne sklopove u kojima neće odstupati svojim dimenzijama, nedovoljnom pouzdanošću ili cenom, a pri tome će vršiti svoju osnovnu namenu maksimalno efikasno u odnosu na površinu koju zauzima.

4. LITETATURA

- [1] J. Y. C. Chang, A. A. Abidi, M. Gaitan: "Large suspended inductors on silicon and their use in a $2\mu\text{m}$ CMOS RF amplifier", *IEEE Elec. Dev. Lett.*, vol. 14, no. 5, 1993, pp. 246-248.
- [2] K. Kim, K. O: "Characteristics of an integrated spiral inductor with an underlying n-well", *IEEE Trans. on Elec. Dev.*, vol. 44, no. 9, 1997., pp. 1565-1567.
- [3] B. K. Kim, B. K. Ko, K. Lee, J. W. Jeong, K. S. Lee: "Monolithic planar RF inductor and waveguide structures on silicon with performance comparable to those in GaAs MMIC", *IEDM*, 1995, pp. 717-720.
- [4] J. N. Burghartz, M. Soyuer, K. A. Jenkins: "Integrated RF and microwave components in BiCMOS technology", *IEEE Trans. on Elec. Dev.*, vol. 43, no. 9, 1996., pp. 1559-1570.
- [5] D. Eggert, P. Huebler, A. Huerrich, H. Kueck, W. Budde, M. Vorwerk: "A SOI-RF-CMOS technology on high resistivity SIMOX substrates for microwave applications to 5GHz", *IEEE Trans. on Elec. Dev.*, vol. 44, no. 11, 1997., pp. 1981-1988.
- [6] M. Harada, C. Yamaguchi, T. Tsuchiya: "Investigation of multigigahertz MOSFET amplifier with an on-chip inductor fabricated on a SIMOX wafer", *IEEE Trans. on Elec. Dev.*, vol. 1, 1998., pp.173-178.
- [7] J. N. Burghartz, M. Soyuer, K. A. Jenkins, M. Kies, M. Dolan, K. J. Stein, J. Malinovski, D. L. Harame: "Integrated RF components in a Si Ge bipolar technology", *IEEE Jour. of Solid State Circuits*, vol. 32, no. 9, 1997, 1440-1445.
- [8] H. M. Greenhouse: "Design of planar rectangular microelectronic inductors", *IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packaging*, vol. PHP-10, 1974., pp. 101-109.

Abstract - Main characteristics and technological procedures realization of monolithics inductors in CMOS, BiCMOS, SOI-CMOS, are given in this paper. Also, difficulties and problems which are shown during the realization of inductive components in the integreted circuits were describes.

MONOLITHIC INDUCTORS IN SILICON TECHNOLOGY

Lj. D. Živanov, G. Stojanović, S. Jenei

ODREĐIVANJE TEMPERATURNE ZAVISNOSTI FAKTORA DOBROTE MONOLITNOG SPIRALNOG INDUKTORA

G. Stojanović, Lj. D. Živanov, S. Jenei, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Jugoslavija*

Sadržaj - U ovom radu je određen faktor dobrote (Q-faktor) spiralnog induktora na silicijumskom substratu za temperaturni opseg od 200K do 400K, i za različite vrednosti koncentracije substrata. Efekti temperaturne zavisnosti i zavisnosti od koncentracije modelovani su i simulirani su koristeći analitički izraz za pokretljivost nosilaca. Model koji uključuje temperaturnu zavisnost parazitnih elemenata induktora je preuzet iz literature i pokazuju vrlo dobro slaganje sa publikovanim merenim podacima. Poznavanje promene parazitnih elemenata sa temperaturom obezbeđuje dizajnerima kola da predvide i optimizuju faktor dobrote.

1. UVOD

Mobilne komunikacije se menjaju izuzetno brzo i stvaraju veliko tržište za "bezžični" prenos [1]. Razvojem mobilnih komunikacija stvorena su velika tržišta za radio frekventna integrisana kola (RFIC) i za razvoj tehnologije koja omogućava povećani nivo integracije mobilnih sistema i sa značajnim smanjenjem potrošnje i zapremine [2]. RFIC velikih performansi i male snage zahtevaju integraciju aktivnih i pasivnih komponenti kao što su tranzistori, otpornici, kondenzatori, induktori i talasovodi na jednom silicijumskom čipu. Induktori su posebno značajni u kolima male snage kod kojih se zahteva velika efikasnost.

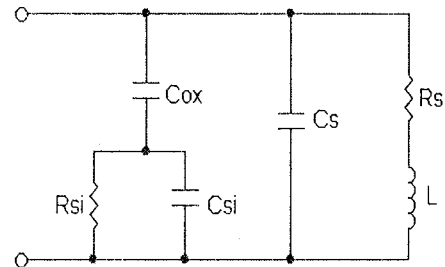
Induktori, koji su realizovani konvencionalnim silicijumskim tehnologijama imaju velike parazitne efekte što rezultira u lošim RF performansama. Da bi što bolje iskoristili mogućnosti monolitnog induktora, vrlo je važno da on bude tačno modelovan. Pošto postoje brojni parazitni efekti oni se moraju uzeti u razmatranje. Neki parazitni efekti su i temperaturno zavisni. Dizajniranje rezonantnih i podešljivih kola da ispravno rade u celom temperaturnom opsegu zahteva dobro poznavanje promene ovih efekata sa temperaturom. Cilj ovog rada je da jedan aspekt modelovanja temperaturne zavisnosti monolitnih induktora, koji će obezbediti praktičan, koristan model za projektovanje IC.

2. TEMPERATURNA ZAVISNOST PARAZITNIH ELEMENATA MODELA INDUKTORA

Model korišćen za simulaciju temperaturne zavisnosti parazitnih elemenata i Q faktora spiralnog monolitnog induktora je predložen od strane Yue-a i ostalih u radu [3].

Model induktora na silicijumu sa jednim pristupom i uzemljenim substratom je predstavljen pomoću induktivnosti L i pridruženih parazitnih elemenata, kao što je prikazano na slici 1. L i Rs predstavljaju serijsku induktivnost i otpornost metalne provodne spirale. Cs je parazitna kapacitivnost između navojaka provodne spirale. Aproksimirana je kao kapacitivnost između paralelnih niti provodne spirale i centralne niti koja ide ispod svih (da bi se izvukao kontakt). Cox predstavlja

kapacitivnost između spirale i substrata.



Sl. 1. Fizički model monolitnog induktora sa jednim pristupom i uzemljenim substratom.

Csi i Rsi predstavljaju kapacitivnost i otpornost silicijumskog substrata. Analiziranjem različitih parazitnih efekata može se videti da samo dva elementa, Rs i Rsi imaju značajnu temperaturnu zavisnost.

Rs, uzima u obzir skin efekat i raspodelu struje u provodniku konačne debljine

$$R_s = \frac{\rho_m \cdot l}{w \cdot \delta \cdot (1 - e^{-\frac{l}{\delta}})}, \quad (1)$$

gde su, ρ_m otpornost metala pri dc, l je celokupna dužina spirale, w je širina linije, t je debljina metala i δ je debljina skin sloja u metalu.

Skin debljina δ je definisana kao

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_m}{\mu_0 \cdot \omega}}, \quad (2)$$

gde je μ_0 magnetna permeabilnost materijala i ω frekvencija od interesa. Aluminijum-bakar legura koja se najčešće koristi u silicijumskim IC kolima ima specifičnu otpornost približno $3 \mu\Omega\text{cm}$ i pozitivan temperaturni koeficijent $4 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$ [4].

Vrednost parazitnog elementa Rsi modela je određena iz

$$R_{si} = \frac{2 \cdot d_{sub}}{w \cdot l \cdot \sigma_{si}} = \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{sub}}, \quad (3)$$

gde su σ_{si} i d_{sub} specifična provodnost substrata i njegova debljina. Gsub je provodnost substrata po jedinici površine.

Specifična provodnost substrata se računa iz izraza

$$\sigma_{si} = q \cdot N \cdot \mu(T, N), \quad (4)$$

gde je μ pokretljivost elektrona ili šupljina zavisno od tipa substrata. Pokretljivosti elektrona ili šupljina u silicijumu kao funkcija koncentracije dopanta i temperature su značajni parametri za određivanje temperaturne zavisnosti Q-faktora monolitnog induktora. Temperaturna zavisnost pokretljivosti u silicijumskom substratu je uzeta iz ref [5].

3. VERIFIKACIJA FIZIČKOG MODELA

Da bi predstavili mogućnosti našeg modela mi smo testirali induktor predstavljen u ref [6]. Test struktura u ref [6] je kvadratni spiralni induktor sa šest zavojaka induktivnosti 10.5nH. Pošto se induktivnost vrlo malo menja sa frekvencijom i to tek na vrlo visokim učestanostima, mi smo je uzeli konstantnom u opsegu frekvencija od interesa. Korišćena je metalizacija od aluminijuma debljine 2μm preko p-tipa substrata specifične otpornosti 15Ωcm. Širina provodne linije je 16μm, a rastojanje između provodnih linija je 10μm.

U ref. [6], temperaturni koeficijent otpornosti metala za (Rs) je određena iz dc Kelvinovih merenja a temperaturni koeficijent otpornosti substrata (Rsi) je određen merenjem S-parametara.

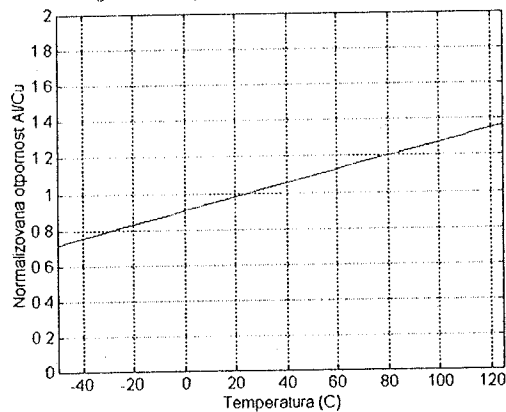
Promena otpornosti metala Rs sa temperaturom je prikazana na slici 2, uz korišćenje izraza (1) i (2). Otpornost aluminijumske metalizacije u [6] je merena u celom opsegu temperatura od -55 do 125 °C. Modelovana otpornost se vrlo dobro slaže sa ovom merenom otpornošću.

Temperaturna zavisnost otpornosti substrata Rsi, je dobijena zamenom sledećeg izraza za pokretljivost šupljina u izraz (4)

$$\mu_h = 543 \cdot T_n^{-0.57} + \frac{1.3610^8 \cdot T^{2.23}}{1 + [N / (2.3510^7 \cdot T_n^{2.4})] \cdot 0.88 T_n^{-0.146}}, \quad (5)$$

gde je $T_n = T/300$ i N je koncentracija primesa. Potrebni tehnološki parametri za simulaciju su preuzeti iz [7].

Promena otpornosti substrata u celom temperaturnom opsegu je predstavljena na slici 3. Na slici se može videti da modelovana vrednost normalizovane Rsi za koncentraciju primesa 10^{17}cm^{-3} pokazuje vrlo dobro slaganje sa merenim vrednostima dobijenim u [6].



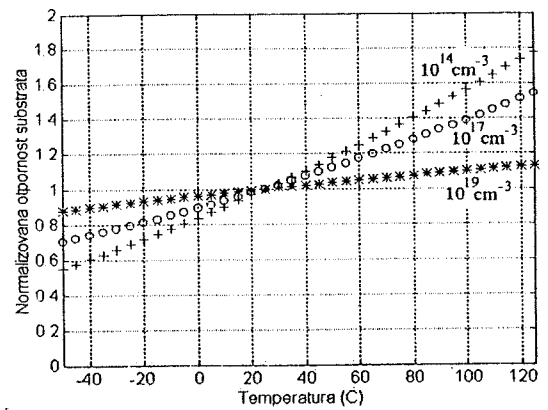
Sl. 2. Zavisnost modelovane vrednosti normalizovane Rs od temperature

Faktor dobrote monolitnog induktora je po definiciji

$$Q = \frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)}, \quad (6)$$

gde je Z ulazna impedansa električnog kola modela na slici 1. Faktor dobrote kao funkcija frekvencije za različite temperature je izračunat pomoću (6) ubacivanjem odgovarajuće temperaturne zavisnosti otpornosti metala i otpornosti substrata. Da bi se lakše razumela promena faktora dobrote u funkciji frekvencije za različite temperature prvo su simulirane promene

odvojeno realnog dela na slici 4 i imaginarnog dela impedanse na slici 5, slično kao što je urađeno u radu [7], s tim što smo ovde uveli i temperaturnu promenu ovih veličina. Sve izračunavanja a potom i simulacije su urađene za induktor iz ref [6].

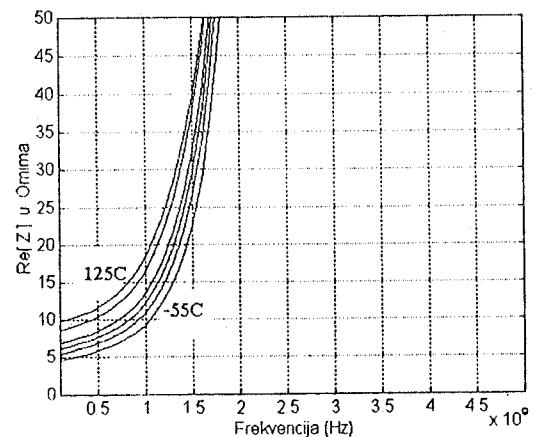


Sl. 3. Zavisnost modelovane vrednosti normalizovane Rsi od temperature za različite vrednosti koncentracije primesa

Faktor dobrote za istu strukturu induktora kao u [6], za različite temperature u funkciji frekvencije su izračunate i prikazane na trodimenzionalnom grafiku na slici 6. Sa slike se može lepše pratiti kontinualna promena Q-faktora od temperature i frekvencije.

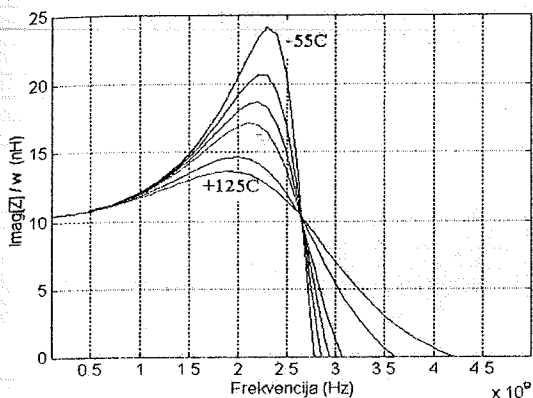
4. DISKUSIJA

Q faktor je mera efikasnosti nekog induktora i naravno poželjno je da bude što veći. Međutim postoje paraziti efekti koji ograničavaju Q faktor. Dva osnovna izvora temperaturne zavisnosti su otpornosti metalizacije i silicijumskog substrata. Otpornost metala, koja je u seriji sa induktivnošću može prouzrokovati veliko povećanje snage gubitaka monolitnog induktora sa povećanjem temperature na niskim frekvencijama što se vidi sa slike 4.



Sl. 4. Zavisnost realne vrednosti impedanse od frekvencije za različitim temperaturama (-55, -25, 0, 25, 85, 125°C)

Sa slike 4. se vidi da je na niskim frekvencijama realna komponenta impedanse vrlo bliska dc otpornosti induktora. Kako se frekvencija povećava tako raste značajno i rezistivna komponenta, zbog povećanja gubitaka u substratu i skin efektu u metalnom provodniku.



Sl. 5. Zavisnost imaginarnog dela impedanse od frekvencije na različitim temperaturama (-55, -25, 0, 25, 85, 125°C)

Na niskim frekvencijama imaginarni deo impedanse je približno jednak samoj induktivnosti (L u modelu na slici 1.) koja je 10.5nH, kako je već rečeno.

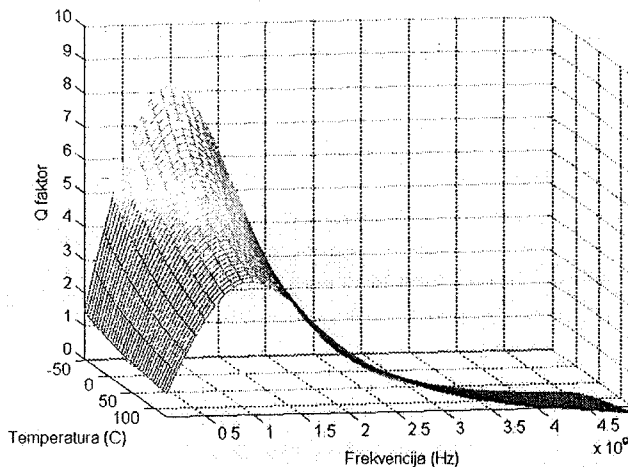
Promena otpornosti aluminijuma sa temperaturom direktno utiče na faktor dobrote i mora biti optimizovana. Kod viših frekvencija (iznad 2.5GHz), gde kapacitivnost podloge, Cs, predstavlja put manje impedanse, a Cs veće, gubici snage u podlozi počinju da dominiraju. Sa slika 5 i 6 se vidi da je promena faktora sa temperaturom ispod 2.5GHz određena temperaturnim koeficijentom otpornosti aluminijumske spirale (Q-faktor opada sa povećanjem temperature), dok kod frekvencija iznad 2.5GHz promena Q faktora sa temperaturom je obrnuta (Q-faktor raste sa porastom temperature), ukazujući da temperaturni koeficijent otpornosti podloge utiče na Q faktor kod viših frekvencija.

Dakle, na višim frekvencijama, otpornost substrata, koja je u paraleli sa induktansom, ima veći uticaj na faktor dobrote. Otpornost substrata ima pozitivan temperaturni koeficijent kao što se vidi na slici 3. Ovo opadanje snage gubitaka u substratu kako temperatura raste i koncentracija opada, služi da se poboljša Q-faktor kao što se vidi na slici 6.

Dakle, na dobijeni pik faktora dobrote znatno utiče i otpornost substrata.

5. ZAKLJUČAK

Rezultati ove simulacije pokazuju kako optimizacija parametara može biti primenjena da se poboljšaju temperaturne performanse RFIC korišćenjem induktora dizajniranog na silicijumu. Mogućnost predviđanja uticaja temperature na karakteristike induktora je značajna za projektovanje i realizaciju induktora prihvatljivih performansi u silicijumskoj tehnologiji. Po saznanjima autora, do sada je temperaturna promena Q faktora određivana eksperimentalno, merenjima, kao u radu [6]. Po prvi put, u ovom radu, je izvršeno određivanje promene Q faktora od temperature modelovanjem temperaturne zavisnosti parametara ekvivalentnog kola monolitnog induktora na Si podlozi. Rezultati dobijeni ovim izračunavanjima se sasvim dobro slažu sa izmerenim rezultatima.



Sl. 6. Zavisnost faktora dobrote spiralnog induktora u funkciji temperature i frekvencije.

6. LITERATURA

- [1] L. E. Larson, "Integrated circuit technology options for RFIC's - Present status and future directions", *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 33, no. 3, 1998, pp. 387-399.
- [2] F. Maloberti, "Design of high speed analog circuits for mobile communications", *Proc. of 21st Int. Conf. on Microel (MIEL'97)*, vol. 2, pp. 673-677.
- [3] C. Patrick Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, S. S. Wong, "A physical model for planar spiral inductors on silicon", *Proc. of IEDM'96*, 1996, pp. 155-158.
- [4] CRM Grovenor, "Microelectronic Materials", Adam Hilger, 1989.
- [5] N. D. Arora, J. R. Hauser, D. J. Roulston, "Electron and hole mobilities in silicon as a function of concentration and temperature", *IEEE Trans. on Elec. Dev.*, vol. 29, no. 2, 1982, pp. 292-295.
- [6] R. Groves, D. L. Hareme, D. Jadus, "Temperature dependence of Q and inductance in spiral inductors fabricated in a Si-Ge/BiCMOS technology", *IEEE Jour. of Solid State Circuits.*, vol. 32, no. 9, 1997, pp. 1455-1459.
- [7] J. Long, M. A. Copeland, "The modeling, characterization and design of monolithic inductors for silicon RF IC's, *IEEE Jour. of Solid State Circuits*, vol. 32, no. 3, 1997, pp. 357-369.

Abstract - Quality factor (Q) of spiral inductors on silicon substrate has been determined over the temperature range from 200K to 400K for various substrate concentrations. The effects of temperature and concentration in silicon substrate have been modeled and simulated with analytical expression for carrier mobility. The model that incorporated the temperature dependence of the inductor's parasitics was adopted from literature and shown to give good agreement with measured and published data. Knowledge of the variation of parasitic elements with temperature allows the circuit designer to predict and optimize the quality factor.

Determination Temperature Dependence of Q - Factor in Monolithic Spiral Inductor

G. Stojanović, Lj. D. Živanov, S. Jenci

AN ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF DIFFERENT DESIGN METHODOLOGIES FOR A VLSI CHIP IN SMALL VOLUME PRODUCTION

Predrag Marković, Vladan Mujković

Mihajlo Pupin Institute, Computer Department, Volgina 15, 11050, Serbia
email: peca@lab250.imp.bg.ac.yu

Sadržaj: Cilj ovog rada je da prikaže osnovne ekonomske probleme korišćenja ASIC (Application Specific Integrated Circuits) integriranih kola u industrijskim aplikacijama, kao i načine njihovog rešavanja. Napredak u metodama i organizaciji projektovanja i fabrikacije integriranih kola omogućio je da korišćenje VLSI tehnologije postane dostupno malim firmama (SME), čak i kada je proizvodna serija ograničena na nekoliko desetina komada. Postizanje ekonomske isplativosti na ovako malim serijama zahteva analizu i upoređivanje više metoda projektovanja ASIC kola i implementacionih tehnologija. U ovom radu predstavljena je jedna analiza isplativosti ASIC-a namenjenog uređaju za kontrolu distribucije električne energije. Da bi se ispunili projektni zahtevi u pogledu cene u serijskoj proizvodnji, kratkog vremena projektovanja i performansama kola, nekoliko metoda projektovanja mora biti analizirano i upoređivano. Mi smo upoređivali efikasnost sledećih metoda projektovanja: FPGA, standardne ćelije i full-custom. Izbor konačne metode projektovanja je bio određen cenom ASIC-a.

1. INTRODUCTION

The recent advances in ICs fabrication and design methodologies, as well as European chip brokerage services opened the possibilities that SMEs start to use ASICs in their products. However, the end systems with ASICs within could be very cost sensitive products. In order to justify the use of ASICs in a product and to explore the benefits of IC technology, SMEs must pursue very careful cost analysis, considering a broad range of design methodologies and implementation technologies. In this paper, we present a case study of economics and efficiency of different design methodologies and implementation technologies for an ASIC used in an industrial application. The major criterion for the comparisons was the ASIC price in production.

2. DESIGN GOALS

The basic design requirement defined by our customer was to integrate N ($N=16, 32, 64, \dots$) digital channels into an ASIC and reduce overall system cost. ASIC performances must improve the quality of the product that is a measurement instrument. Due to the strong market pressure on the system cost, the ASIC must allow integration of more channels into the system than it was possible with the previously used technology, reducing the system price at the same time. The ASIC implementation should have good scalability, i.e., should allow fast and cost effective integration of more channels in the future generations of product.

The function of the chip is relatively simple. Due to the large amount of logic to be integrated and high pressure on the final chip cost, its implementation became a challenging

problem. The volume production was limited to 600 pcs., so the possibility to reduce the chip price in production was very limited. Hence, the price reduction must be achieved in design phase by reducing the chip area as much as possible and finding out an optimal implementation technology.

All these facts defined a very cost sensitive application and forced design team to analyze different implementation solutions. Our customer requested not only the analysis of final chip cost but also finding out the optimal number of channels integrated into ASIC for a given implementation technology.

The chip consists of N ($N = 16, 32, 64, \dots$) identical channels working in parallel, Fig. 1. The channel is 20-bits up/down counter decoding its minimal and maximal signed values. When the counter reaches its maximal or minimal value, it can count only down or up, respectively. In other states, it can count up and down depending on the values of control signals up_x and $down_x$, Fig. 1. Latch signal transfers counters values in latches preparing the channels for off-chip read process. The state of each latch can be read out off-chip over a 14-bit data bus. Only 14 most significant bits of the counter are read off-chip. Counters can continuously count while microcontroller read out the contents of latches.

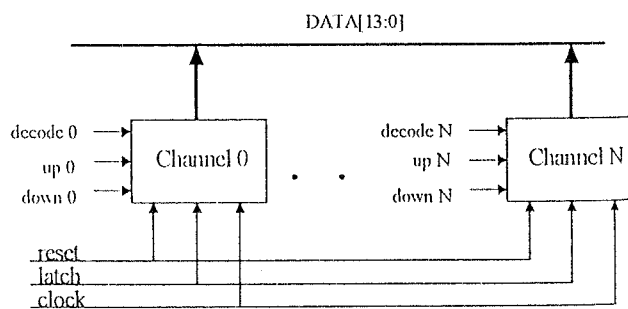


Fig. 1. Block diagram of the chip.

3. DESIGN METHODOLOGIES

With the previously defined design goals, we have realized that we must analyze different implementation technologies, ASIC price in production for each technology, and scalability of both design methodology and implementation technology for the integration of larger number of channels into ASIC. The following design methodologies are analyzed:

- Xilinx FPGA,
- standard cell design, VHDL synthesis for CMOS implementation,
- combination of full-custom and cell-based design.

3.1 FPGA Technology

The reasons for the analysis of this technology were a very short design time and excellent scalability for future generation of the chip. The integration of more channels into a FPGA device requires minor changes in initial design and the final solution can be achieved in matter of hours. Even for the very careful performance optimization (frequency and area), a very short design time can be achieved for a large N (N=16, 32, 64, ...). However, the price of FPGA device being used can be a serious limitation in production phase, particularly for N=32 and N=64. Also, the overall resources utilization of the FPGA devices was very poor leading to the low efficiency solutions

The results of implementations and their comparisons are given in Table 1. One can notice that the usage of FPGA resources decreases when the numbers of channels increase. The resources found in a FPGA device (I/O pins, CLBs, 3-state buffers, LUT, ...) increase in some quantum values. Designer must choose the device that satisfies all of his requirements. Looking for such a FPGA device the designer can be in situation to use a chip that overcomes the actual design needs. This may seriously reduce the efficiency of implementation. This trend can be noticed from Table 1 for three compared factors: pin usage, CLB usage, and gate capacity. Also, the type of packages available for high gate capacity FPGA devices is oriented to the very high pin count packages. This means that the designer must use expensive package types (PGA, BGA, ...) in order to find a FPGA that satisfies fully design requirements. If the end application requires fewer pins than it is available in FPGA device a significant unnecessary price increase can arise. This situation clearly appeared in our analysis for 32 and 64 channels. Even if we can fit all FFs, gates and I/O pins in a FPGA device, limited number of internal 3-state buffers forced us to use higher logic capacity device. This reduced the utilization factor and increased the chip price. Also, a more expensive package is used

Table 1. FPGA implementations and the usage of some resources for each implementation.

Number of channels	16	32	64
Device	XC4010E-4PC84	XC4025E-3HQ240C	XC4044XL-3HQ240
I/O pins usage [%]	33	33	42
CLB usage [%]	76	59	48
gate capacity usage [%] (estimation)	65	51	39
price in volume production [\$]	70	376	660
price/used_gates [\$]	$12 \cdot 10^{-3}$	$31 \cdot 10^{-3}$	$27 \cdot 10^{-3}$

The economics of various implementations from Table 1 can be compared by *price/used_gates*. As the chip's price covers both used and unused logic the economics of implementation should be measured by dividing the total price by the number of used gates. From the Table 1 one can notice that the *price/used_gate* increases when the numbers of channels

increase. This shows the potential inefficiency of this technology for large designs.

Hence, FPGA technology offers a very short design time and excellent scalability, but it cannot be used as the solution for volume production of complex designs with medium I/O pin count requirements due to the very high cost. The low efficiency of this technology mostly comes from the lack of designer's opportunity to exactly match gate capacity and package type. This problem could be more viable for more complex devices than for simpler ones

3.2 Standard cell design

This design methodology is actually a VHDL synthesis using a standard cell CMOS library. The design is captured by combination of behavioral and structural VHDL descriptions. Once captured, the design is synthesized using a CMOS portable standard cell library. For this design we have retargeted the library to 0.7µm CMOS technology. The synthesized netlist was the input for placement and routing software. This implementation step required an in depth analysis in order to reduce chip area as much as possible. Due to the limitations of CAD tools being used, improvements in chip area can be achieved by the increase of number of iterations, only. Unfortunately, limited computer resources forced us to limit the number of iterations to a few dozen millions. Under these conditions, we have analyzed the dependency between chip area and number of iterations for 16 and 32 channels. 64 channels was not possible to analyze due to the memory requirements that overcome our resources. The results of our analysis are given at Fig. 2. It can be noticed that the possibility to reduce chip area by increasing the number of iterations is limited. The chip area becomes almost constant after a certain number of iterations.

In this design methodology a general standard cell library is used. Cells are not optimized for this design and we have found that the cells are oversized in terms of speed and buffering capabilities. This was the reason for a significant increase in chip area and consequently the price. We have had no possibility to change existing or add new cells in library. Also, logic design of the cells was not suitable for our design and we had to introduce some changes at logic level of design

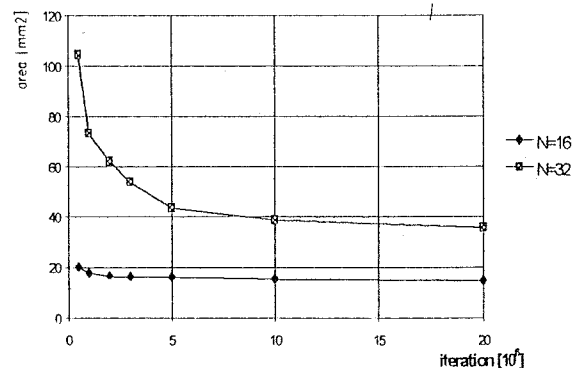


Fig. 2. Chip area for N=16 and 32 channels in 0.7µm CMOS.

The placement and routing software parses flat netlist. This precludes efficient grouping of submodules and its placement. The problem can be partially solved by increasing the number of iterations during the placement phase. This was the second reason for the increase in chip area. Analyzing the above drawbacks we identified significant room for reducing chip area by building a custom cell library.

The advantages of this approach are similar to those of FPGA technology. Design time is comparable to FPGA technology and designs with a larger number of channels can be easily generated. The significant advantage over FPGA technology is that the designer can choose the package that he needs, and there is no low efficiency in I/O pins usage as in FPGA technology.

Although this methodology offered improvements over FPGA and a clear reduction in price, the benefits of IC technology are not fully exploited and we have seen more room for further improvements. The efficiency of standard cell library is a critical factor for this methodology. It should be tailored for specific design, always. If not, the design should be changed at logic level to better match the functionality of the cells. The chip prices in small volume production are given in Fig. 3.

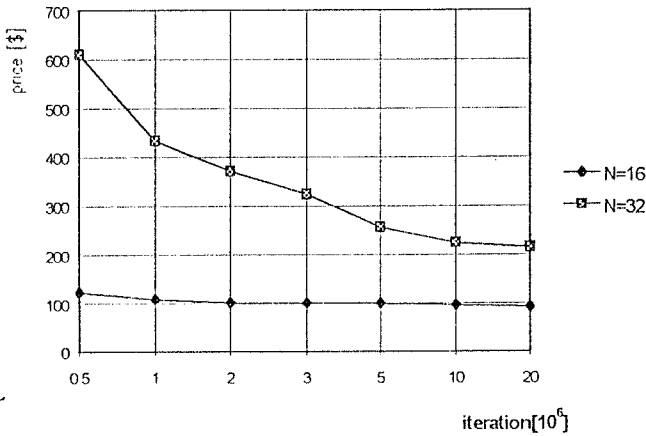


Fig. 3. Chip price for N=16 and N=32 channels in 0.7µm CMOS.

3.3 Full custom and cell-based

This combined methodology allowed us to exploit the benefits of IC technology up to the highest level. The full custom methodology is applied to design elementary (leaf) cells in design hierarchy. In this way, we have developed a highly optimized cell library tailored for this problem, only. These cells formed the library that is used as in typical standard cell methodology. The additional difference is that the cells are placed and routed in a hierarchical manner improving the floorplan of the chip.

Designing custom cells we have had possibility to combine different circuit design techniques, optimize critical arithmetic functions (adder, comparators), and significantly reduce chip's area. We have combined true single phase clocking (TSPC, [1]) and pass transistor logic (PTL) circuit

design techniques, [2]. PTL implementation of full adder [3] was very compact, 16 transistors only, and allowed the smallest implementation of one channel among all compared solutions, Fig. 4. In this way, we have expected to be able to overcome the drawback of standard cell design methodology arising from general and oversized library cells.

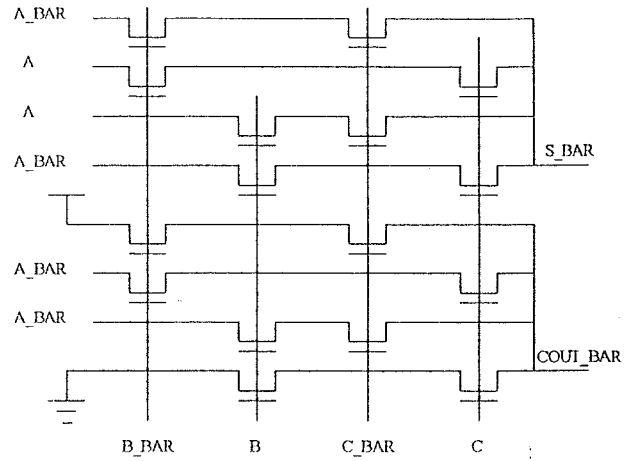


Fig. 4. Pass transistor implementation of full adder.

Possibility for the hierarchical placement and routing was a second factor for area reduction. Most of the cells within one channel are placed manually. Local routing is done automatically. Placement of N channels is done automatically with some user defined constraints. Global routings, channels-to-channel and pad-to-core are done in interactive way, defining "hints" for the router.

Due to the very high regularity of the design, the number of hand crafted transistors was very small. Regularity factor is defined as the total number of transistors divided by the number of crafted transistors [4], [5]. For these designs it was acceptable and its values are given in Table 2.

Table 2. Economics of full custom implementation.

Number of channels	16	32	64
price [\$]	38	67	95
price/gate [\$]	$7.6 \cdot 10^{-3}$	$6.7 \cdot 10^{-3}$	$4.75 \cdot 10^{-3}$
regularity factor	17	34	68

Scalability of the solution is very good, due to the possibility for the hierarchical placement and routing. After the first version of the chip with 16 channels was designed, variations with more channels can be generated in matters of days.

The prices for N=16, 32, and 64 channels are given in Table 2. One can notice that this design methodology outperforms the others from this analysis for each number of channels. The differences in prices are larger for larger number of channels. This underlines the inefficiency of FPGA and standard cell methodology for complex designs. Also, the price/gate is lower for this design methodology than for FPGA and standard cell. The reason for this is that the designer can exploit the benefits of IC technology to the

highest level. The structure and performance of elementary (leaf) cells can match designer needs. This is the reason why full-custom design methodology offers a cheaper solution than standard cell methodology. With full custom design methodology the designer has the possibility to choose the package that he needs. This is the additional reason why full custom design methodology outperforms FPGA.

The only drawback of this design methodology is a larger design time, about 3 months, but this can be justified by low prices in production.

4. CONCLUSIONS

For successful implementation of ASICs used in industrial cost sensitive applications and with small and medium volume production, the efficiency of different design methodologies and implementation technologies should be analyzed.

The relative merit of each design methodology and implementation technology can be justified for each specific design, only. No one technology or design methodology is the best solution for each design and in depth analysis is required to cope with customer requirements. In general, more flexible methodologies allowing designers more freedom in implementing chip can lead to efficient implementations. For the larger chips this fact gains in importance.

5. REFERENCES

- [1] M. Afghani, C. Svensson, "A Unified Single-Phase Clocking Scheme for VLSI Systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, No. 1, pp. 225-233, Feb. 1990.
- [2] J.H. Pasternak, C. Salama, "Differential Pass-Transistor Logic," *IEEE Circuits and Devices*, vol. 9, No. 4, pp. 23-28, July 1993.

[3] L.A. Glasser, D.W. Doberphull, *The Design and Analysis of VLSI Circuits*, Addison-Wesley, New York, U.S.A., 1985.

[4] E.D. Fabricius, *Introduction to VLSI design*, New York: McGraw-Hill, U.S.A., 1990.

[5] P. Vraneš, S. Randić, D. Simić, P. Marković, *Uvod u projektovanje VLSI kola*, Nauka, Beograd, 1996.

Abstract - The aim of this paper is to shed more light on the problem of using ASICs in industrial cost sensitive applications with production limited to a few hundred chips. In order to cope with customer's requirements for a low cost solution and short turnaround time, different design methodologies and implementation technologies are analyzed and compared. We have compared the efficiency of the following design methodologies: FPGA, standard cell, and combination of full-custom and cell-based. The choice of actual design methodology and implementation technology was mostly influenced by final ASIC price. The most appropriate solution is identified for small volume production of the ASIC.

AN ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF DIFFERENT DESIGN METHODOLOGIES FOR A VLSI CHIP IN SMALL VOLUME PRODUCTION

Predrag Marković, Vladan Mujković

KOMPARATIVNI PRIKAZ METODA TESTIRANJA CMOS INTEGRISANIH KOLA

Dragiša P. Milovanović i Vančo B. Litovski

Elektronski fakultet Niš

Sadržaj - U ovom radu analizirani su osnovni metodi testiranja CMOS VLSI kola. Logičko testiranje upoređeno je sa testiranjima merenjem električnih veličina izvora za napajanje (merenjem struje - Idd testiranje i merenjem napona - Vdd testiranje). Samo logičko testiranje omogućava verifikaciju funkcionalne ispravnosti kola, ali je brzina ovog metoda testiranja manja od brzine Idd i Vdd testiranja.

1. UVOD

Testiranjem se selektuju integrisanih kola bez defekata koja obavljaju željenu logičku funkciju. Za potpunu verifikaciju testiranog kola potrebno je izuzetno puno vremena, naročito za testiranje složenih integrisanih kola.

Postoji više metoda za testiranje VLSI kola. Najčešće korišćen je logički metod testiranja [1,2]. Zasnovan je na primeni određene test sekvence na ulazne priključke integrisanog kola i upoređivanju talasnih oblika signala, na izlaznim i test priključcima testiranog kola, sa poznatim talasnim oblicima signala u istim tačkama odgovarajućeg ispravnog integrisanog kola. Sa porastom broja ulaza dužina test sekvence eksponencijalno raste, a sa tim i trajanje testiranja svakog pojedinačnog kola. Zbog toga se za testiranje velikih serija složenih integrisanih kola testna sekvenca bira tako da se njome pokrije određeni procenat potencijalnih defekata.

Prisustvo pojedinih defekata ili postojanje višestrukih defekata u kolu ne mora uvek promeniti logičku funkciju nekih kola. Takvi defekti se ne mogu detektovati logičkim testiranjem.

Prema tome, nastaje potreba za upotrebom i drugih koncepata testiranja. Najvažniji cilj, pri tome, jeste smanjenje vremena testiranja. Poznato je, naime, da se prisustvom izvesnog broja defekata u kolu povećava potrošnja električne energije koju posmatrano kolo dobija iz izvora za napajanje. Promena potrošnje može se analizirati posmatranjem struje izvora za napajanje (Idd) [3] ili napona izvora za napajanje (Vdd) [4]. Posmatranjem ovih veličina u statičkom ili dinamičkom režimu može se konstatovati odstupanje pojedinih parametara ovih veličina od očekivanih vrednosti. Naravno, na taj način se samo može izvršiti

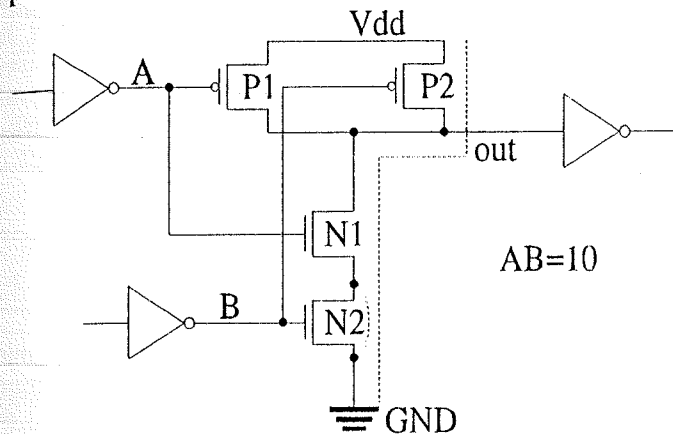
selektovanje integrisanih kola sa defektom iz skupa testiranih kola, ali se ne vrši funkcionalna i logička verifikacija testiranog kola. Za to je svakako potrebno izvršiti logičko testiranje kola.

2. LOGIČKO TESTIRANJE

Za potpuno logičko testiranje složenih integrisanih kola potrebna veoma duga test sekvenca. Tako, za kombinaciono kolo sa n ulaza potrebna ulazna sekvenca od 2^n test vektora, što bi za testiranje kola sa velikim brojem ulaza zahtevalo višegodišnji vremenski period. Kvalitet date test sekvence određuje se na osnovu toga koji je procenat pretpostavljenih defekata detektovano. U tu svihu koristi se logički simulator kojim će se najpre vršiti simulacija logičke funkcije projektovanog integrisanog kola bez defekata, a zatim simulacija rada kola sa defektima. Logičkim testiranjem moguće je ne samo pronaći integrisano kolo sa defektom i verifikovati njegovu logičku funkciju, već, najčešće, i lokalizovati mesto defekta u kolu.

Veliki broj potencijalnih defekata u složenim integrisanim kolima i kompleksnost algoritama za automatsko generisanje test sekvence za određenu pokrivenost defekata često nameće uslov postojanja samo jednog defekta u kolu. Međutim, poznati su algoritmi za automatsko generisanje test sekvence kojom je moguća detekcija i lokalizacija višestrukih defekata u testiranom kolu, kao što su D-algoritam, PODEM i drugi. S druge strane, za simulaciju defekata potrebno je imati odgovarajuće modele defekata za sve logičke gejtove iz posmatranog kola. Najjednostavniji i najčešće korišćen model defekata je tzv. "stuck-at" model, odnosno model permanentnog logičkog stanja (logička nula ili logička jedinica) u čvoru. Ovim se modelom ne mogu simulirati defekti koji dovode do stalno isključenih tranzistora u kolu, pa je u tu svihu razvijen tzv. "stuck-open" model. Za simulaciju kratkih spojeva između pojedinih čvorova unutar gejta ili susednih gejtova razvijen je tzv. "bridging" model. Na višem nivou simulacije defekata razvijeni su funkcionalni modeli defekata. Korišćenje nekog od navedenih modela defekata uslovljeno je željenom pokrivenošću defekata.

Kao što je ranije napomenuto, neke defekte u kolu nije moguće sa sigurnošću utvrditi. Primera radi, posmatrajmo kolo CMOS NAND gejta sa Sl. 1 koje je pobudjeno preko dva invertora, a svojim izlazom pobudjuje treći inverter. Ovaj gejt kao i sva CMOS kola sadrži NMOS i PMOS mreže koje su međusobno komplementarne. U kolu bez defekta postoji samo jedan provodni put između izlaznog čvora i Vdd ili izlaznog čvora i GND. Napon na izlazu gejta je tačno definisan na nivou logičke "1" ili "0" i kolo nema provodnog puta od Vdd do GND.



Slika 1: CMOS NAND gejt

U slučaju spoja sorsa i drejna tranzistora N2, kada je na ulazima $AB=10$, tranzistor P1 je zakočen dok su tranzistori N1 i P2 u režimu zasićenja. U ovom slučaju postoji provodni put između Vdd i GND, a izlazni napon je neodređen (između Vdd i GND). Drugim rečima, defekt ne može biti deterministički detektovan logičkim testiranjem.

3. Idd TESTIRANJE.

Poslednjih nekoliko godina istraživanja su bila usmerena u pravcu proučavanja uticaja defekata na struju izvora za napajanja u statičkom režimu, tj. u režimu rada integrisanih kola u periodima posle prelaznih režima koji nastaju u kolu pri promeni kombinacije signala na ulaznim priključcima. Ta istraživanja rezultovala su pojavom tzv. Iddq metoda testiranja integrisanih kola. Ovim metodom testiranja mnogu se efikasno detektovati kratki spojevi unutar tranzistora (spoj gejt-sors, gejt-drejn, sors-drejn), zatim kratki spojevi između izvora za napajanje i mase kao i spoj bilo koja dva čvora unutar gejtova.

Za već analizirano kolo sa Sl. 1 bez defekata, struja izvora za napajanje u statičkom režimu (cureća struja) je veoma mala reda nA. Međutim, u slučaju postojanja kratkog spoja između sorsa i drejna tranzistora N2, proticaće velika jednosmerna struja izvora za napajanje koja je reda mA [3]. Testiranje se prekida onog trenutka kada se izmeri struja napajanja

veća od nominalne vrednosti, čime se vreme testiranja bitno smanjuje.

Nominalna vrednost jednosmerna struje nekog složenog kola može se u prvoj aproksimaciji predstaviti sumom struja curenja svih gejtova u kolu. Za kolo sa m gejtova može se proceniti kao:

$$I_{ddq} = \sum_{i=1}^m \text{struja_curenja}_{\text{gejt}_i} \quad (1)$$

Kada je broj gejtova u kolu veliki, ukupna jednosmerna struja postaje značajno velika pa se može desiti da ukupna jednosmerna struja bude reda struje kola sa defektom (približno $m \cdot nA \rightarrow mA$), što može da maskira defekt. Problem se komplikuje ako se posmatra i uticaj tolerancija tehnoloških parametara na struje curenja. Ako se sa $I_{ddq_{max}}$ označi maksimalna vrednost jednosmerne struje u kolu bez defekta, za detekciju defekta, struja u kolu sa defektom treba da je najmanje 1 do 2 reda veličine veća od $I_{ddq_{max}}$. Zbog toga je kod VLSI kola potrebno izvršiti podelu kola na podkola koja se napajaju iz posebnih izvora za napajanje i meriti struju svakog izvora.

Broj Iddq merenja za vreme proizvodnog testiranja određen je kompromisom između efikasnosti Iddq testiraja (pokrivenosti defekata) i cene testiranja.

Za pokrivanje svih defekata Iddq test sekvencom, svi čvorovi u kolu moraju biti setovani u oba stanja ("0" i "1"), dok se svi čvorovi koji mogu biti kratkospojeni moraju postaviti u suprotna logička stanja. Na sreću, dužina test sekvence nije jedini faktor u odlučivanju koliko merenja treba izvršiti. Ako se mogu odrediti vektori koji doprinose pokrivenosti defekata Iddq testom, broj merenja može biti mnogo manji od testa. Praktični podaci govore da 1 % test vektora za funkcionalno testiranje mogu biti pogodni za Iddq testiranje.

Za pokrivanje svih defekata tipa kratak spoj u tranzistoru (kratak spoj gejt-sors, gejt-drejn i sors-drejn) u kombinacionom kolu sa n ulaza dovoljna je ulazna sekvenca od $(n+1)$ test vektora i to:

- za CMOS kolo sa rednim NMOS i paralelnim PMOS tranzistorima sa n ulaza to su vektori: $(111\dots 1), (011\dots 1), (101\dots 1), \dots, (111\dots 0)$;
- za CMOS kolo sa rednim PMOS i paralelnim NMOS tranzistorima sa n ulaza to su vektori: $(000\dots 0), (100\dots 0), (010\dots 0), \dots, (000\dots 1)$.

Koncepcijski, ovaj metod je izuzetno jednostavan. Međutim, činjenica je da za vreme prebacivanja iz "0" u "1" i iz "1" u "0", oba dela (i N-deo i P-deo) kola vode, tj. postoji provodni put od Vdd do GND i u tom periodu teče velika dinamička struja. Ako su ovi prelazi spori dinamička struja egzistira u znatnom vremenskom intervalu.

Iddq testiranja za 1 do 2 reda manja od normalne brzine rada kola, a sa porastom veličine kola brzina Iddq testiranja se još smanjuje.

Kod Iddq testiranja obično se koristi samo manji broj vektora test sekvence za logičko testiranje, koji se na ulaz kola dovode sa smanjenom brzinom. Broj potrebnih vektora treba odrediti na osnovu željene pokrivenosti defekata.

Jedan od najjednostavnijih načina za generisanje test sekvence za I_{DDQ} testiranje je korišćenje "stuck-at" test sekvence. Drugi način je generisanje slučajne (random) ili pseudoslučajne (pseudorandom) test sekvence. Problem je broj defekata pokrivenih ovim testom. Treći način je ATPG- automatsko generisanje test sekvence za Iddq testiranje. Razmatrajući sve parove čvorova u kolu, generišu se pogodni ulazni vektori, koji paru čvorova dodeljuje suprotna logička stanja, a time se omogućava detektovanje kratkog spoja između tih čvorova.

Problem metode Iddq testiranja kada je strujni senzor izvan čipa leži u tome da je ekstremno teško razviti tip strujnog senzora koji se jednostavno može samo ubaciti za proizvoljno kolo. Mnogi korisnici žele strujni senzor koji će samo odrediti da li je kolo ispravno ili ne (GO/NOGO test). Međutim, ako se traži i veličina struje problem postaje mnogo kompleksniji.

Zbog toga, kod Iddq testiranja strujni senzori za merenje struje mogu biti postavljeni na čipu. Najčešće je kolo podeljeno u nekoliko podkola, a svakom podkolu asociran je jedan strujni senzor. Veličina podkola ne treba da bude veća od 1000 gejtova.

Najveća prednost strujnog senzora na čipu je mogućnost integracije Iddq testiranja sa postojećim logičkim BIST (built-in self test) testom i sa metodama DFT (design for testability). S obzirom da ugradnja strujnih senzora na čipu komplikuje projektovanje čipa, u ovom trenutku se ova tehnika koristi samo u laboratorijskom, a ne i u proizvodnom testiranju. Nedostatak ugradnje strujnih senzora na čipu je pojava pada napona između kola i napajanja ili mase, što smanjuje imunost kola na šumove. To se može izbeći korišćenjem strujne sonde, ali se tom prilikom u kolo unosi induktivnost koja kod brzih ivica strujnog impulsa izaziva veliki pad napona. Zbog toga se ovakva merenja ne mogu koristiti u Iddq testiranju.

Mnogi korisnici radije mere struju Vss umesto Vdd baterije. Strujni monitor na Vss liniji je posebno efikasan u integrisanim kolima sa mešovitim signalima na fiksnom Vss i promenljivim Vdd. Nedostatak ovakvog vezivanja je što statički šum utiče na referentni napon.

Danas je razvoj strujnih senzora otvoren problem, kao i standardi za Iddq testiranje.

Glavni nedostatak Iddq testiranja je relativno mala brzina merenja struje, što zahteva nešto manju

brzinu promena vektora u ulaznoj sekvenci. Međutim, ova mala brzina testiranja kompenzirana je činjenicom da Iddq testiranje zahteva manji broj test vektora, jer se testiranje prekida u trenutku povećanja struje napajanja. S druge strane, Iddq testiranje je primenljivo samo za određenu klasu defekata: kratki spojevi. Postavlja se pitanje da li se njime mogu detektovati i prekidi što je diskutabilno i nije dokazano, mada se o tome može razmišljati imajući na umu da potencijal prekinutog (plivajućeg) gejta može biti veći od napona praga provođenja. Neki gejtovi (npr. primer ulazno/izlazni) imaju veću jednosmernu struju, pa strukture sa povećanom jednosmernom strujom treba isključiti iz Iddq testiranja, tj., moraju imati poseban izvor napajanja. Nominalna jednosmerna struja mora biti unapred pažljivo procenjena (izračunata), a rezolucija za detekciju mora biti najmanje 1 do 2 reda veća od nominalne struje.

4. Vdd TESTIRANJE

Kao što je već pomenuto, da bi struja napajanja postala uočljiva, potrebno je da se promeni arhitektura kola tako što se ugrađuje jedan ili više senzora koji se realizuju, uglavnom, kao strujna ogledala. Kolikogod da su takvi senzori unapređeni, vrednost pada napona na njima postaje značajna u odnosu na vrednost napona napajanja. To je naročito izraženo kod sistema sa naponima napajanja manjim od pet volti.

Da bi se to izbeglo, u najnovije vreme Š4C, predlaže se da se umesto struje napajanja posmatra vrednost napona napajanja. Naime, zbog pada napona na unutrašnjoj otpornosti napona za napajanje, vrednost napona na samom priključku integrisanog kola je funkcija struje napajanja. Na taj način se stvaraju uslovi za posmatranje struje napajanja, a da se ne ugrađuje senzor između kola i izvora. Posmatranjem naizmenične komponente napona izvora za napajanje, u stvari, posmatra se (indirektno) struja napajanja.

Specifičnost ovog merenja odnosi se na činjenicu da se ono obavlja u dinamičkom režimu. To znači da se posmatra ceo talasni oblik, a ne samo jedna vrednost pri datom testnom vektoru. Stoga je značajno da se posle (ili u toku) merenja, iz talasnog oblika ekstrahuju informacije o eventualnom postojanju defekta odnosno neispravnosti u kolu. Za tu svrhu može da posluži i svojstvo izvora za napajanje da se na njegovom izlazu ponaša kao da ima kompleksnu a ne otpornu izlaznu impedansu. Ona određuje vreme uspostavljanja promene vrednosti napona napajanja i time nudi da se merenjem vremena kašnjenja, u stvari, proverava prisustvo defekta.

Očekujemo da će u narednom periodu ova metoda biti posvećena veća pažnja istraživača i da će on postati ozbiljna dopuna konceptu Iddq testiranja.

Specifičnost ovog merenja odnosi se na činjenicu da se ono obavlja u dinamičkom režimu. To znači da se posmatra ceo talasni oblik, a ne samo jedna vrednost pri datom testnom vektoru. Stoga je značajno da se posle (ili u toku) merenja, iz talasnog oblika ekstrahuju informacije o eventualnom postojanju defekta odnosno neispravnosti u kolu. Za tu svrhu može da posluži i svojstvo izvora za napajanje da se na njegovom izlazu ponaša kao da ima kompleksnu a ne otpornu izlaznu impedansu. Ona određuje vreme uspostavljanja promene vrednosti napona napajanja i time nudi da se merenjem vremena kašnjenja, u stvari, proverava prisustvo defekta.

Očekujemo da će u narednom periodu ovom metodu biti posvećena veća pažnja istraživača i da će on postati ozbiljna dopuna konceptu Iddq testiranja.

5. ZAKLJUČAK

U radu analizirani su osnovni metodi za testiranje CMOS VLSI kola. Logičko testiranje je najčešće korišćeni metod testiranja, ali zahteva izuzetno dugu test sekvencu, naročito kod složenih integrisanih kola. Medjutim, ovaj metod, pored detektovanja integrisanih kola sa defektima i lokalizacije defekata, omogućava i verifikaciju funkcionalne ispravnosti testiranog kola. Za brže otkrivanje integrisanih kola sa defektima efikasniji su metodi merenjem struje ili napona izvora za napajanje. Praktično se odmah po konstatovanju odstupanja merene struje ili napona izvora za napajanje od očekivanih nominalnih vrednosti prekida dalje testiranje datog kola. Nasuprot tome, kod logičkog testiranja je potrebno da se efekt defekta prostire do izlaznih priljučaka logičkog kola, što u nekim slučajevima i nije moguće. Za testiranje merenjem struje izvora za napajanje potreban je dodatni strujni senzor koji se ugrađuje na red sa izvorom za napajanje. Zbog toga su najnovija istraživanja usmerena ka analizi talasnog oblika napona izvora za napajanje u prelaznom

režimu (v_{DDI}) za detekciju integrisanih kola sa defektima. Ovaj metod ne zahteva poseban senzorski element, već je dovoljno poznavati karakteristike talasnih oblika napona v_{DDI} ispravnog i kola sa defektom.

Na kraju, treba još jednom napomenuti da Iddq i v_{DDI} testiranje nije zamena logičkom ili funkcionalnom testiranju. Ono je samo suplement funkcionalom testiranju za bržu detekciju nekih fizičkih defekata.

LITERATURA

- [1] V. Agrawal and S. Seth, Tutorial: "Test Generation for VLSI Chips", Computer Society Order Number 786.
- [2] C. Timoc, "Selected Reprints on LOGIC DESIGN FOR TESTABILITY", IEEE Computer Society Press.
- [3] A. Jayasumana, "Digest of Papers IEEE International Workshop on IDDQ testing, November 5-6, 1997, Washington, D.C.
- [4] E. Cole, J. Soden, P. Tangyonyong, P. Candelaria, R. Beegle, D. Barton, C. Henderson, and C. Hawkins, "Transient Power Supply Voltage (v_{DDI}) Analysis for Detecting IC Defects", International Test Conference, pp. 23-31, 1977.
- [5] R. Rajsuman, "Iddq Testing for CMOS VLSI", Artech House, Boston, London, 1975.

Abstract - In this paper an analysis of fundamental methods for the testing of CMOS VLSI circuits is described. Logic, Iddq, and v_{DDI} testing was considered and specific advantages of any of them were stressed.

Dragiša P. Milovanović, Vančo B. Litovski

DVOPRILAZNI DISKRETNII ELEMENTI U PROJEKTOVANJU I ANALIZI MREŃA

Miodrag Gmitrović, Zlatoljub Milosavljević, *Elektronski fakultet u Nišu, Jugoslavija*
 E-mail: [gmitrovic, zlatko]@elfak.ni.ac.yu

Sadržaj - U radu su opisani dvoprilazni opšti reaktivni diskretni elementi i njihova primena u projektovanju diskretnih mreŃa. Prikazan je jednostavan postupak transformacije analogne lestvičaste mreŃe sa više pobuda u diskretnu mreŃu pogodnu za izračunavanje proizvoljnog odziva. Odziv se izračunava Mejsonomim pravilom direktno iz mreŃe ili odgovarajućeg signalnog grafa.

$$s = K \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (1)$$

imitanse kalema induktivnosti L i kondenzatora kapacitivnosti C . Vrednosti parametara A i B i promenljivih $x(n)$ i $y(n)$ za diskretni kalem i kondenzator date su u Tabeli 1.

1. UVOD

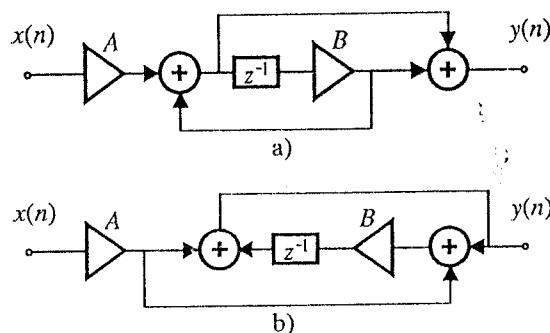
Jedan od često korišćenih postupaka za projektovanje diskretnih mreŃa zasniva se na transformaciji analogne mreŃe u diskretnu mreŃu. Prilikom transformacija reaktivnih analognih elemenata u diskretne elemente u formiranoj diskretnoj mreŃi neizbeŃno se javljaju konture bez elemenata kašnjenja [1-3]. Zbog prisustva kontura bez elemenata kašnjenja nastaju velike poteškoće pri analizi ovih mreŃa Kirhofovim pravilima za napone i struje. Fetvajs zato ove mreŃe reŃava korišćenjem direktnih i reflektovanih talasa i formira teoriju talasnih digitalnih filtara [1].

Nedavno je opisano kako se proizvoljna analogna mreŃa može transformisati u diskretnu mreŃu pogodnu za analizu signalnim grafovima [4]. Korišćenjem bilinearne transformacije predloŃen je opšti oblik jednoprilaznog reaktivnog diskretnog elementa i njegov odgovarajući signalni graf. Pokazano je kako se korišćenjem teorije grafova formira diskretna mreŃa i odgovarajući signalni graf. Diskretna mreŃa, odnosno njen signalni graf sadrŃe maksimalan broj kontura povratnih veza i Ńeljeni odziv se jednostavno izračunava korišćenjem Mejsonovog pravila.

U ovom radu je pokazano kako se proizvoljna lestvičasta analogna mreŃa sa više naponskih i/ili strujnih pobuda korišćenjem dvoprilaznih reaktivnih diskretnih elemenata transformiŃe u diskretnu mreŃu pogodnu za reŃavanje signalnim grafovima. Pokazano je kako se formiraju opšti dvoprilazni reaktivni diskretni elementi za sve moguće kombinacije vezivanja kalema i kondenzatora u serijskim i otočnim granama lestvičaste mreŃe. Za dobijanje ovih modela koriste se jednačine pisane preko z i y parametara. Mejsonomim pravilom [3-6], direktno iz projektovane diskretne mreŃe ili odgovarajućeg signalnog grafa, izračunava se Ńeljeni odziv. Na primeru analogne mreŃe sa jednom naponskom i jednom strujnom pobudom je pokazano kako se projektuje diskretna mreŃa, kako se formira signalni graf i kako se izračunava odziv.

2. JEDNOPRILAZNI DISKRETNII ELEMENTI

U radu [4] su izvedeni jednoprilazni opšti diskretni elementi prikazani na Sl.1 koji odgovaraju reaktivnim analognim elementima kalemu i kondenzatoru. Ovi elementi su dobijeni bilinearnom transformacijom



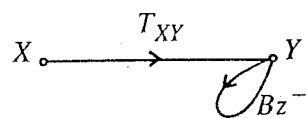
Sl.1 Jednoprilazni opšti diskretni elementi

Tabela 1 Parametri i promenljive jednoprilaznog opšteg diskretnog elementa

Analogni element	Diskretni element				
	A	B	$x(n)$	$y(n)$	T
	KL	-1	$i(n)$	$u(n)$	Z_L
	$\frac{1}{KL}$	1	$u(n)$	$i(n)$	Y_L
	$\frac{1}{KC}$	1	$i(n)$	$u(n)$	Z_C
	KC	-1	$u(n)$	$i(n)$	Y_C

U radu [4] je takodje pokazano da jednoprilaznom opštem diskretnom elementu odgovara signalni graf sa Sl.2 čiji je ukupni prenos

$$T = \frac{Y}{X} = \frac{A + ABz^{-1}}{1 - Bz^{-1}} = \frac{T_{XY}}{1 - Bz^{-1}} \quad (2)$$



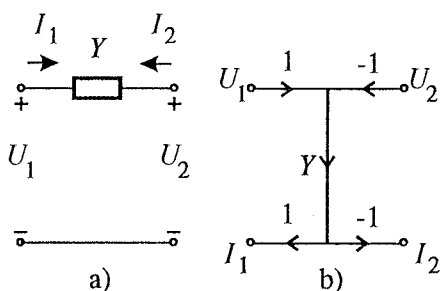
Sl.2 Signalni graf jednoprilaznog opšteg diskretnog elementa

Prenosna funkcija T u z domenu, zavisno od pobude i odziva, odgovara impedansi ili admitansi diskretnog kalema ili kondenzatora.

3. DVOPRILAZNI DISKRETNII ELEMENTI

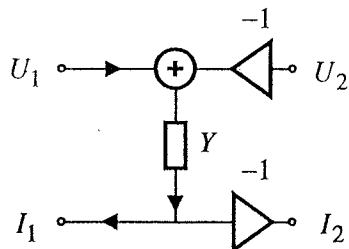
Posmatra se dvoprilazna analogna mreža sa elementom u rednoj grani admitanse Y kao na Sl.3a) sa jednačinama preko y parametara

$$\begin{aligned} I_1 &= YU_1 - YU_2 \\ I_2 &= -YU_1 + YU_2 \end{aligned} \quad (3)$$

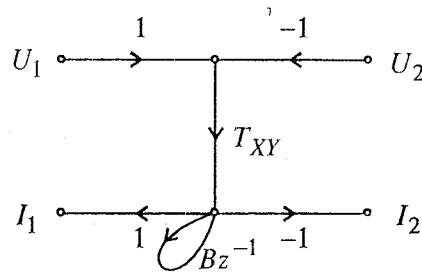


Sl.3 Dvoprilazna mreža i odgovarajući graf

Na osnovu ovih jednačina formira se signalni graf analogne mreže prikazan na Sl.3b). Admitansa Y odgovara jednom otporniku, kalemu ili kondenzatoru. Polazeći od signalnog grafa sa Sl.3b), uvodjenjem sabirača i množača, formira se dvoprilazni blok dijagram protoka signala za proizvoljan element u rednoj grani, dat na Sl.4. Dvoprilazna diskretna mreža se dobija tako što se u otočnoj grani umesto admitanse Y stavi diskretni element sa Sl.1a) ili b) sa vrednostima parametara iz Tabele 1 koje odgovaraju Y_L ili Y_C . To znači da u slučaju kalema treba uzeti parametre iz vrste koja odgovara Y_L , a u slučaju kondenzatora parametre iz vrste koja odgovara Y_C . Ako se u signalnom grafu sa Sl.3b) grana sa prenosom Y zameni signalnim grafom sa Sl.2, dobija se signalni graf dvoprilazne diskretne mreže kao na Sl.5. U slučaju otpornika signalni grafovi sa Sl.3b) i Sl.5 su isti. Oni se razlikuju samo kada su u pitanju reaktivni elementi.



Sl.4 Dvoprilazni blok dijagram protoka signala za element u rednoj grani

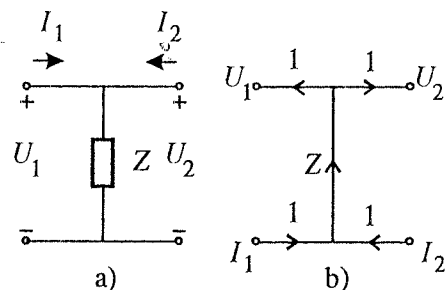


Sl.5 Signalni graf dvoprilaznog diskretnog elementa

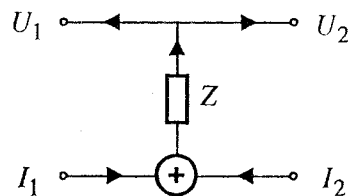
Slično prethodnoj analizi, može se posmatrati dvoprilazna analogna mreža sa elementom u paralelnoj grani impedanse Z kao na Sl.6a) sa jednačinama preko z parametara

$$\begin{aligned} U_1 &= ZI_1 + ZI_2 \\ U_2 &= ZI_1 + ZI_2 \end{aligned} \quad (4)$$

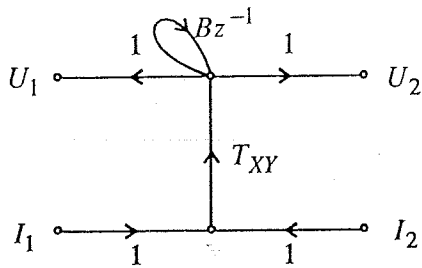
Odgovarajući signalni graf za ovu mrežu je prikazan na Sl.6b), a blok dijagram protoka signala za element u otočnoj grani na Sl.7. Dvoprilazna diskretna mreža se, slično prethodnom slučaju, dobija tako što se u otočnoj grani umesto impedanse Z stavi diskretni element sa Sl.1a) ili b) sa vrednostima parametara iz Tabele 1 koje odgovaraju Z_L ili Z_C . To znači da u slučaju kalema treba uzeti parametre iz vrste koja odgovara Z_L , a u slučaju kondenzatora parametre iz vrste koja odgovara Z_C . Ako se u signalnom grafu sa Sl.6b) grana sa prenosom Z zameni signalnim grafom sa Sl.2, dobija se signalni graf dvoprilazne diskretne mreže kao na Sl.8. Samo u slučaju otpornika signalni grafovi sa Sl.6b) i Sl.8 su isti.



Sl.6 Dvoprilazna mreža i odgovarajući graf

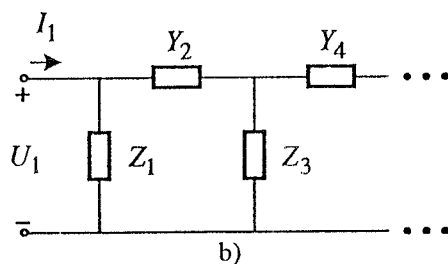
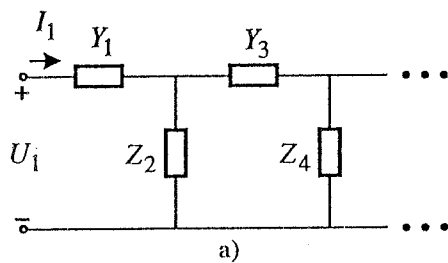


Sl.7 Dvoprilazni blok dijagram protoka signala za element u otočnoj grani



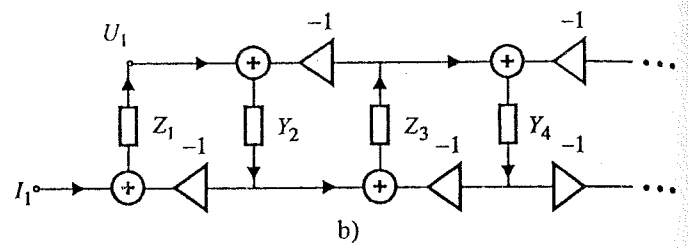
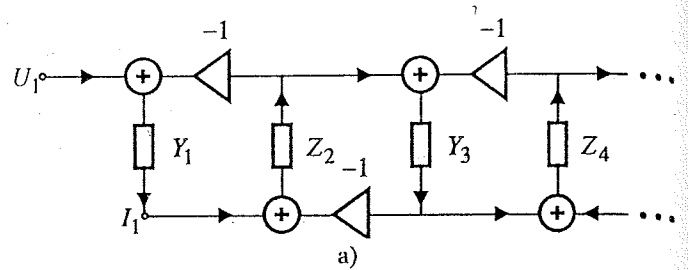
Sl.8 Signalni graf dvoprilaznog diskretnog elementa

Opisani dvoprilazni modeli su veoma pogodni za direktnu transformaciju lestvičaste analogne mreže u odgovarajuću diskretnu mrežu. Projektovana diskretna mreža i signalni graf imaju maksimalan broj kontura povratnih veza i lako se rešavaju Mejsonomovim pravilom. Na primeru analognih lestvičastih mreža sa Sl.9a) i b) je to pokazano. Odgovarajući blok dijagrami protoka signala za ove dve mreže su prikazani na Sl.10a) i b), a dobijaju se kaskadnom vezom dvoprilaznih blok dijagrama sa Sl.4 i 7. Zamenom impedansi i admitansi u otočnim granama jednoprilaznim opštim diskretnim elementima, na način opisan ranije, direktno se formira diskretna mreža koja odgovara lestvičastoj analognoj mreži. Prilikom formiranja blok dijagrama protoka signala mogu se eliminisati kaskadne veze od po dva množača sa prenosima -1, što je značajno za dobijanje diskretne mreže sa minimalnim brojem elemenata.

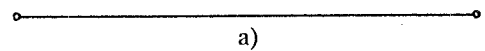
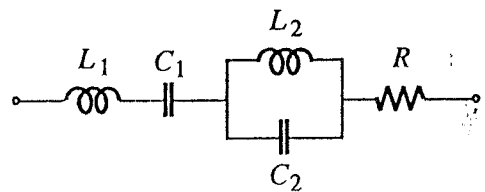


Sl.9 Lestvičaste mreže

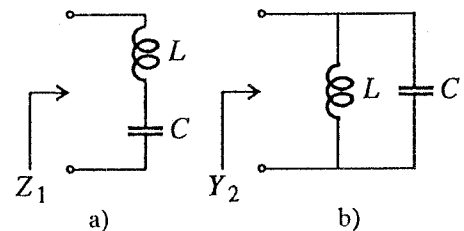
U rednim i otočnim granama analogne lestvičaste mreže, u najopštijem slučaju, mogu se naći složene veze elemenata kao na Sl.11a) i b), respektivno. Prethodni dvoprilazni modeli se ne mogu iskoristiti za paralenu i rednu vezu kalema i kondenzatora. Potrebno je zato ove mreže posmatrati kao mreže sa jednim pristupom impedane Z_1 , Sl.12a), i admitanse Y_2 , Sl.12b). Ako se za mrežu na Sl.12a) izračuna ulazna impedansa i primeni relacija (1), dobija se



Sl.10 Blok dijagrami protoka signala analognih lestvičastih mreža



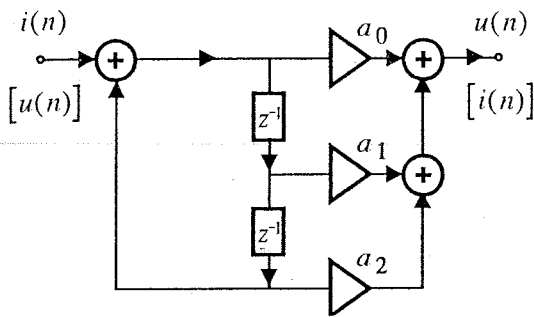
Sl.11 Opšti oblik dvoprilazne analogne mreže



Sl.12 Jednoprilazne mreže

$$Z_1 = \frac{1+s^2LC}{sC} \Big|_{s=K\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1-z^{-2}}, \quad (5)$$

gde je $a_0 = \frac{1+K^2LC}{KC}$, $a_1 = 2\frac{1-K^2LC}{KC}$ i $a_2 = a_0$. Na osnovu izraza (5) se primenom direktne kanonične realizacije dobija jednoprilazna diskretna mreža koja odgovara rednoj vezi kalema i kondenzatora, data na Sl.13.



Sl.13 Jednoprilazna diskretna mreža

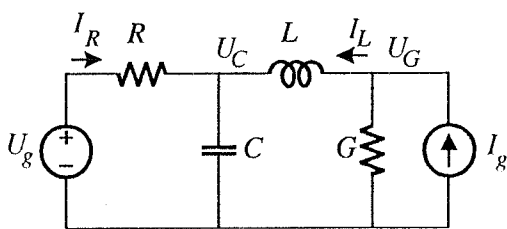
Za slučaj mreže na Sl.12b) ulazna admitansa je

$$Y_2 = \frac{1+s^2LC}{sL} \Big|_{s=K \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{1-z^{-2}}, \quad (6)$$

gde je $a_0 = \frac{1+K^2LC}{KL}$, $a_1 = 2 \frac{1-K^2LC}{KL}$ i $a_2 = a_0$. I u ovom slučaju se dobija isti oblik diskretne mreže. Za ovaj slučaj ulazni i izlazni nizovi su dati u srednjim zagradama

4. TRANSFORMACIJA ANALOGNE U DISKRETNU MREŽU

Korišćenjem dvoprilaznih diskretnih modela, složena analogna lestvičasta mreža sačinjena od otpornika, kalemova i kondenzatora može se transformisati direktno u diskretnu mrežu. Na osnovu signalnih grafova dvoprilaznih diskretnih modela može se konstruisati i signalni graf cele diskretne mreže. Iz projektovane diskretne mreže direktnom primenom Mejsonovog pravila [3-6] izračunava se prenos između uvitnog i izvornih čvorova. Isti prenos se jednostavnije izračunava i iz formiranog signalnog grafa.



Sl.14 Analogno kolo

Za transformaciju analogne u diskretnu mrežu korišćen je primer lestvičaste mreže sa Sl.14. Kaskadnom vezom dvoprilaznih diskretnih modela kao u blok dijagramu protoka signala sa Sl.10a) dobijena je diskretna mreža na Sl.15. Mreža je projektovana tako da se može sračunati bilo koja vrednost napona ili struje. Broj množača u mreži može biti i manji što zavisi od veličine koja se računa. Ako se ne traži struja kroz kalem I_L , dva kaskadno vezana množača sa faktorom množenja -1 se mogu ukloniti. U slučaju da se ne traži ni napon na otporniku U_G , dva kaskadno vezana množača sa faktorom množenja -1 i $1/G$ se mogu zameniti jednim množačem sa faktorom množenja $-1/G$. Ukupan broj množača u diskretnoj mreži tako može biti manji za tri. Sa stanovišta hardverske realizacije poželjno je uvek da broj

množača bude što manji jer je on najkompleksnija i najskuplja hardverska komponenta [7].

Primenom Mejsonovog pravila [3-6] na diskretnu mrežu sa Sl.15 napon na kondenzatoru je

$$U_C = \frac{U_g(P_1 + P_2)\Delta_1 + I_g(P_3 + P_4 + P_5 + P_6)\Delta_2}{\Delta}, \quad (7)$$

gde su prenosi kontura povratnih veza: $T_1 = -\frac{1}{KCR}z^{-1}$,

$$T_2 = -\frac{1}{KCR}, \quad T_3 = -\frac{1}{K^2LC}z^{-2}, \quad T_4 = T_5 = -\frac{1}{K^2LC}z^{-1},$$

$$T_6 = -\frac{1}{K^2LC}, \quad T_7 = -\frac{1}{KLG}z^{-1}, \quad T_8 = -\frac{1}{KLG} \quad \text{i}$$

$T_9 = T_{10} = z^{-1}$. Determinanta signalnog grafa je

$$\Delta = 1 - \sum_{i=1}^{10} T_i + T_1T_7 + T_1T_8 + T_1T_{10} + T_2T_7 + T_2T_8 + T_2T_{10} + T_7T_9 + T_8T_9 + T_9T_{10}$$

prenosi direktnih puteva su $P_1 = \frac{1}{KCR}z^{-1}$, $P_2 = \frac{1}{KCR}$,

$$P_3 = \frac{1}{K^2LCG}z^{-2}, \quad P_4 = P_5 = \frac{1}{K^2LCG}z^{-1} \quad \text{i}$$

$$P_6 = \frac{1}{K^2LCG}, \quad \text{a odgovarajuće subdeterminante}$$

$\Delta_1 = 1 - T_7 - T_8 - T_{10}$ i $\Delta_2 = 1$. Smenom u (7) za normalizovane vrednosti $R=L=C=G=1$, $K=1$,

$U_g = 1/2$ i $I_g = 1$, dobija se napon

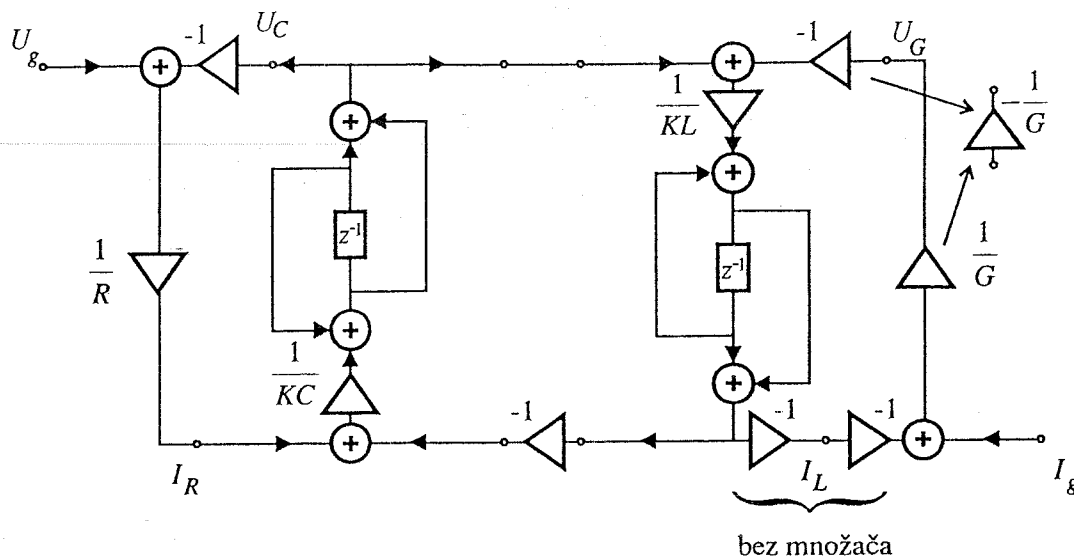
$$U_C = \frac{2 + 3z^{-1} + z^{-2}}{5 + 2z^{-1} + z^{-2}} \quad (8)$$

Diskretnoj mreži sa Sl.15 odgovara signalni graf kao na Sl.16. Signalni graf se lako konstruiše pomoću signalnih grafova dvoprilaznih diskretnih elemenata sa Sl.5 i Sl.8. Signalni graf je identičan grafu dobijenom Postupkom 1 u radu [4] i lako se Mejsonovim pravilom dobija rešenje za napon na kondenzatoru dato relacijom (8).

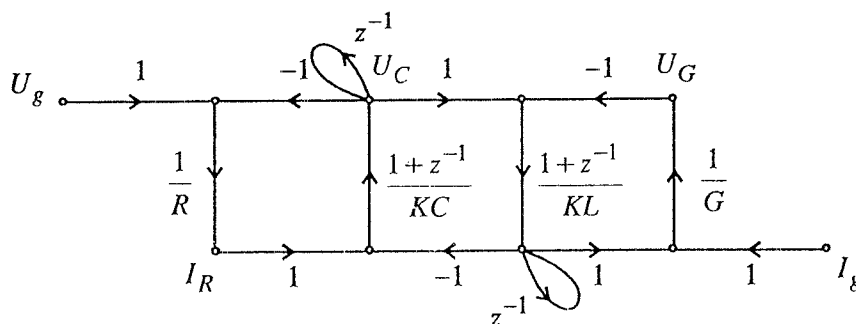
5. ZAKLJUČAK

U radu [4] su izložena dva postupka za transformaciju analogne lestvičaste mreže u diskretnu mrežu i formiranje signalnog grafa korišćenjem jednoprilaznih diskretnih elemenata. Oba postupka zahtevaju topološki pristup i formiranje sistema jednačina vezanih za stablo i kostabla analogne mreže.

U ovom radu je izložen postupak direktne transformacije analogne lestvičaste mreže sa više pobuda u diskretnu mrežu. Analogna lestvičasta mreža u rednim i otopnim granama može imati više elemenata vezanih redno ili paralelno. Postupak se zasniva na kaskadnoj vezi dvoprilaznih diskretnih mreža i ne zahteva se pisanje jednačina. Prikazana su dva dvoprilazna diskretna elementa i to: Y-model koji odgovara analognom elementu u rednoj grani i Z-model koji odgovara analognom elementu u otopnoj grani. Oba modela koriste opšti jednoprilazni diskretni model prikazan na Sl.1 i opisan u radu [4]. Projektovana diskretna



Sl.15 Diskretna mreža



Sl.16 Signalni graf diskretne mreže sa Sl.15

mreža se direktno rešava Mejsonomim pravilom. Pored toga, korišćenjem signalnih grafova dvoprilaznih diskretnih modela izložen je postupak formiranja signalnog grafa za transformisanu diskretnu mrežu. Signalni graf ima maksimalan broj kontura povratnih veza i takodje je pogodan za korišćenje Mejsonovog pravila.

Na jednom primeru je ilustrovano kako se polazeći od analogne lestvičaste mreže sa naponskom i strujnom pobudom formira diskretna mreža i njen signalni graf. Pokazano je kako se Mejsonomim pravilom jednostavno direktno iz mreže izračunava željeni odziv.

LITERATURA

- [1] A. Fettweis, "Wave Digital Filters: Theory and Practice", Report, Ruhr-Universität Bochum, Germany, 1985.
- [2] Lj. Milić i M. Djurić, *Rekurzivni digitalni filtri*, Naučna knjiga, Beograd, 1982.
- [3] W. K. Chen, *The Circuits and Filters Handbook*, CRC Press, Inc., USA, 1995.
- [4] M. Gmitrović i Z. Milosavljević, "Projektovanje i rešavanje diskretnih mreža pomoću signalnih grafova", *XLII Conf. ETRAN*, Vrnjačka Banja, Jugoslavija, 1998.

- [5] E. Brener and M. Javid, *Analysis of Electrical Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1959.
- [6] M. Gmitrović i R. Petković, *Teorija električnih kola - Metodička zbirka zadataka*, Elektronski fakultet, Niš, 1998 (Poglavlja: Z. Cvetković, "Signalni grafovi" i Z. Milosavljević, "Diskretne mreže").
- [7] M. Popović, *Digitalna obrada signala*, Nauka, Beograd, 1994.

Abstract - General two-port reactive discrete elements and their using in discrete networks design, are described in this paper. A simple transformation procedure of analog ladder network with many sources into discrete network suitable for analysis is also given. Analysis can be done by Mason's rule directly from the network or from the corresponding signal flow graph.

TWO-PORT DISCRETE ELEMENTS IN NETWORKS DESIGN AND ANALYSIS

Miodrag Gmitrović, Zlatoljub Milosavljević

UPRAVLJAČKA INTEGRISANA KOLA ZA ENERGETSKE PRETVARAČE SA MEKOM KOMUTACIJOM

Nikola Bajić, Branko L. Dokić
Elektrotehnički fakultet Banja Luka

Sadržaj - U radu je dat pregled integrisanih kola namijenjenih za upravljanje kod pretvarača sa mekom komutacijom. Opisana je struktura i date su osnovne funkcionalne karakteristike tipičnih predstavnika ovih kola. Izloženi su osnovni principi upravljanja na primjerima kvazirezonantnih pretvarača i mostnog pretvarača sa faznim pomjerajem.

1. UVOD

Energetski pretvarači sa mekom komutacijom (soft-switching power converters) koriste tehnike kojima se postiže uključivanje i isključivanje prekidača pri nultoj struji ili nultom naponu (meka komutacija) čime se znatno smanjuju prekidači gubici. Zahvaljujući tome, ovi pretvarači imaju visok koeficijent korisnog dejstva i pri radu na višim frekvencijama pa se mogu realizovati sa velikom gustinom snage (i preko 50W/inch³ [7]). Rad na visokim frekvencijama omogućava smanjenje dimenzija reaktivnih elemenata (kondenzatora i magnetskih komponenata), dok se minimalne dimenzije upravljačkog i pobudnog kola postižu korišćenjem odgovarajućeg integrisanog kola.

Energetski pretvarači sa mekom komutacijom se mogu podijeliti na: rezonantne pretvarače i PWM pretvarače sa mekom komutacijom (PWM soft-switching converters). Izabrana topologija unutar ovih grupa određuje način upravljanja, a na taj način i vrstu upravljačkog integrisanog kola. Postoji nekoliko vrsta integrisanih kola, različitih topologija pretvarača sa mekom komutacijom. U opštem slučaju, unutar ovih kola su integrisane i dodatne pomoćne i zaštitne funkcije pretvarača.

2. UPRAVLJAČKA INTEGRISANA KOLA ZA REZONANTNE PRETVARAČE

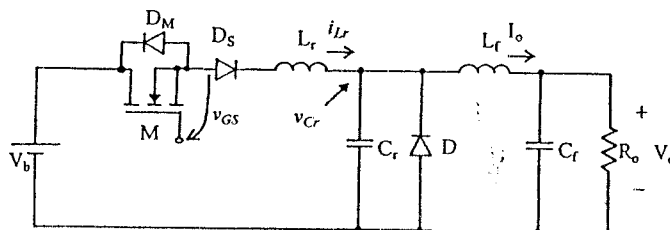
Zajedničko za sve rezonantne pretvarače je postojanje rezonantnog kola koje služi za uobličavanje naponskih i strujnih talasnih oblika u cilju postizanja meke komutacije. Način upravljanja je određen topologijom rezonantnog pretvarača. U ovom radu su objašnjeni osnovni principi upravljanja kod pretvarača sa rezonantnim prekidačima [7]. Ova vrsta pretvarača se izvodi iz konvencionalnih PWM pretvarača dodavanjem jednog ili više rezonantnih kola sa ciljem da se talasni oblici napona i struja prekidača oblikuju tako da se ostvari promjena stanja pri nultoj struji prekidača (ZCS - zero current switching) ili pri nultom naponu na prekidaču (ZVS - zero voltage switching). Prekidački i rezonantni elementi formiraju rezonantne prekidače koje možemo podijeliti na:

- ZCS rezonantne prekidače - pomoću kojih se ostvaruju promjene stanja prekidača pri nultoj struji i
 - ZVS rezonantne prekidače - pomoću kojih se ostvaruje promjena stanja prekidača pri nultom naponu.
- Postoji veliki broj varijanti pretvarača sa rezonantnim prekidačima od kojih su osnovne [7]:
- kvazirezonantni pretvarači - QR (quasi-resonant) i
 - multirezonantni pretvarači - MR (multi-resonant).

U okviru navedenih varijanti, u zavisnosti od vrste upotrebljenog rezonantnog prekidača razlikujemo pretvarače sa:

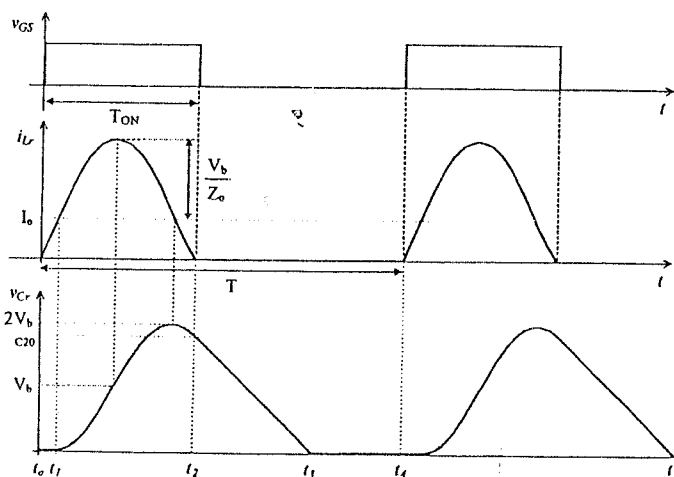
- sa ZCS rezonantnim prekidačima,
- sa ZVS rezonantnim prekidačima.

Specifičnosti vezane za upravljanje kod pretvarača sa ZCS rezonantnim prekidačima će biti objašnjene na primjeru kvazirezonantnog buck pretvarača (ZCS-QR) pri čemu je prekidač realizovan kao dvokvadratni naponski (dodata dioda D_S u seriju sa MOSFET-om M koji ima internu diodu D_M) - propušta struju samo u direktnom smjeru. Na sl. 1 je prikazana šema ZCS-QR buck pretvarača.



Sl. 1. ZCS-QR buck pretvarač.

Odgovarajući karakteristični talasni oblici prikazani su na sl. 2.



Sl. 2. Karakteristični talasni oblici ZCS-QR buck pretvarača

Analizom kola sa sl. 1 se dobija da je trajanje pojedinih intervala unutar prekidačkog perioda dato sljedećim relacijama:

$$T_{0-1} = t_1 - t_0 = \frac{L_r I_o}{V_b}, \quad (1)$$

$$T_{1-2} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_o} (\pi + \arcsin \frac{Z_o I_o}{V_b}), \quad (2)$$

$$T_{2-3} = t_3 - t_2 = \frac{V_{C20} C_r}{I_o}, \quad (3)$$

gdje je:

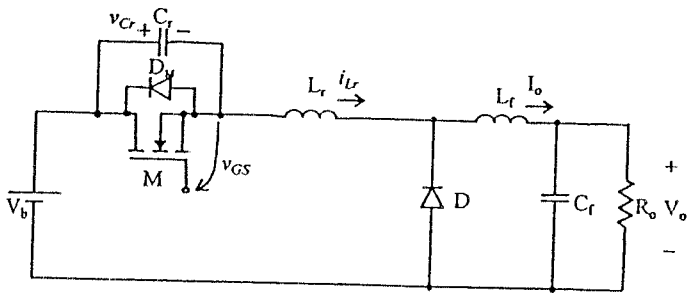
$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ - karakteristična impedansa osc. Lr-Cr kola,

$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ - rezonantna kružna frekvencija i

$V_{C20} = V_b(1 - \cos \omega_o(t_2 - t_1))$ - napon na kondenzatoru u trenutku t_2 .

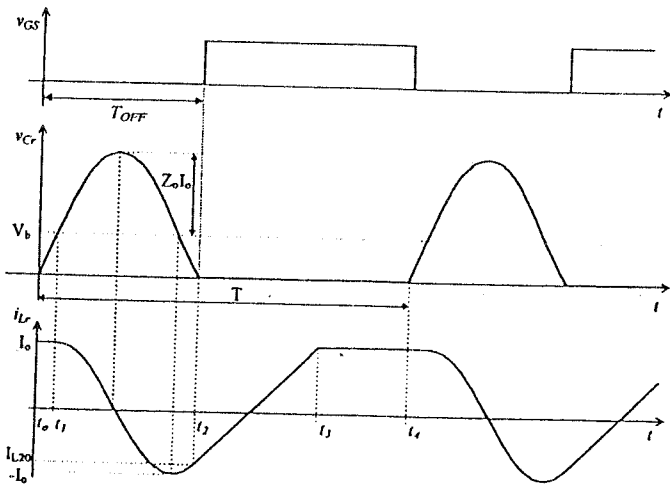
Regulacija se kod ove vrste pretvarača može vršiti promjenom prekidačke frekvencije $f=1/T$, pri čemu se vrijeme za koje je prekidač uključen $T_{ON}=T_{0,1}+T_{1,2}$ zadržava približno konstantnim. Međutim, iz relacija (1) i (2) se vidi da se trajanje intervala T_{ON} mijenja sa promjenom ulaznog napona (V_b) i struje opterećenja (I_o), što se prilikom projektovanja mora uzeti u obzir. Kod ove vrste pretvarača se sa povećanjem prekidačke frekvencije povećava vrijednost izlaznog napona.

Kod pretvarača sa ZVS rezonantnim prekidačima regulacija se najčešće vrši promjenom frekvencije pobudnih signala pri čemu se vrijeme za koje je tranzistor isključen T_{OFF} zadržava približno konstantnim, što se može vidjeti na primjeru kvazirezonantnog ZVS (ZVS-QR) buck prevarača sa sl. 3.



Sl. 3. ZVS-QR buck pretvarač.

Na sl. 4 prikazani su karakteristični talasni oblici ZVS-QR pretvarača sa sl. 3.



Sl. 4. Karakteristični talasni oblici ZVS-QR buck pretvarača

Analizom kola sa sl. 3 dobijaju se trajanja pojedinih karakterističnih intervala unutar prekidačkog perioda T:

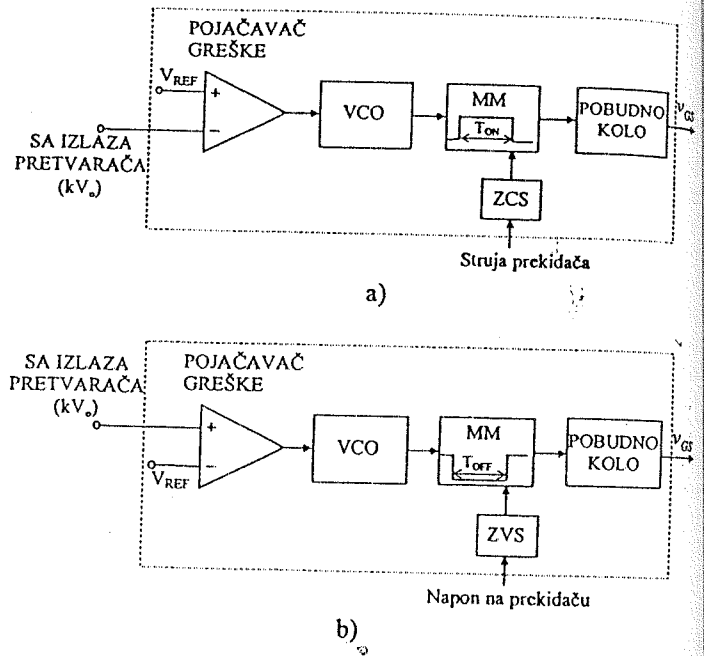
$$T_{0-1} = t_1 - t_0 = \frac{C_r V_b}{I_o} \quad (4)$$

$$T_{1-2} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_o} \left(\pi + \arcsin \frac{V_b}{I_o Z_o} \right) \quad (5)$$

$$T_{2-3} = t_3 - t_2 = \frac{I_o L_r}{V_b} (1 - \cos \omega_o T_{1-2}) \quad (6)$$

Kao što se vidi iz relacija (4) i (5), trajanje intervala $T_{OFF}=T_{0,1}+T_{1,2}$ se mijenja u zavisnosti od promjene struje opterećenja (I_o) i napona primarnog izvora (V_b) što se mora uzeti u obzir prilikom projektovanja. Kod pretvarača sa ZVS rezonantnim prekidačima se, za razliku od pretvarača sa ZCS prekidačima, sa povećanjem prekidačke frekvencije smanjuje izlazni napon.

Na osnovu prethodnog dobija se opšta blok šema (sl. 5) osnovnog dijela upravljačkog kola potrebnog za naponsku regulaciju kod pretvarača sa: a) rezonantnim ZCS prekidačima i b) rezonantnim ZVS prekidačima.



Sl.5. Blok šema upravljačkog kola pretvarača sa:
a) rezonantnim ZCS prekidačima,
b) rezonantnim ZVS prekidačima.

U zavisnosti od varijante pretvarača sa rezonantnim prekidačima (ZCS, odnosno ZVS) povratna sprega (napon proporcionalan izlaznom naponu V_o) se spaja na invertujuć, odnosno neinvertujuć ulaz pojačavača greške. Ulazi i izlaz pojačavača greške se spajaju na vanjske priključke integrisanog kola čime se ostavlja mogućnost za dodavanje elemenata za kompenzaciju čime se ostvaruje potrebna stabilnost, kao i bolje dinamičke osobine pretvarača. Signal se sa izlaza pojačavača greške vodi na ulaz naponsko kontrolisanog oscilatora (VCO).

Pošto se regulacija izlaznog napona obavlja promjenom prekidačke frekvencije osnovni blok u upravljačkom kolu predstavlja naponski kontrolisani oscilator VCO (Voltage Controlled oscillator). Poželjno je da zavisnost frekvencije naponsko kontrolisanog oscilatora i ulaznog napona u VCO bude linearna.

Monostabilni multivibrator MM se pobuduje povorkom izlaznih impulsa iz naponski kontrolisanog oscilatora VCO. Pomoću monostabilnog multivibratora se:

- kod pretvarača sa ZCS prekidačima postiže približno konstantno vrijeme za koje je prekidač uključen (T_{ON}),
 - kod pretvarača sa ZVS prekidačima postiže približno konstantno vrijeme za koje je prekidač isključen (T_{OFF}),
- Zbog promjena trajanja intervala t_0-t_2 (T_{ON} sa sl. 2 i T_{OFF} sa sl. 4) usljed uticaja tolerancija korišćenih komponenata,

promjena napona primarnog izvora V_b i promjena opterećenja R_o (relacije (1-6)) potrebno je vršiti detekciju:

- trenutka pada struje prekidača na nultu vrijednost kod pretvarača sa ZCS rezonantnim prekidačima čime se obezbjeđuje isključenje pri nultoj vrijednosti struje (ZCS blok sa sl. 5 a).

- trenutka pada napona na prekidaču na nultu vrijednost kod pretvarača sa ZVS rezonantnim prekidačima čime se obezbjeđuje uključanje pri nultoj vrijednosti napona na prekidaču (ZVS blok sa sl 5 b)).

Maksimalno vrijeme uključenosti tranzistora T_{ONmax} kod pretvarača sa ZCS rezonantnim prekidačima, se dobija pri minimalnom ulaznom naponu V_b i maksimalnoj struji opterećenja I_o (relacije 1-2) uzimajući u obzir sve radne uslove i tolerancije elemenata. Takođe, maksimalno vrijeme isključenosti tranzistora T_{OFFmax} kod pretvarača sa ZVS rezonantnim prekidačima, se dobija pri maksimalnom ulaznom naponu V_b i minimalnoj struji opterećenja I_o (relacije 4-5) u okviru zadanih radnih uslova i tolerancija elemenata. Imajući u vidu prethodno, vrijednost kvazistabilnog perioda monostabilnog multivibratora MM se podešava da bude jednaka maksimalnom vremenu uključenosti tranzistora $T_M = T_{ONmax}$ kod ZCS varijanti, odnosno maksimalnom vremenu isključenosti tranzistora $T_M = T_{OFFmax}$ kod ZVS varijanti pretvarača. Pri tome, ukoliko se kod ZCS varijanti pretvarača u toku ovako definisanog intervala T_M detektuje nulta vrijednost struje prekidača trajanje pobudnog impulsa T_{ON} se prekida. Kod ZVS se vrši detekcija nultog napona na prekidaču na osnovu čega se prekida trajanje intervala za koje je prekidač isključen T_{OFF} . Ovo je veoma bitno jer se pri realizaciji često koriste komponente koje imaju znatne promjene napona primarnog izvora i opterećenja. Dakle, na ovaj način, postiže se pouzdano isključivanje prekidača pri nultoj vrijednosti struje (ZCS), odnosno uključivanje pri nultoj vrijednosti napona na prekidaču (ZVS) (u realnim uslovima eksploatacije, a imajući u vidu realne uslove proizvodnje) čime se minimizuju prekidački gubici pretvarača.

Pobudno kolo obezbjeđuje struju punjenja i pražnjenja ulazne kapacitivnosti MOSFET-a koja može imati veoma visoke vrijednosti (1 - 3 A) [1]. Najčešće se ovaj blok sastoji od bipolarnih tranzistora u totemskom spoju. U slučaju polumostne i push-pull topologije potrebno je u sastavu ovog bloka imati i logiku za dodatnu kontrolu izlaza pomoću koje se naizmjenično upravlja tranzistorima. Najčešće se za ovu svrhu koristi T flip-flop sa dodatnom logikom za kontrolu mrtvog vremena.

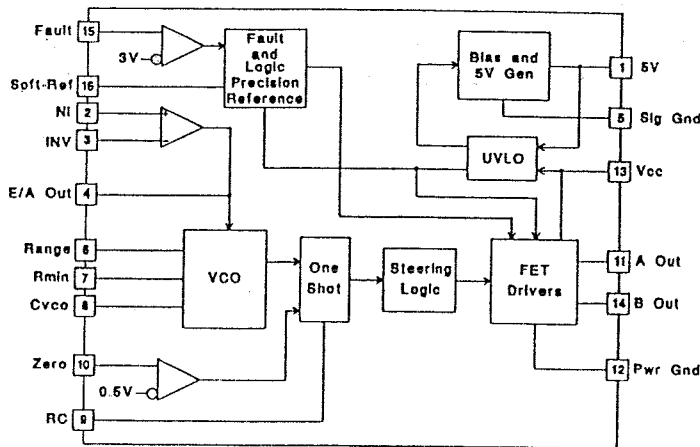
Postoji nekoliko integriranih kola, različitih proizvođača, koja služe za regulaciju kod pretvarača sa rezonantnim prekidačima u osnovnim varijantama sa jednim prekidačem, polumostnoj i push-pull topologiji.

Firma UNITRODE proizvodi familiju integriranih kola UCx861-x868 (u zavisnosti od opsega radnih temperatura T_A : $x=1$ za $-55^\circ\text{C} < T_A < 125^\circ\text{C}$, $x=2$ za $-25^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$ i $x=3$ za $0^\circ\text{C} < T_A < 70^\circ\text{C}$). Pojedina kola iz familije se razlikuju u zavisnosti da li su namijenjena za regulaciju kod:

- pretvarača sa ZCS ili ZVS rezonantnim prekidačima,
- pretvarača sa jednim ili dva tranzistora,
- DC/DC ili off-line pretvarača.

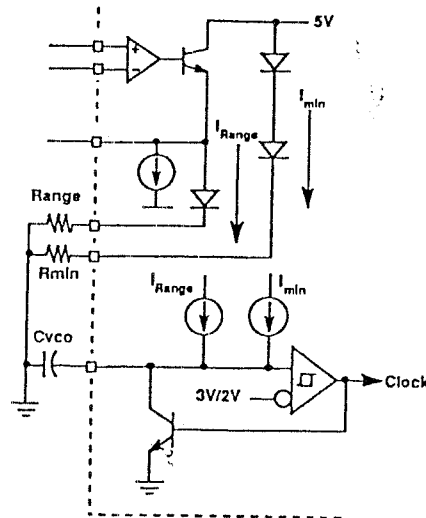
Na sl. 6 je data blok šema kola iz familije UCx861-x868 [1].

Osnovne blokove predstavljaju pojačavač greške (E/A), naponski kontrolisani oscilator (VCO), monostabilni multivibrator (One Shot) i logika za kontrolu izlaza sa pobudnim kolom (Steering Logic i FET Drivers).



Sl. 6. Opšta blok šema familije Ucx861-x868.

Pojačavač greške (E/A) i naponsko kontrolisani oscilator su prikazani na sl. 7 [1].



Sl. 7. Pojačavač greške i naponsko kontrolisani oscilator.

Pojačavač greške preko strujnog generatora I_{Range} direktno kontroliše frekvenciju naponski kontrolisanog oscilatora. Na ulaze VCO-a se vežu otpornici R_{range} i R_{min} i kondenzator C_{vco} . Minimalna prekidačka frekvencija je određena sa R_{min} i C_{vco} izrazom

$$f_{min} = \frac{3.6}{R_{min} C_{vco}} \quad (7)$$

Ako je izlaz pojačavača greške manji od napona direktno polarizovane diode VCO radi na minimalnoj frekvenciji. Pri maksimalnom naponu na izlazu pojačavača greške ($5V - V_D$) frekvencija naponski kontrolisanog oscilatora je maksimalna i iznosi

$$f_{max} = \frac{3.6}{(R_{range} \parallel R_{min}) C_{vco}} \quad (8)$$

Maksimalna frekvencija iznosi oko 1MHz. Iz relacija (7) i (8) dobijamo da je ukupna promjena frekvencije jednaka:

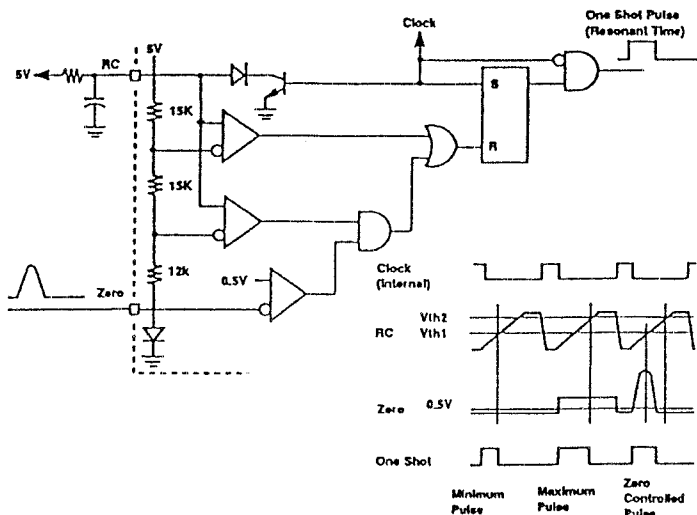
$$\Delta f = \frac{3.6}{R_{range} C_{vco}} \quad (9)$$

Pošto ukupna promjena izlaznog napona pojačavača greške iznosi oko 3.6V za punu promjenu frekvencije naponsko kontrolisanog oscilatora dobija se da je:

$$\frac{df}{dV} = \frac{1}{R_{range} C_{vco}}, \quad (10)$$

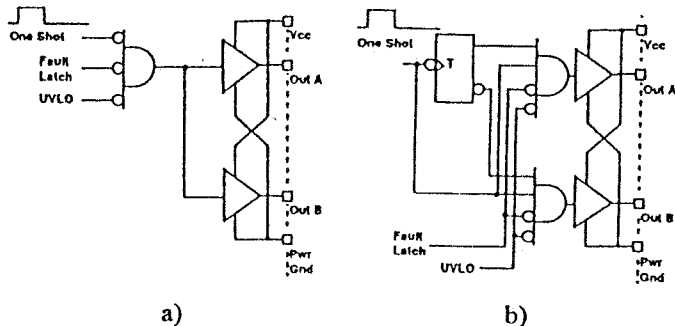
што se uzima u obzir prilikom proračuna kompenzatora.

Monostabilni multivibrator (One Shot) sa kolom za detekciju nultog napona/struje i odgovarajućim vremenskim dijagramima je prikazan na sl. 8 [1]. Takt signal iz VCO setuje RS flipflop i prouzrokuje pražnjenje kondenzatora C priključenog zajedno sa otpornikom R na RC priključak integrisanog kola. Maksimalno vrijeme kvazistabilnog perioda monostabilnog multivibratora je određeno sa $T_{max}=RC$, dok je minimalno jednako $T_{min}=0.3RC$. Ako napon na priključku za detekciju nule (Zero), u vremenskom intervalu između T_{min} i T_{max} , padne ispod 0.5V komparator za detekciju nule će prekinuti trajanje kvazistabilnog perioda. Zahvaljujući ovoj mogućnosti obezbjeđen je ispravan rad pretvarača pri promjenama napona energetskog izvora i promjenama opterećenja uzimajući u obzir, takođe, tolerancije korišćenih komponentata.



Sl. 8. Monostabilni multivibrator i odgovarajući talasni oblici.

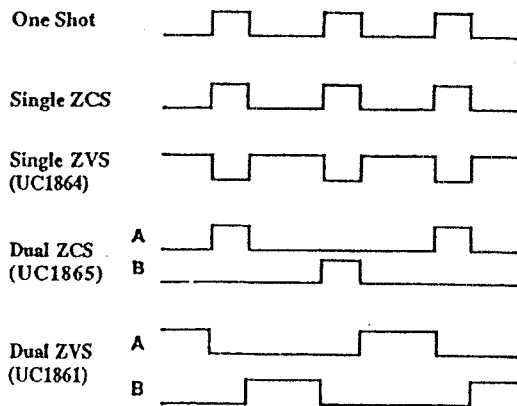
Na slici 9 data je blok šema logike za kontrolu izlaza (Steering Logic) i izlaznog stepena za pobudu MOS tranzistora (Output stage - MOSFET Drivers) za kola UC1864 (a) i UC1865 (b). Na svakom izlazu se nalazi drajver u totemskom spoju optimizovan za pobudu snažnih MOS tranzistora.



Sl. 9. Logika za kontrolu izlaza i izlazni stepen za: a) UC1864 i b) UC1865.

U trenucima promjene stanja izlazno pobudno kola obezbjeđuje struje punjenja i pražnjenja ulazne kapacitivnosti MOSFET-a od 1A. Kod kola UC1864 (sl. 9a) izlazi se vežu paralelno i koriste se kod pretvarača sa jednim tranzistrom, dok kolo UC1865 (sl. 9b) posjeduje odvojene izlaze koji služe za naizmjenično pobuđivanje tranzistora

komplementarnim signalima (za polumostnu i push-pull topologiju) koji se dobijaju korišćenjem T- flipfopa. Na sl. 10. su prikazani vremenski dijagrami izlaznih signala za integrisana kola razmatrane familije.

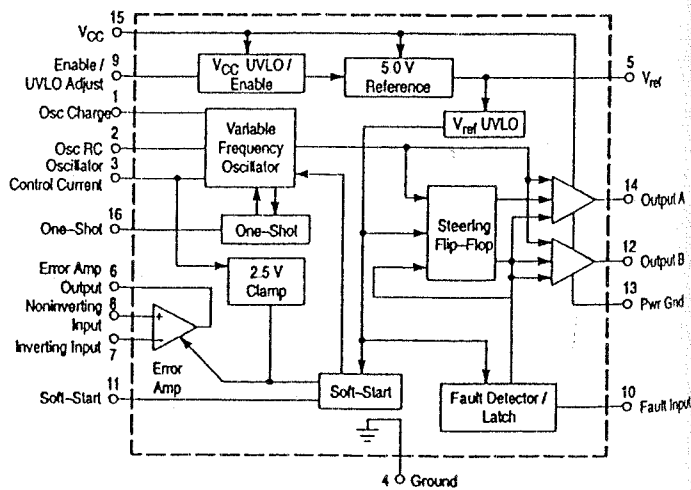


Sl. 10. Izlazni signali pojedinih kola familije UC1861-1868.

Kola iz razmatrane familije posjeduje sklop za podnaponsko isključenje (UVLO) i logiku za detekciju grešaka.

Pored opisane familije integrisanih kola firma UNITRODE proizvodi i integrisana kola UCx860 koja se mogu koristiti za upravljanje kod rezonantnih pretvarača.

Integrisana kola MC34067 (MC33067 za prošireni temp. opseg) čiji je proizvođač MOTOROLA koriste se za upravljanje pretvaračima sa ZVS rezonantnim pretvaračima i po funkcijama su veoma slična kolima UCx861 i UCx863 što se može vidjeti sa sl. 11 [2] gdje je prikazan blok dijagram kola MC34067/ MC33067. MOTOROLA proizvodi i integrisano kolo MC34066/33066 koje se, takođe, može koristiti za upravljanje kod rezonantnih pretvarača.



Sl. 11. Blok dijagram kola MC34067/33067.

Integrisano kolo NE5580, čiji je proizvođač PHILIPS, predstavlja upravljačko kolo koje se može koristiti za regulaciju kod većine rezonantnih topologija. Kolo se može koristiti za rad na frekvencijama do 10MHz i pored osnovnih blokova koji se mogu prilagoditi konkretnoj topologiji, posjeduje kola za podnaponsku, prenaponsku zaštitu i zaštitu od preopterećenja. Na sl. 12 prikazan je blok dijagram kola NE5580 [3].

LIJOM

push-pull
a. Na sl.
gnala za

-1868.

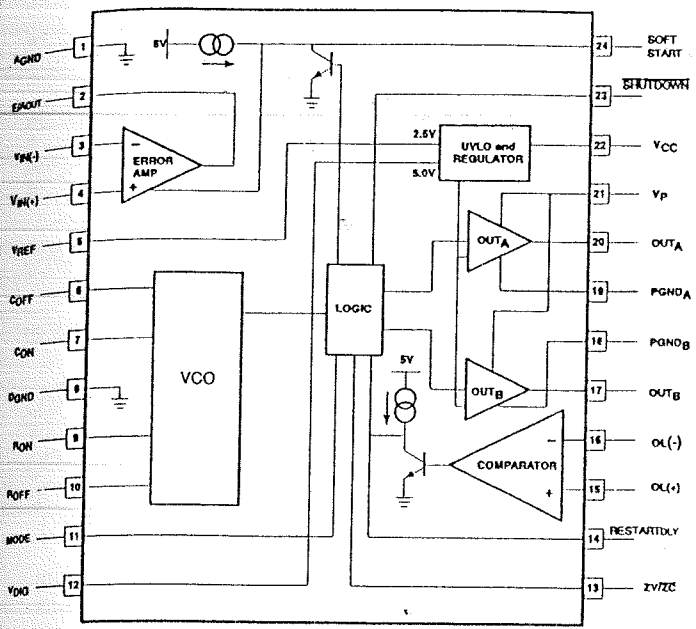
lop za
letekciju

firma
koja se
ača.

ni temp.
se za
račima i
863 što
lijagram
vodi i
, može

5 V_{ref}
14 Output A
12 Output B
13 Pwr Gnd
10 Fault Input

ILIPS,
titi za
e može
novnih
ologiji,
zaštitu
m kola

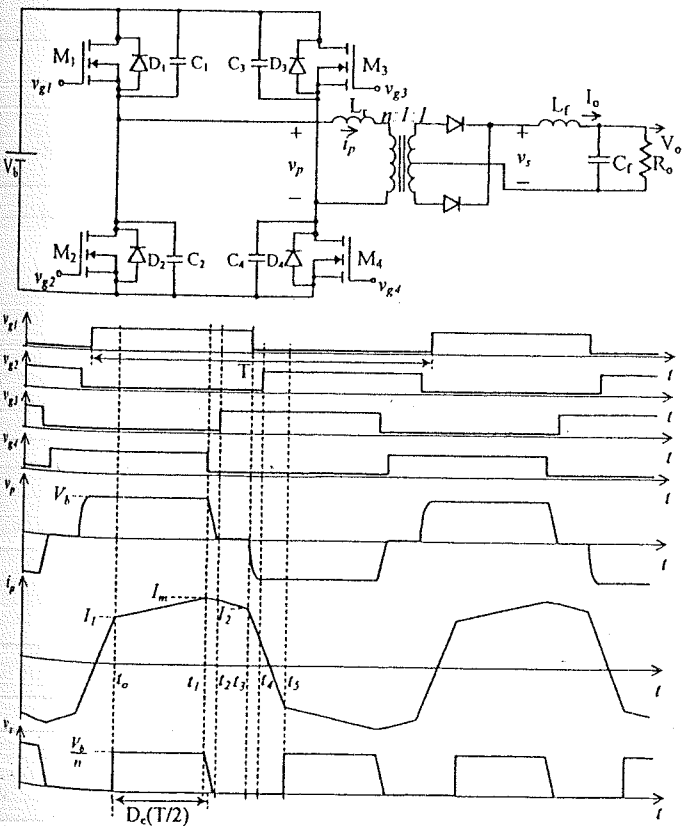


Sl. 12. Blok dijagram integrisanog kola NE5580.

Integrirana kola GP605 (Gennum) i CS360 (Cherry Semiconductor) [5], takođe, su namijenjena za regulaciju kod rezonantnih pretvarača.

3. UPRAVLJAČKA INTEGRISANA KOLA ZA PWM PRETVARAČE SA FAZNI M POMJERAJEM

Na sl. 13 data je šema pretvarača u konfiguraciji punog mosta i odgovarajući vremenski dijagrami faznog upravljanja.



Sl. 13. Pretvarač u konfiguraciji punog mosta i odgovarajući vremenski dijagrami faznog upravljanja.

Na sl. 13 prikazani su vremenski dijagrami primarnog napona v_p , primarne struje i_p , ispravljenog sekundarnog napona v_s i odgovarajući upravljački signali karakteristični za metodu faznog pomjeraja v_{g1} , v_{g2} , v_{g3} i v_{g4} . Za razliku od konvencionalnog PWM pretvarača, pojedine grane mosta kod ove vrste pretvarača se pobuđuju fazno pomjerenim signalima. Promjenom faze ovih signala mijenja se efektivni faktor popune napona na sekundaru transformatora D_c , zahvaljujući čemu se vrši regulacija izlaznog napona. Kod konvencionalnih PWM mostnih pretvarača dozvoljeno je vođenje samo dijagonalnih prekidača, dok kod mostnog pretvarača sa faznim pomjerajem u pojedinim intervalima prekidačkog ciklusa vode oba gornja ili oba donja tranzistora. Induktivnost L_r sa sl. 13 predstavlja ekvivalentnu induktivnost u primarnom kolu transformatora (zbir rasipne induktivnosti transformatora i eventualne serijske vezane vanjske induktivnosti). Kondenzatori C_1 , C_2 , C_3 i C_4 predstavljaju izlazne kapacitivnosti, a diode D_1 , D_2 , D_3 i D_4 interne diode MOSFET-a M_1 , M_2 , M_3 i M_4 , respektivno.

U toku mrtvog vremena signala pobude tranzistora desne grane mosta M_3 i M_4 (interval t_1-t_2 sa sl. 13) obavlja se punjenje kapacitivnosti C_4 i pražnjenje kapacitivnosti C_3 preslikanom strujom izlazne prigušnice na primarnu stranu (I_m). Nakon pražnjenja kapacitivnosti C_3 , uključuje se dioda D_3 čime je omogućeno uključivanje tranzistora M_3 (u trenutku t_2) pri nultom naponu. Na taj način je izvršena meka komutacija desne grane mosta čije trajanje je dato relacijom [6]:

$$t_D = \frac{4C_{oss}V_b}{I_m} \quad (11)$$

pri čemu je promjena napona na primaru linearna. U jednačini je: C_{oss} - izlazna kapacitivnost MOSFET-a pri naponu $V_{DS}=V_b$.

Vremenski interval t_3-t_4 odgovara mrtvom vremenu signala pobude tranzistora lijeve grane mosta (v_{g1} i v_{g2}). U trenutku t_3 isključuje se tranzistor M_1 nakon čega počinje rezonantno punjenje kapacitivnosti C_1 i pražnjenje kapacitivnosti C_2 koje se vrši zahvaljujući energiji akumuliranoj u rezonantnoj induktivnosti L_r . Prema tome, za postizanje meke komutacije lijeve grane mosta potrebno je da energija akumulirana u rezonantnoj induktivnosti L_r u trenutku t_3 bude veća od energije potrebne za pražnjenje kapacitivnosti C_2 i punjenje kapacitivnosti C_1 , što se svodi na sledeći uslov [6]:

$$\frac{1}{2}L_r I_2^2 > \frac{1}{2}C_r V_b^2, \quad (12)$$

gdje su: I_2 - struja primara transformatora u trenutku t_3 i C_r - rezonantna kapacitivnost koja iznosi [6]:

$$C_r = \frac{8}{3}C_{oss}, \quad (13)$$

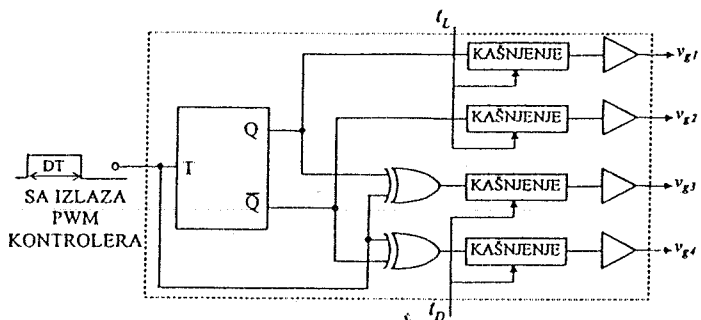
čime se uzima u obzir nelinearnost izlaznih kapacitivnosti MOSFET-a C_1 i C_2 . Ako je ostvaren uslov (12) u trenutku t_4 kondenzator C_2 je ispražnjen, počinje da vodi dioda D_2 , pa je omogućeno uključivanje tranzistora M_2 pri nultom naponu. Na taj način je završena komutacija lijeve grane mosta čije je maksimalno trajanje jednako četvrtini rezonantnog perioda (pri граничном slučaju kada nejednakost (12) postaje jednakost) i iznosi:

$$t_L = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}. \quad (14)$$

Za odnos izlaznog i ulaznog napona vrijedi relacija (sl. 13):

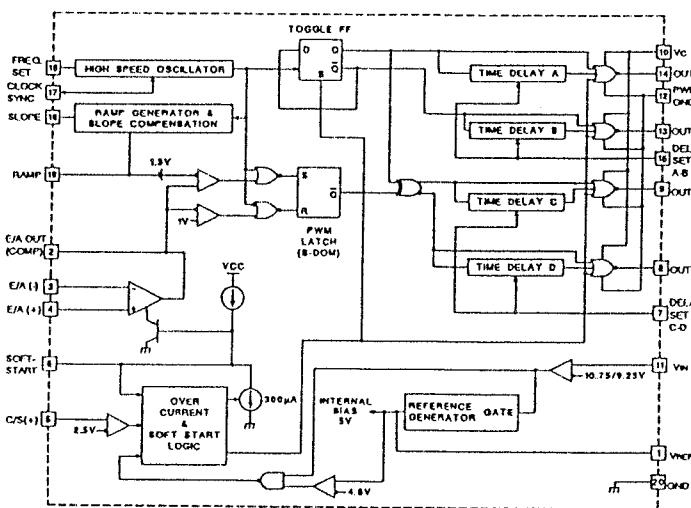
$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{D_c}{n}. \quad (15)$$

Na osnovu prethodnog dobija se da se regulacija kod mostnog pretvarača metodom faznog pomjeraja može postići upotrebom konvencionalnog PWM kontrolera čiji se izlazni signal dovodi na ulaz faznog modulatora pri čemu je potrebno ostvariti kašnjenje tako da mrtvo vrijeme kod odgovarajućih upravljačkih signala bude određeno relacijama (11) i (14). Na sl. 14 prikazana je principijelna blok šema upravljačkog kola pretvarača sa faznim pomjerajem, gdje je fazni modulator realizovan pomoću T flip-flopa i EX-ILI kola.



Sl. 14. Principijelna blok šema upravljačkog kola mostnog pretvarača sa faznim pomjerajem.

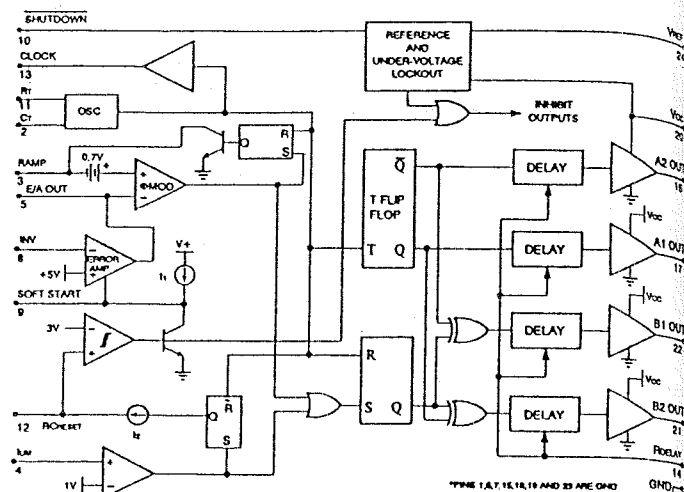
Firma UNITRODE proizvodi familiju integrisanih kola UCx875-8 koja je namijenjena za upravljanje mostnim pretvaračima metodom faznog pomjeraja. Na sl. 15 prikazan je blok dijagram ove familije [1].



Sl. 15. Blok dijagram familije integrisanih kola UCx875-8.

Kola iz familije UCx875-8 omogućavaju naponsku regulaciju i regulaciju programiranjem struje kod ove vrste pretvarača. Mrtvo vrijeme se generiše pomoću blokova za vremensko kašnjenje. Ovo kašnjenje je programabilno i nezavisno se može podesiti za pojedine grane mosta (M_1 & M_2 i M_3 & M_4). U praktičnim primjenama sa ovim kolom se može postići rad na prekidačkim frekvencijama do 1MHz. Kolo posjeduje sklop za podnaponsko isključenje (UVLO), kao i zaštitu od strujnog preopterećenja.

Firma MICROLINEAR, takođe, proizvodi integrisano kolo ML4818 za regulaciju kod mostnih pretvarača sa faznim pomjerajem. Kolo je slične strukture kao i kola familije UCx875-8, što se može vidjeti sa blok dijagrama datog na sl. 16 [4].



Sl. 16. Blok dijagram integrisanog kola ML4818.

Integrisano kolo ML4818 radi na prekidačkim frekvencijama do 500kHz, dok postoji i BiCMOS varijanta ML4828 koja omogućava rad do 1MHz.

4. ZAKLJUČAK

Integrisana kola namijenjena za upravljanje pretvaračima sa mekom komutacijom omogućavaju integraciju kontrolnih, pobudnih i zaštitnih funkcija pretvarača. Zbog toga se korišćenjem ovih integrisanih kola doprinosi povećanju gustine pakovanja kod ove klase pretvarača. Za upravljanje kod pretvarača sa rezonantnim prekidačima i kod mostnog pretvarača sa faznim pomjerajem postoji nekoliko specijalizovanih integrisanih kola koja omogućavaju jednostavnije projektovanje i znatno povećanje pouzdanosti pri radu.

LITERATURA

- [1] UNITRODE, "Product & Application Handbook", 1995.
- [2] MOTOROLA, "High Performance Resonant Mode Controllers", 1995.
- [3] PHILIPS SEMICONDUCTORS, "Resonant-Mode Power Supply Controller", 1989.
- [4] MICRO LINEAR, "Phase Modulation/Soft Switching Controller", 1995.
- [5] Irving M. Gottlieb: "Power Supplies, Switching Regulators, Inverters, and Converters", TAB Books, pp.388-397, 1994.
- [6] W.Chen, F.C.Lee, M.M.Jovanović, J.A. Sabate, "A Comparative Study of Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converters", *Proc. of the Applied Power Electronics Conference*, Dallas, March 5-9, 1995, pp. 893-899.
- [7] Milan M. Jovanović, "Resonant, quasi-resonant, multi-resonant and soft-switching techniques - merits and limitations", *Int. J. Electronics*, Vol. 77, No. 5, str. 537-554, 1994.

Abstract - An overview of control integrated circuits for soft-switching converters is given in this paper. Structure of the typical members of the integrated circuits is described and basic functions are given. Basic control principles are described on examples of quasi-resonant and full-bridge phase-shifted converters.

CONTROL INTEGRATED CIRCUITS FOR SOFT-SWITCHING POWER CONVERTERS

Nikola Bajić, Branko L. Dokić

PWM INVERTOR SA GOLDBERGOVIM MODULATOROM

Radojle Radetić, *Institut za bakar Bor*

Sadržaj - U radu je prikazano jedno rešenje invertora sa PWM (Pulse Width Modulation). Izlazni oblik napona je veoma blizak sinusnom. Rešenje je urađeno u analognoj tehnici modulacije i odlikuje se jednostavnošću. Primenjene su metode aktivne zaštite od preopterećenja tako da ni direktni kratki spoj na izlazu, ne može da izazove oštećenje.

2. Promena ulaznog napona $\pm 10\%$
3. Izlazni napon naizmenični 220 V, 50 Hz, $\pm 5\%$
4. Izlazna snaga 200 W

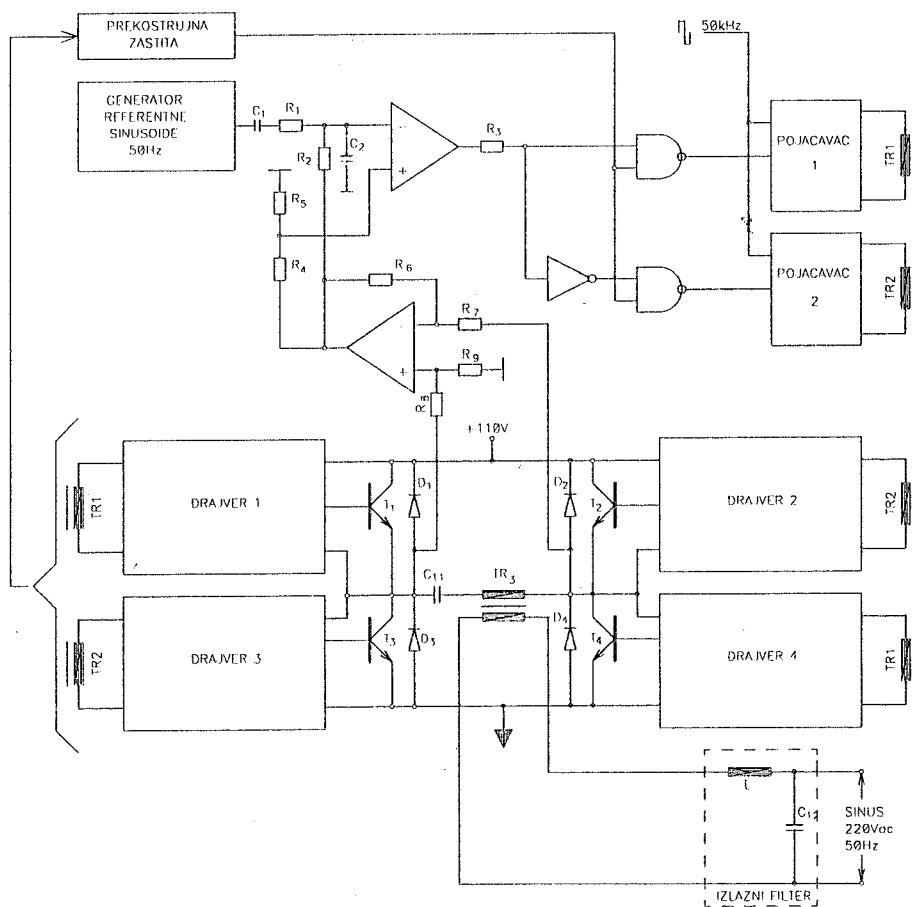
Za realizaciju ovog zadatka usvojena je koncepcija prikazana blok šemom na sl.1.

Pretvarač radi na sledeći način: Generator referentne sinusoide daje referentni sinusni ulazni napon frekvence 50Hz. Prvi operacioni pojačavač radi kao impulsno širinski modulator. Povratna sprega se uzima direktno sa izlaza (preko diferencijalnog pojačavača) tako da je primarni (i sekundarni) napon izlaznog transformatora širinski modulisan sinusnim signalom. Na ovaj način je postignuta delimična stabilizacija izlaznog napona. Kolom povratne sprege

1. UVOD

Ideja autora je bila da se napravi eksperimentalni model invertora sa sinusnim izlaznim naponom po principima PWM, primenjujući Goldbergov modulator. Postavljen je zadatak da se realizuje pretvarač sledećih karakteristika:

1. Ulazni napon jednosmerni 110 V



sl.1.

nije obuhvaćen transformator i izlazni filter, tako da pri opterećenju ostaju padovi napona na njima.

PWM signal se vodi na dve pobudne linije, na jednu direktno a na drugu invertovan čime se obezbeđuje protutaktni rad. U okviru pobudnih linija se vrši pojačanje, modulacija VF signala (50kHz), galvansko odvajanje (preko transformatora TR₁ i TR₂), ispravljanje i bazna kola. Svaka od linija napaja po dva dijagonalna tranzistora.

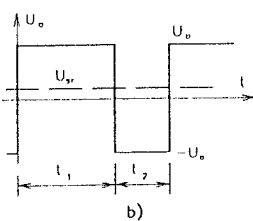
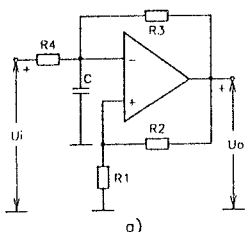
Dalje će biti detaljnije opisani pojedini blokovi.

2. GENERATOR REFERENTNE SINUSOIDE

Ovaj generator je realizovan sa jednim kolom tipa TL084 i nekoliko spoljnih elemenata. Sinusoida je dobijena iz trougaonog napona metodom aproksimacije po segmentima. Ima se mogućnost finog podešavanja frekvencije i amplitude sinusnog napona. U ovom kolu je ostavljen i trimmer za podešavanje izlaznog jednosmernog (offset) napona. Ovaj trimmer je imao samo ulogu da se posmatra ponašanje pretvarača i transformatora uz prisustvo DC komponente napona i struje. Za normalan rad je ipak predviđen redni kondenzator u primaru transformatora.

3. MODULATOR

Na sl.2a, prikazano je kolo Goldbergovog modulatora, koje omogućava naponsku kontrolu širine impulsa. Izimajući uslov, da je $R_2 \gg R_1$, za vremena pozitivnog i negativnog napona na izlazu važe sledeći izrazi:



sl.2.

$$t_1 = \frac{2R_1 C}{(R_1 + R_2) \left(\frac{U_o}{R_3} + \frac{U_i}{R_4} \right)}$$

$$t_2 = \frac{2R_1 C}{(R_1 + R_2) \left(\frac{U_o}{R_3} - \frac{U_i}{R_4} \right)}$$

Srednja vrednost napona na izlazu je:

$$U_{o,sr} = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} U_o = -\frac{R_3}{R_4} U_i$$

Kod ovog generatora impulsa, sa promenom ulaznog napona menjaju se i vremena t_1 i t_2 (sl.2b) pa samim tim i perioda T, i frekvencija f. Najviša frekvencija se ima pri nultom ulaznom naponu (ne modulisan signal).

Srednja vrednost (u periodu) izlaznog, proporcionalna je ulaznom naponu. Na taj način je izlazni napon širinski modulisan (PWM). Ulazni napon ima ulogu modulišućeg signala. Ako se na ulaz ovog kola dovede na primer, sinusni napon znatno niže frekvencije (nekoliko desetina puta), onda se na izlazu dobija sinusno modulisan PWM signal. Ovakav signal je pogodan za pobuđivanje invertora.

Na realizovanom invertoru su vršeni eksperimenti sa frekvencijom nedomulisanog PWM signala od 5kHz i 10kHz.

4. DRAJVERI I PREKOSTRUIJNA ZAŠTITA

Prenošenje PWM signala od modulatora do baza izlaznih tranzistora vrši se preko dva feritna transformatora. Da bi se eliminisala komponenta 50Hz, PWM signal (5kHz ili 10kHz) se prethodno moduliše sa 50kHz, zatim pojačava i pretosi preko transformatora. Na sekundarnoj strani se vrši ispravljanje i tako dobijenim naponom se napaja gejt drajverskog tranzistora tipa MOSFET (BUZ241A). Ovaj tranzistor je u kaskadnoj vezi sa izlaznim koji je bipolarni tipa BUS98A. Unutar drajvera se vrši i nadgledanje napona U_{CE} i u slučaju da on pređe 5V signal se preko optokaplera prenosi kolu za prekostrujnu zaštitu. Brzina reagovanja je oko 5 μ s. Svaki od 4 izlazna tranzistora se posebno nadgleda. Odgovarajuća LED signalizira koji od tranzistora je izašao iz saturacije i blokirao rad invertora. Reagovanje zaštite je pri struji od oko 10A. Pored prekostrujne zaštite ostavljena je mogućnost priključenja i zaštite od pregrevanja hladnjaka (NTC otpornik).

5. IZLAZNI STEPEN

Izlazni invertorski most je realizovan sa 4 bipolarna tranzistora tipa BUS98A, 4 brze diode tipa BYF284 i izlaznim transformatorom. U primaru transformatora je stavljen i kondenzator za eliminisanje jednosmerne komponente struje. Sa izlaza tranzistorskog mosta se zatvara povratna sprega preko diferencijalnog pojačavača. To znači da je osnovna komponenta PWM napona ovde stabilisana sve dok modulator ne uđe u zasićenje. Transformator je prenosnog odnosa 55/220V, veličine jezgra EI120, sa kolutnim namotima. Njegov napon kratkog spoja nije meren ali je procenjen na oko 10%. Sa frekvencijom nedomulisanog signala od 10kHz i kondenzatorom od 4 μ F dobijen je napon zadovoljavajućeg oblika. Eksperimenti sa frekvencijom nedomulisanog napona od 5kHz su pokazali da je neophodno na red sa kondenzatorom u sekundaru dodati i prigušnicu.

Eksperimenti su vršeni i sa torusnim transformatorom. Zbog jako malih rasipanja, na izlazu je morao biti dodat kompletan L-C filter. Ovde se pojavio i problem uključenja zbog jakog strujnog udara i brze prekostrujne zaštite.

6. BLOK NAPAJANJA

Za napajanje elektronskih blokova potrebno je obezbediti napon od ± 12 V. Na raspolaganju je jednosmerni napon od 110 V. Za ovu svrhu je napravljen DC/DC pretvarač tipa flyback snage oko 10W. Ovaj pretvarač radi na frekvenciji od oko 20kHz do oko 50kHz u zavisnosti od njegovog opterećenja.

Pri ispitivanju kompletnog pretvarača pod opterećenjem osetio se uticaj interferencije frekvencije iz bloka napajanja tako što je prekostrujna zaštita reagovala nešto ranije.

7. ZAKLJUČAK

Cilj rada je bio da se napravi eksperimentalni model invertora sa PWM na bazi Goldbergovog modulatora i da se na ovom modelu uoče osnovne karakteristike. Pored ovoga stečena su i značajna

iskustva pri realizaciji drayvera, primeni transformatora i izlaznog filtera kao i sistemu aktivne prekostrujne zaštite. Tu je naročito interesantan način prenošenja signala preko optokaplera koji je postigao veoma kratko vreme reagovanja i obezbedio efikasnu zaštitu.

Dobijeni rezultati i opšti utisak autora je da bi zbog svoje jednostavnosti, ovakav pretvarač mogao biti interesantan za za primenu kod profesionalnih uređaja tipa UPS i slično.

LITERATURA

[1] R. Radetić, *Tranzistorski pretvarači snage*, Institut za bakar Bor, 1995.

Abstract - This paper show a solution of Goldberg modulator PWM invertor. Output voltage is very close to sine wave. Invertor is realized in analogous modulation technique so it is very simple. Active protection method is applied and invertor can sustain output short circuit without damage.

GOLDBERG MODULATOR PWM INVERTOR

Radojle Radetić

PUNJAČ AKUMULATORA REALIZOVAN NA BAZI TROFAZNOG IŠM ISPRAVLJAČA

Grabić Stevan, Vladimir Katić, Dušan Graovac
Fakultet tehničkih nauka, Institut za energetiku i elektroniku, Novi Sad

Sadržaj – Sa ciljem da se odgovori na savremene trendove i zahteve u oblasti punjača akumulatora, projektovan je i konstruisan ispravljač kontrolisan IŠM načinom upravljanja. U radu su najpre dati principi IŠM upravljanja ispravljačem, a zatim opis konstrukcionog rešenja i prikaz dobijenih rezultata testiranja u laboratoriji.

1. UVOD

Autonomna vozila na električni pogon deo su onoga što dolazi, a staviće u prvi plan punjače akumulatora visokih performansi. Zahtevi su: mali faktor harmonijske distorzije i jedinični faktor pomeraja mrežne struje, puna kontrola struje punjenja akumulatorskih ćelija (čime se smanjuje vreme punjenja i produžava vek akumulatora), fleksibilnost, u smislu biranja parametara punjača i strukture regulacije, i sl. Tranzistorski ispravljač, upravljan impulsno širinskom modulacijom (IŠM), polazna je ideja na osnovu koje je projektovan i praktično realizovan punjač akumulatora. Značajnu podršku dala su prethodna teorijska istraživanja i računarske simulacije rada ove konfiguracije [1,2,3].

Ovo rešenje zasniva na trofaznoj mostnoj strukturi ispravljača i projektovano je da

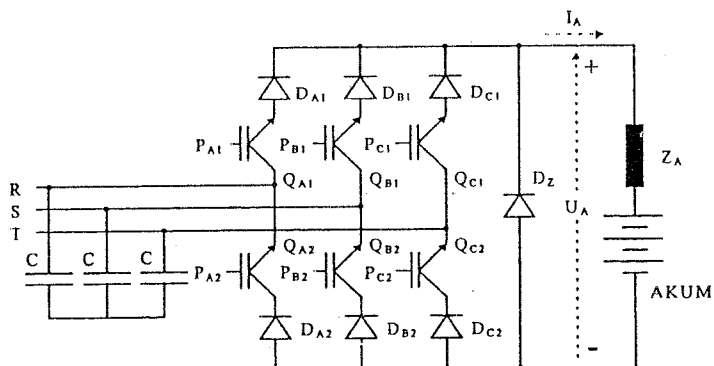
obezbeđuje 30A izlazne struje i do 450V izlaznog napona.

Kompletnu regulaciju rada uređaja i komunikaciju sa korisnikom obavlja mikrokontroler, koji upravljajući IGBT tranzistorima daje adekvatne odgovore na postavljene zahteve.

U radu su najpre dati principi IŠM upravljanja ispravljačem, a zatim opis konstrukcionog rešenja i prikaz dobijenih rezultata testiranja u laboratoriji.

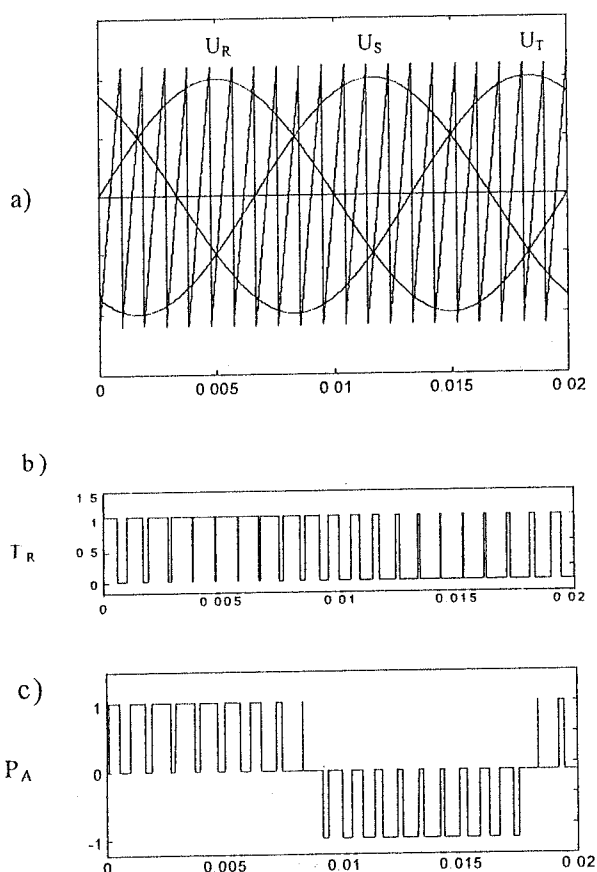
2. PRINCIPI REGULACIJE

Šema ispravljača upravljanog impulsno širinskom modulacijom data je na slici 1. Prekidačke elemente, u ovoj (strujnoj) topologiji ispravljača, čine redna veza IGBT tranzistora i diode. Zamajna dioda (D_z) inače nije deo te topologije, ali u nekim slučajevima može znatno da olakša upravljanje sklopom (režim aktiviranja prekostrujne zaštite, eliminacije dodatne detekcije režima rada i sl.). Na mrežne ulaze se vezuje kapacitivni filter ($3 \times C$). Zadatak mu je da, u kombinaciji sa ekvivalentnom induktivnošću mreže, potisne više harmonike struje koju punjač povlači iz mreže i samim tim smanji nivo harmonijskog zagađenja.



Slika 1. Energetski deo IŠM ispravljača

Upravljanje prekidačima se ostvaruje naponskim signalima, koji se dovode na gejtove IGBT tranzistora (P_{A1} - P_{C2}). Logika njihovog generisanja je identična onoj kod strujnog invertora. Ukratko: prvi korak je komparacija nosećeg testerastog ili trougaonog napona visoke učestanosti i konstantne amplitude sa modulišućim sinusnim signalima regulisane amplitude (tri sinusoide U_R , U_S , U_T , svaka sinhronizovana na odgovarajući fazni mrežni napon). Ovaj postupak je prikazan na slici 2.a). Proizvod komparacije su pomoćne prekidačke funkcije (T_R , T_S , T_T). Trougaoni nosilac ima prednost u odnosu na testerasti, jer je kod njega ostvarena ekvivalentna učestanost prekidačkih funkcija dva puta veća. To



Slika 2. Dobijanje upravljačkih PWM signala.

će kao krajnji rezultat dati dvostruko veću učestanost prekidanja tranzistora i povoljniji harmonijski sadržaj ulaznih i izlaznih struja ispravljača, čime je olakšana njihova filtracija. Međutim, iz razloga neuporedivo lakše implementacije na mikrokontroleru, primenjena je modulacija testerastog signala. Komparacijom U_R i

testere dobijen je signal T_R (slika 2.b). Analognim postupkom se dobijaju signali T_S i T_T .

U drugom koraku dobijaju se prekidačke funkcije grana međusobnim oduzimanjem T_R , T_S i T_T , tj. $P_A = T_R - T_S$, (slika 2.c), $P_B = T_S - T_T$, $P_C = T_T - T_R$. Pobudni signali tranzistora, P_{A1} - P_{C2} , direktno slede iz P_A , P_B i P_C , i to tako da se u odgovarajućoj grani (npr. A) pali gornji tranzistor ($P_{A1}=1$) kada je prekidačka funkcija te grane (P_A) jednaka 1, donji tranzistor ($P_{A2}=1$) za vrednost -1 , a oba su isključena kada je prekidačka funkcija te grane 0. Nulti napon potrošača, uz obezbeđen tok struje, određen je zamajnom diodom D_z .

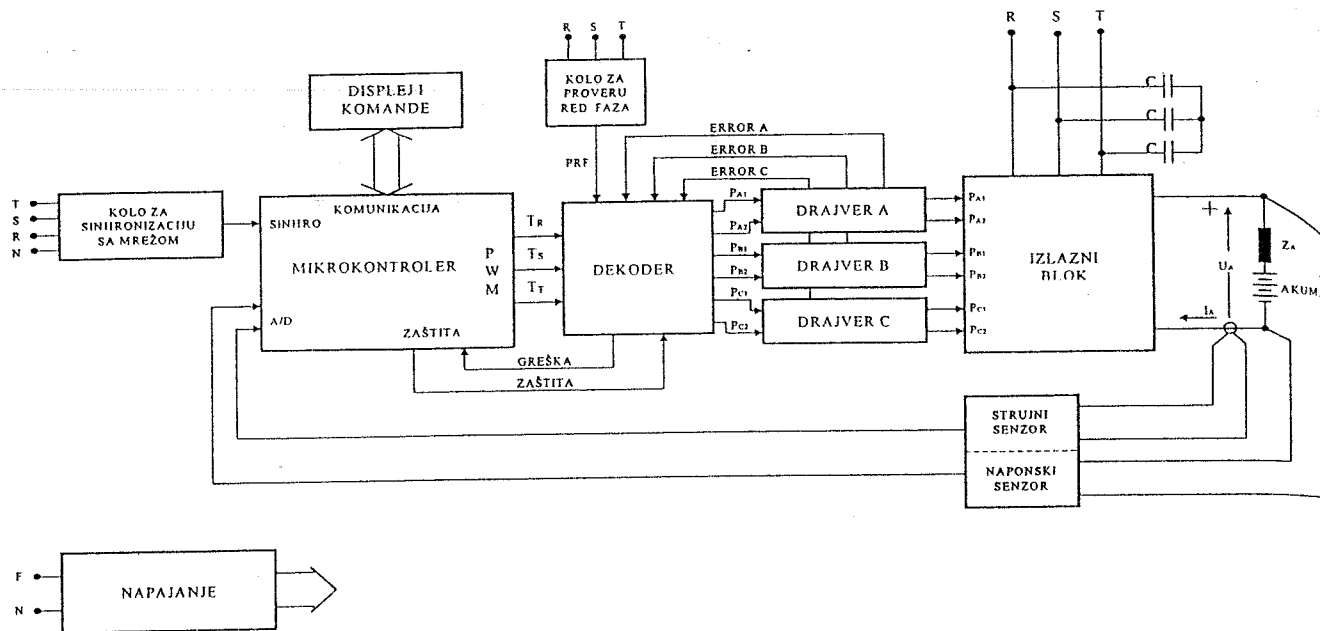
Zadavanjem amplitude sinusnog modulišućeg signala, ili što je isto, faktora modulacije, reguliše se faktor ispune IŠM signala, tj. veličina srednje vrednosti izlaznog napona U_A . Napon određuje struju punjenja akumulatora I_A .

3. KONSTRUKCIONO REŠENJE PUNJAČA

Punjač se sastoji od sklopova: IŠM ispravljača, senzora, sinhronizacije, upravljanja i regulacije (mikrokontroler), pogonskog dela (drajvera), unutrašnjeg napajanja, kola za proveru redosleda faza, i displeja sa komandama. Na slici 3 je data njegova blok šema.

Mikrokontrolerska kartica zauzima centralno mesto u uređaju. Bazirana je na 8-bitnom mikrokontroleru SIEMENS 80535. Glavni zadatak joj je generisanje pomoćnih prekidačkih funkcija i to na takav način da se ostvari regulacija izlazne struje. Ovaj problem obrađuje softver. Potrebni ulazni parametri su: zadati parametri punjenja, trenutne vrednosti struje punjenja i napona akumulatora, i sinhronizacioni impulsi. Korisnik pomoću displeja i komandi zadaje veličinu struje punjenja i napona baterija. Trenutna vrednost struje punjenja meri se strujnom LEM sondom, a napon naponskim razdelnikom, dopunjenog linearnim optokaplerom IL300 iskorištenog za galvansko odvajanje. Kolo za sinhronizaciju na osnovu mrežnih napona generiše sinhronizacione impulse.

Hardverski, odnosno dekodrom, ostvaruju se upravljački IŠM signali (P_{A1} - P_{C2}) na osnovu pomoćnih prekidačkih funkcija (T_R , T_S , T_T).



Slika 3. Blok šema punjača akumulatora

Posebnu dimenziju uređaju daju drajverska kola. Proizvod su firme SEMIKRON i imaju oznaku SKHI 21. Koriste se za upravljanje para IGBT ili MOSFET tranzistora u polumostnom spoju (smeštenih najčešće u jedan modul). Jedno drajversko kolo pogoni dva tranzistora u polumostnom spoju, znači jednu granu ispravljača, a obuhvata i izuzetno potrebnu zaštitnu funkciju uređaja. Ono objedinjuje sve potrebne funkcije u kompaktnoj hibridnoj strukturi:

1. viši galvansko odvajanje prekidačkih signala i napajanja za pobudna kola oba tranzistora;
2. detektuje strujno preopterećenje ili kratak spoj u izlaznom kolu merenjem napona kolektor-emiter V_{CE} na oba tranzistora. U takvim slučajevima prekida pobudu tranzistora i aktivira signal greške ERROR;
3. blokira dalji rad i aktivira signal greške u slučaju preniskog napajanja (V_S).

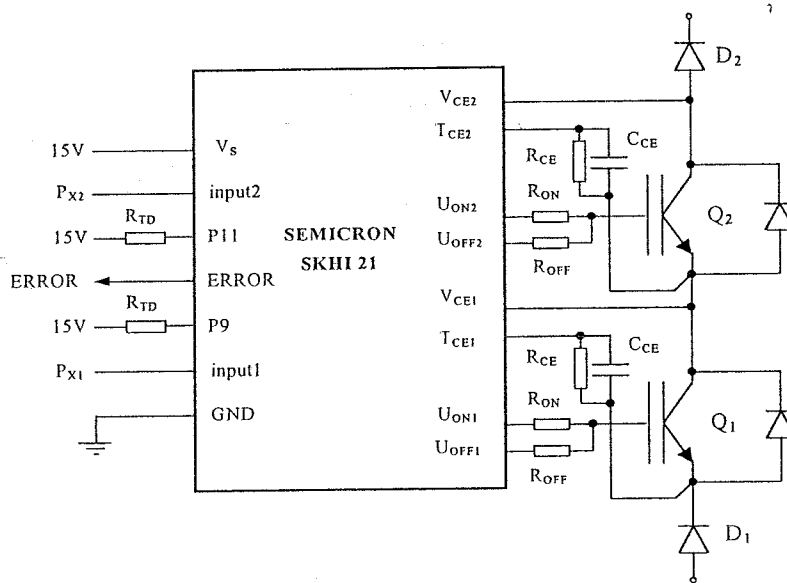
Signali grešaka (ERROR A, B, C), koje su detektovala drajverska kola i signal pogrešno priključenog redosleda faza ili ispada faza, iz kola za proveru redosleda faza, slivaju se u dekodersku karticu. Rezultat postojanja bilo kog od ovih, je signal greške upućen mikrokontroleru, koji sa svoje strane blokira rad uređaja aktiviranjem režima zaštite. Takođe sledi poruka korisniku o

nastaloj situaciji. Primena ovakvih elemenata značajno povećava pouzdanost rada celog uređaja.

4. OPIS RADA POGONSKOG KOLA (DRAJVERA)

Šema povezivanja drajvera na jedan tranzistorski modul prikazana je na slici 4. Spoljašnjim diskretnim elementima (otpornici i kondenzatori) korisnik prilagođava rad kola svojim zahtevima.

Drajver se napaja iz izvora 15V. Na ulaze 1 i 2 se dovode prekidački signali. Otpornicima R_{TP} povezanim jednim krajem na izvor napajanja, a drugim na ulaze P9 i P11, određuje se minimalno vreme koje protekne između gašenja jednog paljenja drugog tranzistora. Brzina paljenja i gašenja tranzistora se reguliše otpornicima R_{on} i R_{off} . Poznato je da se brzim uključanjem povećava pik inverzne struje rekuperacije zamajne diode, dok se brzim isključenjem javlja pik napona usled prisustva neizbežnih parazitnih induktivnosti na vodovima. Sa druge strane sporo uključenje i isključenje povećavaju dinamičke gubitke tranzistora.



Slika 4. Par IGBT tranzistora upravljani drajverskim kolom

Priključci za merenje napona kolektor-emiter (V_{CE}) direktno se spajaju na kolektore tranzistora. Strujno preopterećen tranzistor izlazi iz saturacije pa mu se povećava napon u uključenom stanju. Takođe, kratak spoj na potrošaču dovodi do toga da je zapravo neki od uključenih tranzistora direktno spojen na napajanje izlaznog dela. IGBT tranzistori su tako projektovani da pomenuta neregularna stanja mogu da izdrže, ali kratak period vremena (obično $10\mu s$). Drajverski blok posle kraćeg vremena zadržke po uključenju, poredi kolektorski napon sa internom referencom (6-9V). Podešavanje vremenske zadržke, potrebne da se dozvoli da tranzistor uđe u saturaciju, i reference ostvareno je otpornicima R_{CE} i kondenzatorima C_{CE} vezanih na ulaze T_{CE1} i T_{CE2} . U slučaju da napon V_{CE} , u uključenom stanju tranzistora, premaši zadatu vrednost, kontrolna logika blokira rad sklopa i signalizira nastalo stanje spuštajući napon na ERROR izlazu sa 15V na 0V. U ovom stanju drajver ostaje dok se ne resetuje, za šta je potrebno dovesti na oba ulaza (input) nulte napone. Isti oblik signalizacije greške sledi i ako napon napajanja drajvera padne ispod 13V. Tada je za vraćanje u normalan rad potrebno uspostaviti regularno stanje (15V).

Što se praktične problematike tiče, mišljenje je autora da treba skrenuti pažnju na dve stvari. Ovo drajversko kolo, kao i većina ostalih, predviđeno je za pobudu tranzistora u invertorskim kolima - zabranjeno je istovremeno uključivanje oba tranzistora. Posledica je to da se njima može realizovati samo jednokvadrantni režim rada ispravljača. U konkretnom slučaju dozvoljeno je

punjenje, ali ne i pražnjenje akumulatora. Drugo, primenjeno drajversko kolo je, osetljivo na indukovane smetnje na vodovima ulaznih signala. Posledica je aktiviranje signala zaštite. Međutim, pažljivo ožičenje, upotrebom širmovanog kabela, i oklapanje efikasno otklanjaju i ovaj problem.

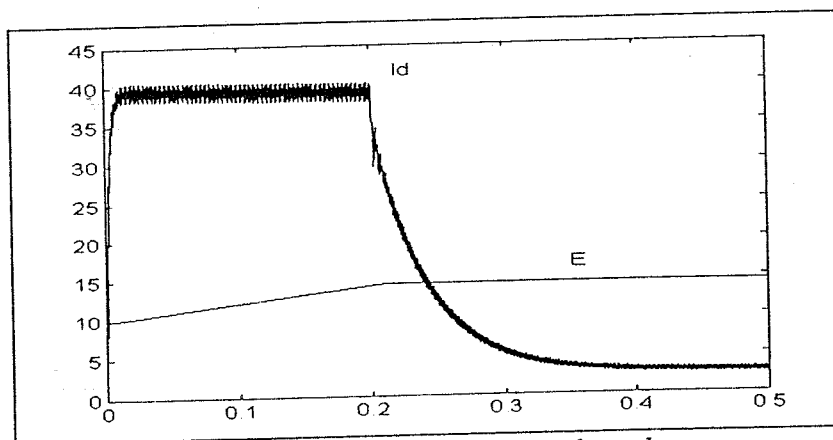
5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Dobijeni rezultati potvrđuju ispravnost izbora IŠM upravljanog ispravljača u funkciji punjača akumulatora. Slika 5 prikazuje primer karakteristike punjenja. Akumulator se puni konstantnom strujom dok napon na njemu ne dostigne vrednost blisku nominalnom naponu punjenja. Tada se prelazi na režim dopunjavanja konstantnim naponom.

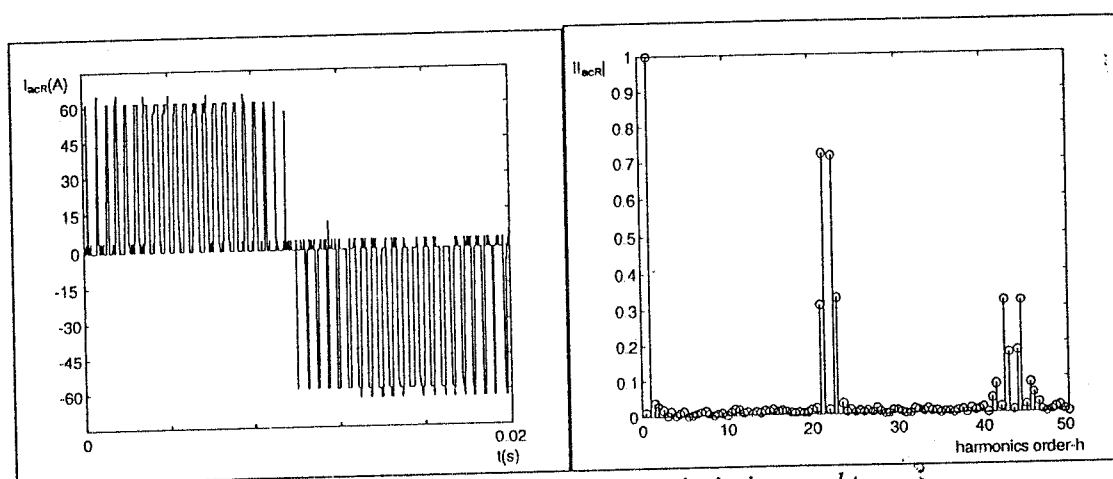
Na slici 6 prikazan je snimljen oblik nefiltrirane struje koju punjač vuče iz mreže i njen harmonijski spektar. Viši harmonici, koji i ovde nose dobar deo ukupne energije, izmešteni su u više delove spektra. Frekvencija nosećeg testerastog signala je 2,1kHz (50x42). Viši harmonici u spektru struje će prema tome biti skoncentrisani u okolini učestanosti jednakih celobrojnim umnošcima noseće (21, 42,...).

Spektar filtrirane struje (ispred kondenzatorskog filtra $3x C$) prikazan je na slici 7. Za razliku od klasičnih rešenja punjača akumulatora, realizovanim najčešće tiristorskim ispravljačem ili rednom vezom diodnog ispravljača i čopera, kod ovde predstavljenog rešenja kondenzatorski filter ima znatno lakši zadatak.

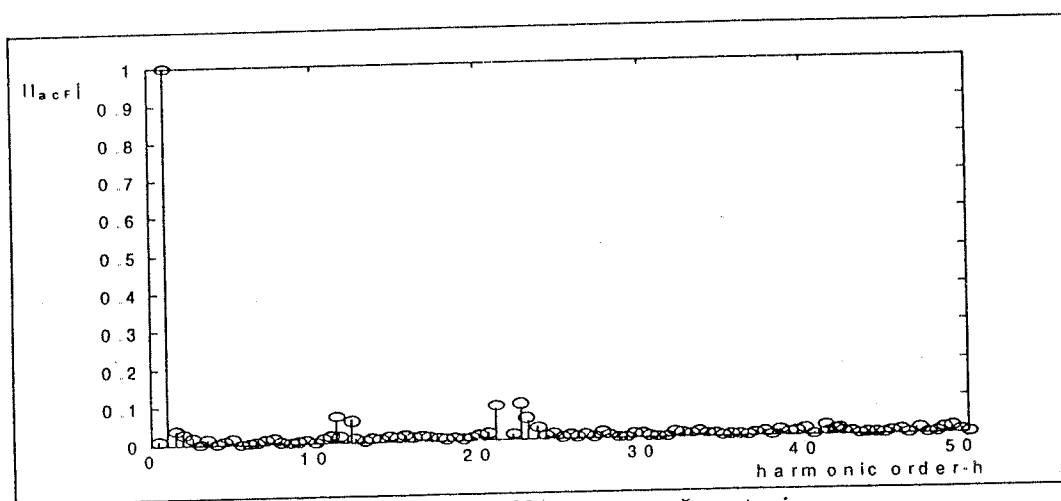
Potreban kapacitivan filter na ulazu IՄ исправљача je stoga manjih gabarita (kapaciteta), odnosno jeftiniji je. Ostvaren faktor harmonijske distorzije je zadovoljavajuće nizak, što je bio jedan od najbitnijih zahteva.



Slika 5. Karakteristika punjenja akumulatora



Slika 6. Nefiltrirana mrežna struja i njen spektar



Slika 7. Spektar filtrirane mrežne struje

5. ZAKLJUČAK

Nedostaci klasičnih punoupravljivih punjača akumulatora, realizovanih tiristorskim исправљачем ili vezom diodni исправљач-čoper, se ogledaju u osobini da injektuju više harmonike u mrežu, koje je zbog niske učestnosti teško efikasno

filtrirati. U predloženom rešenju oni su smanjeni uz nešto višu cenu samog pretvarača. Smatra se da je danas, i pored više cene, ovakav uređaj isplativiji od ranijih rešenja, s obzirom na manju potrošnju reaktivne energije i znatno manju emisiju viših harmonika struje u mrežu.

6. LITERATURA

- [1] N.Mohan, T.Undeland, W.Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley and Sons, Chicester, 1989
- [2] V.Katić, D.Graovac: "Izbor i optimizacija elektroenergetskog pretvarača za punjenje akumulatorskih baterija", *Izvori električne energije*, God.4, broj 2/97, Juli 1997, pp.421-432.
- [3] D.Graovac, V.Katić, "Modeling and Simulation of AC/DC Converter in Non-Standard Supply Conditions", *ELECTRIMACS'96*, Saint-Nazaire (France), 1996., pp.547-550.

Abstract – Need for a quality battery charges is fastly growing. Reasons are in approaching era of electric vehicles and tendency in low injection of current harmonics in supply network. In this paper are described principles of pulse-width modulation rectifier control, block diagram of a charger built and explanation of each block. Achived results confirm our belief that this solution is future in the area.

BATTERY CHARGER BASED ON THREE PHASE PWM RECTIFIER

Stevan Grabić, Vladimir Katić, Dušan Graovac

KONTROLERI PUNJENJA BATERIJA NOVE GENERACIJE

Zoran Cumbo, Branko Blanuša, Elektrotehnički fakultet Banja Luka

Sadržaj: U novije vrijeme pojavljuje se sve veći broj mobilnih elektronskih uređaja. Ovi uređaji po pravilu imaju vlastito baterijsko napajanje koje povremeno treba puniti. U ovom radu date su osnovne karakteristike ovih baterija i kontrolera namijenjenih za realizaciju punjača baterija. Takođe, prikazana je tipična topologija punjača realizovanih pomoću ovih kontrolera, određivanje parametara punjača i uporedna analiza karakteristika nekoliko tipova kontrolera

1. UVOD

Zadnjih godina sve se više koriste mobilni elektronski uređaji, kao što su Laptop i Notebook računari, mobilni telefoni, portabl video i stereo sistemi i sl. Svi ovi uređaji imaju i odgovarajuće baterijsko napajanje. Danas se u ovim sistemima koriste 4 vrste baterija. To su nikel-kadmijum (NiCd), nikel-metal-hidrid (NiMH), litijum-jon (Lithium-ion) i lid-acid (lead acid) baterije. Bitna karakteristika ovih baterija je da se one mogu puniti. Kao posljedica toga pojavila se i potreba za odgovarajućim punjačima. Pred ove punjače postavljaju se sljedeći zahtjevi:

- jednostavnost,
- niska cijena,
- mali energetski gubici,
- obezbjeđenje svih potrebnih modova rada (pretpražnjenje, punjenje i dopunjavanje),
- odgovarajuća strujna i naponska kontrola (indikacija stanja punjenja i moda rada),
- temperaturna, prekostrujna i prenaponska zaštita,
- programabilnost.

Mnogi poznati svjetski proizvođači (Benchmark, Unitrode, Linear Tehnology, MAXIM, Semitech) posljednje 2 godine intenzivirali su proizvodnju specijalizovanih kontrolera namijenjenih realizaciji ovakvih punjača. Ovi kontroleri su obično kao jedno integrisano kolo (8 - 24 pina) i mogu da obezbjede većinu zahtjeva postavljenih pred punjače. Kontroleri mogu da ostvare linearni, ili prekidački mod rada punjača. Linearni režim rada je zadržan samo kod nekih kola starije generacije. Uglavnom se koriste prekidački konvertori koji rade u režimu konstantnog napona ili konstantne struje u Buck i/ili Boost topologiji.

2. KARAKTERISTIKE BATERIJA

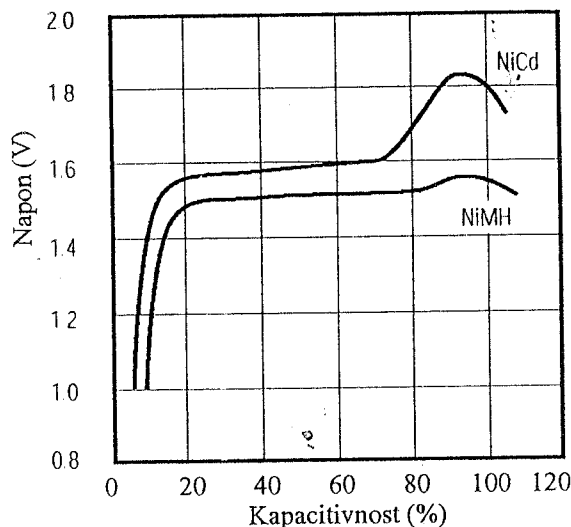
2.1 NiCd i NiMH baterije.

Obično se karakteristike NiCd i NiMH baterija posmatraju zajedno. Razlog za to su vrlo slične električne karakteristike. Osnovne karakteristike ovih baterija su:

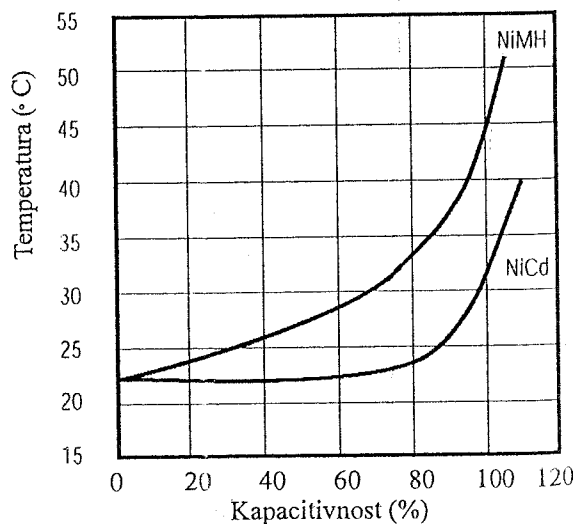
- nazivni napon 1.2V,
- kapacitivnost (600mAh - 2400mAh),
- radni temperaturni opseg 0°C do 45°C (za punjenje) i 20°C do 50°C (za pražnjenje),
- maksimalna kontinualna struja punjenja 1C, a pražnjenja 3C.

Na slikama 2.1 i 2.2 prikazane su naponska i temperaturna karakteristika punjenja ovih baterija. Neke specifičnosti ovih karakteristika mogu se iskoristiti za određivanje napunjenosti

baterija i kraja punjenja. NiCd baterije kada se napune imaju određeni naponski drop (negativnu promjenu napona $-\Delta V$). NiMH baterije imaju manji naponski drop i ovaj kriterij za određivanje napunjenosti može dovesti do greške i prepunjenja baterija. U pogledu temperaturnih karakteristika može se zapaziti da za 80% napunjenosti NiCd baterije imaju veoma malu temperaturnu promjenu, tek kada kapacitivnost baterija pređe 90% javlja se oštra temperaturna promjena. NiMH baterije sa povećanjem kapaciteta imaju bržu promjenu temperature i takođe u području oko pune napunjenosti imaju oštru temperaturnu promjenu. Ova osobina može se takođe koristiti za determinisanje napunjenosti baterija, odnosno određivanje kraja punjenja.



Slika 2.1. Naponska karakteristika punjenja NiCd i NiMH baterija.

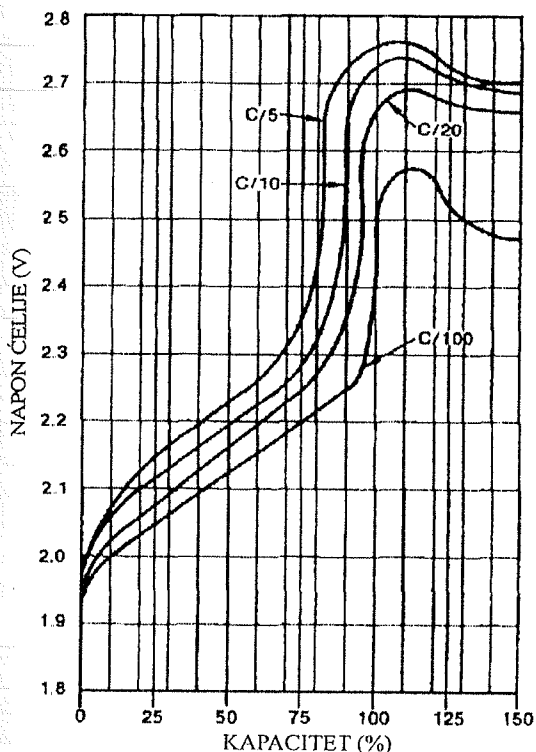


Slika 2.2. Temperaturna karakteristika punjenja NiCd i NiMH baterija.

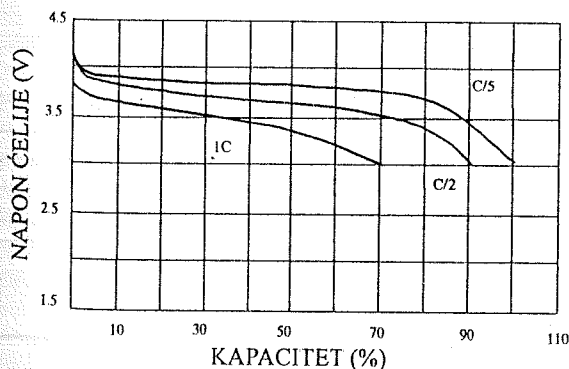
2.2 Lid-asid (lead acid) baterije

Lid asid baterije imaju veći nominalni napon od NiMH i NiCd baterija i on tipično iznosi 2.275V. Napon lid asid baterija je temperaturno zavisna i ima negativni temperaturni koeficijent $-3.9\text{mV}/^\circ\text{C}$. O ovome podatku treba posebno voditi računa pri detekciji kraja punjenja baterija, odnosno pri održavanju baterija. Radni temperaturni opseg ovih baterija je od -10°C do 50°C .

Na sl.2.3. prikazana je naponska karakteristika tipične lid asid baterije. Na karakteristici se uočava područje naglog skoka napona baterije kada se njen kapacitet približava vrijednosti 70-80% maksimalnog kapaciteta. Ta granica se uzima kao granica gdje se prekida proces brzog punjenja baterije i otpočinje proces punjenja do maksimalnog kapaciteta.



Slika 2.3. Karakteristika punjenja lid asid baterija.



Slika 2.4. Karakteristika pražnjenja litijum jon baterija.

granicama 3.4 do 4 V, zavisno od proizvođača i tehnologije izrade baterija. Zbog toga jedna litijum jon baterija može da zamijeni tri NiCd baterije. Litijum jon baterije imaju i najveću gustinu snage u poređenju sa NiCd, NiMH i lid asid baterijama. Tipičan napon gotovo prazne litijum jon baterije je 2.5V, dok je napon potpuno pune baterije 4.1V. Karakteristika pražnjenja litijum jon baterije prikazana je na slici 2.4. Sa karakteristike se vidi da napon litijum jon baterije vrlo blago opada sa njenim pražnjenjem, što je opšta karakteristika litijumskih baterija.

3. KONTROLERI PUNJENJA BATERIJA

Kontroleri punjenja namijenjeni za realizaciju punjača gore navedenih baterija i uglavnom su realizovani u formi jednog integrisanog kola (najčešće u 8 do 24 pinskom kućištu). Namijenjeni su za realizaciju brzih punjača velikog faktora iskorišćenja. Ovi kontroleri omogućuju realizaciju punjača sa sljedećim osobinama:

1. prekidački režima rada,
2. detekcija početnog stanja baterija,
3. različiti modovi rada punjača (pretpražnjenje, brzo punjenje, dopunjavanje i top-off punjenje),
4. indikacija moda rada punjača i stanja baterija,
5. mehanizmi za detekciju napunjenosti baterija i završetka brzog punjenja,
6. kontrola struje punjenja, napona na baterijama i temperature baterija.

Normalan način rada ovih punjača je prekidački. Za većinu kontrolera tipična prekidačka frekvencija je 100kHz. Izborom tako visoke prekidačke frekvencije smanjuje se veličina kalema u punjaču. Rad ovih punjača zasnovan je na mjerenju tri veličine. To je napon na baterijama, struja punjenja i kod nekih vrsta kontrolera temperatura baterija. Upravljački dio kod NiCd i NiMH punjača je veoma jednostavan komparator sa histerезisnom karakteristikom, dok je kod lid-asid i litijum-jon punjača upravljački dio, u principu impulsno-širinski modulator sa zatvorenom strujnom, i/ili naponskom petljom.

3.1 Punjenje NiCd i NiMH baterije

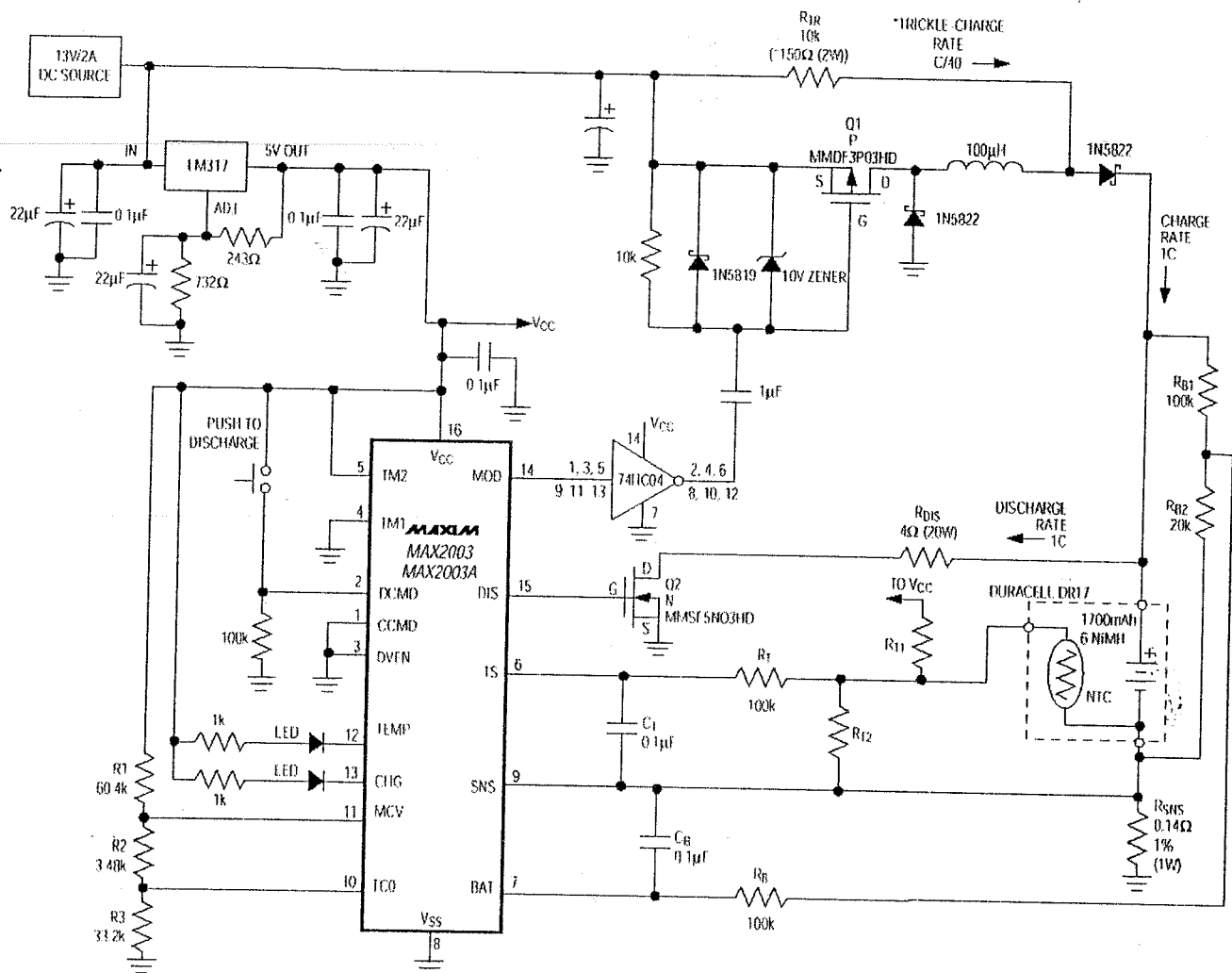
Karakteristike i način rada ovih punjača opisaćemo na topologiji punjača realizovanoj sa kontrolerom MAX2003 (slika 3.1).

3.1.1 Realizacija upravljačkog modula

Kontroleri za realizaciju punjača NiCd i NiMH baterija, mjere napon jedne ćelije baterije. Ako se mjeri napon baterije, neophodno je korištenje naponskog razdjelnika R_{B1} , R_{B2} (slika 3.1). Napon na ćeliji baterije $V_{BAT} - V_{SNS}$ vodi se u internu logiku kontrolera. Ovaj napon poredi se sa maksimalno dozvoljenim naponom ćelije (MCV kontrola), odnosno minimalno dozvoljenim naponom (EDV kontrola). Na osnovu ovih vrijednosti može se odrediti kraj brzog punjenja i punjenja do punog kapaciteta, odnosno (top-off) punjenja.

2.3. Litijum-jon baterije

Litijum jon baterije imaju najveći nominalni napon u odnosu na prethodno opisane tri vrste baterija. Ovaj napon se kreće u



Slika 3.1. Topologija punjača za NiCd i NiMH baterije realizovana sa kontrolerom MAX2003.

Za ove punjače regulatori su projektovani da podržavaju implementaciju prekidačkog algoritma za punjenje konstantnom strujom, ili za kontrolu punjenja iz vanjskog strujno regulisanog izvora. Obično se koristi prekidački mod i šent otpornik za mjerenje struje (R_{SNS}) (slika 3.1). Za gotovo sve kontrolere (Benchmark, Unitrode, MAXIM) SNS je ulaz u komparator sa histerezisom. Otpornik za mjerenje struje R_{SNS} određuje se tako da se obezbijedi željena srednja struja punjenja.

RC filter obično se vezuje na ulaze na koje se dovode signali o mjerenim veličinama radi filtriranja VF smetnji.

Jedna od karakteristika NiCd i NiMH kontrolera je i mjerenje temperature baterija. Za mjerenje temperature koristi se NTC termistor. Ovaj termistor ima nelinearnu zavisnost napona od temperature, tako da se paralelno sa njim veže naponski djelitelj kako bi se smanjio uticaj ove nelinearnosti (slika 3.1). Smanjenje uticaja nelinearne zavisnosti posebno je značajno ukoliko se kriterij ($\Delta T/\Delta t$) koristi za određivanje kraja brzog punjenja. Temperatura baterija mjeri se preko napona na ulazu TS kontrolera. Napon TS određen je izrazom 3.1.

$$V_{TS} = \frac{V_{CC} * \frac{R_{T2} * R_{NTC}}{R_{T2} + R_{NTC}}}{\frac{R_{T2} * R_{NTC}}{R_{T2} + R_{NTC}} + R_{T1}} \quad (3.1)$$

3.1.2. Opis rada punjača

U radu punjača realizovanog sa ovim kontrolerima imamo slijedeće karakteristične faze:

- detekcija početnog stanja baterija,
- pretpražnjenje (discharging),
- brzo punjenje (bulk charging, fast charging),
- punjenje do maksimalnog kapaciteta (top-off charging).

Detekcija početnog stanja baterija realizuje se prije svakog starta brzog punjenja. U toku detekcije ovog stanja vrši se provjera da li su baterije povezane u kolo punjača. Takođe, provjerava se napon baterija i njihova temperatura. Temperatura baterija mora biti unutar radnog opsega, a napon na ćeliji baterije ne smije biti manji od napona koji određuje kraj pretpražnjenja (1V za NiCd i NiMH baterije). U slučaju da je ovaj napon manji od napona koji određuje kraj pretpražnjenja, aktivira se režim oporavka baterija. Oporavak baterija ostvaruje se punjenjem baterija malom strujom (trickle charging). Za kontinualnu struju nominalne vrijednosti struje trebale bi biti C/16 za NiCd, C/40 za NiMH baterije, C/14 za litijum jon i C/100 za lid acid baterije. Određivanje ove struje u kontinualnom modu vrši se izborom otpornika R_{TR} (sl. 3.1) tako da je za NiMH baterije

$$R_{TR} = \frac{V_{DC} - V_{BAT}}{I(C/40)} \quad (3.2).$$

U sluĉaju da je detektovano prekoraĉenje temperaturnog opsega, ili da baterije nisu spojene u kolo punjaĉa, ne dozvoljava se prelazak u reŹim brzog punjenja.

PretpraŹnjenje je takođe opcija, koje imamo samo kod nekih kontrolera punjaĉa (Benchmarq 2003 i 2004, MAXIM 2003). Obiĉno se vezuje vanjski taster, kojim se startuje pretpraŹnjenje. Struja pretpraŹnjenja, odreĉena je otpornikom R_{DIS} (slika 3.1). Ova opcija je posebno znaĉajna kod NiCd baterija, jer se startovanjem brzog punjenja kod djelimiĉno ispraŹnjenih baterija mogu pojaviti naponski skokovi koji mogu prouzrokovati prekid punjenja.

Brzo punjenje javlja se pojavom jednog od slijedećih dogaĉaja:

- zamjena baterija,
- prikljuĉenjem ureĉaja na napajanje ($V_{CC} > 4.5V$),
- pojavom odgovarajućeg upravljaĉkog signala (ako su baterije u kolu i postoji odgovarajući napon napajanja).

Mogućnost startovanja brzog punjenja pojavom upravljaĉkog signala, odnosno promjenom naponskog nivoa na odgovarajućem pinu kontrolera, omogućuje vezvanje vanjskog tastera u kolo punjaĉa za start brzog punjenja. Startom brzom punjenja, aktivira se inicijalni period (hold-off period). U ovom periodu ne dozvoljava se završetak punjenja detekcijom naponskog dropa ($-\Delta V$). To je veoma znaĉajno, budući da se kod starta brzog punjenja, posebno kod starijih baterija mogu pojaviti naponski propadi.

Završetak brzog punjenja odreĉen je pojavom jednog od slijedećih dogaĉaja.

- negativna promjena napona baterija ($-\Delta V$),
- odgovarajuća promjena temperature u jedinici vremena ($\Delta T/\Delta t$),
- istekom programiranog vremena punjenja,
- prekoraĉenje dozvoljenog napona,
- prekoraĉenje dozvoljene temperature baterija.

Završetak brzog punjenja imamo normalno pojavom naponskog dropa ($-\Delta V$), promjenom temperature u jedinici vremena ($\Delta T/\Delta t$), ili istekom programiranog vremena punjenja. Negativna promjena napona baterije ($-\Delta V$) koristi se za detekciju kraja punjenja samo kod NiCd baterija kod kojih je ta promjena izraženija. Korišćenje uslova $\Delta T/\Delta t$ za kraj punjenja je pogodno za oba tipa baterija (NiCd i NiMH). Druge pojave koje mogu odrediti kraj brzog punjenja, javljaju se izuzetno i povezane su sa zaštitnim mehanizmima punjaĉa. Završetak brzog punjenja pojavom negativne naponske promjene imaćemo, ako je u 2 uzastopna mjerenja napona (V_{BAT}) promjena napona po ćeliji veća od 6mV. Informacija o naponu na ćeliji baterije uzima se svakih 34s.

Ako se promjena temperature u jedinici vremena ($\Delta T/\Delta t$) koristi za odreĉivanje kraja punjenja, brzo punjenje biće determinisano, ako je promjena napona u 2 susjedna mjerenja veća od 16mV. Provjera napona V_{TS} vrši se svakih 34s.

Završetak punjenja baterija može biti odreĉen i ako je isteklo vrijeme predviĉeno za brzo punjenje baterija. Ovo vrijeme zavisi od struje kojom se baterije pune. Struja punjenja i vrijeme potrebno za brzo punjenje baterija kod većine kontrolera programiraju se pomoću 2 ulaza (TM1 i TM2) slika 3.1. Naĉin programiranja predstavljen je tabelom 3.1. Vrijeme brzog punjenja predstavljeno je u minutama, a vrijeme inicijalnog perioda u sekundama.

Brzo punjenje može biti završeno i pojavom prekoraĉenja napona ili dozvoljene temperature baterija. Prekoraĉenje

napona imamo ako je izmjereni napona ćelije veći, ili jednak maksimalno dozvoljenom naponu. Odnosno $V_{BAT} \leq V_{MCV}$. Maksimalno dozvoljeni napon ćelije odreĉuje sam projektant punjaĉa. Za NiMH baterije on se obiĉno odreĉuje da bude 1.9V. Završetak brzog punjenja kao posljedica prekoraĉenja temperaturnog opsega imamo ako je izmjerni napon sa termistora, ulaz TS, manji, ili jednak naponu na ulazu TCO. Ovaj napon takođe odreĉuje sam projektant punjaĉa i za NiMH baterije obiĉno je 1.72V.

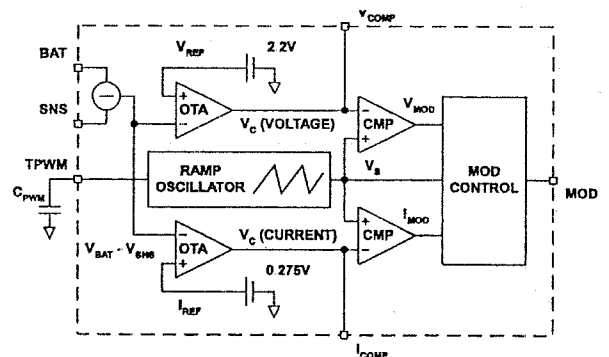
TM1	TM2	Struja brzog punjenja	Vrijeme brzog punjenja (min)	Inicijalni period (sek)
GND	GND	C/4	360	140
Open	GND	C/2	180	820
Vcc	GND	C	90	410
GND	Open	2C	45	200
Open	Open	4C	23	100
Vcc	Open	C/2	180	820
GND	Vcc	C	90	410
Open	Vcc	2C	45	200
Vcc	Vcc	4C	23	100

Tabela 3.1. Programiranje ulaza TM1 i TM2, kojim se odreĉuje struja brzog punjenja i vrijeme punjenja.

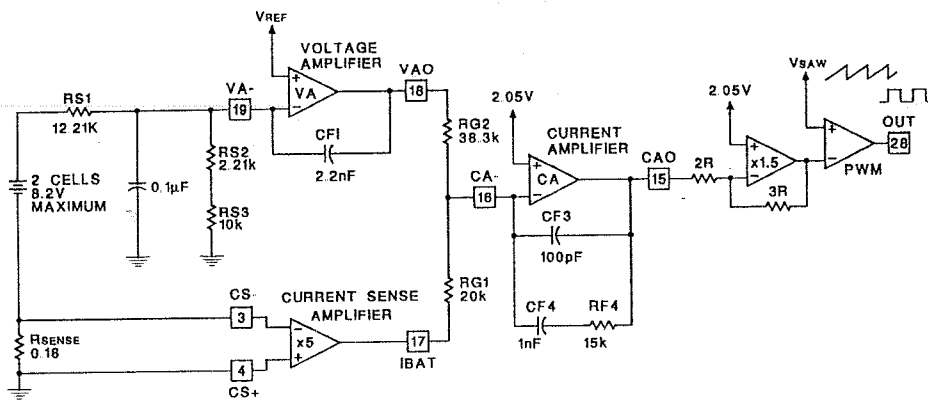
Punjenje do punog kapaciteta (top-off punjenje) je opciono i imamo ga kod nekih vrsta kontrolera. Omogućenje, ili onemogućenje ove opcije takođe se realizuje pomoću pinova za programiranje TM1 i TM2. Top-off punjenje je poslije brzog punjenja i omogućuje punjenje baterija do punog kapaciteta. Karakteristike ovog punjenja su vrlo slične onom koje imamo kod oporavka baterija, jedino je struja tipično 2 puta veća.

3.2 Punjenje lid acid i litijum jon baterija

Kao i kod NiCd i NiMH baterija na tržištu postoji ĉitav niz integriranih kola specijalno namijenjenih punjenju litijum jon i lid acid baterija. Tipični predstavnici integriranih kola za punjenje litijum jon baterija koji rade u prekidaĉkom reŹimu su MAX745 (MAXIM), bq2054 (BENCHMARQ) i UC3956 (UNITRODE). Od kola namijenjenih specijalno punjenju lid acid baterija pomenimo bq2031 (BENCHMARQ) i UC3909 (UNITRODE), koja takođe rade u prekidaĉkom reŹimu. Tipična topologija integriranog kola za punjenje je prikazan na slici 3.2.



Slika 3.2. Tipična topologija kontrolera punjaĉa baterija (unutrašnja struktura kola bq2031, MAXIM)



Slika 3.3. Pojednostavljena šema upravljanja integrisanog kola UC3956.

Zbog toga što se proces punjenja baterija odvija u modu konstantnog napona ili struje iz topologije kola se vidi da ono posjeduje dva impulsno-širinska modulatora, jedan za održavanje konstantnog napona a drugi za održavanje konstantne struje. Koji od modova će biti primjenjen u toku punjenja baterije zavise od stanja u kojem se ona nalazi.

3.2.1 Kontroleri punjenja litijum jon baterija

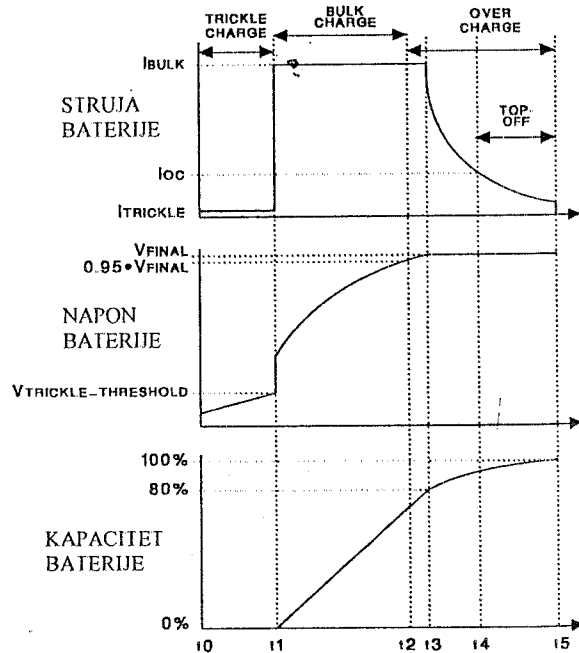
Kola za punjenje litijum jon baterija u suštini predstavljaju prekidački konvertor koji može da radi u strujnom i/ili naponskom modu rada. Kola posjeduju strujne i naponske pojačavače za detekciju napona i struje baterije i odgovarajuće referentne napone za poređenje. Princip rada objasnimo na primjeru kola UC3956 (UNITRODE). Slika 3.2. prikazuje napon, struju i kapacitet baterije u procesu punjenja. Slika 3.3. prikazuje pojednostavljeni dijagram upravljanja integrisanog kola UC3956. Vidi se da se tu radi o kontroleru sa upravljanjem srednjom vrijednosti struje (average current mode controll).

Proces punjenja odvija se u nekoliko faza. Prvo se vrši provjera da li je baterija prepražnjena ili je možda neka od ćelija kratko spojena. Procjena se obavlja na osnovu podatka da je napon skoro prazne litijum jon baterija 2.5V. Dakle ako je napon niži od 2.5V počinje proces oporavka baterije punjenjem tkzv. trickle strujom. Ta struja je mala i iznosi oko C/14 za litijum jon baterije. Na sl.3.2. proces oporavka baterije traje od vremena t_0 do t_1 . Za vrijeme procesa oporavka baterije izlaz naponskog pojačavača je u stanju visoke impedanse (slika 3.3.) tako da je aktivna samo povratna veza po struji, što znači da punjač radi u režimu konstantne struje.

Nakon oporavljanja baterije slijedi proces brzog punjenja koji se vrši strujom 1C (tipično). Za potpuno ispražnjenju bateriju potrebno je oko 60 minuta da se ona napuni na 80% njenog punog kapaciteta ako se puni strujom 1C.

Poslije procesa brzog punjenja nastaje proces punjenja baterije do njenog maksimalnog kapaciteta (top-off charging). Po pravilu, za tipičnu litijum jon bateriju, od ukupnog vremena potrebnog za punjenje baterije, 1/3 vremena je potrebna za brzo punjenje (od t_1 do t_2 na slici 3.2.) dok ostale dvije trećine vremena se troše za punjenje do maksimalnog kapaciteta baterije, (od t_2 do t_3 na slici 3.). U procesu brzog dopunjavanja aktivna je i strujna i naponska povratna veza. Stujna povratna veza je

programirana da drži konstantnu struju punjenja dok naponska povratna veza je u području zasićenja i drži izlaz pojačavača napona greške na 4.1V. Taj proces traje do 95% vrijednosti njenog nominalnog napona (od vremena t_1 do t_2). Nakon toga punjač ulazi u mod punjenja do maksimalnog kapaciteta baterije. U toku tog režima punjenja i naponska i strujna petlja su u regulaciji. Izlaz naponskog pojačavača počinje da opada, zbog toga izlaz strujnog pojačavača počinje da raste i sve se reflektuje u smanjenju struje punjenja baterije. Struja punjača opada dok se baterija ne napuni do njenog maksimalnog kapaciteta. Najčešći uslov za detekciju kraja punjenja je strujni uslov. Međutim, kada se kapacitet baterije približava svom maksimalnom kapacitetu struja punjenja ima vrlo malen nagib (sl.3.2.). S obzirom na varijacije te struje od pojedinog tipa baterije, strujni uslov nije pogodan uslov za detekciju 100% napunjenosti baterije.



Slika 3.2. Algoritam punjenja litijum jon baterija.

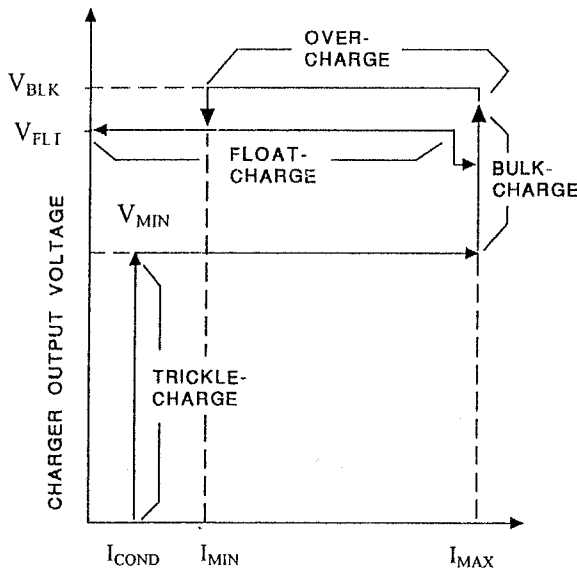
Da bi se izbjegla mogućnost prepunjenja baterije strujni uslov se postavlja u području gdje struja punjenja ima veći nagib. To je područje gdje je baterija skoro potpuno napunjena. Drugi, bolji način za detekciju kraja punjenja baterije je korištenje fiksnog vremena punjenja baterije do punog

kapaciteta, nakon procesa brzog punjenja. To vrijeme približno iznosi dvostruko vrijeme brzog punjenja baterije. Kolo UC3956 ima mogućnost detekcije napunjenosti baterije na bazi strujnog praga (u području većeg nagiba struje) i korištenjem fiksnog vremenskog intervala punjenja do maksimalnog kapaciteta. Na sl.3.2. u trenutku t_4 je dostignut strujni uslov napunjenosti odnosno baterija je gotovo puna. Nakon vremena t_4 moguće je izvaditi bateriju iz punjača, jer je ona gotovo potpuno napunjena. Pošto litijum jon baterije nemaju tkzv. memorijski efekat, nema razloga da se čeka trenutak t_5 koji predstavlja trenutak kada je baterija potpuno napunjena, pogotovo zbog toga što vremenski interval t_5-t_4 može da bude dosta dug. Dakle ako bateriju ne izvadimo iz punjača u trenutku t_4 punjač će nastaviti da puni bateriju do njenog punog kapaciteta pod kontrolom internog tajmera. Tipična vrijednost struje koja indicira skoro punu bateriju je oko C/10. Integrisano kolo bq2054 (BENCHMARQ) takodje omogućava realizaciju algoritma punjenja prema slici 3.2.

3.2.2 Kontroleri punjenja lid acid baterija

Proces punjenja lid acid baterija se odvija na sličan način kao i kod litijum jon baterija. Najbolje performanse punjenja lid acid baterija postižu se ako se punjenje odvija prema algoritmu prikazanom na sl.3.4. Ovakav algoritam punjenja podržava integrisano kolo UC3909 (UNITRODE). Proces punjenja se sastoji iz četiri koraka a to su:

- proces oporavka baterije (trickle current)
- proces brzog punjenja (bulk charging)
- proces punjenja do maksimalnog kapaciteta baterije (over-charge, top of charge)
- održavanje baterije (float-charge).



Slika 3.4. Algoritam punjenja lid acid baterija.

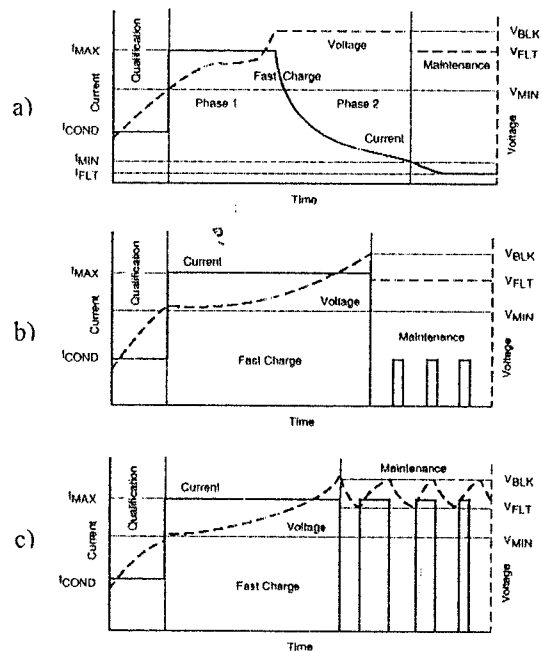
Proces oporavka je sličan procesu oporavka kod ostalih baterija, s tim što je struja oporavka kod lead acid baterija tipično C/100 ili još manja. Na slici 3.4. napon praga koji određuje oblast oporavka označen sa V_{MIN} . Taj napon tipično iznosi 1.7 do 1.9V na temperaturi 25°C.

U procesu brzog punjenja na bateriju se dovodi maksimalno dozvoljena struja punjenja koja zavisi od proizvođača i tipa baterije iznosi od C/5 do 2C. Dakle u ovom režimu punjenja punjač radi u režimu konstantne struje. Kraj procesa brzog punjenja nastaje kada napon na bateriji dostigne vrijednost V_{BLK} .

Nakon procesa brzog punjenja nastavlja se punjenje baterije do njenog maksimalnog kapaciteta. Ovo punjenje se odvija u modu konstantnog napona (V_{BLK}) i on iznosi od 2.45 do 2.65V po ćeliji zavisno od struje punjenja (napon V_{BLK} na sl.3.4.). Napunjenost baterije na 100% se prepoznaje po tome što struja punjenja padne na C/100. Međutim kraj procesa punjenja baterije do maksimalnog kapaciteta se postavlja na prihvatljivo malom nivou struje koji se obično uzima oko C/5.

Nakon završenog procesa punjenja do maksimalnog kapaciteta, baterija može da se podvrgne stanju održavanja njenog kapaciteta od sopstvenog pražnjenja. U ovom modu se takodje na bateriju dovodi konstantan napon (napon V_{FLT} na sl.3.4.). Izbor tog napona je posebno kritičan. Naime, promjena napona baterije od 5% u ovom modu može da rezultira u promjeni od 30% raspoloživog kapaciteta baterije. Taj napon mora da bude i temperaturno kompenziran zbog toga što je napon lid acid baterije temperaturno zavisna ($-3.9mV/°C$). Ako napon V_{FLT} nije kompenziran s obzirom na temperaturu baterije, može da dodje do prepunjavanja baterije i skraćivanja njenog radnog vijeka.

Moguće su određene varijacije u algoritmu punjenja baterija. Slika 3.5. prikazuje tri moguća algoritma punjenja lid acid baterije koja podržava kontroler bq2033 (BENCHMARQ). Algoritam prikazan na slici 3.5a) predstavlja praktično prethodno opisan način punjenja, odnosno, ekvivalentan je onom prikazanom na slici 3.5. No, ovo kolo omogućava još dva načina punjenja, slika 3.5b i 3.5c.



Slika 3.5. Različiti algoritmi punjenja lid acid baterija koje podržava integrisano kolo bq2031 BENCHMARQ).

Kod algoritma prikazanog na slici 3.5b praktično ne postoji granicu između brzog punjenja i tzv. punjenja do maksimalnog kapaciteta. Dakle baterija se do napona V_{BLK} puni konstantnom strujom. U procesu održavanja kapaciteta baterije primjenjuje se impulsni način, za razliku od naponskog moda sa naponom V_{FLT} kod prethodnog algoritma. Kod ovog algoritma kraj brzog punjenja može da se detektuje porastom napona na bateriji na vrijednost V_{BLK} ili detekcijom promjene Δ^2V , koj u stvari predstavlja mjerenje razlike susjednih odmjerača napona na bateriji. Prekid punjenja

nastaje kada je razlika veća od 8mV. U procesu održavanja kapaciteta baterije na bateriju se dovode impulsi struje amplitude $I_{MAX}/5$, a programski se može mijenjati faktor popune tih impulsa i on može da bude 0.5, 0.25 i 0.0625. Treći algoritam je sličan prethodnom. Kod ovog algoritma za detekciju kraja punjenja koristi se isključivo ulsov da napon na bateriji dostigne vrijednost V_{BLK} . U procesu održavanja kapaciteta baterije koristi se histerezni kontroler, sa naponima pragova V_{BLK} i V_{FLT} . Kada je napon na bateriji manji od V_{BLK} kontroler puni bateriju strujom I_{MAX} . Kada napon dostigne vrijednost V_{BLK} kontroler prekine punjenje, odnosno struja punjenja je 0. Kada napon na bateriji ponovo opadne na V_{FLT} kontroler opet počinje da je puni strujom I_{MAX} .

4. ZAKLJUČAK

Savremena tehnologija danas na tržištu nudi niz različitih tipova baterija sa povećanim kapacitetom uz mogućnost njihovog brzog punjenja, tipično strujom 1C. Kontroleri punjenja tih baterija su u formi jednog integrisanog kola, gdje je spolja potrebno dodati samo još par komponenti. Pošto rade na relativno visokoj prekidačkoj frekvenciji (tipično 100kHz i višoj), dodatni elementi su relativno malih dimenzija (kalem, kondenzatori). Uzimajući sve u obzir, realizovani punjači sa novim kolima za kontrolu punjenja su malih dimenzija i zbog relativno složenog algoritma punjenja vrše kvalitetno punjenje baterija, što omogućava njihov duži radni vijek (veći broj punjenja i pražnjenja).

LITERATURA

- [1] Laslo Balogh, "Implementing Multi-state Charge Algorithm with the UC3909 Switch-mode Lead-Acid Battery Charger Controller", Unitrode Corporation, 1997.
- [2] "Battery Charger Controller SC1766", Application Note, Semitech Corporation, 1997.
- [3] "Switch-Mode Power Conversion Using the Bq2031", Benchmarq Corporation, 1996.
- [4] "Bq2031 Lead-Acid Fast-Charge Integrated Circuits", Application Note, Benchmark Corporation, 1997.
- [5] "NiCd/NiMH Battery Fast-Charge Controllers", Application Note, MAXIM Products, 1997.
- [6] "Switch Mode Lithium-Ion Battery Charger Controller", Unitrode Products & Application Notes, 1998.
- [7] "Switch-Mode Lithium-Ion Battery Charger", Application Note, MAXIM Products, 1997.
- [8] "Off-Line Battery Charger Circuits", Unitrode Products & Application Notes, 1997.
- [9] "Fast Charge Development System DV2054S1", Application Note, Benchmarq Corporation, 1998.
- [10] "High-Side Current Sensing", Benchmarq Corporation, 1997.
- [11] "Fast-Charge Integrated Circuits Bq2002C, Bq2003, Bq2004", Application Note, Benchmark Corporation, 1995.

Abstract: There are more and more portable consumer products. These products usually have their own battery power supply unit. These batteries are rechargeable. In this paper is presented basic characteristics of batteries and controllers designated for battery charger applications. Also, typical topology, determination of charger parameters and comparison of characteristics of battery charger controllers are presented in the paper.

NEW GENERATION OF BATTERY CHARGER CONTROLLERS

Zoran Cumbo, Branko Blanuša

ODREĐIVANJE GRANICE IZMEĐU FREKVENCIJSKIH SEGMENTATA U OKVIRU SEGMENTNE SIMBOLIČKE SIMULACIJE

Predrag Petković, Vančo Litovski, Srđan Đorđević, *Elektronski fakultet Niš*

Sadržaj – Razmatra se problem definisanja granice između segmentata na frekvencijskoj osi koji nastaje tokom primene segmentne simboličke simulacije. Rad se odnosi na široku klasu elektronskih kola koja se mogu modelirati RC elementima i koja imaju jasno razdvojena tri frekvencijska opsega, a u srednjem frekvencijskom opsegu moduo funkcije kola ne zavisi od frekvencije.

1. UVOD

Nova generacija programa za simboličku analizu elektronskih kola iskoristila je prednosti koje su stvorene uvođenjem kako novih, simbolički orjentisanih programskih jezika [1, 2, 3], tako i tehnološkim razvojem hardvera. Na taj način višestruko su premašeni limiti koje su automatskoj simboličkoj analizi uspostavili zastareli algoritmi razvijeni šezdesetih godina [4]. Prednosti koje simbolička analiza nudi projektantima elektronskih kola i uređaja tako su primamljive da izazivaju želju za njihovom primenom na sve složenijim kolima. Nažalost, porast složenosti kola brži je od porasta mogućnosti koju pružaju savremeni programi za simboličku analizu. Ova disproporcija nastaje iz dva ključna razloga. Prvo, vreme potrebno da bi se izgenerisao algebarski izraz funkcije kola uz pomoć računara eksponencijalno raste sa porastom broja simbolički zadatih parametara, odnosno složenosti kola. Drugo ograničenje odnosi se na sposobnost obrade dobijenih složenih matematičkih izraza kako bi se stekao što jasniji uvid u uticaj pojedinih parametara na ponašanje kola.

Rešenje ovog problema danas se traži u automatizaciji postupka koji je svaki projektant elektronskih kola i do sada primenjivao, a to je svodjenje složenih izraza na dominantne parametre. Takav postupak naziva se aproksimacijom simboličkih izraza. U literaturi se ovaj problem detaljno obrađuje već duži niz godina. Strateški gledano, simboličkoj aproksimaciji pristupa se iz tri pravca. To su

- aproksimacija pre same analize poznata kao aproksimacija pre generisanja izraza za funkciju kola u simboličkom obliku [5], odnosno aproksimacija na topološkom nivou [6];
- aproksimacija tokom analize kola, odnosno aproksimacija tokom generisanja funkcije kola [7] ili aproksimacija na matičnom nivou [8] i
- aproksimacija nakon analize, odnosno generisanja funkcije kola [9] ili aproksimacija na nivou izraza za funkciju kola [8].

U laboratoriji LEDA (Laboratory for Electronic Design Automation) Elektronskog fakulteta u Nišu, koja se bavi automatizacijom projektovanja elektronskih kola, razvijeni su originalni metodi zasnovani na prvom i trećem, dok se ozbiljno razmatra i uvodjenje drugog pristupka.

Ovi metodi ugrađeni su u naše originalne programe za simboličku analizu, najpre u program *Synsim* koji je pisan na Lisp programskom jeziku i instaliran na PC računarima počev od verzije 386, pod MS DOS operativnim sistemom, a zatim i u program *SynsimC* koji je pisan na C programskom jeziku a instaliran je na Linux platformi na *PC Pentium - Pro* računaru.

Nedavno smo izložili jedan potpuno novi metod za simboličku analizu koji je zasnovan na aproksimaciji na topološkom nivou [10]. Naime, pokazali smo da je daleko efikasnije sa stanovišta brzine analize i kompaktnosti dobijenih rezultata da se umesto jedne kompletne analize kola u celom frekvencijskom opsegu, obavi više analiza u različitim segmentima na frekvencijskoj osi. Pri tome se ima u vidu da se vrednosti reaktansi pojedinih reaktivnih elemenata kola menjaju zavisno od segmenta u kome se obavlja analiza, tako da postaju dominantni ili se mogu zanemariti u odnosu na vrednosti ostalih elemenata kola. Za sada se razmatraju tri segmenta na frekvencijskoj osi. Konkretno, generišu se izrazi koji opisuju rad kola na niskim (LF - *Low Frequencies*), srednjim (MF - *Medium Frequencies*) i visokim (HF - *High Frequencies*) frekvencijama.

S obzirom da se aproksimacija obavlja na topološkom nivou, dakle pre generisanja funkcije kola, kao rezultat dobijaju se algebarski izrazi u kojima figurišu samo parametri kola dominantni u određenom segmentu. Naravno, ovi izrazi nisu tačni nego približni, tako da se ne radi o preciznoj analizi kola. Zato shodno terminologiji koja je definisana u [11], radije kažemo da se radi o *simulaciji* kola u simboličkom obliku. Imajući ovo u vidu metod smo definisali kao *Segmentna Simbolička Simulacija*, odnosno SSS, ili kraće 3S.

Ovaj rad posvećen je rešavanju jednog ozbiljnog zadatka koji proističe iz 3S. Naime, da se ne bi narušio osnovni duh *simboličke* simulacije, podrazumeva se da tokom generisanja izraza za funkciju kola nisu poznate tačne numeričke vrednosti parametara kola, već se zna samo njihov red veličine. Da bi dobijeni rezultati imali konkretnu primenu za poznate vrednosti parametara kola u numeričkom obliku, potrebno je da se odrede granice na frekvencijskoj osi koje razdvajaju pojedine segmente. Ovaj rad posvećen je rešavanju tog problema. Biće razmatrana široka klasa kola u čijim modelima figurišu

RC elementi, a u srednjem frekvencijskom opsegu ne sadrže reaktivne elemente.

Da bi se olakšalo praćenje obrazloženja postupka određivanja granice segmenata, u drugom odeljku biće ukratko definisani osnovni termini koji se javljaju u 3S simulaciji. Zatim ćemo, u trećem odeljku, razmatrati postupak određivanja granice između frekvencijskih segmenata u kolima kod kojih pri srednjim frekvencijama algebarski izrazi za funkciju kola ne sadrže reaktivne komponente. Potom će, u četvrtom odeljku, biti prikazani primeri koji ilustruju opisani metod.

2. SEGMENTNA SIMBOLIČKA SIMULACIJA

Funkcija mreže linearnog vremenski invarijantnog analognog kola je u opštem slučaju racionalna funkcija kompleksne frekvencije, s :

$$H(s) = \frac{a_n s^n + \dots + a_0}{b_m s^m + \dots + b_0} = \frac{N_n(s)}{D_m(s)} \quad (1)$$

Generalno, koeficijenti a_i , ($i=1, \dots, n$), odnosno b_j , ($j=1, \dots, m$) su nelinearne funkcije koje imaju oblik sume proizvoda simbolički zadatih vrednosti elemenata kola. Broj sabiraka sume kao i broj članova proizvoda eksponencionalno raste sa porastom složenosti kola, odnosno brojem simbolički zadatih parametara. Naravno, stepeni polinoma $D(s)$ i $N(s)$ zavise od broja reaktivnih elemenata u kolu. Zbog toga kod složenijih kola sa aktivnim elementima čiji modeli sadrže i parazitne kapacitivnosti, kompletan izraz za funkciju kola može da sadrži veoma veliki broj članova polinoma.

Imajući ovo u vidu, jasno je da izraz (1) postaje veoma složen i da njegovo generisanje može veoma dugo da traje. Uz to, takav izraz je nepregledan.

Primenom 3S simulacije dobijaju se, umesto ovog složenog izraza, tri jednostavnija izraza koji sadrže samo elemente kola koji su dominantni u LF (2a), MF (2b) i HF (2c) segmentu:

$$H_L(s) = \frac{a_{n_{LF}}^{(LF)} s^{n_{LF}} + \dots + a_0^{(LF)}}{b_{m_{LF}}^{(LF)} s^{m_{LF}} + \dots + b_0^{(LF)}} = \frac{N_{n_{LF}}^{(LF)}(s)}{D_{m_{LF}}^{(LF)}(s)}, \quad (2a)$$

$$H_{MF}(s) = \frac{a_{n_{MF}}^{(MF)} s^{n_{MF}} + \dots + a_0^{(MF)}}{b_{m_{MF}}^{(MF)} s^{m_{MF}} + \dots + b_0^{(MF)}} = \frac{N_{n_{MF}}^{(MF)}(s)}{D_{m_{MF}}^{(MF)}(s)}, \quad (2b)$$

$$H_{HF}(s) = \frac{a_{n_{HF}}^{(HF)} s^{n_{HF}} + \dots + a_0^{(HF)}}{b_{m_{HF}}^{(HF)} s^{m_{HF}} + \dots + b_0^{(HF)}} = \frac{N_{n_{HF}}^{(HF)}(s)}{D_{m_{HF}}^{(HF)}(s)} \quad (2c)$$

Ovi izrazi nastaju kao rezultat aproksimacije na topološkom nivou čime se dobijaju redukovana kola, tako da je $n_{LF}, n_{MF}, n_{HF} \leq n$ i $m_{LF}, m_{MF}, m_{HF} \leq m$. Naravno znak jednakosti važi u slučaju da je kolo dovoljno jednostavno tako da ne može da se redukuje

(tada i aproksimacija gubi smisao), ili u retkim slučajevima kada se radi o čisto otpornim kolima gde je $n_{LF} = n_{MF} = n_{HF} = n = 0$ i $m_{LF} = m_{MF} = m_{HF} = m = 0$. Otuda za složena kola važi da je ukupno vreme potrebno za generisanje sva tri izraza (2a, 2b i 2c) kraće od vremena potrebnog da bi se generisao izraz (1) [10].

Prilikom donošenja odluke o uticaju pojedinog elementa kola u okviru određenog segmenta na frekvencijskoj osi vodi se računa o relativnom odnosu veličina parametara. Naime, svim parametrima kola istog tipa dodeljuje se informacija o njihovom relativnom redu velične.

Za sada program raspoznaje parametre kola čije se vrednosti mogu tretirati kao male (S - Small), srednje (M Medium) i velike (L - Large). Zavisno od veličine admitanse svake grane, ona se može posmatrati kao kratak spoj ako admitansa pripada skupu L, odnosno prekidom, ukoliko admitansa pripada skupu S. Na taj način u kolu ostaju samo elementi čije admitanse pripadaju skupu M. Ovo je pojednostavljeno generalno pravilo koje ima izuzetke ukoliko se radi o granama koje definišu vrednosti kontrolišućih veličina u izvorima kontrolisanih strujom ili naponom na toj grani [6].

Naravno, prilikom određivanja uticaja reaktivnih elemenata, uzima se u obzir informacija o njihovim reaktansama na specifičnim frekvencijama. Ovdje treba napomenuti da se i greška aproksimacije zadaje, takođe u simboličkom obliku, kao fina (F - Fine) ili gruba (R - Rough). Na taj način obezbeđena je kontrola kvaliteta simulacije u simboličkom obliku.

Za ilustraciju topološke aproksimacije koja se odnosi na kapacitivnu granu, posmatraćemo admitansu ove grane u funkciji frekvencije. Kao parametar kojim se definiše odluka o tome da li se grana može smatrati kratkim spojem ili prekidom u kolu, posmatraćemo grešku aproksimacije.

U narednim tabelama prikazan je rezultat odluke o prihvatanju kapacitivne grane za analizu (M), ili njenom odbacivanju usled procene da se radi o otvorenoj grani (Open) ili kratkom spoju (Short). Tabela 1. pokazuje rezultate odluka u slučaju da se radi o finoj aproksimaciji, dok se Tabela 2. odnosi na slučaj grube aproksimacije.

Tabela 1. Fina aproksimacija kapacitivne grane

X_C	f=LF	f=MF	f=HF
C=S	Open	Open	M
C=M	M	M	M
C=L	M	Short	Short

Tabela 2. Gruba aproksimacija kapacitivne grane

X_C	f=LF	f=MF	f=HF
C=S	Open	Open	M
C=M	Open	M	Short
C=L	M	Short	Short

Izrazi (2a), (2b) i (2c) mogu da se tretiraju kao aproksimacija izraza (1) sve dok vaŹe zadati odnosi veliĉina meĉu elementima kola.

Metod 3S implementiran je u okviru programa za simboliĉku simulaciju SymsimC.

Oĉigledno je da su svi do sada pomenuti pojmovi koji odreĉuju veliĉinu ma kog parametra u izrazima (1) i (2) relativni. Brojne vrednosti kojima se definišu pojmovi visoka ili niska frekvencija u razliĉitim granama elektronike su potpuno razliĉiti. Ono Źto je u audio-tehnici visoka frekvencija, u mikrotalasnoj tehnici spada u vrlo niske frekvencije. Stoga je razumljivo da je za konkretnu primenu izraza (2a), (2b) i (2c) veoma znaĉajno da se utvrde graniĉne vrednosti frekvencija do kojih vaŹi svaki od njih, kada su poznate vrednosti parametara kola u numerikĉkom obliku.

3. ODREĐIVANJE GRANICA IZMEĐU FREKVENCIJSKIH SEGMENTATA

Graniĉne frekvencije izmeĉu segmenata zavise od brojnih vrednosti elemenata u kolu. Njihova taĉna vrednost moŹe se odrediti izjednaĉavanjem modula funkcije prenosa iz dva susedna segmenta:

$$|H_{LF}(j\omega_L)|(1+\delta_L) = |H_{MF}(j\omega_L)| \quad (3a)$$

$$|H_{HF}(j\omega_H)|(1+\delta_H) = |H_{MF}(j\omega_H)| \quad (3b)$$

gde su ω_L i ω_H graniĉne frekvencije izmeĉu LF i MF segmenta, odnosno MF i HF segmenta, respektivno, a δ_L i δ_H predstavljaju unapred specificiranu dozvoljenu relativnu greŹku. NaŹalost, kod sloŹenih kola gde stepeni polinoma u brojiocu i imeniocu izraza (2) mogu da budu veliki, ovakav postupak nije praktiĉan.

Da bi se postupak odreĉivanja ω_L i ω_H pojednostavio, polazimo od ĉinjenice da u okolini graniĉnih frekvencija dominiraju samo ĉlanovi najviŹeg stepena iz funkcije koja se odnosi na segment sa niŹim frekvencijskim opsegom, a ĉlanovi najniŹeg stepena iz funkcije koja se odnosi na segment sa viŹim frekvencijskim opsegom. Ukoliko MF segment ne sadrŹi reaktivne elemente, $n_{MF} = m_{MF} = 0$, tada u okolini ω_L postoji jedino zavisnost H_{LF} od frekvencije u kome dominira uticaj poslednja tri stepena tako da je:

$$H_{LF}(s) \approx H'_{LF}(s) = \frac{a_{n_{LF}}^{(LF)} s^2 + a_{n_{LF}-1}^{(LF)} s + a_{n_{LF}-2}^{(LF)}}{b_{m_{LF}}^{(LF)} s^2 + b_{m_{LF}-1}^{(LF)} s + b_{m_{LF}-2}^{(LF)}} \quad (4a)$$

dok je u okolini ω_H dominantan samo uticaj prva tri stepena polinoma iz H_{HF} , tako da vaŹi:

$$H_{HF}(s) \approx H'_{HF}(s) = \frac{a_2^{(HF)} s^2 + a_1^{(HF)} s + a_0^{(HF)}}{b_2^{(HF)} s^2 + b_1^{(HF)} s + b_0^{(HF)}} \quad (4b)$$

Na graniĉnoj frekvenciji ω_L , $|H_{LF}|$ teŹi da se poklopi sa $|H_{MF}|$. S obzirom da je to najviŹa frekvencija u LF

segmentu, u funkciji H'_{LF} je najdominantniji ĉlan uz najveći stepen, odnosno:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} H'_{LF}(s) = H_{MF}(s) = \frac{a_0^{(MF)}}{b_0^{(MF)}} = \frac{a_{n_{LF}}^{(LF)}}{b_{m_{LF}}^{(LF)}} \quad (5a)$$

Sliĉno vaŹi i za gornju graniĉnu frekvenciju. Naime ona odgovara najniŹoj fikvenciji u HF segmentu, tako na njoj dominira ĉlan uz najniŹi stepen funkcije H'_{LF} , odnosno vaŹi

$$\lim_{s \rightarrow 0} H'_{HF}(s) = H_{MF}(s) = \frac{a_0^{(MF)}}{b_0^{(MF)}} = \frac{a_0^{(HF)}}{b_0^{(HF)}} \quad (5b)$$

Odavde proizlazi:

$$|H'_{LF}(j\omega_L)| \approx \frac{a_{n_{LF}}^{(LF)}}{b_{m_{LF}}^{(LF)}}, \quad (6a)$$

$$|H'_{HF}(j\omega_H)| \approx \frac{a_0^{(HF)}}{b_0^{(HF)}}. \quad (6b)$$

S obzirom da izrazi (5a) i (5b) vaŹe za graniĉne vrednosti fikvencija, $s \rightarrow \infty$ i $s \rightarrow 0$, respektivno, moŹemo da uvedemo korekcionni faktor kojim bi prethodni izrazi mogli da se napišu u obliku jednakosti, kao:

$$|H'_{LF}(j\omega_L)|(1+\delta_L) = \frac{a_{n_{LF}}^{(LF)}}{b_{m_{LF}}^{(LF)}}, \quad (6a)$$

$$|H'_{HF}(j\omega_H)|(1+\delta_H) = \frac{a_0^{(HF)}}{b_0^{(HF)}}. \quad (6b)$$

Ovi korekcionni faktori predstavljaju, zapravo, relativno odstupanje $|H'_{LF}(j\omega_L)|$ odnosno $|H'_{HF}(j\omega_H)|$ od graniĉnih vrednosti ovih funkcija. Njihovu vrednost zadaje projektant, tako da je $0 < |\delta_L|, |\delta_H| < 1$. Mi smo usvojili da maksimalna vrednost odstupanja bude 1%, tako da je $|\delta_L| = |\delta_H| = 0,01$. Konaĉno, za poznate vrednosti koeficijenata funkcije kola i faktora δ_L i δ_H , lako se na osnovu (6a) i (6b) izraĉunava:

$$\omega_{LF}^2 = \frac{1}{2\delta_L + \delta_L^2} \left(\frac{b_{n_{LF}-1}^{(LF)2}}{b_{n_{LF}}^{(LF)2}} - 2 \frac{b_{n_{LF}-2}^{(LF)}}{b_{n_{LF}}^{(LF)}} \right) - \frac{(1+\delta_L)^2}{2\delta_L + \delta_L^2} \left(\frac{a_{n_{LF}-1}^{(LF)2}}{a_{n_{LF}}^{(LF)2}} - 2 \frac{a_{n_{LF}-2}^{(LF)}}{a_{n_{LF}}^{(LF)}} \right) \quad (7a)$$

$$\omega_{HF}^2 = \frac{\delta_H^2 + 2\delta_H}{(1+\delta_H)^2} \left(2 \frac{a_2^{(HF)}}{a_0^{(HF)}} - \frac{a_1^{(HF)2}}{a_0^{(HF)2}} \right) + \frac{b_1^{(HF)2}}{b_0^{(HF)2}} - 2 \frac{b_2^{(HF)}}{b_0^{(HF)}} \quad (7b)$$

Dobijeni izraza za frekvencije na granicama segmenata bliŹi su realnim reŹenjima ukoliko su ove frekvencije viŹe razdvojene odnosno ukoliko je srednjefrekvencijski opseg Źiri.

Odbacivanjem ĉlanova polinoma unosi se greŹka istog znaka za realne i imaginarne delove kao i module brojioca i imenioca prenosne funkcije. S obzirom da su greŹke u brojiocu i imeniocu istoga znaka, ukupna

greška aproksimacije modula prenosne funkcije na ovim frekvencijama manja je od grešaka koje se reflektuju na svaki od polinoma pojedinačno.

Izrazi koji sadrže količnike koeficijenata (7.a) i (7.b) ostavljaju mogućnost za dodatno aproksimiranje jer je čest slučaj da je znak grešaka u koeficijentima isti, tako da je greška količnika koeficijenata manja od grešaka u koeficijentima [9].

Pored toga, ukoliko se analizira kolo kod koga se frekvencija nule znatno razlikuje od frekvencije pola, svi izrazi za funkciju prenosa kola postaju znatno jednostavniji jer se zanemaruju koeficijenti $a_{nLF-1}^{(LF)}$ i $a_{nLF-2}^{(LF)}$, odnosno $a_1^{(HF)}$ i $a_2^{(HF)}$ u aproksimacijama odgovarajućih prenosnih funkcija.

4. PRIMERI

Rezultati primene postupka za određivanje frekvencija koje razdvajaju frekvencijske opsege segmenata ilustrovani su na dva primera. Za oba primera uradjene su po tri simulacije (na niskim, srednjim i visokim frekvencijama), a da bismo mogli da procenimo valjanost dobijenih rezultata, uradjena je i po jedna analiza celog kola. Kako je već ranije rečeno, 3S metod je ugrađen u program za simboličku simulaciju SysmsimC.

Prvi primer je lestvičasta RC mreža prikazana na slici 1. Lestvičaste mreže su pogodne za praćenje performansi programa za simboličku analizu u funkciji porasta složenosti analiziranog kola [12]. Ovo kolo iskorišćeno je u [10] da bi se ilustrovala efikasnost 3S simulacije.

Sve kapacitivnosti u rednim granama, C_S , proglašene su za L, dok su kapacitivnostima u paralelnim granama, C_P , dodeljene vrednosti S. Odvodnostima su dodeljene vrednosti M. Za tip aproksimacije usvojena je gruba, R, aproksimacija.

Shodno dodeljenim vrednostima i na osnovu rezultata prikazanih u Tabeli 2, sve kapacitivnosti u rednim granama imale su dominantan uticaj samo u LF segmentu, dok su kapacitivnosti u paralelnim granama imale uticaj samo u HF segmentu. U MF segmentu reaktivni elementi nisu imali uticaja.

Analizom kompletnog kola dobila se funkcija prenosa koja sadrži polinom 5. stepena u brojiocu i 10. stepena u imeniocu. Koeficijenti u brojiocu sadrže ukupno 1 sabirak koga čini proizvod od 10 elemenata, dok se u imeniocu javlja 5742 sabiraka. Analiza je trajala ukupno 949,87 s na računaru PC Pentium-Pro.

S druge strane, 3S simulacijom dobijena su tri izraza za funkciju prenosa. Tabela 3 pokazuje međusoban odnos složenosti dobijenih funkcija.

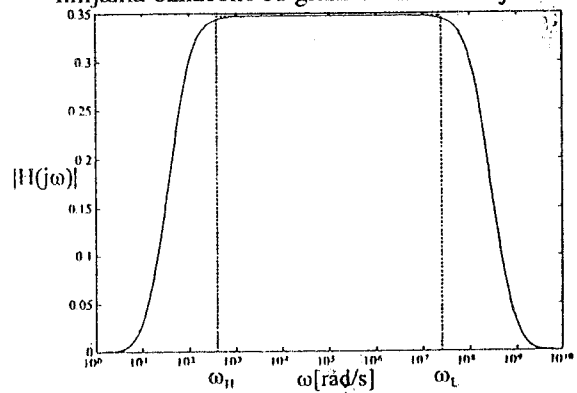
Ukupno vreme potrebno za sve tri simulacije iznosi 52,05 s.

Za brojne vrednosti elemenata od $C_P=1\mu F$, $C_S=10\mu F$, $G_S=1mS$, $G_P=0,1mS$ i za $|\delta_L| = |\delta_H| = 0,01$, dobija se na osnovu (7a) i (7b) $\omega_L = 404,81 \text{ rad/s}$ i $\omega_H = 2,47 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$.

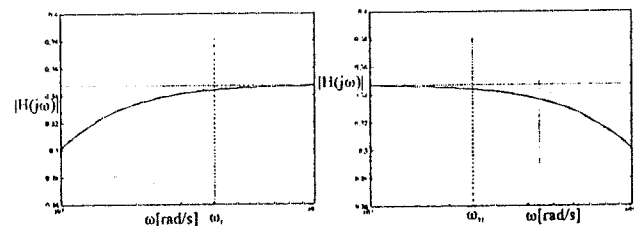
Tabela 3. Poređenje složenosti funkcija prenosa u različitim frekvencijskim segmentima (Sl. 1)

		Stepen	Broj sabiraka
H(s)	brojilac	5	1
	imenilac	10	5742
$H_{LF}(s)$	brojilac	5	1
	imenilac	5	571
$H_{MF}(s)$	brojilac	0	1
	imenilac	0	89
$H_{HF}(s)$	brojilac	0	1
	imenilac	5	535

Na slici 2.a prikazan je moduo funkcije prenosa celog kola (puna linija), zajedno sa modulima funkcija $H_{LF}(s)$, $H_{MF}(s)$ i $H_{HF}(s)$ (isprekidana linija). Vertikalnim linijama označene su granične frekvencije.



a)

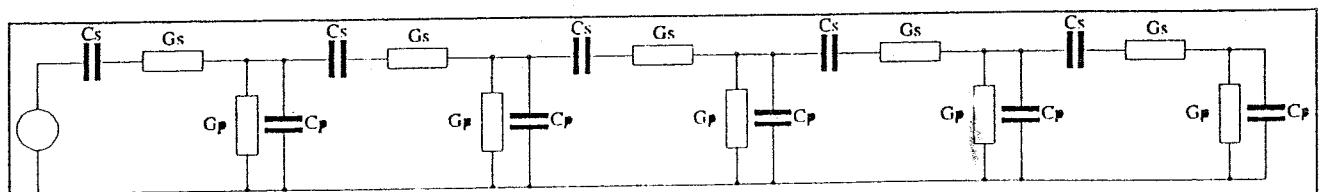


b)

c)

Slika 2. Moduo funkcije prenosa kola sa slike 1

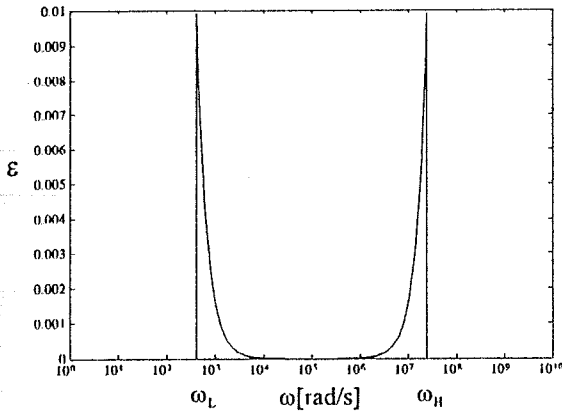
S obzirom da je usvojena greška od 1% dovoljno mala, na grafiku su se praktično preklapile karakteristike koje označavaju rezultate simboličke analize i 3S simulacije. Zbog toga su na slikama 2.b i 2.c dati detalji koji ukazuju na veličinu odstupanja u okolini graničnih frekvencija ω_L i ω_H , respektivno. Funkcija koja definiše relativno odstupanje:



Slika 1. Lestvičasto RC kolo

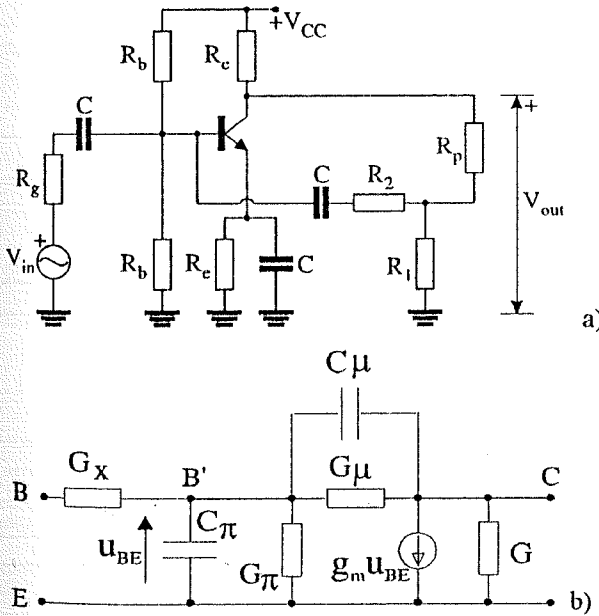
$$\epsilon(\omega) = \begin{cases} \frac{|H_{LF}(j\omega)| - |H(j\omega)|}{|H(j\omega)|} & \omega \in (0, \omega_L) \\ \frac{|H_{MF}(j\omega)| - |H(j\omega)|}{|H(j\omega)|} & \omega \in (\omega_L, \omega_H) \\ \frac{|H_{HF}(j\omega)| - |H(j\omega)|}{|H(j\omega)|} & \omega \in (\omega_H, \infty) \end{cases}$$

prikazana je na slici 3.



Slika 3. Relativno odstupanje rezultata 3S simulacije od rezultata analize kola sa slike 1.

Kao drugi primer razmotrićemo kolo pojačavača sa povratnom spregom sa slike 4.a, kod koga je tranzistor modeliran hibridnim Π modelom sa slike 4.b.



Slika 4. a) Pojačavač sa negativnom povratnom spregom
b) model bipolarnog tranzistora

Podaci o složenosti dobijenih izraza prikazani su u Tabeli 4. Pri tome treba imati u vidu da je analiza celog kola trajala 55,52 s, dok je ukupno vreme simulacije u sva tri frekvencijska segmenta iznosilo 9,38 s.

Tabela 4. Poređenje složenosti funkcija prenosa u različitim frekvencijskim segmentima (Sl. 4.)

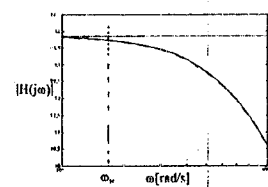
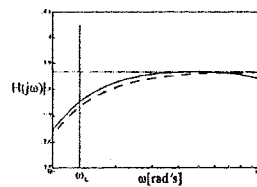
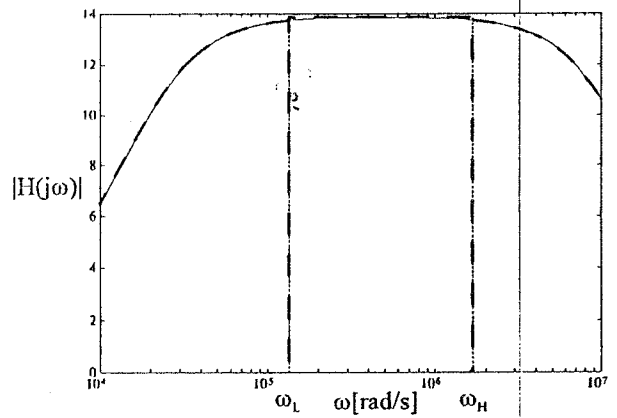
		Stepen	Broj sabiraka
H(s)	brojilac	4	104
	imenilac	5	2584
H _{LF} (s)	brojilac	3	53
	imenilac	3	1249
H _{MF} (s)	brojilac	0	9
	imenilac	0	141
H _{HF} (s)	brojilac	1	14
	imenilac	2	280

Tokom aproksimacije na topološkom nivou usvojeno je da kondenzatori C imaju veliku kapacitivnost (L), dok parazitne kapacitivnosti u modelu tranzistora imaju male vrednosti (S).

Za konkretne vrednosti od $R_g=1k$, $R_b=90k$, $R_c=5k$, $R_C=1k$, $R_p=3k$, $R_l=2k$, $R_2=30k$, $C_{s1}=1\mu F$, $C_{s2}=1\mu F$, $C_E=1\mu F$ parametre modela od $R_x=80\Omega$, $R_\pi=800\Omega$, $C_\pi=100pF$, $R_\mu=5M$, $C_\mu=3pF$, $g_m=50mS$ i $R_o=100k$, dobijeno je za $\delta_L=\delta_H=0.01$, $\omega_L=1,34 \cdot 10^5$ rad/s i

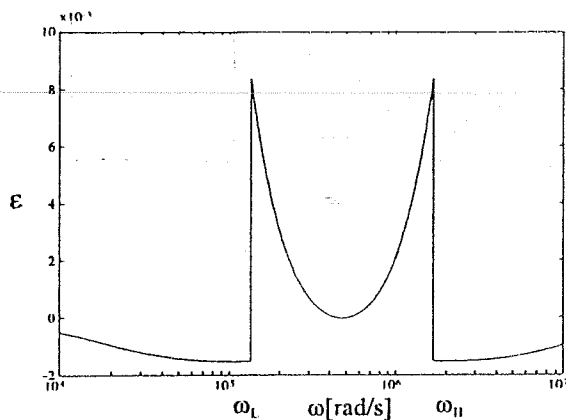
$$\omega_H=1,67 \cdot 10^7 \text{ rad/s.}$$

Rezultati analize (puna linija) i 3S simulacije (isprekidana linija) prikazani su na slici 5.a. Detalji u okolini graničnih frekvencija prikazani su na slikama 5.a i 5.b.



Slika 5. Moduo funkcije prenosa kola sa slike 4

Relativno odstupanje rezultata analize od rezultata dobijenih simulacijom prikazano je na slici 6.



Slika 6. Relativno odstupanje rezultata 3S simulacije od rezultata analize kola sa slike 4.

5. ZAKLJUČAK

Osnovna karakteristika simboličke analize složenih kola jesu glomazni algebarski izrazi kojima se opisuje funkcija kola. Jedan od načina da se poveća preglednost dobijenih rezultata jeste primena segmentne simboličke simulacije, 3S. Kao rezultat ove simulacije dobijaju se posebni izrazi u kojima figurišu samo parametri kola koji imaju dominantan uticaj u pojedinim segmentima na frekvencijskoj osi. Metod 3S ugrađen je u originalni program SymsimC. Automatizovana je simulacija u tri frekvencijska segmenta definisana u niskom, srednjem i visokom frekvencijskom opsegu. Rad je posvećen problemu određivanja graničnih frekvencija između segmenata za koje se dobija unapred specificirano relativno odstupanje kada se simboličkim vrednostima parametara kola dodele numeričke vrednosti. Obrađena je klasa RC kola kod kojih u srednjem frekvencijskom opsegu ne postoji uticaj reaktivnih komponenata. Postupak je ilustrovan na primeru lestvičaste RC mreže i pojačavača sa negativnom povratnom spregom.

6. LITERATURA

- [1] G. De Mey, "ASNAP, a symbolic network analysis program", *Int. J. Electronics*, Vol. 67, No. 3, pp. 385-392, 1989.
- [2] 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*, Vol. 24, No. 6, pp. 1587-1597, December 1989.
- [3] S. Manetti, "New approach to automatic symbolic analysis of electric circuits", *IEE Proceedings-G*, Vol. 138, No. 1, pp. 22-28, February 1991.
- [4] P. M. Lin, "A Survey of Applications of Symbolic Network Functions", *IEEE Trans on Circuit Theory*, Vol. CT-20, No. 6, pp. 732-737, November 1973.
- [5] Wambacq, P., F. Fernandez, G. Gielen, W. Sansen and A. Rodriguez-Vazquez, "Efficient symbolic computation of approximated small-signal characteristics of analog integrated circuits", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 30, No. 3, pp. 327-330, March, 1995.
- [6] V. Živković, P. Petković, "Topological Level of Symbolic Approximation in Analog Circuit", *Proc. 20th International Conference on Microelectronics - MIEL '95*, Niš, pp. 521-524, 12-14 sep. 1995.
- [7] M. Galan, F. Fernandez and A. Rodriguez-Vazquez, "A New 3-Matroid Intersection Algorithm for Simplification During Generation in Symbolic Analysis of Large Analog Circuits", *Proc. of ECCTD'97*, Budapest, pp. 1464-1467, September 1997.
- [8] P. Petković, V. Živković, "Symbolic Approximation in Analog Circuit Design", *Proc. of 18th International Spring Seminar on Semiconductor and Hybrid Technologies*, Sozopol, Bulgaria, pp. 275-284.
- [9] M. Topa, P. Wambacq, G. Gielen, W. Sansen, and E. Simion, "Postprocessing techniques for approximate symbolic networks functions of complex analog integrated building blocks", *Proc. of ECCTD'97*, Budapest, pp. 1464-1467, September 1997.
- [10] P. M. Petković and V. Živković, "Segmented Symbolic Simulation", *Proc. of Telsiks'97*, Niš, pp. 130-133, October 1997.
- [11] A. E. Ruchli, "Survey of Analysis, Simulation and Modeling for Large Scale Logic Circuits", *Proc. of 13th Design Automation Conference*, Nashville, Tennessee, June 29-July 1 1981, pp. 124-129.
- [12] G. Gielen and W. Sansen, "Symbolic analysis for automated design of analog integrated circuits", Norwell, MA: Kluwer Academic, 1991.

Abstract - Segmented symbolic simulation is a powerful tool for symbolic analysis of large analog circuits. It results with three separated symbolic expressions for three frequency segments, namely, low, medium and high frequencies. The paper considers a problem of determination of proper boundaries between segments when circuit parameters given in symbolic form are replaced by numerical values. We considered a class of RC circuits that are characterised by circuit function free of reactive elements within MF segment. The proposed method is illustrated with two examples.

Determination of boundary between frequency segments during segmented symbolic simulation

ДОПРИНОС СРБА СВЕТСКОЈ МЕТРОЛОГИЈИ ВРЕМЕНА

Љубиша Р. Голубовић,

Технички факултет у Чачку- Електротехнички факултет у Бањој Луци

Садржај - Дат је кратак историјски преглед развика метрологије времена од настанка људске цивилизације до данас. У оквиру тога обухваћени су значајни проналасци и фундаментални радови научника српског порекла.

Вероватно су, у давној прошлости, смене дана и ноћи и годишњих доба, изазвале у човеку прве представе о временском интервалу. Посматрањем звезда, које је уследило касније, човек је уочио везу између њиховог положаја и односа трајања дана и ноћи, који одређује ток годишњих доба. Тада, негде пре 5000 година, настаје астрономија, која је одиграла веома важну улогу у метрологији времена.

Астрономским осматрањима су веома тачно могли бити дефинисани годишњи и дневни временски интервали. Међутим, при мерењу временских интервала мањих од једног дана, морале су се изумити некакве интерполационе справе, које данас носе име часовници. Први часовници су се појавили у Грчкој, на Кипру и у Кини. То су били сунчани, на принципу померања сенке неког штапа у току дана, пешчани и водени, код којих је дужина мереног временског интервала сразмерна броју честица песка или броју капи воде и огњени, где је ток времена дефинисан брзином сагоревања неких врста свећа и фитиља.

Први механички часовници појавили су се тек у 15. веку. Тако на пример, 1404. године, православни свештеник српског порекла, по имену Лазар Србин, саградио је на Спаској кули у Москви часовник, који се после одређених реконструкција 1709. и 1920. године одржао до данашњих дана. Вероватно је свештеник Лазар био српски избеглица после Косовске битке и први Србин који се бавио метрологијом времена [1].

Слично, као што нам интерполациони часовници омогућавају мерење временских интервала мањих од основног (на пример годишњег), тако екстраполациони часовници мере временске интервале реда величине хиљаде и милијарде година. Захваљујући њима, ми се данас можемо вратити на милијарде година у прошлост. Такве часовнике заправо представљају одговарајуће врсте масених спектрометара, приреном којих се одређује тренутна вредност времена распада радиоактивних супстанци.

Угљенични часовник $C_6^{14} - C_6^{12}$ има примене код одређивања старости остатака живих организама. Изотоп угљеника C_6^{14} настаје у атмосфери Земље када атом азота N_7^{14} буде погођен неутроном из космичког зрачења, при чему се такође врши ослобађање антинутрина и β -честице. Атоми C_6^{14} имају време полураспада

$T_{0,5}^C = 5568$ година, када половина од њиховог почетног броја пређе у C_6^{12} . Приликом процеса фотосинтезе, скоро сви новонастали атоми C_6^{14} уграђују се у биљке, а затим у животиње, које се њима хране. Мерењем концентрације угљеника C_6^{14} и C_6^{12} у остацима биљака и животиња, одређује се њихова старост [1].

Настанак Сунчевог система данас се објашњава Теоријом Великог праска: звезда, која је имала врло висок унутрашњи притисак и температуру, реда величине као данашње Сунце, експлодирала је; као резултат тога настало је данашње Сунце, са скоро непромењеним саставом и планете, које су запремински знатно мање, услед чега су се брзо охладиле, а на њима су се појавили тешки, радиоактивни метали, између осталог и уран U_{92}^{238} . Протекло време од

тренутка Великог праска мери т.з. часовник $U_{92}^{238} - Pb_{82}^{207}$. Уран U_{92}^{238} има време полураспада

$T_{0,5}^U = 4,51 \cdot 10^9$ година, после чега половина од укупног броја његових атома пређе у олово Pb_{82}^{207} . Мерењем концентрације урана U_{92}^{238} и олова Pb_{82}^{207} у кори планета, као што је Земља, може се одредити временски интервал, који је протекао од тренутка Великог праска до данас; као што је познато, он износи око 4,5 милијарде година [1].

Други Србин, родом из Даља у Српској крајини, од 1909. године чувени београдски професор Небеске механике, академик Милутин Миланковић, сачинио је изванредну Теорију ледених доба. То је данас једина призната теорија ове врсте и сваким даном добија нове експерименталне потврде. Према Миланковићевој теорији, прецесионо кретање Месеца доводи до периодичних промена климе (отопљења и захлађења) са периодом понављања око 24000 година. Тако на пример, последње ледено доба карактеришу ледници, који су се простирали све до јужних граница данашње Мађарске. У току периода једног леденог доба, услед промене климе мења се састав флоре и фауне на одређеним географским ширинама Земљине лопте. Окамењене биљке и животиње у морима и океанима представљају слојевите насlage минерала на остацима биљака и животиња. Дебљина ових слојева зависи од спољашњих услова, односно климе и носи информацију о леденим добима, слично као што кругови на пресеку стабла дрвета носе информацију о броју протеклих година. Расецањем окамењене животиње (на пример

шкољке), бројањем и анализирањем слојева наслаге, може се утврдити колико је она стара и шта се у њеној околини дешавало током многих ледених доба [2].

Између осталог, професор Миланковић је творац, до данас најтачнијег календара, који нажалост Уједињене нације нису усвојиле, из разлога, само њима познатог. Узгред напоменимо, да је календар народа Маја, на острву Јукатан, у Централној Америци, чија је година имала 365,2420 дана, био 1,5 пута тачнији од грегоријанског, који је данас у званичном оптицају; цивилизацију Маја немилосрдно су уништили шпански завојевачи у 15. веку [1].

Година 1741. била је прекретница у морепловству. Тада је Енглеz Харисон изумио хронометар са челичном опругом, који је касније омогућио прецизно одређивање географске дужине, поуздану навигацију и безбедну пловидбу.

Кварцни часовник појавио се после Другог светског рата. Он представља кварцни електронски осцилатор са делитељем учестаности до одговарајућих стандарних временских интервала, делова секунде, секунде, минута, часова и дана. Карактерише га нестабилност боља од 10^{-6} , што представља мање од $\pm 0,1$ [s/dan], која настаје услед старења кристала кварца [8].

Група америчких научника, шездесетих година двадесетог века, конструисала је цезијумски атомски часовник. Код њега је утицај Доплеровог ефекта на ширину спектралне линије сведен на минимум, јер радну фреквенцију часовника одређује зрачење хиперфине структуре сепарацијом добијеног атомског млаза, нормалног на уздужну осу резонатора. Тиме се нестабилност смањује на вредност реда 10^{-13} [8]. Постављањем извора атома цезијума под правим углом у односу на површину Земље и коришћењем т.з. фонтанског ефекта, добијена је нестабилност реда 10^{-14} , а снижењем температуре атома на вредност реда микрокелвина, односно смањењем њихове брзине на вредност реда неколико сантиметара у секунди, нестабилност је померена чак до границе 10^{-16} . Цезијумски атомски часовник представља званични еталон Међународног система мерних јединица SI. Сличне метролошке карактеристике има и еталон са подониковим масером [8].

Као што се види, цивилизација на Земљи крупним корацима иде напред. Међутим, мајка Природа је ипак недостижна, што се још једном приликом показало: у правцу сазвежђа Магеланови облаци, постоји пулсар PSR 1937+21, који зрачи импулсе милисекундног интервала понављања и високе кохерентности основне фреквенције, чак реда 10^{18} [7]. Ово се може објаснити на следећи начин: висока кохерентност ласерског зрачења постиже се применом одговарајуће активне средине и квалитетног резонатора, при чему резонатор у принципу врши усредњавање у времену и простору; пошто су усредњавања у времену и простору за стационарне и ергодичне процесе равноправна, онда за пулсар код кога одсуствује резонатор, али зато има чак и 10^{30} пута веће број активних атома него ласер, преовладава усредњавање у простору, којим се управо и постиже поменута висока кохерентност зрачења и стабилност фреквенције. Људима преостаје да овакав поклон Природе само прилагоде својим потребама.

Трећи Србин, коме је посвећен овај чланак, јесте професор Богосав Ковачевић, рођен 06.01.1923. године у Дучиловићима код Чачка, оснивач Југословенске службе тачног времена и реализатор Југословенске временске скале [3], [4].

Југословенску временску скалу UTC-YU чинили су атомски часовници, лоцирани у својим матичним службама, Телевизији Београд, Савезном заводу за мере и драгоцене метале, Заједници југословенских пошта и Техничком оперативном центру Југословенске народне армије. При томе је часовник Телевизије Београд коришћен као водећи (мастер), док је усаглашавање временске скале UTC-YU са Међународном скалом UTC извршено преко часовника Савезног Завода за мере и драгоцене метале, уз помоћ пријемника временских сигнала из Медитеранског ланца Навигационог система Лоран С. Грешку усаглашавања временских скала UTC и UTC-YU на основу познавања просторних координата предајника и пријемника и одговарајућих корекција времена простирања требало је касније свести на минималну вредност. Свакако, бављење овом проблематиком било је отежано, због непознавања тачног положаја одговарајуће предајне станице система Лоран С.

Временски сигнали скале UTC-YU генерисани су на основу средње вредности показивања атомских часовника, који су улазили у њен састав, а њихова дистрибуција на целу територију тадашње Југославије вршила се из водећег часовника Телевизије Београд, преко земаљске телевизијске мреже. За инсертовање сигнала тачног времена у телевизијски сигнал биле су резервисане 19. и 332. линија које се налазе при врху телевизијског екрана и које се при нормалној подешености телевизијске слике не виде. Приликом сужења слике по вертикали, могла се видети хоризонтална линија са цртицама и прекидима различитих дужина, чија се конфигурација мења у времену и које представљају временски код показивања водећег часовника у Студију Телевизије Београд. Извлачењем временског сигнала из сигнала телевизијске слике, на пријемној страни, добијала се информација о тачном времену скале UTC-YU. Познавањем координата положаја предајне и пријемних антена и времена кашњења у везама и апаратури, грешка при дистрибуцији временских сигнала, после одговарајућих корекција била је сведена на вредности реда десетак до неколико десетина наносекунди, што претворено у дужину (како је волео професор Ковачевић да каже) износи неколико до неколико десетина метара. Обезбеђењем трансмисије сигнала тачног времена из програма Телевизије Београд у програме осталих студија, постигнута је прекривеност сигналима тачног времена читаве територије тадашње Југославије. Усаглашавањем радних кварцних са водећим атомским часовником Телевизије Београд, преко сигнала тачног времена извођених из телевизијских пријемника са читаве опслуживане територије, могла се на њој обезбедити једновременост скале UTC-YU са грешком реда десет до неколико десетина наносекунди [5]. Овако висока резолуција и територијална присутност сигнала временске скале UTC-YU омогућава њену примену при решавању проблема електронског одређивања

положаја објеката у простору и у навигацији, на које је професор Ковачевић паралелно распоређивао своје снаге.

На овај начин, била је припремљена широка основа, за бављење високим технологијама, са релативно малим улагањима. Уместо врло скуних телекомуникационих система, високих квалитета, професор Ковачевић је применио постојећи телевизијски систем, такође врло високих квалитета, али који може обављати додатне функције, са врло малим накнадним улагањима.

Међународно признање за свој успех, професор Ковачевић је добио самим тим што је његова телевизијска метода за дистрибуцију временских сигнала, од стране Радне групе 7 при CCIR, поред методе директног упоређивања и методе примене навигационих сателита GPS, препоручена за компарацију еталона времена и фреквенције, а њега примила за свог члана. Висока признања представљају и доласци у Београд и интересовање страних научнотехничких делегација и појединаца из тадашњег СССР, Индије, Кине, САД и других земаља, као и цитирања његових радова [4], [6].

Са појавом система сателитске телевизије, професор Ковачевић организује проучавање њихове додатне примене за дистрибуцију временских сигнала и компензације утицаја Доплеровог ефекта на тачности ове дистрибуције [5]. Једновремено се долази до рационалних и довољно тачних метода за одређивање тренутних вредности вектора положаја и брзине сателита и њихове примене у поступку корекције његовог положаја [9]. У то време, Југославија није поседовала телевизијски сателит, нити изнајмљени телевизијски канал, како би се обавили неки, за даљи рад неопходно потребни експерименти. Зимска олимпијада у Сарајеву била је прилика да се по замисли професора Ковачевића обаве многа мерења. После компликованих административних процедура, захтева и ургенција добио је негативан одговор, са кратким образложењем да је то "опасно по државну безбедност". Колико је тадашњу бирократију стварно занимао опстанак државе, показало се само неколико година касније.

Без обзира на здравствене проблеме, које је професор Ковачевић имао непрекидно, откад га моја генерација познаје, он се од метрологије времена и фреквенције није никад дистанцирао. Једноставно, то је била његова душевна храна. Једном од својих сарадника, на две недеље пред изненадну смрт, саопштио је да би требало организовати све људе који су радили под његовим руководством и написати једну добру монографију о мерењу времена и фреквенције. Било је том приликом и других идеја, о заједничкој монографији с Русима, који су се бавили сличном проблематиком а које је професор познавао, о обнављању телевизијског система за дистрибуцију временских сигнала, уз примене најсавременије технологије, рачунара и осцилоскопских картица, дистрибуцији временских сигнала преко телевизијских сателита.

Професор Ковачевић је умро изненада 23.03.1998. године. Отишао је крепког ума и непресушног елана са недовршеним предавањем о мерењу времена и фреквенције на свом радном столу, које је припремао за свечани јубилеј

Савезног завода за мере и драгоцене метале - 125 година од његовог оснивања. Може се рећи, да је професор Ковачевић уградно себе у темеље савремене југословенске и светске метрологије времена и фреквенције.

Списак литературе:

- [1] Ф.С.Забельский, *Время и его измерение. от биллионных долей секунды до миллиардов лет. издание третье. переработанное. издательство "Наука". Главная редакция физико-математической литературы, Москва 1972*
- [2] М.Миланковић, *Изабрана дела, књиге 1 и 2, Завод за уџбенике и наставна средства, Београд 1997*
- [3] Б.Ковачевић, *Временски систем Југославије, ЈУКЕМ, Будва 1982*
- [4] В. Kovačević, *New Possibilities for Time and Standard Frequency Dissemination over TV Networks, IX Conference of Precise Time and Time-Interval Applications, NASA, Washington dec. 1977*
- [5] В. Kovačević, В. Dimitrijević, М. Arsić, Лj. Golubović, *Precise International T/F Comparisons via Ground and Satellite TV Systems, New Delhi feb. 1981*
- [6] В. Kovačević, *Draft - Report of use of TV Satellites for T/F Transfer, Document CCIR - IWP 7/4, Genewa sept. 1981*
- [7] D.W.Allan, M.A. Weiss, and T. Pepplet, *In Search of the Best Clock, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.38. No 2, April 1989*
- [8] Н.Г.Басов, *О квантовој електронике, Наука, Москва 1987*
- [9] Л.Р. Голубович, *Автономное определение локации теллевизионного спутника, Космические исследования, Том 29, вып.3, Москва 1991*

Abstract - The short historical review of progress in the metrology of time from the commencement of the human civilization to this day is given. In the frame of this paper is include the inventions and fundamental works of Serbs descent scientists.

THE CONTRIBUTION OF SERBS TO THE WORLD METROLOGY OF TIME

МЕРЕЊЕ И БЛОКИРАЊЕ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНИХ СМЕТЊИ КОД НЕКИХ ПЕРСОНАЛНИХ РАЧУНАРА

Милојко Јевтовић, Војнотехнички институт ВЈ у Београду
Гордана Гардашевић, Електротехнички факултет у Бањалуци

Садржај - У раду су дати резултати мерења електромагнетних сметњи (ЕМС) код више типова персоналних рачунара (PC 386, PC 486, PENTIUM) укључујући неке индустријске верзије поменутих процесора. Описана је метода мерења ЕМС и дата је анализа резултата мерења. Такође су идентификовани извори електромагнетних сметњи. Предложено је решење којим се ефикасно отклањају електромагнетне сметње које генеришу неки типови персоналних рачунара.

1. УВОД

У неким применама персоналних рачунара (PC) јавља се проблем њихове компатибилности са електронским уређајима у њиховом окружењу, из разлога што PC рачунари генеришу електромагнетне сметње (ЕМС). ЕМС ометају рад телекомуникационих уређаја, посебно модема и радио-пријемника.

Технички проблем се може формулисати кроз захтев да се на PC рачунарима отклоне:

- 1) електромагнетне сметње (ЕМС) које угрожавају компатибилност видео-терминала са електронским уређајима у непосредном окружењу (рачунари, модеми, штампачи, други електронски уређаји);
- 2) електромагнетна зрачења (ЕМЗ) која су штетна по здравље корисника PC рачунара (посебно у микроталасном подручју електромагнетног спектра) и
- 3) информациона електромагнетна зрачења (ИЕМЗ) преко којих нежељено могу отицати подаци који се на PC рачунару обрађују, памте или приказују на монитору.

Када је у питању електромагнетна компатибилност, захтеви за ЕМС (поље сметњи и кондуктивне сметње) дефинишу се стандардима као што су IEC, JIS, MIL, SNO, VDE и др.

Захтеви за ИЕМЗ обично се постављају код PC рачунара који се користе у војним телекомуникационим и информационим системима. Ти захтеви (стандарди, норме) се у литератури не цитирају.

Иако су захтеви за дозвољене нивое ЕМС, ЕМЗ и ИЕМЗ међусобно различити, блокирањем једног типа сметњи, односно зрачења (на пример ИЕМЗ) блокирају се у одређеном степену и остала (ЕМС, ЕМЗ).

У овом раду реч је о мерењу и блокирању ЕМС код PC рачунара, које угрожавају електромагнетну компатибилност рачунарске и комуникационе опреме.

2. ДЕФИНИСАЊЕ ПРОБЛЕМА

Подела нежељеног електромагнетног зрачења на ЕМС, ЕМЗ и ИЕМЗ дата је у овом раду, пре свега према ефектима које зрачење изазива. С

обзиром на подручје које та зрачења захватају електромагнетном спектру [1], коректније је рећи да се ради о радио-фреквенцијским сметњама (РФС). Овако дефинисане РФС представљају електромагнетну енергију која изазива нежељене последице (угрожавање компатибилности, штетност по здравље, отицање информација). С обзиром на то у овом раду реч је о мерењу и блокирању поља кондуктивних РФС које генеришу персонални рачунари; у инжењерској пракси решење проблема ЕМС (односно РФС) олакшано је постојањем широког асортимана компонената и материјала [2], [3], [4].

Практичне потребе неких система за коришћење PC рачунара определиле су ауторе на то како да селекују рачунаре код којих треба мерити и блокирати ЕМС.

Другим речима, за мерење и блокирање електромагнетних сметњи одабрано је пет различитих типова PC рачунара и то:

- PC 486 SVGA (PC 486 std) са стандардном конфигурацијом (CPU, колор-монитор, тастатура);
- PC 486 индустријска верзија (PC 486 ind);
- PC PENTIUM (PC 586);
- PC 486 са модификацијама напајања и оклопљеним процесором (PC 486 mod);
- PC 386 EGA стандардна конфигурација (PC 386 std)

На овим типовима PC рачунара обављено је мерење ЕМС и идентификација извора зрачења.

3. МЕРЕЊЕ ЕМС И АНАЛИЗА РЕЗУЛТАТА

Мерење ЕМС вршено је коришћењем анализатора спектра, рачунара са плотером, антена опсег фреквенција од 15 kHz до 1 GHz и одговарајућих струјних сонди. Блок-шема мерења ЕМС, односно поља сметњи и кондуктивних сметњи, приказана је на сл.1. PC рачунари су напајани из извора најизменичивијег напона, док је PC 486 ind напајан једносмерним напоном из посебно изведеног DC/DC претварача напона.

Резултати мерења дати су на сл.2 и то: поља сметњи рачунара а) PC 486 mod, б) PC 586, в) PC 486 std, д) PC 486 ind, и кондуктивне сметње а) PC 486 std, б) PC 586, в) PC 486 mod и д) PC 486 ind.

При мерењу поља и кондуктивних сметњи, рачунари су били у нормалном радном режиму. Мерење ЕМС такође је вршено након увођења процесора у радни режим и при искљученом напајању монитора. Поређењем добијених резултата код пет поменутих типова PC рачунара уочава се да утицај ЕМС монитора занемарљив у односу на остале изворе сметњи. Другим речима, мерења су показивала да монитори не утичу на ниво ЕМС, тј. да зрачење веома мало и да је то зрачење знатно

дозвољених нивоа. Систематска мерења и лоцирање извора ЕМС показала су да су процесорска плоча и јединица за напајање највећи извори ЕМС.

Резултати мерења ЕМС показују да поменути типови рачунара генеришу радио-фреквенцијске сметње у врло широком опсегу од 15 kHz до 1 GHz. Извори који генеришу те сметње захватају различите фреквенцијске опсеге. Сметње које генерише јединица за напајање јављају се у опсегу од 15 kHz до 1 MHz, док се сметње које ствара централна процесорска јединица јављају у опсегу од 1 MHz до 1 GHz.

4. БЛОКИРАЊЕ ЕМС ПЕРСОНАЛНИХ РАЧУНАРА

Блокирање ЕМС персоналних рачунара отежано је чињеницом да се сложенији захвати не могу реализовати. То се, пре свега, односи на централну процесорску јединицу, модул за погон крутог диска, моделе за погон флексибилног диска и CD-а и др.

Један од поступака, који је дао задовољавајући резултат у отклањању ЕМС и лако се може применити, свакако представља екранизација ("оклапање") централне процесорске јединице. Овим поступком, како је приказано на сл.2а, омогућено је блокирање поља ЕМС. Може се успешно користити код свих типова PC рачунара, а посебно при блокирању ЕМС тзв. индустријске верзије PC-а (PC 486, PC 586).

Најзначајнији ефекат у блокирању ЕМС PC-а постиже се уградњом филтара и DC/DC претварача уместо решења јединица за напајање са импулсним претварачима која су иначе уграђена у PC. Једно могуће решење филтара са DC/DC претварачима дато је на сл.4. Модули DC/DC претварача напона $\pm 5V$ и $\pm 12V$ морају задовољити IEC стандарде за ниво ЕМС. Предложено решење се без већих тешкоћа може уградити у PC на месту постојеће јединице за напајање. Са овим решењем, како је показано у резултатима мерења на сл.1 и сл.2а, успешно се отклањају ЕМС и то како поље сметњи тако и кондуктивне сметње.

5. ЗАКЉУЧАК

Резултати мерења електромагнетних сметњи на неколико типова персоналних рачунара (PC 386, PC 486 индустријска верзија, PC 486, PENTIUM) показали су да су основни извори ЕМС - централна процесорска јединица и јединица за напајање са импулсним претварачем напона. Предложено је

решење које омогућава отклањање електромагнетних сметњи (уградња филтара, DC/DC претварача напона, оклапање централне процесорске јединице). Поменуто решења, односно дораде на PC рачунарима, омогућавају да се ниво сметњи сведе на дозвољене стандардизоване границе. Тиме се обезбеђује компатибилност персоналних рачунара са телекомуникационим уређајима и другим електронским уређајима у окружењу PC-а.

Оригиналан допринос аутора огледа се у откривању извора ЕМС у стандардним верзијама PC рачунара као и у техничком решењу којим се блокирају ЕМС.

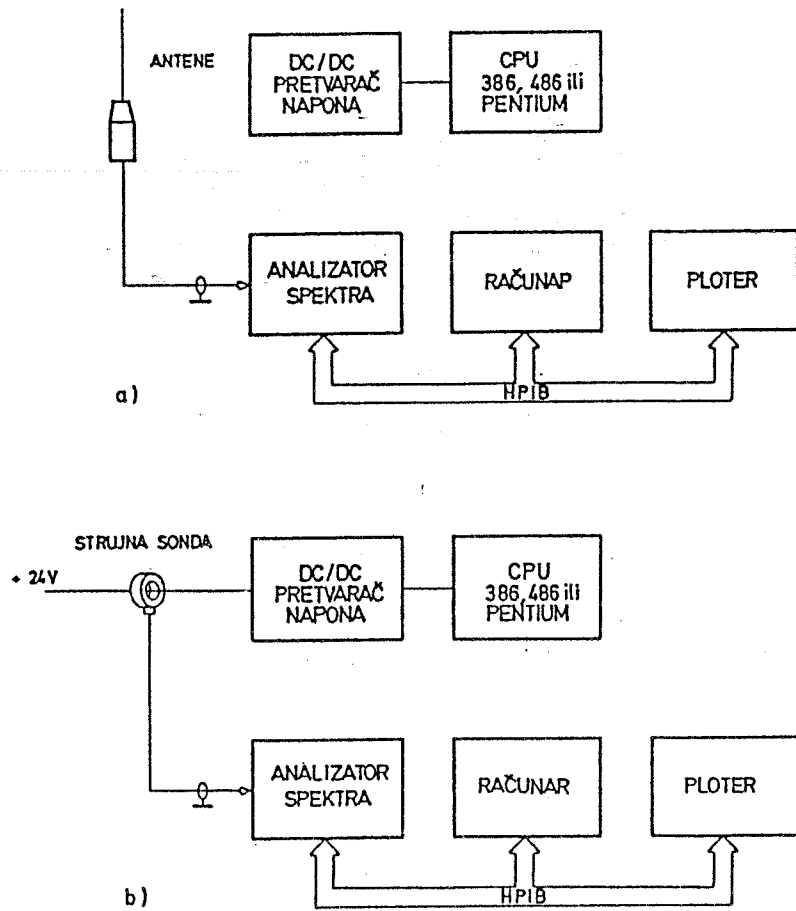
ЛИТЕРАТУРА

- [1] Јевтовић М. : "Нека искуства у блокирању електромагнетних сметњи на видео-терминалима", Телекомуникације No1, 1993.
- [2] CM EMI Suppression, Components, Filters, Siemens, Data Book, 1994.
- [3] DATEL: DC/DC Converters, Data Sheet, Product Line Catalog, 1998.
- [4] SOURTAV: "EMI/FEI Filter/Conectors", Product Catalog, 1992.

Abstract - In this paper, results of electromagnetic interruption (EMI) measurements on several PC types (PC 386, PC 486, PENTIUM) including some of industrial versions of mentioned processors, are presented. It is described the method of EMI measurement and the analysis of measurement results is given. Sources of EMI are also identified. It is purposed the solution for the effective EMI (which are generated by some of PC types) elimination.

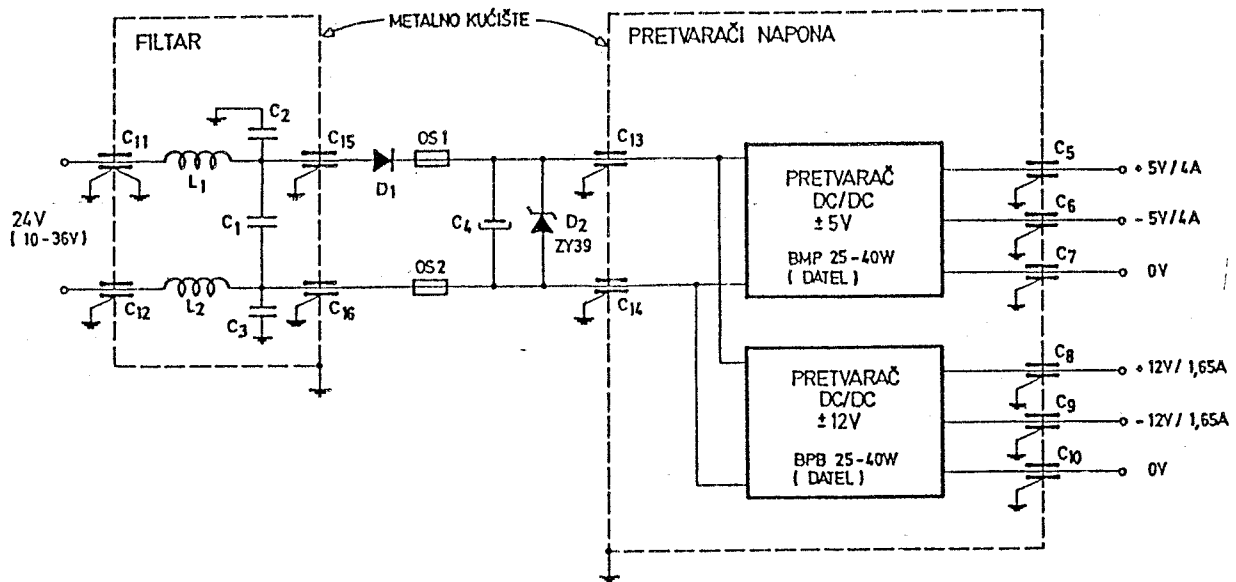
MEASUREMENT AND BLOCKING OF EMI IN SOME OF PC TYPES

Милојко Јевтовић
Гордана Гардашевић



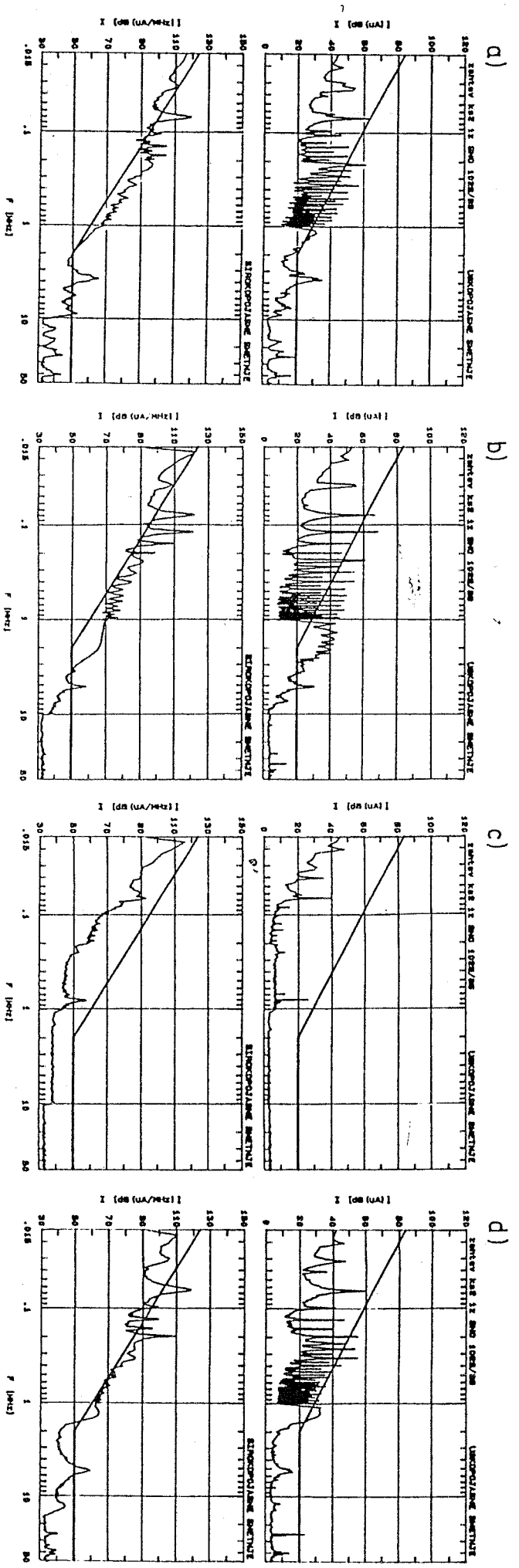
sl. 1 BLOK ŠEMA MERENJA ELEKTROMAGNETNIH SMETNJI

- a) polje smetnji
- b) konduktivne smetnje

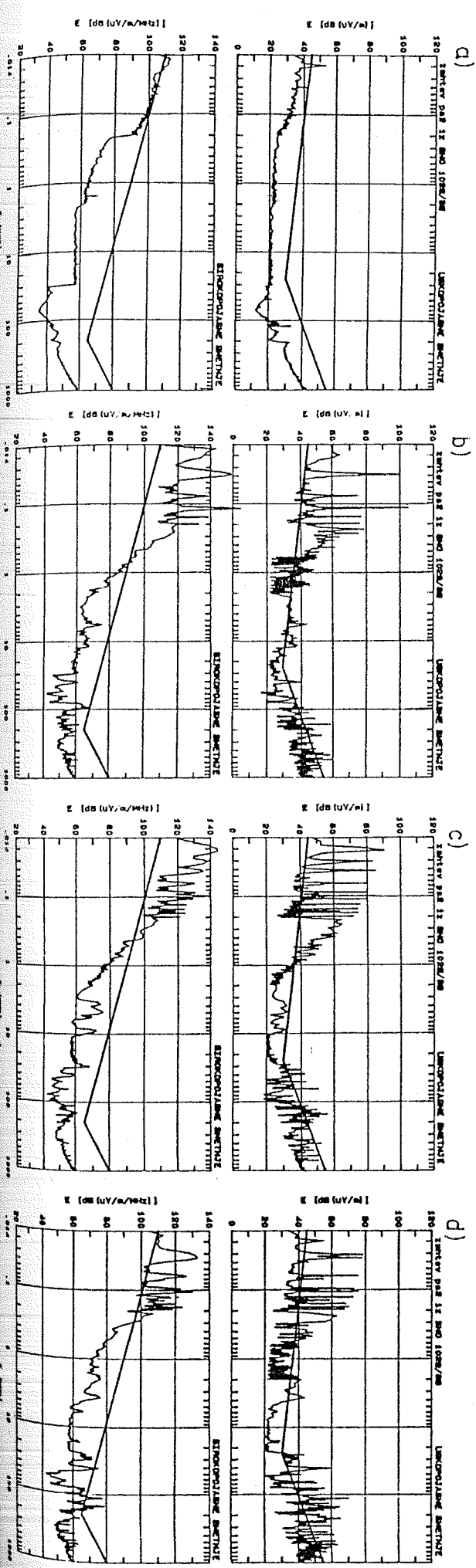


sl. 4 ŠEMA DC/DC PRETVARAČA ZA NAPAJANJE CENTRALNE PROCESORSKE JEDINICE (CPU)

sl. 3 KONDUKTIVNE SMETNJE (a) PC486 std b) PC 586 c) PC 486 mod d) PC 486 ind)



sl. 2 POLJE SMETNJI (a) PC 486 mod b) PC 586 c) PC486 std d) PC 486 ind)



JEDAN PRISTUP PROBLEMU ISTRAŽIVANJA INTELIGENTNIH SENZORA

Dr Miloško Jevtović, Vojnotehnički institut VJ, Beograd

Sadržaj - U radu je izložen jedan pristup problemu istraživanja tehničkih rešenja inteligentnih senzora. Definisana je matematička osnova i opisana metodologija istraživanja tehničkih rešenja (softvera) koja omogućava procesiranje signala u senzoru. Takođe su prezentirani do sada postignuti rezultati u istraživanju i realizaciji nekih funkcija inteligentnih senzora.

1. UVOD

Savremeni elektronski sistemi za zaštitu objekata i prostora osetljivi su na električne, magnetne, seizmičke i zvučne šumove okoline. Nisu imuni na uticaje vetra, snega, kiše, leda, prašine, sunčeve svetlosti kao i kombinacija različitih meteoroloških uticaja [1]. Pbrojani nepovoljni uticaji okoline u elektronskom sistemu zaštite dovode do alarma [1] koje izazivaju bezopasne pobude ("lažni alarmi") ali ih korisnik registruje kao realnu pretnju šticeenom prostoru ili objektu. Jedan od načina da se pomenuti problemi otklone i elektronski sistemi za zaštitu učine efikasnijim, predstavlja poboljšanje karakteristika senzora [2]. Senzori koji digitalnom obradom signala nastalih kao rezultat pobude omogućavaju da se identifikuje uzročnik pobude (pešak, grupa pešaka, vozilo/vozila, životinje), a imuni su na uticaje okoline, definišu se kao inteligentni senzori. Obradom signala koji se u senzoru generiše na određenu pobudu, inteligentni senzor generiše podatke (informaciju) o uzročniku pobude. Te podatke inteligentni senzor otprema korisniku u formi bloka binarnih simbola po određenom protokolu. Za razliku od klasičnih senzora [1], koji generišu alarmni signal u trenutku pobude, inteligentni senzor treba da omogući da se nakon obrade signala odredi putanja, pravac, smer, brzina i način kretanja. Od inteligentnih senzora se očekuje da identifikuju aktivnosti uzročnika koji je narušio bezbednost nekog prostora, na primer:

- pešak - trči; normalno hoda; sporo hoda; penje se na ogradu; seče ogradu (žicu); itd.
- vozilo točkaš u pokretu; vozilo točkaš na zastanku; vozilo guseničar u pokretu; tenk u pokretu itd;
- životinje u kretanju; životinje na zastanku;
- bezopasni uzročnik; udari vetra; grmljavina; udar groma; udari kišnih kapi i dr.

Drugim rečima, inteligentni senzor za razliku od klasičnih treba da omogući detekciju prisustva uzročnika, klasifikaciju tipa uzročnika i identifikaciju njegovih aktivnosti u realnom vremenu. Inteligencija (obrada signala i interpretacija rezultata u realnom vremenu) može se realizovati u centralnom procesoru koji upravlja funkcijama elektronskog sistema za zaštitu objekata [3], [4]. U ovom radu izložen je koncept distribui-

rane inteligencije, slučaj kada je senzor "inteligentan", tj. kada on obavlja obradu i interpretaciju rezultata.

2. MATEMATIČKA OSNOVA

Pri kretanju uzročnika (pešak, vozilo, životinja) u nekom prostoru (šticeenom senzorama) javljaju se seizmički i zvučni talasi odnosno termičke promene. Usled kretanja uzročnika dolazi do pobude senzora (geofon, mikrofonski kabl, akustički mikrofon, pasivni IC senzor i dr.) koji generišu odgovarajuće signale.

Signal nastao pobudom S_j definiše se relacijom:

$$s_j(t) = S \{u_j(t), t\} \quad (1)$$

gde $u_j(t)$ nosi deterministička obeležja uzročnika pobude $u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)$. Funkcije $u_j(t)$, $j=1, 2, \dots, m$, nisu eksplicitno prisutne u signalu $s_j(t)$ i do njih se može doći digitalnom obradom signala [2]. Na taj način se funkcija $u_j(t)$ može predstaviti skupom parametara:

$$u_j(t) = [U_1, U_2, U_3, \dots, U_m] \quad (2)$$

koji su tipični za određenu klasu uzročnika pobude [3]. Ti parametri su: srednje trajanje senzorskog signala, srednje trajanje intervala između dve uzastopne pobude, minimalno srednje trajanje signala, šepstrum, raspodela spektralne gustine snage (broj i pozicija "pikova"), broj i pozicija maksimuma u spektrima višeg reda senzorskog signala i dr. [2], [3].

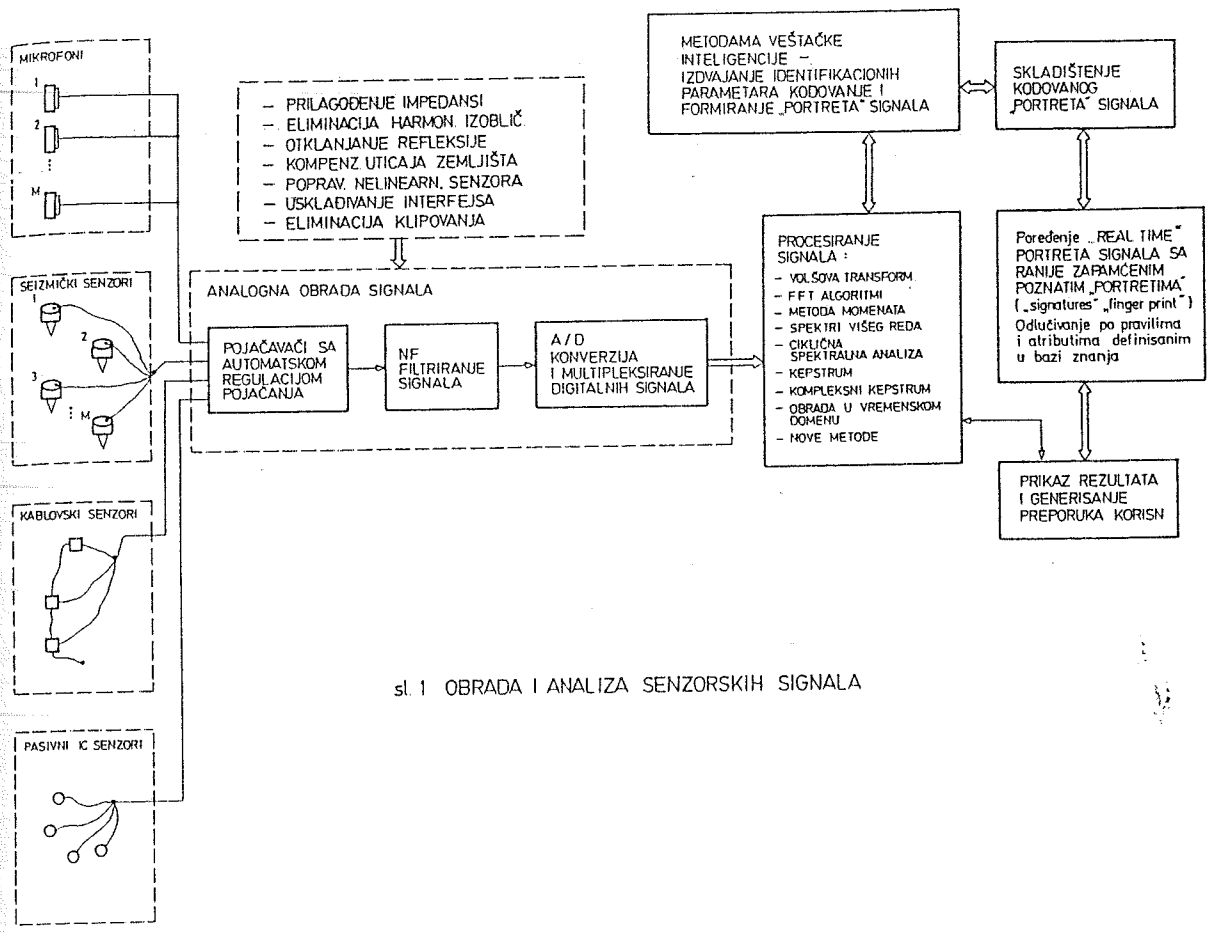
Matematička osnova funkcionisanja zaštite određenog prostora zasniva se na upotrebi izvesnog broja (N) inteligentnih senzora. Neka je poznata brzina prostiranja površinske (transferzalne) komponente pobudnih talasa (seizmički, akustički, termički, itd.) v_i , koju generiše pri kretanju neki uzročnik. Takođe, neka je poznata lokacija svih senzora u sistemu, odnosno njihove koordinate (x_i, y_i) , $i=1, 2, \dots, N$. Nepoznata je lokacija, odnosno koordinate (x_n, y_n) uzročnika pobude. Vreme propagacije pobudnog talasa (koji je izazvan kretanjem nekog uzročnika) od mesta pobude do odgovarajućeg senzora, određuje se iz relacije:

$$t_i = \frac{v_i}{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

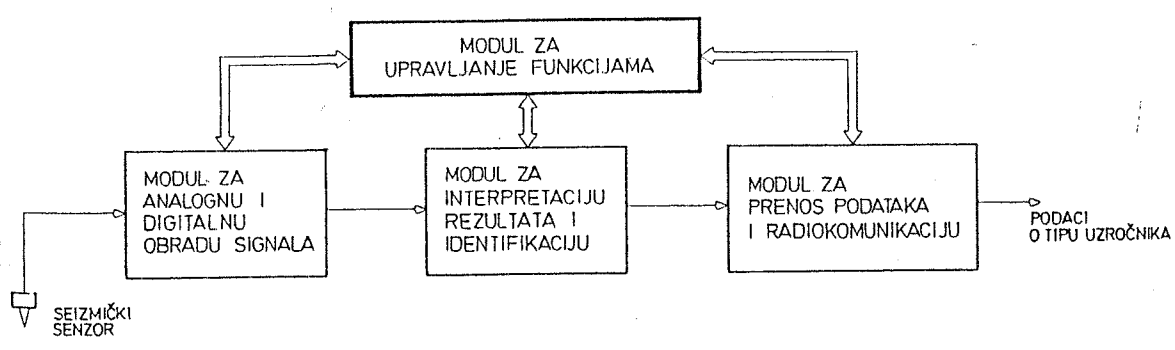
gde je:

v_i - brzina propagacije fronta pobudnog talasa u pravcu senzora S_i ,

d_i - rastojanje od mesta pobude do S_i -tog senzora.



sl. 1 OBRADA I ANALIZA SENZORSKIH SIGNALA



sl. 2 BLOK ŠEMA INTELIGENTNOG SENZORA

<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =12.52[km/h]</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=102.21[msec] 42.88[msec] 79.82[msec] trajanje pauze =58.45[msec] 142.29[msec] 59.17[msec] broj koraka =19.00 16.00 22.00 procenati: =65.54 40.54 87.41</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =13.03[km/h]</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=3072.00[msec] 987.00[msec] 3072.00[msec] trajanje pauze = 0.00[msec] 28.00[msec] 0.00[msec] broj koraka = 0.00 3.00 0.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=3072.00[msec] 3072.00[msec] 3072.00[msec] trajanje pauze = 0.00[msec] 0.00[msec] 0.00[msec] broj koraka = 0.00 0.00 0.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>
<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=3072.00[msec] 3041.00[msec] 3042.00[msec] trajanje pauze = 0.00[msec] 17.00[msec] 16.50[msec] broj koraka = 0.00 1.00 1.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =15.01[km/h]</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=48.52[msec] 131.00[msec] 48.50[msec] trajanje pauze =64.66[msec] 45.47[msec] 47.47[msec] broj koraka =28.00 18.00 23.00 procenati: =62.41 99.99 40.54</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=3072.00[msec] 3072.00[msec] 3072.00[msec] trajanje pauze = 0.00[msec] 0.00[msec] 0.00[msec] broj koraka = 3.04 0.00 0.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>
<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=1000.00[msec] 3071.00[msec] 3072.00[msec] trajanje pauze =19.75[msec] 1.00[msec] 0.00[msec] broj koraka =3.00 0.00 0.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: = 5.01[km/h]</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=81.47[msec] 83.61[msec] 117.00[msec] trajanje pauze =75.10[msec] 47.28[msec] 85.85[msec] broj koraka =20.00 24.00 19.00 procenati: =99.99 71.79 47.54</p>	<p>IDENTIFIKACIJA: SENZORI SENZOR2 SENZOR3 uzročnik PESAK PESAK PESAK RZINA PESAKA: =</p> <p>PARAMETRI IDENTIFIKACIJE</p> <p>trajanje pobude=3072.00[msec] 3072.00[msec] 3072.00[msec] trajanje pauze = 0.00[msec] 0.00[msec] 0.00[msec] broj koraka = 0.00 0.00 0.00 procenati: =99.99 99.99 99.99</p>

sl. 3 EKSPERIMENTALNI REZULTATI IDENTIFIKACIJE PEŠAKA I VOZILA

Maksimalno vreme potrebno da pobudni talas stigne od izvora do najbliŹeg referentnog senzora definiše se relacijom:

$$t_{\min} = \min\{t_i, i = 1, 2, 3, \dots, N\} \quad (4)$$

Za izraĉunavanje koordinata mesta pobude umesto vremena datih u izrazu (3) od interesa su diferencijalna kašnjenja definisana relacijom:

$$\Delta t_i = t_i - t_{\min}, i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (5)$$

Koordinate uzročnika pobude određuju se u sistemu koji prima podatke od inteligentnih senzora, u funkciji diferencijalnog kašnjenja signala ostalih senzora prema referentnom senzoru neke m -te ćelije sa tri inteligentna senzora:

$$(x'_n, y'_n) = F\{\Delta t_m, \Delta t_{m+1}\} \quad (6)$$

Umesto diferencijalnih kašnjenja inteligentni senzori mogu generisati i otpremati prijemnom sistemu vreme τ_i prijema pobudnog talasa $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots, \tau_i, \dots, \tau_n$

Na osnovu ovih vremena izraĉunavaju se diferencijalna kašnjenja, a potom koordinate mesta pobude. Više uzastopno izraĉunatih koordinata formiraju trajektoriju kretanja iz koje se određuje (uoĉava) smer i pravac kretanja

Signal nastao pobudom senzora S_i definiše se relacijom:

$$s_i(t) = S\{u_j, t_i\} \quad (7)$$

Obradom ovog signala u inteligentnom senzoru formira se poruka oblika:

$$P[s_i(t)] = P[S\{u_j, t_i\}] \quad (8)$$

gde $u_j = u_j(t)$ nosi deterministiĉka obeleŹja uzročnika pobude, a t_i predstavlja realno vreme – trenutak kada je senzor pobuden

3. METODOLOGIJA ISTRAŹIVANJA PARAMETARA SENZORSKIH SIGNALA

Jedno od vaŹnih pitanja u istraŹivanju inteligentnih senzora svakako predstavlja to kako iz senzorskih signala izdvojiti deterministiĉke parametre ĉijom se obradom i interpretacijom dolazi do "inteligentnih" funkcija senzora. Neosporno je da se do tih parametara dolazi analognom i digitalnom obradom signala. Drugim reĉima, sa razliĉitih tipova klasiĉnih senzora uzimaju se signali koji se obrađuju i analiziraju na naĉin prikazan na slici 1. U bloku za analognu obradu signala obavlja se: filtriranje signala, eliminacija harmonijskih izobliĉenja i refleksije usled neprilagođenja, otklanjanje nelinearnih izobliĉenja, kompenzacija neŹeljenih uticaja zemljišta, kompenzacija nelinearnosti senzora, analogno-digitalna konverzija signala i dr. Nakon analogne sledi digitalna obrada signala primenom razliĉitih metoda procesiranja sa ciljem da se eliminiše uticaj Źuma i iz signala izvuku deterministiĉka obeleŹja.

Rezultat tog procesa je softver koji podrŹava obradu signala i inteligentnu interpretaciju rezultata. Programski paketi koji obavljaju ove funkcije ĉine aplikativni softver inteligentnog senzora ĉija je blok Źema prikazana na slici 2. Inteligentni senzor ĉine: klasiĉni senzor, modul za analognu i digitalnu obradu signala, modul za interpretaciju rezultata i identifikaciju, modul za prenos podataka i radiokomunikaciju i modul za upravljanje funkcijama senzora

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Polazeći od predhodnog koncepta i metodologije realizovano je jedno rešenje inteligentnog senzora. Hardver ĉine procesorska jedinica (Half-size Pentium All-in line CPU Card), pojaĉavaĉ sa filtrima, modul za A/D konverziju signala (12-Bit A/D Card) i seizmiĉki senzor - geofon. To znaĉi da su funkcije digitalne obrade izvedene bez digitalnog signal procesora tj upotrebom industrijske verzije procesora Pentium. U ovoj fazi realizacije inteligentni senzor je izveden tako da omogućava identifikaciju uzročnika i prepoznavanje njegovih aktivnosti u Źtiĉenom prostoru. Sistem je formiran tako da ga ĉine tri inteligentna senzora Źto omogućuje da se u prostoru (koji ti senzori "kontrolišu") moŹe odrediti putanja, pravac i smer kretanja peŹaka. Eksperimentalni rezultati provere funkcija inteligentnog senzora prikazani su na slici 3. Uspesno se identifikuje kretanje peŹaka, grupe peŹaka i vozila. Pri kretanju peŹaka senzor izraĉunava brzinu kretanja.

5. ZAKLJUĀAK

U radu je izloŹen jedan pristup problemu istraŹivanja tehniĉkih reŹenja inteligentnih senzora, data je matematiĉka osnova problema, metodologija istraŹivanja kao i ostvareni rezultati za jedan tip senzora. Poĉetni rezultati izloŹeni u radu pokazali su opravdanost predloŹene tehniĉke koncepcije inteligentnog senzora kao i izvesnost uspeha u daljim istraŹivanjima.

LITERATURA

- [1] A. Źurlan, "Elektronski sistemi za obezbeđenje", Svetlost, Sarajevo, 1989.
- [2] M. Jevtović i P. Rajković, "Algoritmi obrade senzorskih signala pri identifikaciji kretanja", Drugi tematski seminar Digitalna obrada govora i slike, DOGS 98, Fruška Gora, maj 1998.
- [3] M. Jevtović i P. Rajković, "Identifikacija kretanja peŹaka i vozila jednom metodom veŹtaĉke inteligencije", SYMOPIS 95, Zbornik radova, 1995.
- [4] M. Jevtović, "Jedan postupak odluĉivanja pri klasifikaciji senzorskih signala", SYMOPIS 98, Zbornik radova, Herceg Novi, 1998.

Abstract – Methodology of the research, mathematical background and some experimental result for intelligent sensors are presented in this article.

AN APPROACH TO THE RESEARCH OF INTELLIGENT SENSORS

Prof Dr Milojko Jevtović

Modelovanje kanala »smart« senzora shodno standardu IEEE P1451

Autori: Saša Ristić, Mile Stojčev, Elektronski fakultet u Nišu

Sadržaj: U radu je prikazan postupak generisanja modela kanala »smart« senzora, koji predstavlja gradivni blok osnovne komponente savremenih merno-informacionih sistema - pametnog pretvarača. Dobijeni model je verifikovan u procesu funkcionalne simulacije. Uz pomoć ovog modela i modela ostalih tipova kanala pametnih pretvarača, generiše se HDL opis interfejs modula - ključna komponenta pametnog pretvarača. Naglašeni su i druge aktivnosti koje se preduzimaju u postupku projektovanja pametnih pretvarača kao čvorova. Takođe, istaknut je značaj standarda IEEE P1451 u merno-informacionim sistemima.

UVOD

U merno-informacionim sistemima koji se danas primenjuju u industrijske i naučne svrhe, prisutno je mnoštvo različitih tipova pretvarača (*transducers*). Primera radi, sistem za nadzor složenog industrijskog procesa sadrži i do nekoliko hiljada različitih senzora za merenje i procenu parametara procesa i okoline, i isto toliko aktuatora za dejstvo na sam proces. Slično, u sistemu »pametne zgrade« (*smart building*) koristi se više stotina senzora i aktuatora u različitim podsistemima kao što je podsistem za osvetljenje, obezbeđenje, *air condition*, liftove, komunikaciju i dr.

Široka primena pretvarača dovodi do njihove masovne proizvodnje. Pomenuta tendencija u kvantitetu praćena je porastom zahteva za dodatnom funkcionalnošću kojom se obezbeđuje veća autonomnost i automatizacija sistema i sve manje učešće čoveka u radu ovih sistema. Kao posledica istaknutih tendencija, projektovanje merno-informacionih sistema postaje sve zahtevnije za projektante. U procesu projektovanja, osim neophodnih razvojnih alata (CAD programa), neophodno je bilo uvesti efikasan model kako za sistem u celini (globalni model), tako i za osnovne komponente merno-informacionog sistema - pretvarače. Globalni model sagledava različite aspekte sistema, kao što su: hijerarhija, topologija, protokoli u komunikaciji, način implementacije i dr. Modelovanje pretvarača odnosi se, pre svega, na njihovu arhitekturu a zatim i na funkcionalni opis. I jedan i drugi model najčešće i najefikasnije se specificiraju odredjenim standardom. U novije vreme, a posebno zadnjih nekoliko godina, pojavili su se i neki standardi koji se tiču oblasti merno-informacionih sistema. Vodeće svetske firme osnivaju komisije i radne grupe za standarde. Kod pomenutih sistema posebno su naglašene aktivnosti ovih grupa u standardizaciji tzv. »pametnih pretvarača« - komponenti savremenih merno-informacionih sistema koje se karakterišu visokom funkcionalnošću. Standard koji postaje dominantan, na osnovu podrške u procesu kreiranja a danas i primene i proizvodnje komponenata, je *IEEE P1451 - Standard for A Smart Transducers Interface for Sensors and Actuators* [1].

Predmet ovog rada odnosi se na modelovanje gradivnih blokova merno-informacionih sistema, prvenstveno senzora. Konkretno, biće razradjen model kanala »smart« senzora prema standardu IEEE P1451. Centralni deo rada odnosi se na razradu postupka razvoja modela »smart« senzora kao i proces funkcionalne simulacije, na osnovu koje se verifikuje funkcionalnost modela.

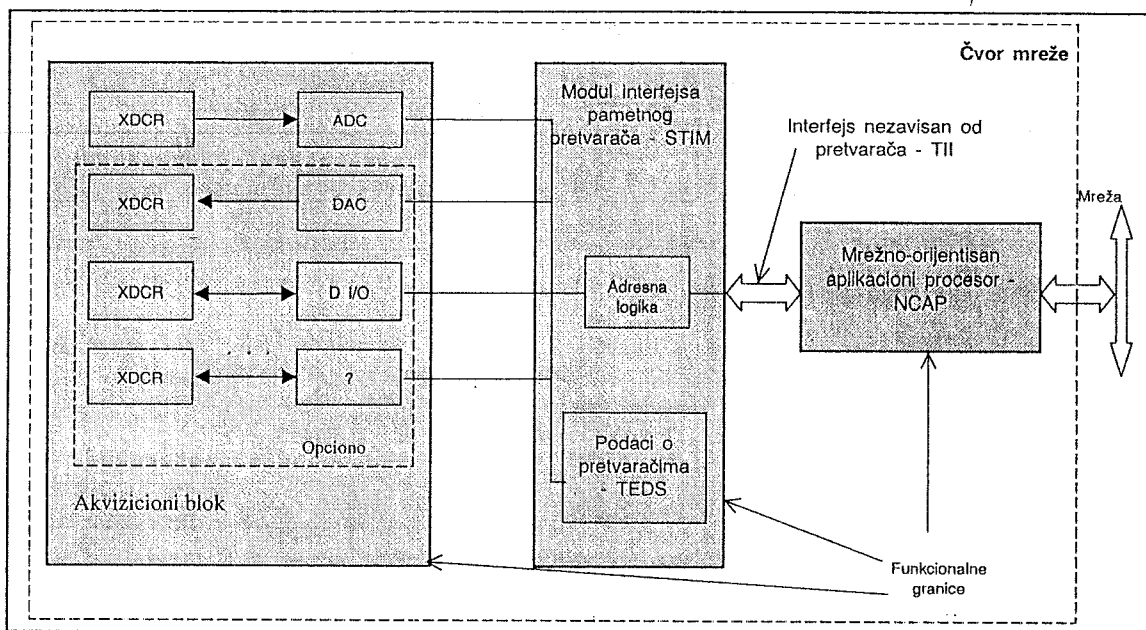
OSNOVNI KONCEPTI I SPECIFIKACIJE IEEE P1451

Prema standardu IEEE P1451, pametni pretvarač (senzor, aktuator) predstavlja komponentu merno-informacionog ili nekog drugog sistema koja implementira sledeće osnovne funkcije sistema: predaja podatka / preduzimanje akcija, izbor režima rada, adresiranje, prenos podataka, trigerovanje, prekid, status i identifikacione i druge podatke. Opciono, pametni pretvarač može implementirati sledeće funkcije: (samo)kalibraciju, (samo)testiranje, izvršavanje aplikacija (programa) i dodatne podatke predviđene standardom.

Merno-informacioni sistem se, prema ovom standardu, može smatrati mrežom senzora i aktuatora (čvorova) koji međusobno komuniciraju kao i skupom nadzornih tačaka/pultova preko kojih je moguć nadzor i upravljanje sistema/procesa. Sa stanovišta korisnika sistema, ovim standardom se može postići potpuna transparentnost ostalih aspekata sistema kao mreže (način povezivanja čvorova, topologija, protokoli, način konverzije, tip podatka i dr.). Ova važna karakteristika posledica je interoperabilnosti koju Standard omogućava. Interoperabilnost je mogućnost interakcije objekata (pretvarača) različitih tipova i kategorija u cilju obavljanja istog posla ili globalne funkcije [2]. Ova važna karakteristika pretvarača omogućuje se blokovskom organizacijom samog pretvarača kroz tri logička funkcionalna bloka (Slika 1):

- mrežni procesor (*Network Capable Application Processor - NCAP*);
- interfejs modul (*Smart Transducer Interface Module - STIM*); i
- akvizicioni blok (*Analog to Digital Block*).

Funkcije mrežnog procesora odnose se, pre svega, na spregu sa ostalim čvorovima mreže, tj implementaciju klijent-server, *publisher-subscriber* ili neke druge aplikacije, sa jedne strane, i spregu sa interfejs modulom, sa druge strane. Funkcija akvizicionog bloka ogleda se u prikupljanju, kondicioniranju, A/D i-ili D/A konverziji. Osnovne funkcije koje interfejs modul (*STIM*) implementira su: upravljanje, adresiranje, prenos podataka, trigerovanje, maskiranje i generisanje prekida usled odredjenih događaja, kao i čuvanje podataka o pretvaračima (*Transducer Electronic Data Sheet - TEDS*). U logičkom smislu, može se reći da *STIM* predstavlja skup kanala pretvarača i podataka koji se odnose na te kanale.



Slika 1. Blok-šema pretvarača kao čvora mreže

Koncepcija modela STIM-a predstavlja skup modela senzorskih i aktuatorskih kanala, pri čemu je svakom kanalu dodeljen po jedan pretvarač. Svaki kanal pretvarača karakteriše adresa, status, tip podatka, podatak i drugi parametri određeni Standardom. Standardom je predviđena specifikacija sedam tipova pretvaračkih kanala: (a) *senzor*, (b) *baferovani senzor*, (c) *senzor sekvence podataka*, (d) *baferovani senzor sekvence podataka*, (e) *senzor sekvence događaja*, (f) *aktuator* i (g) *specifični pretvarač*. Prvih pet tipova kanala (od (a) do (e) pripadaju grupi tzv. senzorskih kanala. Kanali od (a) do (f) specifikirani su opisom ponašanja, dok je sedmi tip kanala (g) predviđen za kanal pretvarača koga prethodne specifikacije ne predviđaju i koji je specifičnost nekog projektanta/proizvodjača. U daljem tekstu biće detaljno opisan model kanala »smart« senzora prema specifikaciji iz Standarda [3].

MODEL KANALA SENZORA

Preko kanala, »smart« senzor se vidi kao komponenta koja, na zahtev od NCAP-a, meri ili procenjuje neki fizički parametar i vraća inicijatoru zahteva podatak ili skup podataka u digitalnom obliku. Zahtev se inicira trigerovanjem.

Triger-signal generiše NCAP. Ovaj signal služi kao komanda STIM-u da preduzme izvesne akcije. U slučaju »smart« senzora te akcije se odnose na prikupljanje novog podatka ili skupa podataka. Trigerovanje se realizuje kao hendšejk-procedura između NCAP-a i STIM-a. NCAP inicira triger-signal, a STIM generiše potvrdu. Nakon toga, NCAP ukida triger-signal a STIM ukida potvrdu.

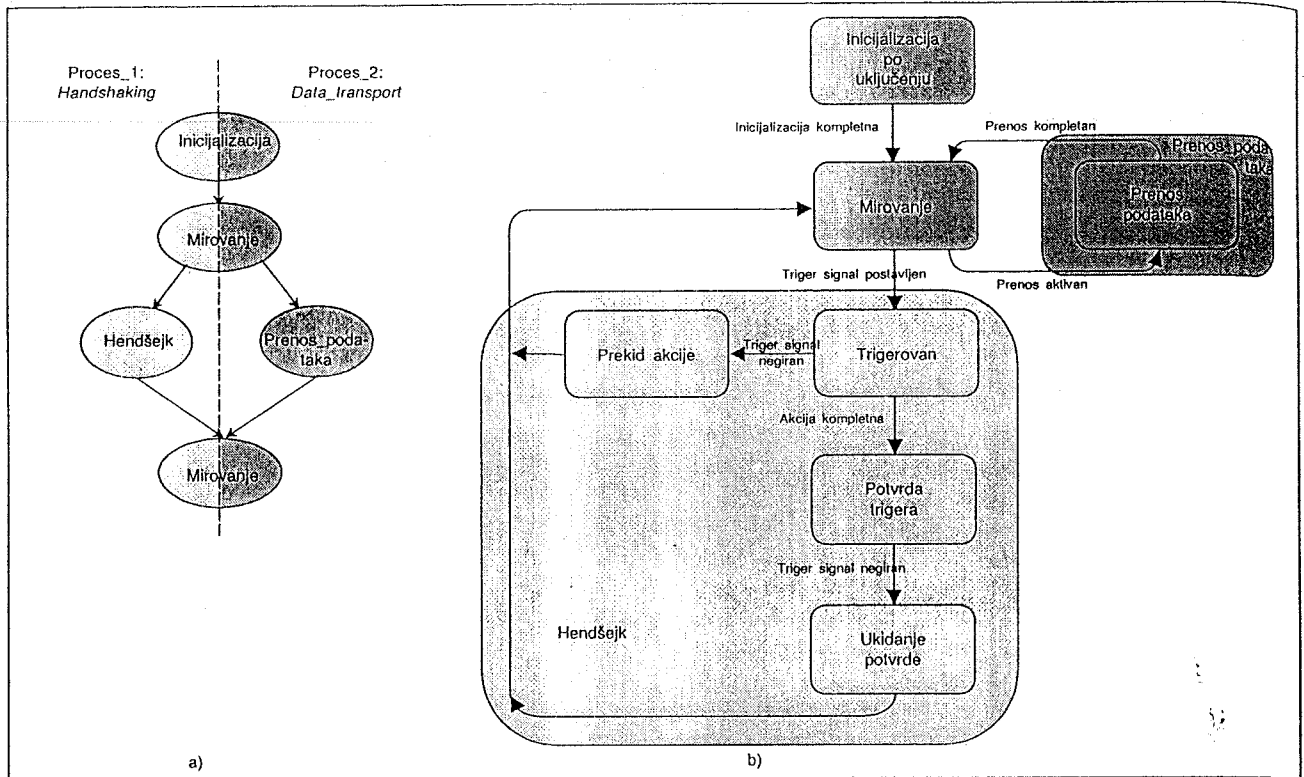
Nakon hendšejk-procedure, sledi prenos podataka između NCAP-a i STIM-a. NCAP inicira dvosmerni prenos podataka nazvan Okvir čitanja. Informaciju koju predaje STIM-u čine podaci koji se odnose na *funkcionalnu adresu* (1. bajt) i *adresu kanala* (2. bajt). Maksimalan broj kanala koje svaki STIM može da adresira je 255. Adrese od 1 do 255 su adrese

kanala pretvarača a adresa 0 odnosi se na sam STIM. *Funkcionalna adresa* se intepretira kao kod akcije koju određeni kanal treba da preduzme [Lit 2]. Kod trigerovanja senzorskih kanala, nakon triger-signala, NCAP šalje *funkcionalnu adresu* koja se odnosi na čitanje podatka senzora. Kao odziv na funkcionalnu adresu, specifikirani senzor, preko kanala senzora, vraća NCAP-u podatke.

Rad STIM-a, kako je prikazano na Slici 2.a), može se opisati kao izvršavanje sledeća dva procesa: *Proces_1* - nazvan *Handshaking*, i *Proces_2* - nazvan *Data transport*. *Proces_1* prolazi kroz sledeća stanja: *Mirovanje* -> *Prenos podataka* -> *Mirovanje* -> *Prenos podataka* ... *Proces_2* prolazi kroz sledeća stanja: *Mirovanje* -> *Hendšejk* -> *Mirovanje* -> *Hendšejk* ... STIM može da izvršava ove procese konkurentno. Neke od mogućih sekvenci su: *Mirovanje* -> *Prenos podataka* -> *Mirovanje* -> *Hendšejk* (kod trigerovanja aktutora); *Mirovanje* -> *Hendšejk* -> *Mirovanje* -> *Prenos podataka* (kod trigerovanja senzora); *Mirovanje* -> *Prenos podataka* -> *Mirovanje* -> *Prenos podataka* (kod čitanja identifikacionih i drugih podataka)

Proces Handshaking karakteriše sledeća sekvencija stanja: (1) *Mirovanje*, (2) *Trigerovan*, (3) *Potvrda trigera*, (4) *Ukidanje potvrde*, (5) *Prekid akcije*. Na Slici 3.b) prikazani su uslovi za prelazak iz jednog stanja u drugo. Ilustracije radi, za prelazak iz stanja *Mirovanje* u *Trigerovan*, potrebno je da signal *Triger-signal postavljen* bude aktivan. Prelazak iz stanja (4) i (5) u stanje (1) je bezuslovan.

Za implementaciju svakog kanala, osim implementacije modela ponašanja STIM-a opisane na Slici 2, neophodno je predvideti i logiku specifičnu svakom tipu kanala pretvarača. Naime, kanali se razlikuju ne samo po tipu podatka i dužini, već i prema reagovanju na zahtev za čitanjem podataka tj. u odzivu na triger-signal. U odnosu na ovaj odziv, Standard predviđa dva tipa kanala »smart« senzora: (i) *senzori sekvence*, i (ii) *senzori na triger*.



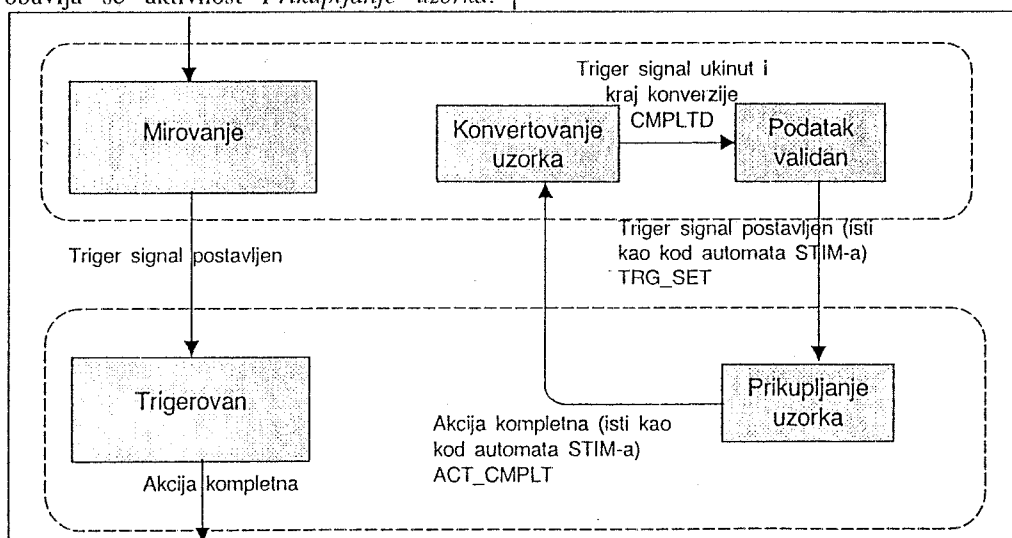
Slika 2. Model ponašanja STIM-a. a) konkurentni procesi; b) dijagram stanja automata STIM-a

Osnovna razlika ogleda se u tome što kanali senzora sekvence kontinualno prikupljaju i generišu podatke o merenoj veličini, nezavisno od trigger-signala. U trenutku kada STIM prihvati trigger-signal, kanal vraća poslednje ažuriranu vrednost merenog parametra. Kod drugog tipa kanala - senzora na trigger, akcije prikupljanja i generisanja vrednosti podatka preduzimaju se nakon prihvata zahteva (trigger-signala). U daljem tekstu biće detaljno razvijen model ponašanja kanala »smart« senzora koji pripada tipu *senzor na trigger*.

Logika specifična svakom kanalu sastoji se iz dva dela: (a) staze podataka, i (b) upravljačke jedinice. Za kanal »smart« senzora, projektovanje logike počinje opisom ponašanja kanala pri triggerovanju. Na Slici 3, prikazane su tri globalne aktivnosti kanala »smart« senzora: *Prikupljanje uzorka*, *Konvertovanje uzorka* i *Podatak validan*. Posle prihvata trigger-signala, obavlja se aktivnost *Prikupljanje uzorka*.

Vreme trajanja aktivnosti *Prikupljanje uzorka* definisano je periodom signala uzorkovanja koga, prema Standardu, generiše STIM. Na kraju uzorkovanja generiše se signal *Akcija kompletna* i kanal prelazi u stanje *Konvertovanje uzorka*.

Podatak postaje validan nakon završetka konverzije i ukidanja trigger-signala. U cilju vremenske identifikacije, paralelno aktivnostima logike kanala »smart« senzora prikazana su i konkurentna stanja automata STIM-a. Nakon vremenske identifikacije, zapaža se da su pojedini ulazni signali (*Triger signal postavljen* i *Akcija kompletna*) zajednički za oba automata (automat STIM-a i automat kanala).



Slika 3. Aktivnosti kanala »smart« senzora pri triggerovanju

Polazeći od modela ponašanja STIM-a (Slika 2) i aktivnosti kanala (Slika 3), kao i raspoloživog softverskog alata StateCAD [4], u ovom radu učinjen je pokušaj da se opiše ponašanje kanala »smart« senzora. Na Slici 4. prikazan je dijagram stanja konačnog automata koji odgovara ponašanju kanala »smart« senzora. Prva dva stanja automata odnose se na *Prikupljanje uzorka* (Slika 3). Stanja (3) i (4) odnose se na *Konvertovanje uzorka* i *Podatak Validan*, respektivno. Uslov da podatak postane validan za čitanje jeste da je trigger-signal ukinut i konverzija završena. U tom trenutku automat prelazi u stanje VALID_DATA generišući signal VALID. Signalom VALID lečuje se vrednosti iz A/D konvertora u izlazni bafer. Izlazi bafera su povezani na magistralu podataka (*DataBus* sa Slike 1.).

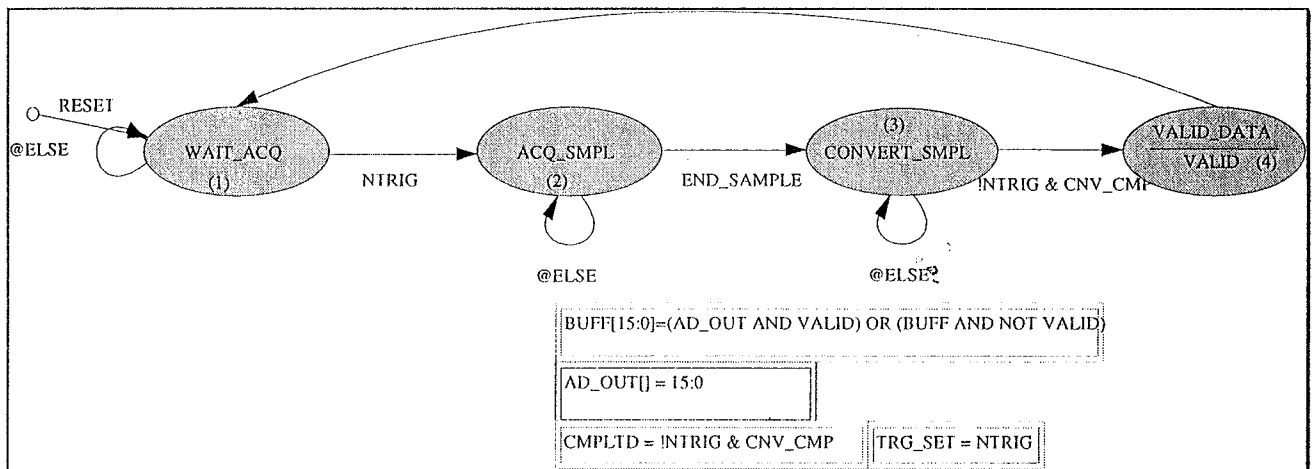
Funkcionalna simulacija dobijenog modela obavljena je uz pomoć StateCAD-a, a rezultat u obliku fajla izveštaja predstavljen je na Slici 6. U prvoj koloni sa Slike nalaze se komande simulatora koje uključuju: a) promene ulaznih signala (RESET, NTRIG, END_SAMPLE, CNV_CMP); i b) provere izlaznih signala (BUFF[15..0] i VALID) i njihove vrednosti. Druga i treća kolona izveštaja predstavljaju tekuće i naredno stanje.

Prikazani model kanala senzora lako se transformiše u HDL opis (ABEL ili VHDL), pri čemu je moguća implementacija FPGA kolom (XILINX ili Atera) ili u obliku ASIC dizajna.

Nakon razrade automata STIM-a, kao i svih modela kanala pretvarača, bloka za prenos podataka i dekodera adrese, moguće je implementirati kompletan STIM kao FPGA ili ASIC kolo.

ZAKLJUČAK

U radu je prikazan deo postupka projektovanja interfejs modula koji se odnosi na modelovanje kanala »smart« senzora i njegovu funkcionalnu simulaciju. Koncept 'kanal »smart« senzora' prihvaćen je iz specifikacije standarda IEEE P1451 i odnosi se na ključnu komponentu savremenih memo-informacionih sistema projektovanih kao mreže (*control network*). STIM kao interfejs modul, predstavlja centralni deo čvora ovakve mreže. Njegovu implementaciju moguća je ostvariti na tri načina: (1) uz pomoć savremenih mikrokontrolera; (2) kao FPGA (CPLD) čip; ili (3) ASIC kolo. Bez obzira na način implementacije, značaj modelovanja gradivnih blokova čvora je veliki. Uspešno predstavljen model kanala svakog tipa pretvarača u sistemu, uz upotrebu savremenih alata za projektovanje i sintezu HDL kôda, omogućuju brzu i efikasnu realizaciju čvora memo-informacionog sistema.



Slika 4. Model kanala »smart« senzora predstavljen u obliku konačnog automata

log TRG_SEN log restart radix hex errcnt on cover on h RESET l RESET	States		l Clock=7 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 assign AD_OUT abcd h CNV_CMP h NTRIG	States		l Clock=15 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 h END_SAMPLE	States	
	Current	Next	Current	Next	Current	Next	Current	Next
	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ	CONVERT_SMPL	VALID_DATA	CONVERT_SMPL	CONVERT_SMPL		
l Clock=0 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ	l Clock=8 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 1 check TRG_SET 1 check VALID 1 h CNV_CMP	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ	l Clock=16 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	CONVERT_SMPL	CONVERT_SMPL
l Clock=1 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0 h NTRIG	WAIT_ACQ	ACQ_SMPL	l Clock=9 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ	l Clock=17 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 assign AD_OUT dcha h CNV_CMP h NTRIG	CONVERT_SMPL	VALID_DATA
l Clock=2 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	ACQ_SMPL	ACQ_SMPL	l Clock=10 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ	l Clock=18 cycle check BUFF dcha check CMPLTD 1 check TRG_SET 1 check VALID 1 h CNV_CMP	VALID_DATA	WAIT_ACQ
l Clock=3 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	ACQ_SMPL	ACQ_SMPL	l Clock=11 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0 h NTRIG	WAIT_ACQ	ACQ_SMPL	l Clock=19 cycle check BUFF dcha check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ
l Clock=4 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 h END_SAMPLE	ACQ_SMPL	CONVERT_SMPL	l Clock=12 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	ACQ_SMPL	ACQ_SMPL	l Clock=20 cycle check BUFF dcha check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ
l Clock=5 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 h END_SAMPLE	CONVERT_SMPL	CONVERT_SMPL	l Clock=13 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	ACQ_SMPL	ACQ_SMPL	l Clock=21 cycle check BUFF dcha check CMPLTD 0 check TRG_SET 1 check VALID 0	WAIT_ACQ	WAIT_ACQ
l Clock=6 cycle check BUFF 0 check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0	CONVERT_SMPL	CONVERT_SMPL	l Clock=14 cycle check BUFF abcd check CMPLTD 0 check TRG_SET 0 check VALID 0 h END_SAMPLE	ACQ_SMPL	CONVERT_SMPL	errcnt show l No errors found during simulation errcnt off cover show l All 8 transitions have been followed cover off log		

Slika 6 Test-sekvencija sa rezultatima simulacije

Literatura

- [1] *The Emerging IEEE-P1451 Standards for Smart Sensors and Actuators*, IEEE Instrumentation and Measurement Soc. Newsletter, Summer 1997, No 136, pp. 14-19.
- [2] Gert van der Horn, Johan Huijsing, *Integrated Smart Sensors*, Kluwer Academic Publishers, 1998
- [3] *IEEE P1451.2 Standard for Smart Transducers Interface for Sensors and Actuators – Transducer to Microprocessor Communication Protocols and Transducer Electronic Data Sheet (TEDS) Formats*, IEEE Standard Association, August, 1997
- [4] *StateCAD User's Guide*, Visual Software Solution Inc., 1998

Abstract: In this paper, the procedure of 'smart' sensor channel model generation is described. The 'smart' sensor channel represents a building block of the 'smart' transducer which is the basic component of the modern measurement and information system. The obtained model is verified in the process of functional simulation. With the help of this model and models of other 'smart' transducer types of channels, a HDL description of the interface module, which is a key component of the 'smart' transducer, is generated. Also, the other activities concerning the procedure of 'smart' transducer designing, are emphasized.

Smart sensor channel modeling according to IEEE P1451 Standard

Authors: Saša Ristić, Mile Stojčević

VIŠENAMENSKI MERNO-KONTROLNI UREĐAJ NA BAZI MIKROKONTROLERA ST6265B

Kukoleča Duško, Đorđević Goran, Đurašinović Mladen, Vojnotehnička akademija, Ratka Resanovića bb, Beograd

SADRŽAJ: U ovom radu je opisan višenamenski merno-kontrolni uređaj koji je našao konkretnu primenu za merenje nivoa vode u rezervoaru. Pored opisa algoritma rada dat je i kratak opis sistema, sa osvrtom na njegovu namenu i mogućnosti. Uređaj je baziran na mikrokontroleru ST6265B, sa određenim hardverskim dodacima, za koga je napisan odgovarajući softver.

1. UVOD

U mnogim segmentima automatizovane proizvodnje javlja se potreba za kontrolom i praćenjem različitih fizičkih veličina (pritisak, temperatura itd.). Do pojave određenih klasa mikrokontrolera ti problemi su rešavani primenom složenih elektoničkih uređaja, a u složenijim slučajevima i primenom računara. Na bazi mikrokontrolera razvijeni su uređaji koji danas služe u svthu praćenja i kontrole određenih fizičkih veličina procesa. Jedan od takvih je i višenamenski merno-kontrolni uređaj na bazi mikrokontrolera ST6265B namenjen je merenju fizičkih veličina i praćenje njihovih promena u zadanim granicama. Merena veličina se može očitati na 4-cifrenom numeričkom displeju i odštampati na štampaču ili očitati na udaljenom instrumentu preko strujnog predajnika. Prekoračenje zadate granice (gornje ili donje) uzrokuje uključenje odgovarajućih releja čija je operativnost 5A pri naponu od 220V a priključci kontakata releja nalaze se na zadnjoj strani uređaja. Uređaj je logički podeljen na:

- analogni interfejs sa odgovarajućom mernom sondom koji pretvara željeni opseg merne veličine u jednosmerni napon 0-5V.

- opštenamenski električni deo uređaja kojeg čine:

- mikrokontroler Thomson ST6265B sa A/D konvertorom

- četvorocifreni displej sa odgovarajućim drajverima

- ispravljač sa 220V naizmjeničnog napona na jednosmerne napone od 5 i 12V

- interfejs za strujnu petlju 4. 20mA

- interfejs za paralelni štampač.

Pošto se problematika pretvaranja izmerenih fizičkih veličina u električni napon razlikuje od konkretnog problema, поближе će biti opisan način rada i mogućnosti opštenamenskog dela.

2. OSNOVNI ELEMENTI UREĐAJA

Okosnica cele konstrukcije je mikrokontroler ST6265B proizvođača SGS-THOMSON. To je osmобitni HCMOS industrijski mikrokontroler namenjen za rešavanje problema manjeg i srednjeg stepena složenosti. U 28-pinskom kućištu smešteni su:

- Jezgro (core),

- Tajmer koji sadrži 8-bitni brojač sa 7-bitnim softverski programabilnim preskalerom (predeliteljem),

- Osmобitni A/D konvertor sa do trineast analognih ulaza (A/D ulazi su alternativne funkcije ulazno/izlaznih pinova) sa vremenom konverzije 70 μ s,

- Digitalni watchdog tajmer (DWD),

- Šerijski sinhroni interfejs (SPI) sa programabilnim prenosnim modom i mogućnošću master/slave rada,

- Auto-reload tajmer sa sledećim radnim modovima

- * Auto-reload mod sa generatorom PWM impulsa

- * Capture mod

Ovaj mikrokontroler, pored 4kbajta programskog ROM-a i 128 bajta RAM-a podataka, sadrži i 128 bajta EEPROM memorije koja je fizički organizovana u 32-bajtno module i ne zahteva dodatne instrukcije prilikom upisa ili čitanja. ST6265B jezgro (core) može da upravlja sa četiri različita izvora prekida sa različitim nivoima prioriteta, plus jedan nemaskirajući spoljni prekidni izvor (NMI prekid) najvećeg prioriteta. Ulazno/izlazni pinovi su prilagođeni da se softverski programiraju kao:

- ulazi sa pull-up otpornicima,

- ulazi bez pull-up otpornika,

- ulazi sa mogućnošću generisanja prekida,

- open-drain ili push-pull izlazi,

- analogni ulazi

Mikrokontroler ST6265B može da bude u pogonskom, stop ili wait stanju a jezgro (core) koristi devet različitih adresnih modova (40 instrukcija). Frekvencija takta je 8MHz. Mikrokontroleri familije ST62xx su posebno pogodni za rad u uslovima elektromagnetnih

smetnji, jer na ulazima imaju Šmitovo okidno kolo kao i zaštitne diode.

Standardni sedmosegmentni numerički displeji su povezani sa CMOS sedmosegmentnim BCD dekoderom-drajverom 4511. Ovo kolo ima transparentni leč koji omogućuje prenos BCD vrednosti sa kontrolera na sve displeje preko četiri zajedničke linije.

3. OPIS RADA UREĐAJA

Jednosmerni napon 0-5V se dovodi na jedan od analognih ulaza kontrolera (problematika pretvaranja merene veličine u električni napon 0-5V rešava se primenom odgovarajuće sonde i projektovanjem jednostavnog analognog interfejsa). Svakih 0.5s vrši se osam uzastopnih A/D konverzija merenog signala čijim sabiranjem se dobija 11-bitna vrednost merene veličine (11-bitna vrednost omogućava prikaz merene veličine sa četiri dekadске cifre). Tačnost A/D konvertora na primenjenom kontroleru je $\pm 2\text{LSB}$, čime je uz osmобitnu rezoluciju greška manja od $\pm 1\%$ punog mernog opsega signala. Budući da se kao referenca za konverziju uzima napon napajanja kontrolera, da bi se izbegle promene ovog napona usled različitog opterećenja, razdvojeni su stabilizatori napona za kontroler i ostale logičke sklopove i displeje. Treba naglasiti da preciznost merenja zavisi i od preciznosti napona napajanja (kao reference konverzije), pa se projektovanju stabilizatora napona kontrolera mora posvetiti odgovarajuća pažnja. Alternativa je da se na poseban analogni ulaz dovede precizna referenca poznatog napona, a da se vrši korekcija izmerenog rezultata prema rezultatu merenja reference.

Jedanaestobitni rezultat merenja se preko tabele u ROM-u pretvara u binarni numerički iznos fizičke veličine. Tabelarnim preračunavanjem se postiže mogućnost linearizacije karakteristika sonđi i analognih sklopova A/D konverzije. Izlaz iz tabele je 11-bitni, dobijen linearnom interpolacijom između dve od 128 vrednosti u tabeli. Ako je potrebno, tabela se može proširiti na potreban broj vrednosti, da bi se karakteristika sonde i analognih sklopova prikazala sa dovoljnom preciznošću.

Nakon interpolacije, vrši se komparacija binarne numeričke vrednosti rezultata sa zadanim graničnim vrednostima. Ukoliko je rezultat merenja manji od zadate vrednosti minimuma, kontroler uključuje relej alarma "minimuma", a ukoliko je veća od vrednosti maksimuma, uključuje relej alarma "maksimuma". Pri tome su u opštem slučaju zadane vrednosti nezavisne po iznosu. Naročito je u praksi primenjiva izvedba gde jedan od releja služi za

aktiviranje procesa korekcije merene veličine, a drugi kao alarm nedozvoljenog ili opasnog stanja.

4. PRIMER KONKRETNE REALIZACIJE

Za regulaciju i merenje nivoa vode u vodovodnom rezervoaru optimalno rešenje sa stanovišta pouzdanosti regulacije i nadzora je da relej "maksimuma" bude podešen na nivo vode koji se smatra nedozvoljeno niskim. Relej je UKLJUČEN kada je nivo vode IZNAD zadatog, i to je normalno stanje, nezavisno od toga da li je relej "minimum" uključen ili ne. Smanjenjem nivoa vode ispod granice releja "maksimuma" isključuje se relej, čime se uključuje alarm. U slučaju nestanka napajanja uređaja ili njegovog kvara, opet se uključuje relej i aktivira alarm. Relej "minimum" ovde služi za uključenje pumpe za punjenje rezervoara. Kada nivo vode padne ispod zadate vrednosti releja "minimum" uređaj uključuje pumpu. Vrednost histereze uključjenja releja se može programski odrediti, ili u ovom konkretnom slučaju rešiti dodatnim vremenskim relejem za uključenje pumpe. Binarni rezultat, se nakon toga, pretvara u BCD kod i prikazuje na displejima.

Pritiskom na jedan od tastera za zadavanje granične vrednosti (viši nivo, niži nivo), vrši se merenje i interpolacija vrednosti na odgovarajućem potenciometru i prikazivanje ekvivalentne vrednosti na displejima. Otpuštanjem tastera memoriše se podešena granična vrednost i prelazi na merenje signala. Svakih 60s na štampaču se vrši ispis vrednosti minimuma, izmerene veličine, vrednosti maksimuma i da li je uključen alarm i koji.

4.1 UPROŠĆEN PRIKAZ ALGORITMA

Za navedeni problem razvijen je program koji koji ima sledeće faze:

- Inicijalizacija

- registrovanje signala potvrde od štampača
- prenos graničnih vrednosti iz EEPROM-a u RAM

- proračun histereznih vrednosti
- priprema porta A za prijem ulaznih podataka sa sonde i dva potenciometra

- priprema porta B za prenos podataka (u BCD kodu) na displej

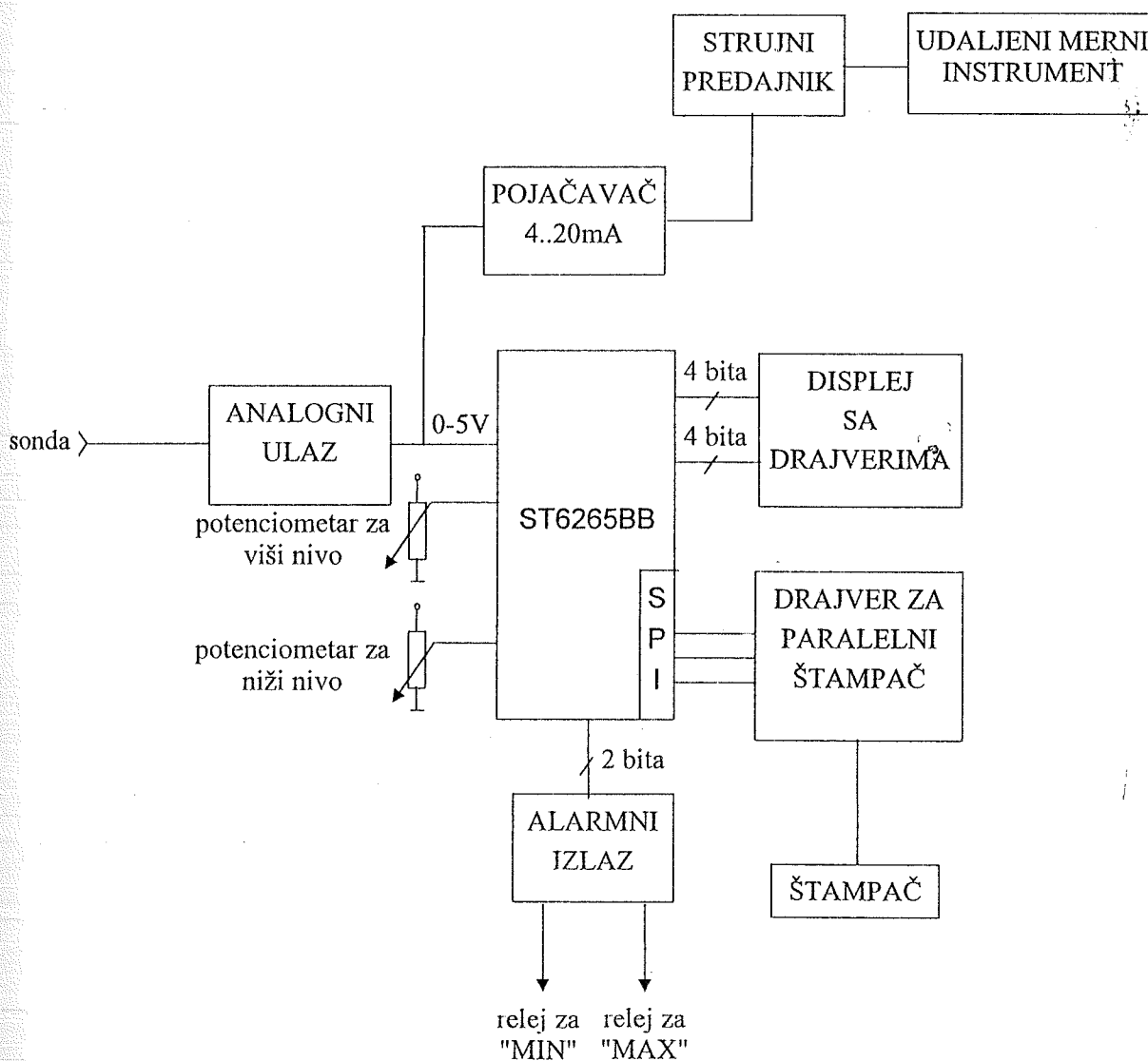
- priprema porta C za serijsku komunikaciju sa štampačem

- Glavna rutina:

- provera ispravnosti signalizacionih lampica (traje oko 3s)

- postavljanje granične vrednosti za maksimum

<p>a</p> <p>EEPROM</p> <p>vrednosti</p> <p>u</p> <p>sa</p> <p>da</p> <p>o</p> <p>je</p> <p>i to</p> <p>dej</p> <p>ode</p> <p>se</p> <p>nka</p> <p>se</p> <p>im"</p> <p>enje</p> <p>late</p> <p>buje</p> <p>se</p> <p>rom</p> <p>za</p> <p>oga,</p> <p>anje</p> <p>i se</p> <p>cem</p> <p>osti</p> <p>se</p> <p>enje</p> <p>ispis</p> <p>osti</p> <p>koji</p> <p>pača</p> <p>M-a</p> <p>aznih</p> <p>ka (u</p> <p>ijsku</p> <p>ionih</p> <p>za</p>	<p>*zahtev da se novo stanje upiše u EEPROM</p> <p>*merenje i A/D konverzija izmerene vrednosti</p> <p>*postavljanje granične vrednosti za maksimum</p> <p>*prikaz maksimalne vrednosti na displeju</p> <p>-postavljanje granične vrednosti za minimum</p> <p>*zahtev da se novo stanje upiše u EEPROM</p> <p>*merenje i A/D konverzija izmerene vrednosti</p>	<p>*postavljanje granične vrednosti za minimum</p> <p>*prikaz minimalne vrednosti na displeju</p> <p>-rutina za upis graničnih vrednosti u EEPROM</p> <p>-proračun histereznih vrednosti</p> <p>-rutina za merenje i A/D konverziju izmerene vrednosti</p> <p>-provera u odnosu na granične vrednosti</p> <p>-uključenje alarma ako je izmerena veličina veća od maksimuma odnosno manja od minimuma</p> <p>-štampanje rezultata (štampač signalom potvrde javlja da je spreman za prijem)</p>
---	--	--



Sl.1. Blok šema uređaja

5. ZAKLJUČAK

Korištenjem mikrokontrolera Thomson ST6265B i odgovarajuće programske podrške za razvoj aplikacije urađen je višenamenski merno-kontrolni uređaj koji u osnovnoj funkciji prati i shodno programu preduzima korektivne akcije u sistemu (rezervoaru vode). Uređaj je autonoman ali se može koristiti i kao deo složenijeg sistema. Isti uređaj je praktično realizovan i kao merač hlora. Izmenom u programu mogu se uređaju pridodati *i/ili* druge funkcije.

6. LITERATURA:

- [1] *ST6260B/ST6265 DATABOOK 3rd EDITION* SGS-THOMSON MICROELECTRONICS, july 1994
- [2] *The TTL Data Book for Design Engineers* Second Edition TEXAS INSTRUMENTS

ABSTRACT: In this paper is described a multi-purpose measure-control device, which is concretely used for measuring water-level in water-tank. Besides algorithm description, the system is described in a short way with its assignment and possibilities. The base component of device is microcontroller ST6265B, with some hardware appendix and corresponding software which is writtten for them.

MULTI-PURPOSE MEASURE-CONTROL DEVICE WHICH IS BASED ON MICROCONTROLLER ST6265B

D. Kukoleča, G. Đorđević, M. Đurašinović

REALIZACIJA POVRŠINSKOG SISTEMA ZA KAROTAŽNA MERENJA POMOĆU SAVREMENE TEHNOLOGIJE

Miloš Živanov¹, Saša Mileusnić¹, Milan Nikolić¹, Goran Mančić², Dragan Popov²

¹ Katedra za elektroniku, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet tehničkih nauka, Fruškogorska 11, 21000 Novi Sad
telefon: (021) 350-122(590), E-Mail: zivanov@uns.ns.ac.yu

² OD "Bušenje", NIS Naftagas, Rudarski radovi, Sutjeska 1, 21000 Novi Sad
telefon: (021) 611-148, E-Mail: wellwork@eunet.yu

Kratak sadržaj - U ovom radu je prikazano jedno savremeno rešenje sistema za karotažna merenja. Sistem je prilagođen zacevljenim bušotinama i dizajniran je da funkcioniše pod operativnim sistemima WIN-95 i WIN NT. U daljem tekstu biće prikazane razne mogućnosti ovog sistema.

1. UVOD

Pokazalo se da su istraživanja mogućih izvora ugljovodonika i mineralnih sirovina isuviše skupa, izuzetno složena i nezamisliva bez geofizičkih karotažnih merenja. Ako se uzme u obzir da izvori energije imaju ogroman strateški i ekonomski značaj logično se nameće potreba za unapređenjem opreme i, u tom cilju, implementacije novih tehničkih dostignuća. Revolucija računarske tehnologije, odnosno proizvodnje mikroprocesora je našlo svoje mesto u pokretnim sistemima za karotažna merenja još 1975. god. kada su sastavni delovi takvog sistema postali brzi 16-bitni mikroprocesori [1,2]. Ovim je bilo omogućeno kompjutersko rukovođenje procesa merenja što je, naravno, značilo i tačniju kalibraciju, stalnu kontrolu merenja, verifikaciju rezultata, digitalnu obradu na bušotini i digitalni zapis za dalju obradu. Pojava novih brzih 32-bitnih procesora u poslednjih nekoliko godina je omogućila, lako uočljiv, napredak u svim sistemima u kojima su ovi procesori našli mesto. U takvim sistemima je omogućena primena složenijih algoritama i matematičkih modela [3].

Upravo u duhu novih tehnologija je i ovaj rad pošto njegovo jezgro čini 32-bitni mikroprocesor. Ceo sistem se sastoji od širokog spektra površinske i dubinske opreme, ali će akcenat u radu biti na površinskom delu. Primarni cilj ovog sistema je da ukomponuje postojeće analogne instrumente u organizacionom delu "Bušenje" u NIS Naftagas-u. Međutim, on se takođe može lako adaptirati i za upotrebu u savremenim digitalnim sistemima za bušenje. Posebno smo želeli da u sistemu upotrebimo savremenu standardnu tehnologiju ne samo u upravljačkom delu, računaru pre svega, već i za akvizicione kartice, brojače, itd.

2. OPIS RADA SISTEMA

Priroda podataka iz instrumenata za karotažna merenja je različita i to su analogni signali, impulsi i digitalne reči. Ovi podaci se dobijaju pomoću predajnika i senzora koji su smešteni u instrumentima. Pre nego što podaci stignu na površinu, vrši se njihova predobrada u pogodan oblik za dalju obradu i zapis na površini. Prenos se vrši kablom koji je dug 2000-6000 m. Pri prenosu dolazi i do promene signala usled otpornosti i kapacitivnosti kabla.

Dolaskom signala na površinu neophodno je pripremiti ih za dalju obradu za šta postoje posebni paneli i kartice. Signali se moraju pretvoriti u odgovarajuće oblike; analogni signali u standardni napon (0-5V) za obradu i A/D konverziju. Impulsnim signalima se mora definisati oblik: visina, polaritet i trajanje za brojače. Digitalni podaci se moraju prepoznati i pripremiti za dalju obradu u računaru. Ono što je veoma bitno, obrada podataka se mora izvršiti u realnom vremenu.

Nekadašnji problem brze i precizne obrade velikog broja merenih vrednosti je sada u potpunosti rešen implementacijom 32-bitnih mikroracunara. Takođe se obavljaju veoma složene filtracije digitalnih signala kao i dekonvolucije u rezistivnim i akustičnim metodama.

Da bi se obezbedila potpuna preciznost za svaku metodu merenja postoje odgovarajući programi i kalibracioni podaci za instrumente.

U procesu kalibracije instrumenata sve referentne i kalibracione vrednosti su snimljene na disku što je bitno jer one obezbeđuju vezu između električnih i određenih geofizičkih veličina. Takođe, za obradu se koriste i odgovarajući koeficijenti i konstante. Poređenjem referentnih vrednosti sa internim kalibracionim podacima lako se vidi tačnost u radu instrumenata. To je naročito važno pošto instrumenti mogu raditi korektno, ali da odgovarajuće izmerene vrednosti nisu tačne zbog stanja bušotine koje nas onemogućuje da dobijemo precizne podatke.

Postoji problem sa instrumentima zbog nekih njihovih fizičkih ograničenja u vertikalnoj rezoluciji i, naročito, u dubini pri kojoj se vrši analiza što ih onemogućava da precizno rade. Zbog toga je bitno eliminisati uticaj

geometrije bušotine, kao i ambijenta: temperature i pritiska, pre svega, u kojima instrumenti rade.

Nakon što se obavi obrada podataka sledi njihovo prikazivanje na monitoru i neprekidnom ploteru. Jedna od pogodnosti ovog sistema je u tome što omogućuje zapis prikazanih krivih na hard disku ili na flopi disku. Zapis podataka je u obliku tabela, a sami podaci mogu biti sirovi (npr. napon) ili obradeni (odgovarajuće geofizičke veličine). Prethodna merenja se mogu pročitati i rekonstruisati kao playback merenje. Ova opcija je bitna jer omogućuje poređenje prethodnih merenja sa trenutnim čime se dobijaju značajni podaci o stanju bušotine odnosno o njenoj eksploataciji.

Kao što je rečeno, sistem je osnovno dizajniran za zacevljene bušotine i sadrži cementolog (CBL), gama zračenje (GR) i neutron zapis (NL) [4,5].

Instrument za zacevljene bušotine određuje sastav cementne kore. To se radi izvođenjem efekta zacevljenja i rasporedom amplituda akustičnog talasa generisanog odgovarajućim alatima. Amplituda talasa je u maksimumu u nezacevljenim, a u minimumu u potpuno zacevljenim spojenim delovima. Instrument se sastoji od električne i mandrel (mehaničko kućište predajnika i dva prijemnika) sekcije. Predajnik i dva prijemnika su smešteni unutar mandrela gde se generiše i prima akustični signal koji se potom elektronski obrađuje i šalje na površinu. Signali na površini se prvo moraju detektovati odgovarajućim sinhro impulsima. Potom se signal mora pojačati do odgovarajućeg nivoa. Zatim se signal šalje do brzog A/D konvertora gde se vrši digitalizacija. Koristili smo standardnu brzu akvizicionu karticu sa frekvencijom odabiranja do IMS/s pri 12-tobitnoj rezoluciji. Tako dobijeni podaci se šalju do računara gde se vrši dalja obrada i određivanje potrebnog vremena prenosa zvuka i amplitude talasa. Rezultati CBL-a se mogu snimiti i prikazati kako u punotalasnom formatu (full wave format-FWL) ili u formatu promenljive gustine (variable density log-VDL). FWL i VDL se mogu snimati i prikazivati do četiri puta po svakom metru [6,7].

Instrument za detektovanje gama zračenja je veoma značajan zbog rezultata koje nudi, a koji su, opet, korisni kao svojevrsni parametri. Ovaj instrument se koristi za sledeće metode: merenje prirodne radioaktivnosti i radioaktivni markeri. Različiti geološki sastav ima i različiti nivo prirodnog gama zračenja. Nivo prirodne radioaktivnosti je veoma sličan u geološkim sastavima odgovarajućih faza u eksploataciji bušotine. Iz tog razloga se GR koristi za dubinske korelacije različitih merenja u različitim vremenima. GR se, takođe, može koristiti, na primer, u određivanju prisustva škriljca u zaglinjenim peščarima. Signali iz GR instrumenta su impulsi koji se detektuju pomoću detektora gama zračenja. Pri tome je broj impulsa proporcionalan nivou prirodne radioaktivnosti.

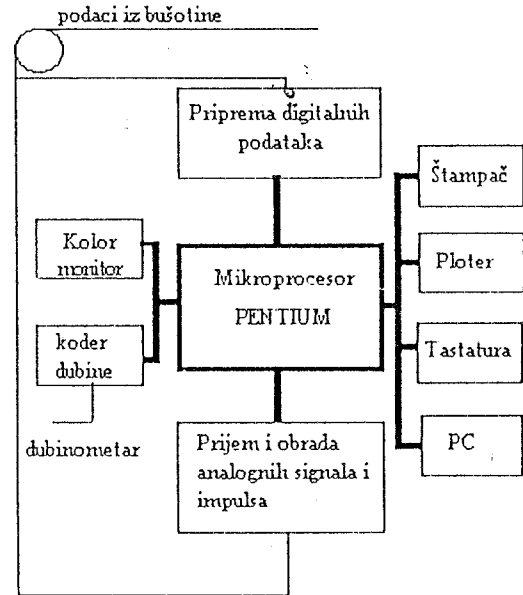
Neutron zapis se koristi za određivanje poroznosti kao i za korelaciju u zacevljenim bušotinama kada to nije moguće sa GR. Izvor u instrumentu emituje neutrone u sastav. U detektorima broj netrona je recipročno proporcionalan vodi i ugljovodoničnim sastojcima u geološkom sastavu. Ti sastojci su proporcionalni porozitetu. Impulsi se pripremaju u odgovarajući oblik za slanje na površinu. Kod analognih sistema, koji koriste jedan kabl, ti impulsi imaju negativnu

amplitudu kako bi se razlikovali od GR impulsa koji su pozitivnih najvećih vrednosti.

U zacevljenim bušotinama dubinski instrumenti obično imaju određen sistem navojaka za detektovanje indukovanoeg električnog polja koje je promenjeno oko zacevljenih navojaka. Ovo merenje se naziva zacevljeni navojni zapis (Casing Collar Log-CCL) i koristi se za korelaciju u zacevljenim bušotinama. Električni impulsi se konvertuju u oscilacije učestanosti 2kHz odgovarajuće amplitude i trajanja. Ovaj signal se može slati na površinu, u analognim sistemima, istovremeno sa ostalim logovima (CBL;GR i NL).

Dubinski signali iz CBL,GR,NL i CCL-a se modulišu u posebne sekvence koje, na primer, imaju trajanje od 33 ms. U prvih 2 ms iz dubine stiže CBL signal. U preostalih 31 ms stižu i GR,NL i CCL signali. Ove sekvence se ponavljaju tokom procesa bušenja.

Na površini se u posebnim električnim kolima, koja se nalaze u karotažnim sistemima, signali moraju detektovati. Sistem prvo detektuje sinhro impuls koji daje signal početka modulisanе sekvence. U prvih 2 ms CBL signal se pojačava i šalje u brzu CBL A/D karticu. Za to vreme svi ostali signali su blokirani. Pozitivni impulsi iz GR se rekonstruišu i šalju u GR brojač. Negativni impulsi iz NL se rekonstruišu, gde im se pri tom menja polaritet, a potom se šalju u NL brojač. Niskopropusni filter (2 kHz) se aktivira svaki put kada naiđe CCL signal. Površinsko CCL kolo daje poseban impuls koji je proporcionalan amplitudi signala u CCL i ima isto trajanje kao i u bušotini. Specijalni filtri u ulazima GR i NL kola eliminišu CCL signal.



Slika 1 Dijagram sistema

3. OPIS POVRŠINSKOG SISTEMA

Površinski sistem se sastoji od standardne računarske konfiguracije, posebnih interfejsa i opreme koja je razvijena za potrebe geofizičkih karotažnih merenja. Sistem je prikazan na slici 1.

Već je ranije pomenuto da jezgro sistema čini 32-bitni mikroprocesor INTEL Pentium koji radi na min 100 MHz. Kako bi se poboljšale sposobnosti celokupnog sistema koristi

se pouzdani hard disk kapaciteta nekoliko GB. Za dugotrajnu vizuelnu prezentaciju rezultata merenja koristi se neprekidni ploter.

Komunikacija operatera sa sistemom je jednostavna i odvija se preko tastature i miša. Sistem koristi pogodnosti operativnih sistema WIN-NT i WIN 95 pa je deo sistema, bitnog za operatera, predstavljen na kolor monitoru kao pogodan radni prostor. Na taj naćin je omogućen lakši i jednostavniji rad.

Osim standardne raćunarske konfiguracije, sistem sadrži i poseban interfejs za primanje signala iz bušotine i njihovu preradu u raćunaru. Zbog razlićitosti primenjenih tehnologija, izmereni podaci iz mnogih instrumenata, koji se dobijaju preko kabla, su u analognom, impulsnom ili digitalnom obliku. Iz tog razloga interfejs pored pojaćavaća sadrži i brze i precizne 12b A/D konvertore, impulsne brojaće, kodere i dekodere.

Rećeno je da je sistem dizajniran, pre svega, za starije analogne instrumente, ali ako želimo da implementiramo telemetrijske instrumente i instrumente sa mikroprocesorima, digitalizacija podataka se vrši u bušotini. U tom slućaju, interfejs služi za prijem i predaju samo digitalnih signala.

Bitno je istaći da se za određivanje dubine koristi impulsni enkoder i sistem za detektovanje magnetnih markera koji, sa kodiranjem dubine i automatskom korekcijom zbog istežanja kabla, daje korektnne vrednosti.

4. PANEL OPERATERA

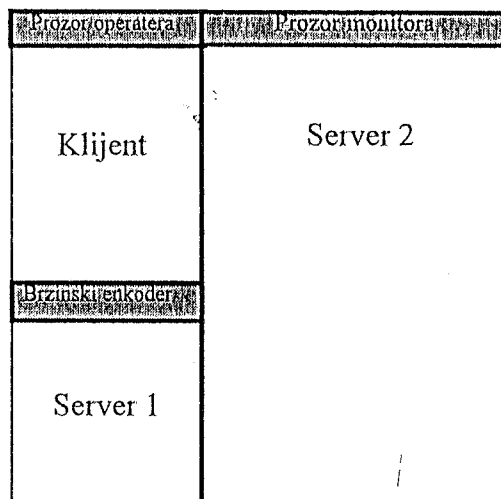
Iako je ceo sistem vrlo složen, korisnik, odnosno, operater ispred sebe vidi samo operaterski panel. Naravno, želja je bila da se stvori jednostavan radni prostor koji bi omogućio lak i efikasan rad. Poznajući prednosti savremenih operativnih WIN sistema takav izbor za implemenataciju je bio logićan. Ovi operativni sistemi nude sliku u prozorima i na jednostavan naćin omogućuju korisniku snalaženje i razumevanje. U tu svrhu planirali smo i kompjutersku prezentaciju koja bi bila skraćena verzija našeg programa.

U osnovi postoje tri programa koji su istovremeno odvojeni, i pri tom rade pojedinaćne poslove, ali i spojeni putem DDE (Dynamic Data Exchange) komunikacije. Fundament takve komunikacije je da, kao što znate, postoji server i klijent. Server daje potrebne informacije za klijenta. U našem sistemu postoje dva servera i jedan klijent. Klijent je, kao što pretpostavljate, operater, odnosno njegov panel. Druga dva programa su serveri za klijenta. Tako, operater ispred sebe ima tri prozora, odgovarajućih programima, koje istovremeno vidi. Ta istovremena prezentacija je naroćito važno jer omogućuje operateru pregled svih trenutnih operacija i eventualno preduzimanje novih. Na slici 2 možete videti izgled panela operatera. Na gore-levoj strani je prozor operatera koji odgovara glavnom programu. Sve bitne komande su smeštene u meniju tog prozora. Ono što je karakteristika tog prozora kao i preostalih je da svi imaju "padajuće" menije i adekvatne dijaloge sa potrebnim informacijama što potvrđuje jednostavnost i efikasnost u rukovanju. Preostala dva prozora su prozor brzinskog enkodera (dole-levo) i monitor prozor (desno). Program koji odgovara prozoru brzinskog enkodera simulira rad enkodera. U meniju tog prozora postoji opcija Brzina ćijim izborom

dolazite i do definisanja trenutne brzine. Time se određuje brzina celog sistema jer se tako podešava brzina iscrtavanja krivih na prozoru monitora kao i skupljanje informacija iz bušotine. Treći program je prozor monitora gde možete videti iscrtane krive koje, u potpunosti, odgovaraju izmerenim podacima iz bušotine. Naravno, sirovi podaci se konvertuju u odgovarajući oblik za prezentaciju na monitoru. Rutine koje omogućuju navedenu konverziju se nalaze u glavnom programu i one sadrže neke operacije potrebne za konverziju elektrićnih jedinica u odgovarajuće geofizićke kao i neke operacije skaliranja.

Smer iscrtavanja gore-dole se može birati jednostavno pritiskom na opciju smer. Ova opcija, iako na prvi pogled nebitna, je veoma važno jer se merenja vrše na razlićitim dubinama što znaći da dubina nula nije jedina poćetna. Kako se podaci prikupljaju iz bušotine oni se obrađuju, a zatim prikazuju u obliku krivih na monitoru. Može se videti i trenutna dubina takode. Svaka kriva ima svoje ime i odgovarajuće jedinice kao i boju što je pogodnost kolor monitora.

Aktiviranjem sistema dolazite do prvog koraka unošenje lozinke. Ovaj korak je neophodan kako bi se sistem zaštitio od neautorizovanih lica. Zatim se pojavljuju tri prozora kao na slici 2. Panel operatera je tać trenutno aktivan zato što odgovara glavnom programu. Zatim operater treba da unese neke podatke bitne za merenje kao što su npr. ime bušotine, ime operatera, startna dubina, itd. Taj unos se vrši preko odgovarajućih

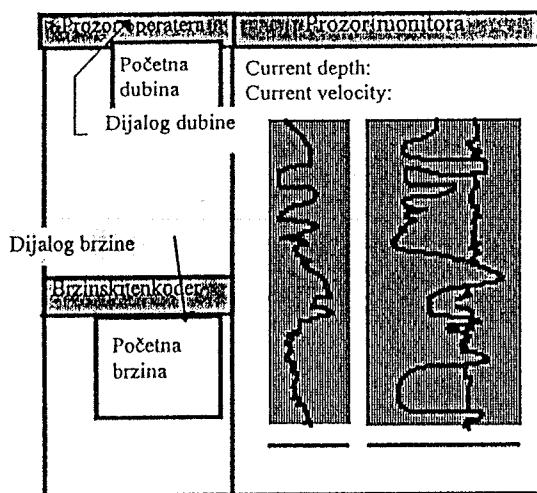


Slika 2 Izgled operater ovog panela

dijaloga koji se aktiviraju pritiskom na miša u određenom delu menija. Start merenja je iniciran izborom opcije Akcija, odnosno Start. U isto vreme se vrši trenutna inicijalizacija celog sistema. Takode, ovom akcijom se pokreće i DDE komunikacija. Izgled operaterskog panela nakon pokretanja merenja je dat na sl. 3. U procesu merenja procesor prikuplja podatke iz bušotine, obrađuje ih, odnosno, konvertuje u odgovarajući oblik pogodan za prikaz na prozoru monitora. Istovremeno brzinski enkoder daje informaciju o trenutnoj dubini. Treba istaći da je cela komunikacija vidljiva osim samih merenih podataka koji su prikazani u obliku krivih. Merenje se prekida izborom opcije Stop u prozoru operatera. Kalibracija je bitna kako bi se obezbedila taćnost merenja i,

na taj način, omogućilo poređenje trenutnih merenja sa nekim prethodnim. Izborom opcije Kalibracija oba servera su, automatski, obavestena da je došlo do promene parametara i da moraju da restartuju svoje operacije.

Podaci merenja se, kao što je istaknuto, mogu snimiti izborom opcije Snimi i to se može uraditi na dva načina: mogu se snimiti sirovi podaci (neskalirani, nekonvertovani) ili možete snimiti konačne podatke. Postoji i opcija Playback



Slika 3 Izgled panela nakon startovanja merenja

naročito bitna za planiranu prezentaciju jer se i bez stvarnog merenja može simulirati isto na osnovu prethodnih rezultata.

Kao i usvakoj DDE komunikaciji oba servera se mogu odvojiti od klijenta čime se prekida komunikacioni krug i prekida rad programa. Izbor takve opcije je vidljiv i u prozoru klijenta, u ovom slučaju operatera. Za izlazak iz programa postoje standardne opcije Izlaz u okviru svakog programa. Međutim izlazak iz glavnog programa nije dozvoljen jer se na taj način može prouzrokovati opšta greška procesora što je zapisano u izvornom kodu DDE komunikacije. Iz glavnog programa je moguće izaći jedino ako su oba servera odvojena ili su završili svoje operacije.

Bitno je istaći da je izvorni kod programa napisan u programskom jeziku Borland C/C++ (verzija 4.5) ali se lako može adaptirati na Microsoftov Visual C++ (verzija 5.0). Oba programska jezika su veoma moćna i daju dosta mogućnosti.

5. ZAKLJUČAK

Kao što se može videti iz ovog rada, naš površinski sistem za karotažna merenja, u potpunosti, sledi razvoj tehnologije. Spojili smo savremenu računarsku konfiguraciju sa standardnim akvizicionim karticama. Neke posebne delove elektronskog interfejsa smo i sami dizajnirali. Za programiranje smo koristili savremene, ali standardne, programske jezike visokog nivoa. Kapacitet memorijskih resursa i brzina računara je omogućilo beleženje CBL zapisa i dalju obradu što je ranije bilo gotovo nezamislivo. Na taj način smo produžili vek postojećih analognih instrumenata za karotažna merenja. Takođe napominjemo da se i ostale metode kao i telemtrijski sistemi mogu lako uvesti u ovaj sistem.

LITERATURA

1. S. Bojković, M. Živanov, Najnovija dostignuća u geofizičkim karotažnim merenjima, DIT, Naftagas, pp.98-107, 1989.
2. S. Bojković, M. Živanov, Perspektive razvoja geofizičkih karotažnih merenja u "Naftagas"-u, DIT, Naftagas, pp.91-97, 1989.
3. D. M. Stark and others, Well Evaluation Conference, Angola, Maxim-500, pp.V8-V14, 1991.
4. "Direct Digital Logging System" (DDL III, DDDL), "Gearhard Ind", 1984., 1986.
5. "Cyber Service Unit", "Schlumberger", 1985.
6. "Computerized Logging Service", "Dresser Atlas", 1985.
7. "Universal Digital Logging", "Pengo", 1986.

Abstract - In this paper one modern solution for well logging acquisition system will be presented. This system is designed to work on computer's WIN NT and WIN-95 operating systems. The different benefits feasibility, possibility of system will be shown in the paper.

REALIZATION OF THE WELL LOGGING SYSTEM WITH MODERN TECHNOLOGIES

Miloš Živanov, Saša Mileusnić, Milan Nikolić, Goran Mančić, Dragan Popov

ПРИМЕНА АУТОМАТСКИХ МЕРНИХ МОСТОВА ПРИ ИЗВРШЕЊУ АЛГЕБАРСКИХ ОПЕРАЦИЈА

Љ. Р. Голубовић,

Технички факултет у Чачку-Електротехнички факултет у Бањалуци

Садржај - У раду су описане методе за извршавање основних математичких операција применом аутоматских мерних мостова. Приказане су могућности примене ових метода у мерењима електричних величина и регулацији параметара процеса. Дат је пример температурне регулације.

1. УВОД

Сведоци смо веома брзог развоја дигиталних техничких система, како електронских, тако и пратећих пнеуматских и хидрауличких, при чему последњи у неким специјалним применама, као што је експлоатација у лако запаљивим срединама, имају предност. Напоменимо и то да први почеци техничких рачунских система не припадају дигиталним већ аналогним системима. У ове сврхе били су развијени т.з. операциони појачавачи и одговарајућа аналогна кола за извршавање разних рачунских операција, као што су сабирање, одузимање, множење, дељење, степеновање, кореновање, логаритмовање, диференцирање и интеграловање [2]. Развој полупроводне технике омогућио је нормалан рад поменутих аналогних рачунских кола са напонима напајања од само неколико волти. Аналогни рачунски системи имају велике брзине и релативно малу тачност у односу на дигиталне, које карактеришу комплементарне особине, релативно мале брзине и висока тачност. То значи, да аналогна рачунарска кола нису одбачена из употребе, већ се мање користе само због тога, што стицајем разних околности нису довољно проучене и усавршене широке могућности њихове примене.

Постоје области у данашњој техничкој пракси, у којима се примењују првенствено аналогни рачунари. Овде спадају аналогна кола за техничко моделовање процеса и развој система, у циљу одговарајућих мерења на њима, управљања, регулације и контроле. Ако је брзина ових процеса довољно велика, какав је случај разних војних система, где је време за проучавање процеса, реализацију одговарајуће шеме управљања и извршавање одговарајућих операција ограничено, онда аналогни системи имају предност у односу на дигиталне. Врло често, најбоља решења дају комбиновани аналогно-дигитални системи.

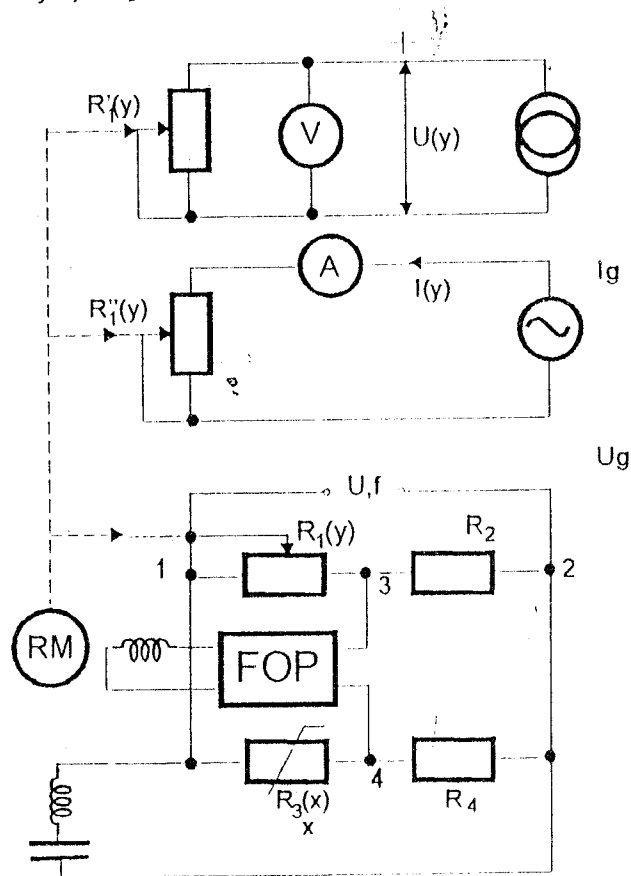
2. МЕРНИ ПРЕТВАРАЧИ СА АУТОМАТСКИМ МЕРНИМ МОСТОМ

Принципијелна шема мерног претварача са аутоматским мерним мостом и ланцима претварања НЕЕЛЕКТРИЧНА ВЕЛИЧИНА-ОТПОР-НАПОН/СТРУЈА приказана је на Сл.1. Споро променљива неелектрична величина x се

посредством електроотпорног мерног претварача $R_3(x)$ претвара у одговарајућу вредност отпора. Отпорници $R_1(y)$, R_2 , $R_3(x)$ и R_4 представљају мерни мост, при чему излазни напон U_{34} иде на фазноосетљиви појачавач FOP, преко кога се управља радом реверзибилног електромотора RM. Електромотора RM је у механичкој спрези са клизачима реостатних отпорника $R_1(y)$, R_2 и R_4 , при чему први улази у састав моста, док последња два имају исти закон промене отпорности и димензије, а отпорност у општем случају, ако су на пример израђени од другог материјала [1]. То значи да су

$$R_1(y) = k_1 R_2, \quad R_4(y) = k_2 R_2, \quad (1)$$

где су k_1 и k_2 - константе.



Сл. 1.

Напон U_{34} се појачава преко фазноосетљивог појачавача FOP, чија излазна струја дејствује на реверзибилни мотор, који се по ступању моста у равнотежу зауставља. На основу услова равнотеже моста имамо

$$R_1(y) = \frac{R_2}{R_4} R_3(x), \quad (2)$$

те сагласно изразу (1) и Омовом закону, за кола са отпорницима $R_1(v)$ и $R_1'(y)$ добијамо одговарајуће вредности напона и струје,

$$U(v) = I_g R_1'(y) = I_g k_1 \frac{R_2}{R_4} R_3(x) = k_1' R_3(x), \quad (3)$$

$$I(v) = \frac{U_g}{R_1'(y)} = \frac{U_g R_4}{k_2 R_2 R_3(x)} = k_2' \frac{I}{R_3(x)}, \quad (4)$$

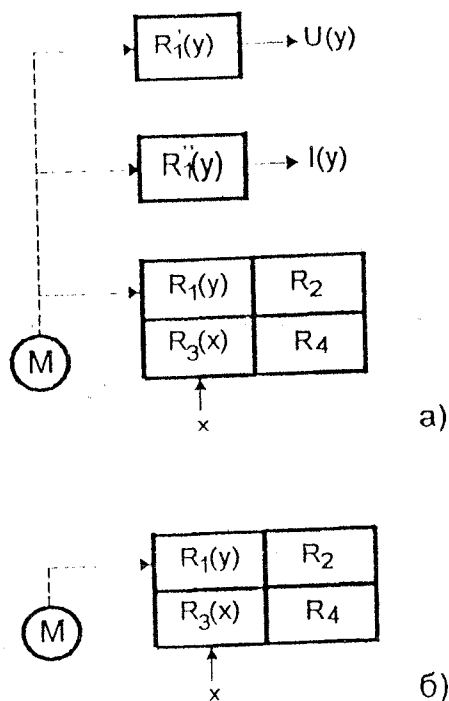
где су k_1 и k_2 - константе.

Пошто величине I_g , U_g , k_1 , k_2 , R_2 и R_4 представљају одговарајуће константе познатих вредности, а $R_3(x)$ - познату функцију мерене величине x , то мерењем напона $U(v)$ или струје $I(v)$ на основу израза (3) или (4) можемо одредити вредност величине x .

У циљу поједностављења графичких представа, шему са Сл.1 приказаћемо одговарајућом симболиком према Сл.2. Са Сл.2а су доступне следеће информације: 1) отпорност $R_3(x)$ се мења под дејством мерене величине x ; 2) равнотежа моста се добија када се изједначе производи отпора по одговарајућим дијагоналама моста, односно

$$R_1(v)R_4 = R_3(x)R_2;$$

3) реверзибилни електромотор механички дејствује на клизаче променљивих отпорника $R_1(v)$, $R_1'(y)$ и $R_3(x)$ и 4) вредностима отпора $R_1(v)$ и $R_1'(y)$ одређене су вредности излазног напона $U(v)$ и излазне струје $I(v)$. Укидањем дела кола са отпорницима $R_1(v)$ и $R_1'(y)$, волтметром V и амперметром A и одговарајућим механичким спрегмама са мотором M према Сл.1 и Сл.2а, добијамо претварач НЕЕЛЕКТРИЧНА ВЕЛИЧИНА-ОТПОР, чија је симболичка шема приказана на Сл.2б.



Сл.2.

3. АУТОМАТСКИ МОСТОВИ И АЛГЕБАРСКЕ ОПЕРАЦИЈЕ

Применом аутоматских мерних мостова и функционалних отпорника могу се аналогним путем вршити разне алгебарске операције и једновремено генерисати излазни напон или струја за побуђивање актуатора при управљању и регулацији унутар одређеног процеса. Тачност поменутих математичких операција при томе зависи од тачности примењених функционалних отпорника и отпорника константних вредности. Применом функционалних отпорника аналогног типа, релативне грешке су најчешће веће од 10^{-3} , док се њиховом дигитализацијом у облику т.з. аутоматских отпорничких кутија, израђених на основи племенитих метала у оквиру најновијих технологија и термостатирањем радних услова [3], грешке при мерењу могу се свести на вредности реда 10^{-6} . Појавом аутоматских отпорничких кутија, конфигурација мерних мостова се битно мења; управљање равнотежом моста не врши се више као у аналогном случају преко реверзибилног електромотора, већ помоћу посебних дигиталних склопова и контактних мрежа. Постављање вредности отпора $R_1'(y)$ и $R_1(v)$ у колима за добијање излазног напона $U(v)$ и излазне струје $I(v)$ врши се једноставним копирањем вредности $R_1'(y)$ и активирањем одговарајућих контактних склопова. Тачност, снага и поузданост отпорника $R_1'(y)$ и $R_1(v)$ може бити висока, а цена и компликованост уређаја којима се то остварује, релативно ниска. Пошто овај рад има за циљ основне принципијелне поставке, то ћемо се надаље само том проблематиком и бавити, не упуштајући се у разне могућности које савремена технологија нуди.

Применом моста са Сл.1, односно Сл.2 могу се извршити следеће математичке операције

3.1. Множење константом улазне функције $R_3(x)$

Када су $R_1(v)$ и $R_3(x)$ - функције исто облика, на пример линеарне,

$$R_1(v) = k_1 v, \quad R_3(x) = k_2 x,$$

онда применом израза (2) добијамо

$$k_1 v = \frac{R_2}{R_4} k_2 x,$$

односно

$$v = kx,$$

где је k - константа.

3.2. Логаритмовање улазне величине

За функционалне зависности

$$R_1(v) = k_1 e^v, \quad R_3(x) = k_2 e^x,$$

на основу (2) биће

$$k_1 e^v = \frac{R_2}{R_4} k_2 e^x.$$

Одавде налазимо

$$v = k \ln x,$$

при чему је k - константа.

3.3. Налажење експонента улазне величине x

Сменама

$$R_1(v) = k_1 v, \quad R_3(x) = k_2 e^x,$$

сагласно изразу (2) имамо

$$k_1 v = \frac{R_2}{R_4} k_2 e^x,$$

односно

$$v = k e^x, \quad (7)$$

где је k - константа

3.4. Налажење реципрочне вредности

Када у мосту са Сл.1 отпорници R_4 и $R_3(x)$ промене места, онда израз (2) добија облик

$$R_1(v) = \frac{R_2 R_4}{R_3(x)} \quad (8)$$

Сменама

$$R_1(v) = k_1 v, \quad R_3(x) = k_2 x$$

у израз (8) налазимо

$$v = \frac{k}{x}, \quad (9)$$

где је k - константа

3.5. Множење двеју функција

Математичка операција множења двеју функција може се остварити применом тростепеног аутоматског мерног Моста са Сл.3. Принцип рада овог моста је следећи.

Први мерни мост чини електроотпорни претварач $R_3(x_1)$ величине x_1 , функционални отпорник $R_1(v_1)$ и отпорници R_2 и R_4 . Успостављање равнотеже, дате једначином

$$R_1(v_1)R_4 = R_3(x_1)R_2, \quad (10)$$

врши се преко реверзибилног електромотора M_1 .

У састав другог мерног моста улази електромоторни претварач $R_4(x_2)$ величине x_2 , функционални отпорник $R_1(v_2)$ и отпорници константних отпорности R_2 и R_3 . Услов равнотеже

$$R_1(v_2)R_4(x_2) = R_2R_3 \quad (11)$$

остварује се управљање радом реверзибилног електромотора M_2 .

Трећи мерни мост чине функционални отпорници $R_1(v_1)$ и $R_3(v_2)$ потпуно идентични као у првом и другом мосту, а чији су положаји одговарајућих клизача подешени реверзибилним моторима M_1 и M_2 , током уравнотежавања прва два мерна моста. Реверзибилни мотор M_3 врши уравнотежавање трећег мерног моста подешавањем положаја клизача функционалног отпорника $R_2(v)$, док отпорник R_4 има константну вредност. Услов равнотеже трећег моста гласи

$$R_1(v_1)R_4 = R_1(v_2)R_2(v) \quad (12)$$

Једновремено са подешавањем равнотеже трећег моста, реверзибилни мотор M_3 врши постављање положаја клизача функционалних отпорника $R_1(v)$ и $R_1(v)$, чиме вредност излазног напона и струје износи

$$U(v) = I_g R_2(v) = k_1 I_g R_2(v), \quad (13)$$

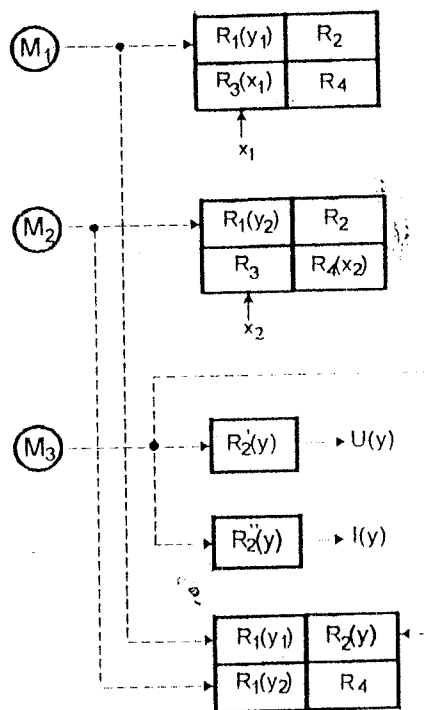
$$I(v) = \frac{U_g}{R_2''(v)} = \frac{U_g}{k_2 R_2(v)} \quad (14)$$

На основу једначина (10-12) имамо

$$R_1(v_1) = \frac{R_2}{R_4} R_1(x_1), \quad (15)$$

$$R_1(v_2) = \frac{R_2 R_3}{R_4(x_2)}, \quad (16)$$

$$R_2(v) = R_4 \frac{R_1(v_1)}{R_1(v_2)} \quad (17)$$



Сл.3.

Сменом (15) и (16) у (17) налазимо

$$R_2(v) = \frac{I}{R_3} R_1(x_1)R_4(x_2) \quad (18)$$

Ако претварач $R_1(x_1)$ и $R_4(x_2)$ и функционални отпорник $R_2(v)$ имају линеарне карактеристике, дате изразима

$$R_1(x_1) = k_1 x_1, \quad R_4(x_2) = k_2 x_2, \quad R_2(v) = k_3 v, \quad (19)$$

то на основу (18) и (13-14) добијамо

$$y = k_4 x_1 x_2, \quad U(v) = k_5 x_1 x_2, \quad I(v) = \frac{k_6}{x_1 x_2} \quad (20)$$

3.6. Делјење двеју функција

Ако у другом степену мерног моста са Сл.3 величине R_3 и $R_4(x_2)$ промене места, онда једначина (18) прелази у облик

$$R_2(v) = R_3 \frac{R_1(x_1)}{R_4(x_2)} \quad (21)$$

У случају линеарних зависности (19), на основу израза (21) и (13-14) добијамо

$$y = k_j \frac{x_1}{x_2}, \quad U(y) = k_s \frac{x_1}{x_2}, \quad I(y) = k_6 \frac{x_2}{x_1}. \quad (22)$$

3.7. Сабирање двеју улазних величина

Сменом у израз (18) зависности

$$R_1(x_1) = k_1 e^{x_1}, \quad R_2(x_2) = k_2 e^{x_2}, \quad R_2(y) = k_3 e^y, \quad (23)$$

добијамо

$$R_2(y) = k_3 e^y = R_1 k_1 e^{x_1} k_2 e^{x_2}, \quad (24)$$

односно

$$y = k_j (x_1 + x_2). \quad (25)$$

Напоменимо да за овај пример изрази (1) нису у важности. Ако желимо да излазни напон $U(y)$ буде сразмеран, а излазна струја $I(y)$ обрнуто сразмерна померају у клизача функционалног отпорника $R_2(y)$, потребно је остварити следеће зависности,

$$R_2(y) = k_1 \ln R_2(y), \quad R_2''(y) = k_2 \ln R_2(y). \quad (26)$$

Сменом (26) у (13-14) налазимо

$$U(y) = k_7 (x_1 + x_2), \quad I(y) = \frac{k_8}{x_1 + x_2}. \quad (27)$$

3.8. Одузимање двеју улазних величина

Сменом (23) у (21) налазимо

$$y = k_j (x_1 - x_2). \quad (28)$$

На основу (23), (26) и (13-14) биће

$$U(y) = k_5 (x_1 - x_2), \quad I(y) = \frac{k_6}{x_1 - x_2}. \quad (29)$$

4. ПРИМЕНА МОСТА ЗА ОДУЗИМАЊЕ ПРИ РЕГУЛАЦИЈИ ТЕМПЕРАТУРЕ

Показаћемо да се проблем регулације температуре може решити одговарајућим прилагођењем моста за одузимање, који се, како смо то већ показали, добија када се у мосту са Сл.3 отпорници R_1 и $R_2(x_2)$ промене места. Поменуто прилагођење подразумева следеће:

1) у својству отпорника $R_1(x_2)$ применићемо полупроводни термистор, чија је температурна зависност отпорности дата изразом

$$R_1(x_2) = R_1(\theta) = R_{10} \exp \left[b_1 \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{\theta_0} \right) \right], \quad \theta \in (\theta_0; \theta_{\max}), \quad (30)$$

где су R_{10} , b_1 , θ_0 и θ_{\max} - одговарајуће константе;

2) отпорник $R_2(x_1)$ реализоваћемо као функционални отпорник, чија се отпорност мења по закону

$$R_2(x_1) = R_{20} \exp \left[b_2 \left(\frac{1}{x_1} - \frac{1}{x_{10}} \right) \right], \quad x_1 \in (x_{10}; x_{1\max}), \quad (31)$$

где су R_{20} , b_2 , x_{10} и $x_{1\max}$ - константе, а x_1 има временску зависност

$$x_1 = x_1(t), \quad (32)$$

која се постиже применом одговарајућег часовног механизма;

3) отпорник $R_2(y)$ реализован је као функционални отпорник, са законом промене отпорности

$$R_2(y) = R_{20} \exp[b_2(y - y_0)], \quad y \in (y_0; y_{\max}), \quad (33)$$

где су R_{20} , b_2 , y_0 и y_{\max} - константе.

Сменом (30-31) и (33) у (21) имамо

$$R_{20} \exp[b_2(y - y_0)] = R_3 \frac{R_{10} \exp \left[b_1 \left(\frac{1}{x_1} - \frac{1}{x_{10}} \right) \right]}{R_{10} \exp \left[b_2 \left(\frac{1}{\theta} - \frac{1}{\theta_0} \right) \right]},$$

одакле логаритмовањем налазимо

$$\ln \frac{R_{20} R_{10}}{R_{10} R_3} + b_2 y - b_2 y_0 = \frac{b_1}{x_1} - \frac{b_1}{x_{10}} - \frac{b_2}{\theta} + \frac{b_2}{\theta_0},$$

односно

$$y = \frac{b_1}{x_1} - \frac{b_2}{\theta} + k, \quad (34)$$

где је

$$k = y_0 + \frac{b_2}{b_2 \theta_0} - \frac{b_1}{b_2 x_{10}} - \frac{1}{b_2} \ln \frac{R_{20} R_{10}}{R_{10} R_3}. \quad (35)$$

Константа k дата изразом (35) биће једнака нули, ако су испуњени услови

$$R_{10} = R_{20} = R_3 = R_{10}, \quad \frac{b_1}{b_2 x_{10}} = y_0 + \frac{b_2}{b_2 \theta_0}. \quad (36)$$

Ако преко часовног механизма извршимо задавање помераја $x_1(t)$, а $y=y(t)$ снимимо тако што одговарајући писач вежемо на излазни напон $U(y)$ моста са Сл.3, онда на основу (34), имајући у виду услове (36), добијамо

$$\theta(t) = \frac{b_2}{\frac{b_1}{x_1(t)} - y(t) + k}. \quad (37)$$

Излазни напон $U(y)$ и струја модификованог моста са Сл.3, сагласно изразима (13-14) биће

$$U[y(t)] = u(t) = k_5 \left[\frac{b_1}{x_1(t)} - \frac{b_2}{\theta(t)} \right], \quad (38)$$

$$I[y(t)] = i(t) = \frac{k_6}{x_1(t) - \theta(t)}. \quad (39)$$

Када је x_1 независно од времена, односно $x_1(t) = k_1$, онда ће величине y , $U(y)$ и $I(y)$ бити такође независне од времена, односно $y(t) = k_2$, $U[y(t)] = k_3$, $I[y(t)] = k_4$. Тада свако снижење температуре θ доводи према изразу (39) до повећања излазне струје $I(y)$, а смањење излазног помераја y према изразу (34) и излазног напона према изразу (38), и обрнуто. Свакој временској функцији $x_1(t)$ одговарају тачно одређени облици функција $y(t)$ и $\theta(t)$. Тиме се, анализом снимљених зависности $y(t)$ за различите законитости $x_1(t)$ могу према изразу (37) одредити зависности $\theta(t)$ и одабрати одговарајући функционални отпорник $R_2[x_1(t)]$, потребан за добијање одговарајуће зависности $\theta_p(t)$, неопходне при реализацији одговарајућег технолошког процеса.

ЗАКЉУЧАК

Предложене методе примене аутоматских мерних мостова и функционалних отпорника за извршење алгебарских операција и генерисање одговарајућих зависности излазних напона и струја од улазних величина, карактеришу следеће особине: 1) функционална једноставност и висока поузданост аутоматског система у целини; 2) могућност добијања високе класе тачности мерења и регулације параметара процеса; 3) релативно једноставно обезбеђење компатибилности са енергетским системима, како малих, тако и великих снага, при једносмерном и наизменичном напајању; 4) даље усавршавање и повећање тачности и брзине рада, применом нових технологија.

ЛИТЕРАТУРА:

[1] Л.С. Гринберг, Генерирование функций с помощью потенциометров, издательство Энергия, Москва-Ленинград 1965.

[2] E.Hering, K.Bressler und I.Gutekunst, Elektronik für Ingenieure, Zweite verbesserte Auflage, VDI VERLAG GmbH, Dusseldorf 1994

[3] П.Профос и др., Измерения в промышленности, перевод с немецкого Д.И. Агейкина, Металургия, Москва 1990.

Abstract - The methods for performance of elementary mathematical operations with application of automatic measure bridges are described. Also are shown the possibilities of application of this methods in a measurement of electrical and nonelectrol dimensions and regulation of parameter process. An example of temperature regulation is presented.

APPLICATION OF AUTOMATIC MEASURE BRIDGES FOR PERFORMANCE OF ALGEBRIC OPERATIONS

(33)

(34)

(35)

(36)

(37)

(38)

(39)

е као
омене

еднака

ршимо
о тако
злазни
у (34),

ованог
иће

дносно
такође
 $x_i(t) = k_i$,
гуре θ
излазне
према
зу (38),
и $x_i(t)$
а $y(t)$ и
сти $y(t)$
изразу
абрати
 $R_i[x_i(t)]$,
исности
рајућег

A/D KONVERTOR SA ZA 5 CIFARA

Radojle Radetić, *Institut za bakar Bor*

Sadržaj - U radu je prikazano jedno rešenje A/D konvertora sa izlazom u BCD kodu za 5 cifara. Napravljen je model u obliku digitalnog voltmetra sa opsegom ulaznog napona od 10 V i rezolucijom 0,1 mV. Ispitivanja su pokazala dobre rezultate. Na osnovu stečenih iskustava ukazano je i na mogućnost poboljšanja njegovih karakteristika i izrade konvertora za 6 cifara.

1. UVOD

Pri realizaciji instrumenta za merenje malih otpora (MIKROOMMETAR) bio je potreban digitalni displej sa 5 cifara. Najpreciznije što je pronađeno na domaćem tržištu je digitalni panel voltmetar sa 4,5 cifara na bazi kola ICL7135. Izlazni naponi iz operacionih pojačavača primenjenih u pomenutom instrumentu su do oko 10 V (ili 11 V) tako da se mogu iskoristiti samo 4 cifre pomenutog voltmetra. Rezolucija merenja sa 4 cifarskim prikazom je onda 0,01 % od opsega. Pri ispitivanju je uočena i greška od još -0,02 % na desetom delu opsega. Sa dodatkom greške reference napona i primenjenih kritičnih otpornika, merna nesigurnost prelazi 0,05%. Takav instrument bi se mogao deklarirati za klasu 0,1.

Za preciznije merenje bilo je potrebno obezbediti bar još jednu cifru.

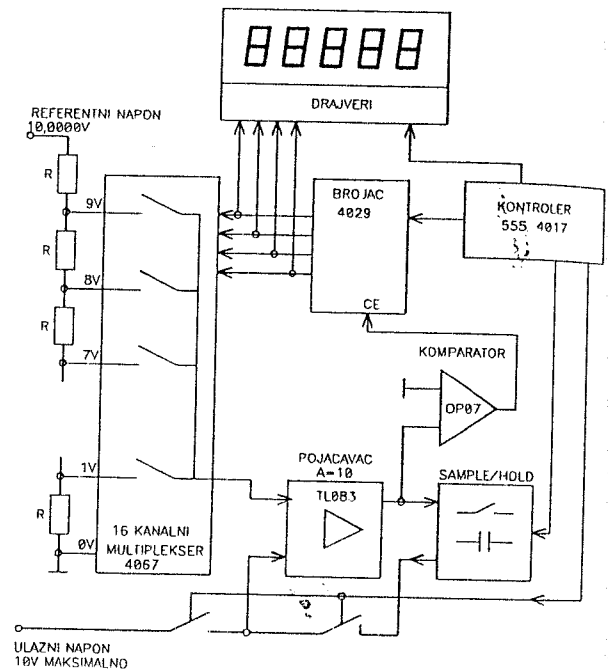
Na svetskom tržištu se sreću A/D konvertori sa 20 pa čak i 24 bita. Autoru te komponente nisu bile dostupne pa je pokušao da, od komponenata sa domaćeg tržišta, napravi A/D konvertor visoke rezolucije sa BCD kodom u izlazu. Realizovan je konvertor za 5 cifara čija bi rezolucija u binarnoj reprezentaciji odgovarala veličini od skoro 17 bita. Stečeno iskustvo nagoveštava mogućnost, da se sa nešto kvalitetnijim komponentama (opet sa domaćeg tržišta) postigne i rezolucija od 6 cifara (20 bita).

2. PRINCIP RADA

Princip rad ovog A/D konvertora prikazan je na sl.1. Ulazni referentni napon je sa deset jednakih otpornika podeljen na deset jednakih delova. Kada je veličina koja se meri, napon, potrebno je da referentni napon ima celobrojnu dekadnu vredost. U realizovanom konvertoru on iznosi 10,000 V. Od njegove tačnosti zavisi i tačnost prikaza na displeju. Sa ovim je napon na ulazima analognog multipleksera u koracima od po 1V. Ulazni napon mora biti u opsegu od 0 V do 9,9999 V. Negativni naponi se prikazuju kao 0,0000 V a naponi 10 V i viši, kao 9,9999 V.

Takt impulsi iz kontrolera se odvođe u brojač koji upravlja multiplekserom, koji dalje menja napon za

komparaciju sa ulaznim naponom. Kada je odabran prvi manji celobrojni napon, brojač se zaustavlja a njegova vrednost se zapisuje kao prva cifra na displeju. Razlika ulaznog napona i ove celobrojne vrednosti se pojačava deset puta i unosi u kolo tipa *semp/hold*. Sa ovim je završeno određivanje prve cifre.



sl.1.

Za određivanje druge cifre kontroler umesto ulaznog napona, unosi napon iz SAMPLE/HOLD kola i na isti način se određuje druga cifra. Postupak se može ponavljati proizvoljan broj puta. Realno je međutim da se postupak ponavlja do one cifre gde greška postaje značajna.

3. DELITELJ REFERENTNOG NAPONA

Referentni napon od 10 V podeljen je otporničkim deliteljem na vrednosti u koracima od po 1V.

Za ovaj delitelj su izabrani otpornici sa temperaturnim koeficijentom ispod 20 ppm/°C. Međusobno su montirani veoma blizu tako da se nalaze u približno jednakim temperaturnim uslovima. Pošto su svi otpornici iz iste serije i iste nazivne vrednosti, očekuje se da će svi menjati na isti način. Izborom i umeravanjem otpornika postignuta je njihova ujednačenost sa odstupanjem pojedinačnih otpornika od srednje vrednosti manjom od 10 ppm. U odnosu na

ukupni otpor koji je deset puta veći, greška pojedinih otpora je u granicama od 1ppm. Ovo bi zadovoljilo konverziju od 6 cifara.

4. POJAČAVAČ

Pojačavač je diferencijalnog tipa i ima pojačanje 10. Zahtev je da greška pojačanja bude manja od desetostruke vrednosti rezolucije. Za 5 cifarsku konverziju to bi iznosilo 0,01 % i manje. Takođe je potrebno da faktor CMRR bude što veći i da se za oba ulazna OP, u ovom pogledu, ima što bolja uparenost. Iz grupe pojačavača tipa TL083 odabrani su oni kod kojih je pri promeni zajedničkog ulaznog napona u diferencijalnom pojačavaču od 0 V do 10V, promena izlaznog napona bila manja od 0,5 mV. Na jednom OP je izvršeno trimovanje ulaznog offset napona.

Ulazna struja kojom se opterećuje naponski ulaz je pri 10 V oko 100pA. S obzirom da je rezolucija u merenju napona 0,1 mV. Ova ulazna struja dozvoljava ulazni otpor do oko 1MΩ. Ovo je dovoljno visoka vrednost da se lako mogu napraviti razdelnici napona za proširenja mernog opsega preko 10 V.

5. SEMPL/HOLD KOLO

Ovo kolo je izvedeno od dva kondenzatora kapaciteta 0,47FμF i analognih prekidača iz kola 4053. Vremenska konstanta kola je oko 10ms pa je za semplovanje predviđeno vreme od oko 100ms stim da je za prvu cifru ono produženo na oko 0,6 s. Ulazna bias struja OP je oko 100pA tako da je promena napona u stanju HOLD zanemariva.

Na 5 cifarskom A/D konvertoru nije primećen uticaj apsorpcije kondenzatora. U svakom slučaju dobro je da on bude polietilenski

6. KONTROLER

Kontroler se sastoji od dva generatora takta sa tajmerima tipa 555 i dekadnog brojača tipa 4017. Prvi generator takta ima periodu od oko 2 ms i on daje takt brojaču koji upravlja multiplekserom. Drugi generator takta upravlja dekadnim brojačem 4017 koji dalje upravlja analognim prekidačima u kolu tipa SAMPLE/HOLD, LATCH funkcijom kod drajvera sedmo-segmentnih LED displeja, i postavlja brojač u početno stanje pre određivanja svake cifre.

U eksperimentalnom radu je isprobano više varijanti upravljanja.

- Prva varijanta je bila da brojač radi kao UP/DN, tako da prati ulazni napon. Ova varijanta je zahtevala osim komparacije sa nulom i komparaciju sa 10,000V. Pri ulaznim naponima veoma bliskim celobrojnim vrednostima, pojavila se nestabilnost tako što nije dolazilo do zaustavljanja brojača.

- Druga varijanta je bila da se na početku određivanja svake cifre brojač resetuje i da krene sa brojanjem od nule naviše. Ova varijanta je zahtevala komparaciju sa 10,000 V i pokazala je opet nedostatke

u vidu nestabilnosti pri naponima vrlo bliskim celobrojnim vrednostima.

- Treća varijanta je prikazana na sl.1. Kod nje se, na početku određivanja svake cifre, brojač postavlja na početnu vrednost 9. Brojanje ide na dole (DOWN). Ova varijanta je pokazala najstabilniji rad. Nestabilnost se pojavila kod napona za oko 30ppm manjeg od celobrojnih vrednosti. Nestabilnost je takve prirode da ne smeta a da ipak omogućava očitavanje i unutar tog opsega. Pretpostavka autora je, da je u svim slučajevima uzrok nestabilnosti nedovoljna ujednačenost CMRR faktora izabranih OP. Drugi uzrok je greška u pojačanju diferencijalnog pojačavača koje treba da bude 10. U realizovanom konvertoru nije predviđeno njegovo trimovanje.

Ukoliko su ove pretpostavke tačne sa izborom kvalitetnijih OP i dodatnim trimovanjem pojačanja dilo bi moguće realizovati A/D konvertor i sa 6 cifara. U tom slučaju bi, umesto TL083, za diferencijalni pojačavač trebalo primeniti na primer operacione pojačavače (OP) tipa ICL7650.

Trajanje određivanja prve cifre je oko 0,6 s a ostalih po oko 0,1 s. Ukupna konverzija traje oko 1 s što daje dobru čitljivost displeja.

Pored ove tri varijante moguće je napraviti više kaskadno vezanih A/D konvertora, svaki za po jednu cifru. Naredni bi iz prethodne razlike određivao svoju cifru. Ovde bi se izbeglo kolo SAMPLE/HOLD i greške koje ono unosi. Međutim broj upotrebljenih komponenata i ukupna cena bi bili znatno veći. Međutim dobila bi se tačnija konverzija.

7. ZAKLJUČAK

U radu je prikazano rešenje A/D konvertora sa 5 cifara napravljenog u potpunosti od komponenata sa domaćeg tržišta. Konvertor je pokazao visoku preciznost i vrlo stabilan rad. Analizirani su uzroci uočenih grešaka i ukazano na načine njihovog otklanjanja i postizanja još više rezolucije. Opisani A/D konvertor ima izlaz u BCD kodu tako da je veoma pogodan za primenu kod digitalnih mernih instrumenata.

LITERATURA

[1] Fairchild, CMOS data book.

Abstract - In this paper is shown a solution of 5 digit BCD output code A/D converter. 10 V input range and 0,1 mV resolution digital voltmeter is made. Examination of it shows very good result. It is suggested how to achieve better resolution as 6 digit conversion.

5 DIGIT BCD A/D CONVERTER

Radojle Radetić

РЕДНО УПРАВЉАЊЕ ЕЛЕКТРИЧНОМ ИНСТАЛАЦИЈОМ У ВОЗИЛИМА

Ж.Грбо, М.Живанов, Факултет техничких наука, Институт за енергетику и електронику, Катедра за електронику, Фуршкогорска 11, 21000 Нови Сад, Email: zivanov@uns.ns.ac.yu

Садржај: У овом раду је приказан систем за управљање електричним потрошачима у друмским возилима који се управљања преко микропроцесора. Комуникациона веза је остварена редним повезивањем логичких јединица. Ове јединице управљају са полупроводничким прекидачима. Такође, су дискутоване даље примене електронске технологије за развој напајања у возилима.

1. УВОД

Развој возила за друмски саобраћај данас се одвија у три правца. Возила која користе угљоводонике као гориво (СУС), возила на електрични погон (ЕВ) и хибридна возила (ХЕВ). Све врсте возила користе развој савремених електронских технологија. У возилима са сагоревањем горива све више се користе електронски уређаји и то са више намена. Све више се користи електроника за праћење стања појединих уређаја у возилу. Због проблема са загађивањем ваздуха са издувним гасовима све више се користе уређаји са контролом сагоревања. Најпознатији су ињекциони системи. У будућности се очекују даља побољшања.

У данашње време у свету се веома много ради на развоју електричних возила. Основни поводи за то су еколошки разлози и разлози разумног коришћења извора енергије. У том развоју нарочито предњаче развијене земље [1]. Мање земље, као што је и наша, такође се придружују овом тренду. Наша земља са малим потенцијалом угљоводоничних енергетских извора и значајним капацитетима електричне енергије, је нарочито погодна за примену електричних возила. Томе треба додати и значајне капацитете за производњу електричних акумулатора.

Основни недостатак електричних возила је њихов мали домет због ограничења капацитета акумулатора. Једно од разумних решења је примена хибридних возила која имају истовремено погон на са СУС мотором и електрични мотор са акумулатором са средњим капацитетом енергије [2]. Ова возила у зонама где се захтева нулта емисија користе електричну вучу. У зонама где не важе ова ограничења користи се СУС мотор. Са одговарајућим системом управљања енергијом вишак енергије из СУС мотора се усмерава на пуњење акумулатора. У условима када се захтева максимални моменат истовремено на погон делују СУС мотор и електрични мотор.

Са друге стране, значајно су се развиле и многе електронске технологије које поспешују овај развој. Ту се пре свега мисли на полупроводничке компоненте снаге и интегрисана кола разноврсних могућности. Развој електричних мотора такође бележи значајне резултате. Теорија кола за аутоматско управљање сложених система, као и разноврсне реализације ових система, такође постижу веома значајне резултате.

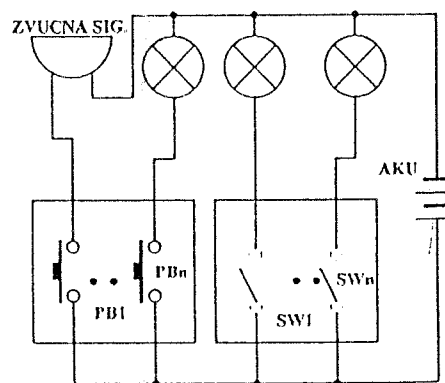
Развој енергетске електронике значајно утиче на примену претварача у возилима. Ту

посебно треба истаћи смањење отпорности у укљученом стању R_{Dson} . У задњих неколико година ово смањење иде на пример од 100 mΩ до 15 mΩ. Све ово је довело да ноглог смањења цене електронских претварача од 50 центи/W с почетком деведесетих до 15-20 центи/W у опсегу снага од 100-3000 W. Када се цена смањи на 5-10 центи/W може се очекивати још шира примена прекидачких конвертора у аутомобилима.

У овом раду дајемо једно решење за управљање напајањем у возилима. Решење се заснива на редној комуникационој вези. Управљање је помоћу микроконтролера. За прекидаче се користе снажни мосфетови.

2. РЕДНО УПРАВЉАЊЕ ЕНЕРГЕТСКИМ ПОТРОШАЧИМА У ВОЗИЛИМА

Електрична инсталација у данашњим возилима је реализована на начин како је приказано на сл.1. Извор напајања је алтернатор који производи електричну побуду од 14 V DC. Алтернатор пуни акумулатор, који је обично оловни има номинални напон од 12 V DC. Алтернатор може да напаја све укључене потрошаче и да пуни акумулатор. Потрошачи су са извором енергије повезани преко осигурача и прекидача са енергетским кабловима. Потрошачи су обично везани на масу. Када није поуздана веза са шасијом возила маса се директно од "минус" пола акумулатора повезује са потрошачем. У овим условима прекидачи I_2 водови свом дужином пропуштају радну струју потрошача. У инсталацији се налазе и сигналне сијалице које показују да ли је неки потрошач укључен.



Сл. 1 Приказ уобичајеног начина напајања у возилима.

Овакав начин изискује каблове и прекидаче који треба да пропуштају номиналну струју или неколико пута већу, када се примене фактори сигурности рада у дужим временским периодима. Због наведеног и због повећаних радова за постављање каблова долази до повећана трошкова израде возила.

Један од начина да се овај проблем превазиђе је увођење електромеханичких контролних јединица. Прекидачи у кабини возила укључују релеје преко ове контролне јединице.

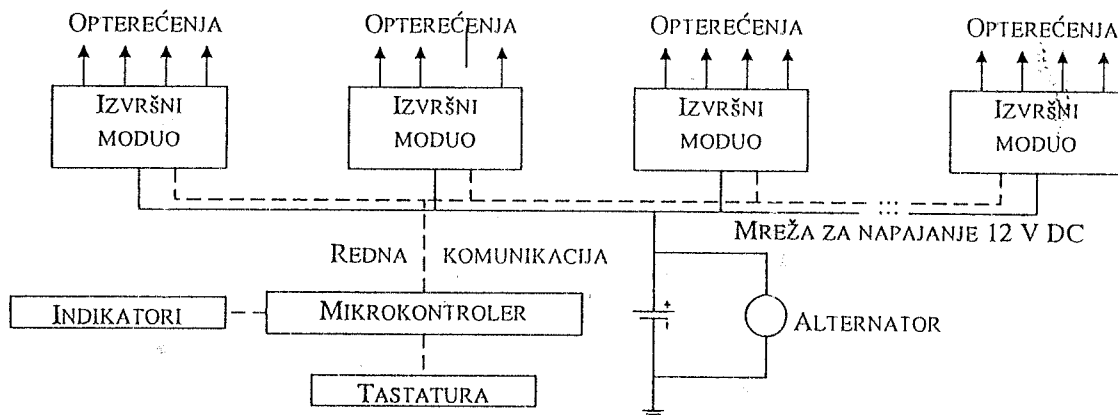
релеји укључују потрошаче и сигналне сијалице и показиваче. Ова управљачка јединица се може поставити близу извора напајања и ближе потрошачима, међитим од релеја се морају до потрошача провући енергетски каблови са пуним оптерећењем.

Из ових разлога предлажемо управљање потрошачима микроконтролером преко редног баса и одговарајућих логичких јединица. Овај систем је приказан на сл.2. Команде у микроконтролер се доводе преко прекидача који се налазе у кабини возила. Микроконтролер ствара управљачке дигиталне сигнале, који се преко редног баса преносе до извршних модула. Извршни модули се повезују преко прекидачких транзистора са потрошачима. На основу стања прекидачких транзистора ствара се сигнал о стању укључености потрошача. Овај сигнал се преко логичког дела извршне јединице враћа у микроконтролер. Микроконтролер на основу сигнала о стању потрошача укључује сигналне сијалице и показиваче обавештавајући возача о стању у возилу.

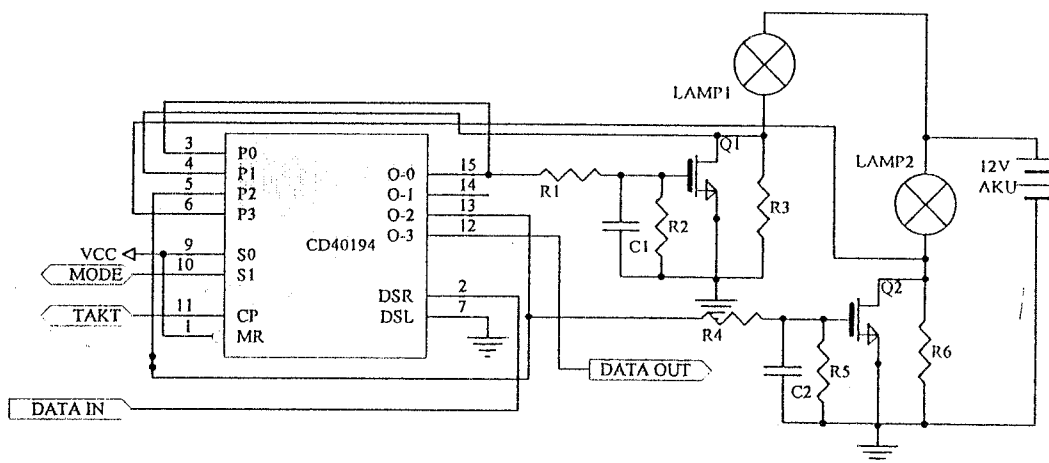
Извршни модул је реализован корицањем универзалних померачких регистара и сначних мосфетова. Један модул подржава рад четири потрошача. На слици 3 је приказана шема излазног модула који подржава рад два потрошача. Модули су међусобно повезани трожилиним каблом. Као што је на слици назначено један проводник се користи за пренос сигнала, други за пренос података, а трећи за селекцију режима рада (паралелни упис или померање удесно).

Управљање потрошачима се врши уписом контролне речи. Контролну реч формира микроконтролерски блок на основу тренутног стања тастатуре. Дужина контролне речи је једнака броју потрошача.

Сам микроконтролерски блок је базиран на микроконтролеру Atmel 89C2051. За обраду тастатуре и приказ на на дисплеју су коришћени паралелно серијски склопови због малог броја улазно излазних портова којима располаже овај микроконтролер.



Сл.2 Блок шема система за напајање који се управља са серијским басом.



Сл.3 Електронска шема извршног модула.

Пошто се извршни модули напајају вишим напонам него микроконтролерски блок на излазу микроконтролерског блока су стављени померачи нивоа. За извршне модуле је употребљен виши напон јер их је могуће напајати директно из акумулатора (CMOS кола), што доприноси поједностављењу модула, а истовремено са повећањем напона се повећава и маргина сметњи система.

Враћањем сигнала DATAOUT последњег потрошача у ланцу на микроконтролерски блок уз одговарајућу селекцију на улазу МОДЕ могуће је пратити стање исправности појединих потрошача и извршити индикацију неисправности.

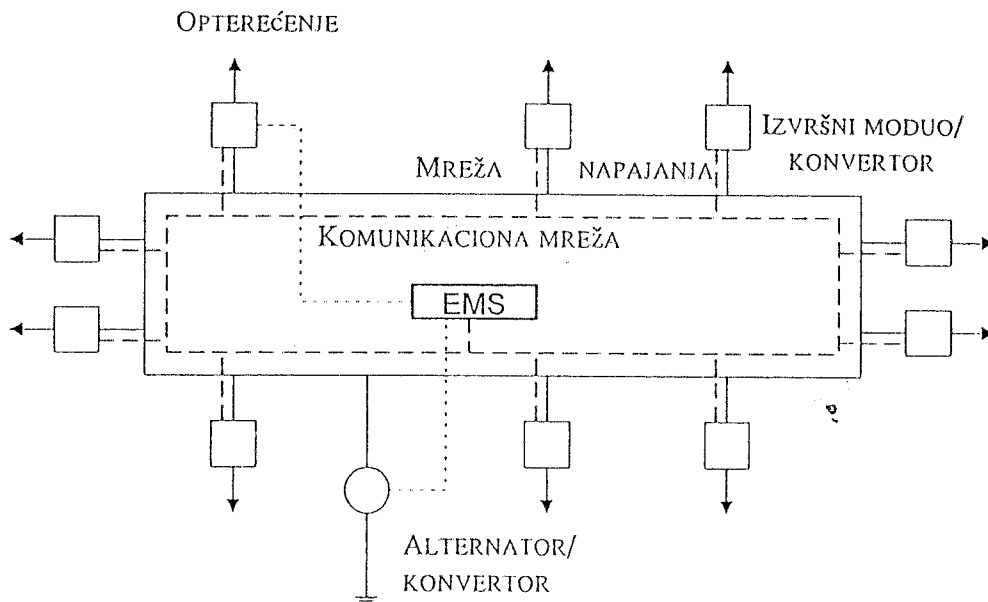
Програм је истетиран и смештен у меморију микроконтролера. Направљен је модул са прекидачким транзисторима и испитано његово функционисање. Предстоји тестирање, односно његова уградња у возило.

3. БУДУЋИ ТРЕНДОВИ РАЗВОЈА НАПАЈАЊА У ВОЗИЛИМА

У електричним и хибридним возилима потрошња енергије веома зависи од начина војње. Због бољег искоришћења енергије у овим возилима се уводи систем за управљање енергијом (EMS - Energy Manegment System), који омогућује да се добије што већи домет возила и да се оствари дужи век употребе акумулатора [1,2,4]. EMS посматра и бележи стање акумулатора, перформансе возила, потрошњу енергије кључних компоненти и посматра понашање возача. Преко одговарајућих података са запамћеним подацима о утрошеној енергији може се предвидети могући домет возила и добити најбољи режим пуњења акумулатора. Реализација EMS-а је виду микроконтролера који је преко улазно излазних канала повезан са одговарајућим сензорима у возилу, улазном тастатуром и дисплејем који обавештава возача о добијеним закључцима. Домет ЕВ се повећава одређивањем некорисног трошења енергије и саветовањем возача о начину војње. У

будућности се може очекивати да ће се и возилима на СУС погон појавити сличан систем.

Као што је већ наведено, данас се инсталација у СУС возилима напаја из акумулатора 12 V DC. Сви потрошачи су прикључени на овај напон. Акумулатори се пуне преко алтернатора који дају потребан напон за пуњење акумулатора (14 V DC) и за напајање потрошача, када ради мотор. Захваљујући развоју савремене технологије, као што су полупроводничке компоненте и кола, и повећаним захтевима за потрошњу у будућности се очекује примена различитих напона за различите потрошаче. Напајање за различите потрошаче у циљу веће уштеде енергије може бити DC или AC који се добијају из јединствене AC мреже. Пројектанти ће моћи да прилагоде напајање према потрошачима у циљу што ефикаснијег коришћења енергије и добијања што бољих особина. Тако на пример, осветљење се може напајати са 6 V AC, електроника са 5 V DC, активно вешање са 350 V DC а мотори и актуатори са 42 V. Дигитални сигнали за управљање и сигнализацију ће се преносити посебном комуникационом мрежом.



Сл.4 Приказ будућег изгледа система за напајање у возилима

Постоје два главна разлога за увођење вишеволтног система у колима; захтев за већом економичношћу искоришћења горива и увођење нових уређаја у возилу који троше енергију. Нова електрична опрема као што су електромеханички вентили и активно вешање повећаће за три пута потрошње електричне енергије у возилима од садашњих 800 W до средње снаге од 2500 W и са максималниом снагом од 12 kW. Ова снага се не може разводити преко мреже од 12 V DC.

Због веће економије, многи уређаји који се данас погоне мотором, могу се погонити на електричан начин. Тако на пример погони водене пумпе и вентилатора се могу прилагођавати потребама. Када треба повећати снагу и брзину, а када није потребно могу се искључити. Да би се постигла што боља ефикасност погодна је одговарајуће моторе побуђивати са напонем који је знатно виши од 12 V. Један могући систем је приказан на сл.4.

Економичност потрошње горива такође може утицати на увођење вишег напона напајања због смањења омских (Џулових) губитака у кабловима за напајање. Тако на пример смањење потрошње електричне енергије од 100 W равно је уштеди при смањењу масе возила за 50 кг. У свету су присутни трендови смањења потрошње горива при војњи. Смањење потрошње је могуће само употребом система за убризгавање, којима се управља електронски. Циљна потрошња је у САД-у галон/80 миља, а у Европи 3 л/100 км. Ови захтеви су у складу еколошких покрета који захтевају што мању загађеност ваздуха. Када се приближавамо овим захтевима у потрошњи расте удео електричне потрошње, која не може бити мања од 25 %. Ако се додају и неки значајнији потрошачи, као што су системи за расхлађивање и електрично управљање потрошња расте и до 50 %. Још један разлог за штедњу електричне енергије у возилу је због тога што је електрична енергија произведена у возилу

скори три пута скупља од електричне енергије која се преко мреже испоручује потрошачима.

Енергетска електроника у будућности ће у возилима остваривати две основне функције: просту прекидачку (сада се то остварује ручним прекидачима и релејима) и управљањем напајања преко логике, инвертора и DC-DC претварача. Ове две класе енергетских кола неће само дати више побудне напоне, него ће и превазићи неке недостатке система од 12 V, као што су промена напона напајања у широком опсегу и велике напонске скокове.

Напон у систему од 12 V се уствари мења од 9 V до 16 V зависно од излазне струје у алтернатору, старости батерија, стања напуњености и других фактора. Оптерећења су направљена да раде на најнижим напонима, стога када је напон виши кроз њих иде већа струја од потребне. Компонете у колу стога треба да буду направљене да могу да раде на највећим струјама.

Такође, постоје нагле промене напона када потпуно оптерећени алтернатор нагло изгуби оптерећење, на пример када се акумулатор нагло одспоји из електричног кола пуњења. Напон на излазу из алтернатора нагло порасте на 40 V за време од око 100 ms ако је алтернатор заштићен лавинским диодама или до 80 V ако није заштићен. То значи да се прекидачи и делови електричног кола морају димензионисати са фактором од четири. Овај захтев је скуп нарочито за полупроводничке прекидаче. С друге стране одспајање оптерећења од система пуњења могу да се никада не десе у току оптерећења. Резултат тога је да се компоненте у колима непотребно предимензионишу у односу на номинално оптерећење струјом.

У будућим возилима енергетски претварачи ће остваривати везу између алтернатора и потрошача уклањајући потребу за предимензионисањем елемената кола. Алтернатор у таквим системима може да ствара нерегулисани излаз који зависи од брзине обртаја мотора. Коло за напајање уређаја за хлађење узимаће овај излаз и претварати у непроменљиви напон напајања. У таквим условима неће бити потребно користити компоненте за већа напрезања од номиналног. Данас се већ производе таква кола која контролишу промену напајања, оптерећења и ограничавају пораст температуре. Они, такође, имају заштиту од струје преоптерећења и понашају се као аутоматски осигурачи.

У електричним возилима и хибридном возилима основни систем напајања износи најмање 48 V. У овим возилима такође проблем уштеде енергије је још више изражен, па је оправдано увођење напајања са вишим напонима (48 V и вишим). У тим возилима најбоље је разводити напон из акумулатора до потрошача, а код

потрошача (или групе потрошача) извршити конверзију напона на потребну величину преко конвертора и инвертора.

4. ЗАКЉУЧАК

Приказани систем за контролу напајања у возилима омогућује ефикасније развођење енергије у возилу у контролу рада потрошача. Систем се састоји од тастатуре или прекидача који повезани са микроконтролером, микроконтролера, комуникационог баса, логичких јединица за укључивање прекидачких транзистора и повратне везе која сигнализира стање прекидача. У будућности у свим врстама возила користиће се систем за управљање енергијом, који треба да оствари најцелисходнију потрошњу енергије. Ради економичне потрошње енергије се да ће у свим врстама возила бити уведен вишеналпонски систем за напајање.

ЗАХВАЛНОСТ

Министарству за развој, науку и животну средину СР Југославије, које је овај рад делимично финансирало.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] C.C.Chan and K.T.Chau, "An Overview of Electric Vehicle Technology", *Industrial Electronics*, Vol.44, pp.3-13, 1997
- [2] M.Eksani, K.M.Rahman and H.A.Toliat, "Propulsion System Design of Electric Hybrid Vehicles", *Industrial Electronics*, Vol.44, pp.19-27, 1997
- [3] J.G.Kassakian, H.C. Wolf, J.M.Miller, C.J.Hurton, "Automotive Electrical Systems circa 2005", *IEEE Spectrum*, Vol.33, No.8, 1996
- [4] J.W. Pavlat, R.W. Diller, "An Energy management System to Improve Electrical Vehicle Range and performance", *IEEE AES Systems Magazine*, Vol.8, No.6, 1993

SERIAL CONTROL OF POWER SUPPLY IN VEHICLES

Ž. Grbo i M. Živanov

Abstract - In this paper was shown the electronic system for control of power supply in vehicles using microprocessor. Communication was obtained by serial connections of logical units. All these units are control the switching transistors. Also, we discuss future applications of electronic technologies for power supply in vehicles.

MIKROPROCESORSKI KOREKTOR REAKTIVNE SNAGE

Miroslav Ravlić, Viša tehnička škola u Kragujevcu
 Radosav Majkić, "Majk Elektronik" u Mladenovcu
 Saša Varjačić, "Partner inženjering" u Beogradu

Sadržaj - U našoj industriji postoji veliki broj ugrađenih korektora reaktivne snage iz serija KRK, proizvođača "ISKRA" iz Kranja, sa različitim brojem stepena kompenzacije i napravljenih u različitim tehnologijama. Zbog problema nabavke novih korektora od "ISKRE" odlučili smo se za razvoj sopstvenog korektora reaktivne snage.

1. UVOD

Tokom proteklih decenija u industriji je montiran veliki broj postrojenja za korekciju reaktivne snage. Skoro sva ona kao merno-regulacioni element imaju korektor snage iz neke od serija KRK "ISKRE" iz Kranja ili njima kompatibilne drugih proizvođača. Zbog otežane nabavke korektora od sada stranog proizvođača, u eksploatacije se javljaju problemi kod:

- 1) održavanja i zamene neispravnih korektora,
- 2) povećanja broja stepena kompenzacije u postojećim postrojenjima za kompenzaciju reaktivne snage,
- 3) montaže novih postrojenja za korekciju reaktivne snage.

Navedeni problemi su nas podstakli da razvijemo sopstveni korektor reaktivne snage. Projektni ciljevi koje smo postavili su:

- 1) što veća kompatibilnost sa korektorima proizvodnje "ISKRA",
- 2) fleksibilno konfigurisanje korektora,
- 3) jednostavno rukovanje i pregledan prikaz praćenih parametara,
- 4) jednostavna i jeftina konstrukcija

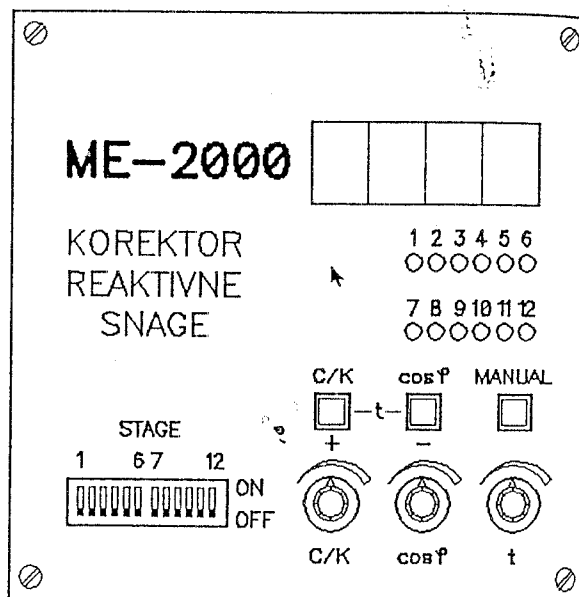
2. KRATAK OPIS POSTOJEĆIH UREĐAJA

Korektori serija KRK služi za korekciju reaktivne snage u trofaznim mrežama. Izrađuju se kao panel instrumenti dimenzija prednje ploče 130x130mm, a dubina kutije zavisi od generacije kojoj pripadaju. U pogonu se najčešće sreću jedinice sa 3, 6, 9 ili 12 stepeni kompenzacije. Skoro svi korektori snage koje smo sreli u pogonu imaju napajanje od 220V/50Hz. Reaktivnu snagu određuju tako što mere napon između jedne faze i neutralnog porovodnika, a preko strujnog reduktora mere struju koja teče kroz isti fazni provodnik. Korektorima iz serija KRK može se zadati faktor snage, minimalna snaga potrošača kod koje stupaju u dejstvo i vreme između preklapanja stepena kompenzacije. Da bi se olakšao posao vezan za održavanje postojeće opreme, odlučeno je da se održi što je moguće veća fizička i funkcionalna

kompatibilnost sa postojećim uređajima. Na taj način bi se u slučaju potrebe bez većih prepravki mogla izvršiti zamena postojećih korektora novim.

3. OPIS KOREKTORA REAKTIVNE SNAGE ME2000

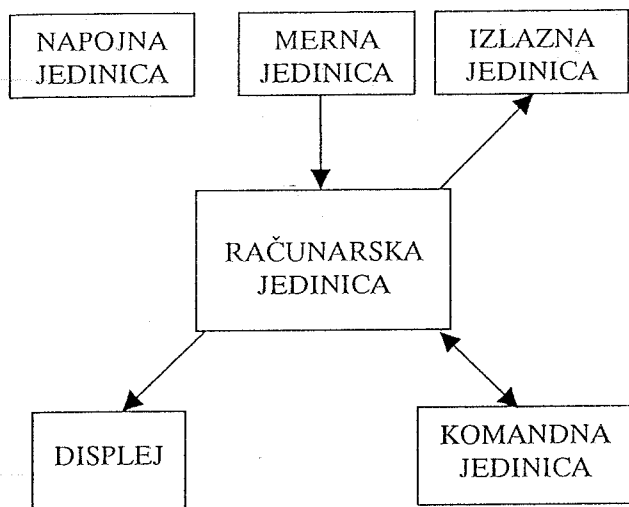
Na slici 1 prikazan je izgled prednje ploče razvijenog korektora reaktivne snage ME2000, a na slici 2 prikazana je njegova blok šema.



slika 1

3.1 NAPOJNA JEDINICA

Napajanje uređaja vrši se preko linearnog ispravljača koji obezbeđuje jednosmerne napone od +5V i +24V. Korektori reaktivne energije se veoma često smeštaju u neposrednoj blizini trafo-stanica koje napajaju industrijske potrošače, pa je uobičajeno da je napon napajanja na tim mestima dosta viši od nominalnog. Zato je ispravljač tako dimenzionisan da bez oštećenja može da ponese trajno napajanje od 260V. U toku rada korektora u trenucima komutacije kondenzatorskih baterija javljaju se smetnje u napojnim vodovima, pa je posebna pažnja obraćena na zaštitu od smetnji i prenapona koji bi mogli da ugroze uređaj ili njegovu misiju. To je postignuto ugradnjom uređaja u kutiju od dekapiranog gvozdrenog lima, ugradnjom RSO filtera i varistora. Na taj način je postignuta zaštita i od konduktivnih smetnji i od štetnih zračenja.



slika 2

3.2 MERNNA JEDINICA

Da bi korektor mogao da odredi reaktivnu snagu u mreži neophodno je da ima podatke o naponima i strujama koje teku kroz nju. Podatak o naponu dobija se sa posebnog sekundara na transformatoru koji služi i za napajanje samog uređaja. Dobijeni napon se u kolu za uobličavanje pretvara u povorku četvrtastih impulsa TTL nivoa sa faktorom popune 50% koji su iste faze kao i mrežni napon. Taj signal služi kao referenca za merenje faznog ugla između napona i struje. Podatak o struji dovodi se na korektor preko strujnog reduktora. Korektor je projektovan tako da može da se priključi na reduktore od 5A ili 10A. Korektor reaktivne snage u sebi ima strujni transformator koji struju iz reduktora pretvara u naizmenični napon pogodan za dalju obradu. On se obraduje u dva kanala. U jednom se naizmenični napon uobličava u povorku simetričnih impulsa TTL nivoa, a u drugom se on ispravlja i filtrira. Digitalni signal se koristi za merenje faznog ugla između napona i struje u mreži, a analogni služi za određivanje minimalne struje, odnosno prividne snage, kod koje korektor treba da stupi u dejstvo. Uobičajeni signali napona i struje dovode se na digitalne ulaze mikroprocesora, dok se podatak o intenzitetu struje dovodi na jedan od mikroprocesorovih ulaza A/D konvertora. Da bi ovakav način merenja napona i struje mogao da posluži za kompenzaciju reaktivne snage, potrošač mora da bude simetričan.

3.3 IZLAZNA JEDINICA

Izlazna jedinica sadrži 12 releja preko kojih se vrši upravljanje kondenzatorskim baterijama i jedan relej za dojavu alarma. Svim relejima upravlja mikroprocesor preko drajvera tipa ULN2803. Rele za dojavu alarma se aktivira kada korektor nije u stanju da postigne zadatu vrednost faktora snage, tj. kada je mreža podkompenzovana ili prekompenzovana. Svaki kontakt koji upravlja kondenzatorskim baterijama je blokiran RC članovima da bi se smanjile smetnje u trenucima komutacije.

3.4 DISPLEJ

Displej omogućava operatoru da prati faktor snage u mreži, očitava vrednosti zadatih parametara korektora i ima uvid koje su kondenzatorske baterije uključene. Brojčane vrednosti se prikazuju na četvorocifrenom LED displeju. Na njemu se prikazuje vrednost faktora snage u mreži ili vrednosti pogonskih parametara korektora. Ispod displeja nalazi se dvanaest LED dioda od kojih svaka indicira stanje jednog od relejnih izlaza za upravljanje kondenzatorskim baterijama. Radom celog displeja upravlja direktno mikroprocesor. Zbog uštede kontrolnih linija i drajvera, svi indikatori su multipleksirani.

3.5 KOMANDNA JEDINICA

Komandna jedinica služi za konfigurisanje korektora snage i postavljanje pogonskih parametara. Sastoji se od tri tastera, tri potenciometra i DIP prekidača sa dvanaest sekcija. Ovaj deo uređaja mogao je da bude izveden pomoću serijskog EEPROM-a i male tastature, ali je ipak usvojeno "klasično" rešenje. Smatramo da je takvo rešenje pouzdanije i jednostavnije za upotrebu. Umesto da se korisnik "provlači" kroz menije usvojena je koncepcija da pritisak na neki taster uzrokuje trenutni prikaz vrednosti traženog parametra na numeričkom displeju. Ovakvo rešenje je usvojeno imajući u vidu mali broj pogonskih parametara koje treba podesiti. Da je broj parametara bio veći moralo bi se usvojiti rešenje sa EEPROM-om i tastaturom. Kod korektora snage ME2000 potenciometrima mogu da se zadaju:

- 1) željeni faktor snage,
- 2) minimalna snaga kod koje korektor stupa u dejstvo,
- 3) vreme između dve komutacije kondenzatorskih baterija.

Sam postupak podešavanja je veoma jednostavan. Pritiskom na taster sa oznakom "cosφ" na displeju se prikazuje vrednost zadatog faktora snage. Okretanjem potenciometra sa oznakom "cosφ" može se zadati nova vrednost i u toku podešavanja pratiti na numeričkom displeju. Analognim postupkom se može pregledati ili podesiti vrednost parametra "C/k" koji definiše minimalnu snagu kod koje se aktivira korektor i parametra "t" koji definiše vreme između dve komutacije na kondenzatorskim baterijama.

Osobenost korektora ME2000 koja se ne sreće kod ostalih korektora reaktivne snage je fleksibilan izbor broja stepeni kompenzacije od jedan do dvanaest i istovremeni izbor stepena koji će biti aktivni. Naime, da se ne bi proizvodilo više različitih modela korektora, koji se razlikuju samo po broju stepena kompenzacije, razvijen je samo model sa dvanaest stepeni. Na prednjoj ploči korektora nalazi se DIP prekidač sa dvanaest kontakata od kojih svaki kontroliše rad jednog relejnog izlaza. Podizanjem nekog prekidača omogućava se rad odgovarajućeg izlaza. Takva je omogućeno ne samo da korisnik izabere odgovarajući broj, nego i da izabere koji

izlazi će učestvovati u algoritmu za korekciju snage. Ovakvo rešenje omogućava u toku rada izbacivanje ili ubacivanje neke sekcije u proces kompenzacije. To može biti zgodno, ako dođe do kvara na nekoj od kondenzatorskih baterija. Jednostavnim pritiskom na DIP prekidač ta baterija može da se izbac i da celo postrojenje nastavi sa radom sa smanjenim opsegom kompenzacije. Ako uz to u postrojenju postoji rezervna baterija, ona može da se podizanjem odgovarajućeg DIP prekidača uključi u proces kompenzacije umesto neispravne. Posebnom konstrukcijom elektronike DIP prekidači signaliziraju mikroprocesoru koji relejni izlazi su omogućeni i istovremeno hardverski blokiraju onemogućene izlaze. Tako, čak i u slučajevima poremećaja rada mikroprocesora ne može doći do aktiviranja onemogućenih izlaza, što je još jedan doprinos povećanju sigurnosti rada uređaja.

Korektor može da radi u dva moda: ručnom i automatskom. U ručni mod se prelazi pritiskom na taster "MANUAL". Ručni mod se koristi samo u toku instalacije postrojenja za kompenzaciju reaktivne snage i pri dijagnostici. Za vreme ručnog moda na displeju se pali sadržaj "----". Tasterima sa oznakama "+" i "-" ručno se uključuju i isključuju omogućene kondenzatorske baterije. Ako se tasteri ne dodiruju pola minuta, korektor se sam vraća u automatski mod rada i na displeju se prikazuje izmereni faktor snage u mreži.

3.4 RAČUNARSKA JEDINICA

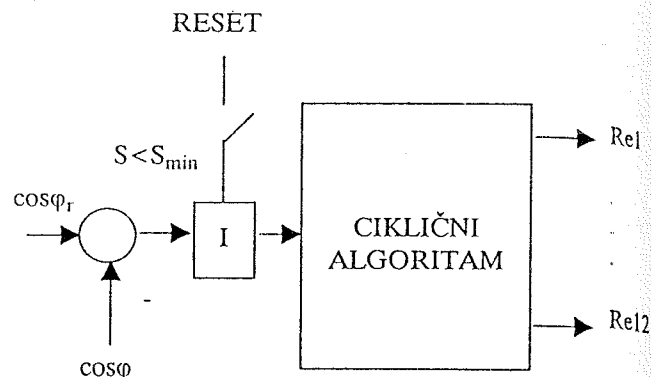
Uređajem upravlja mikroprocesor SAB80C535 koji je pogodan za ovakve namene, jer ima dosta velik broj digitalnih U/I linija, osmokanalni A/D konvertor i tri fleksibilna brojača. Mikroprocesor vrši sva merenja, očitava sve komande i upravlja svim indikatorima i izlazima korektora. Kao što je uobičajeno u mnogim industrijskim uređajima, za povećanje pouzdanosti rada mikroprocesora koristi se njegov interni watch-dog tajmer.

Program koji se izvršava smešten je u EPROM 27C256 i zauzima 2kB. Ceo program može da se подели na deo za merenje fazne razlike između napona i struje, regulator faktora snage i deo za opsluživanje komandi i displeja korektora.

Merenje fazne razlike je realizovano tako što je jedan od internih brojača konfigurisan tako da generiše prekid svakih 0.1ms. U toku svakog prekida uzorkuju se impulsi uobičajenih uzoraka napona i struje. Merenjem vremenske razlike između trenutaka nailaska rastućih ivica signala napona i struje određuje se njihova fazna razlika. Pomoću look-up tabele ta vrednost se konvertuje u odgovarajući faktor snage koji se dalje prosleđuje regulatoru faktora snage.

Struktura regulatora faktora snage prikazana je na slici 3. Regulator stupa u dejstvo tek kada je prividna snaga potrošača veća od zadate minimalne vrednosti. Ovim se sprečava nepotrebno uključivanje i isključivanje prve kondenzatorske baterije kod potrošača čija je snaga mala, bez obzira na njihov faktor snage. Sam regulator je u suštini I tipa. Posle zadatog vremena "t" izlaz integratora

se uzorkuje. U zavisnosti da li je pozitivan ili negativan preduzima se odgovarajuća korektivna akcija. Upravljanje izlazima obavlja se po cikličnom algoritmu. Njime se postiže da se u toku intervala "t" uključi ili isključi samo jedna kondenzatorska baterija. Taj algoritam ima određene



slika 3

ne prednosti, ali i mane. Prednosti su što se u toku intervala "t" uključi ili isključi samo jedna kondenzatorska baterija i što je na korektor moguće priključiti kondenzatorske baterije različitih odnosa kapaciteta između stepeni (1:1:1..., 1:1:2:..., 1:2:4:...). Mana je što se do prave veličine kapaciteta za korekciju dolazi iz većeg broja koraka od minimalno potrebnog. Postizanje traženog kapaciteta baterija u minimalnom broju koraka zahteva uvođenje informacije o kapacitetu svake baterije u korektor što je zametan posao, pa je zbog veće univerzalnosti uređaja prihvaćen ciklični kod.

4. ZAKLJUČAK

U radu je prikazana realizacija korektora reaktivne snage kompatibilnog sa uređajima iz serije KRK, proizvodnje "ISKRA" Kranj. Ostvarenost projektnih zahteva je potvrđena dobijenim atesom od Saveznog zavoda za mere i dragocene metale u Beogradu.

LITERATURA

- [1] "ISKRA" Uputstva za upotrebu korektora reaktivne snage KRK 1114, KRK 2212, KRK 3212, KRK 3312, KRK3812
- [2] "SIEMENS", Uputstvo za upotrebu mikroprocesora SAB80C515 i SAB80C535

Abstract - There are lot of correctors of reactive power, series KRK, manufactured by "ISKRA"-Kranj in our industry, with different number of compensation stages and manufactured in various technologies. It is difficult to bye new correctors from "ISKRA", and that is the reason we decide to develop our own reactive power corrector.

MICROPROCESSOR BASED CORRECTOR OF REACTIVE POWER

Miroslav Ravlić
Radosav Majkić
Saša Varjačić

UNIVERZALNI TAJMER BAŽDAREN ATOMSKIM VREMENOM

Igor Rašeta, ČAJAVEC Holding, Preduzeće LOGOS, Banja Luka
Zlatko Bundalo, Elektrotehnički fakultet u Banja Luci

Sadržaj – U radu je opisana realizacija vrlo preciznog univerzalnog tajmera koji se kontinualno baždari atomskim vremenom. Tajmer je realizovan korištenjem mikrokontrolera, što omogućava jednostavnu implementaciju različitih algoritama za direktno upravljanje procesima ili objektima, te prenos informacija ovremenu ka drugim sistemima. Razmotrene su karakteristike predajnika atomskog vremena i modula za prijem tog signala. Data je električna šema univerzalnog tajmera i opisane funkcija pojedinih elemenata. Opisana je logika korištenja i funkcionisanja mikrokontrolera u univerzalnom tajmeru. Takođe je dat detaljan opis programske realizacije tajmera.

1. UVOD

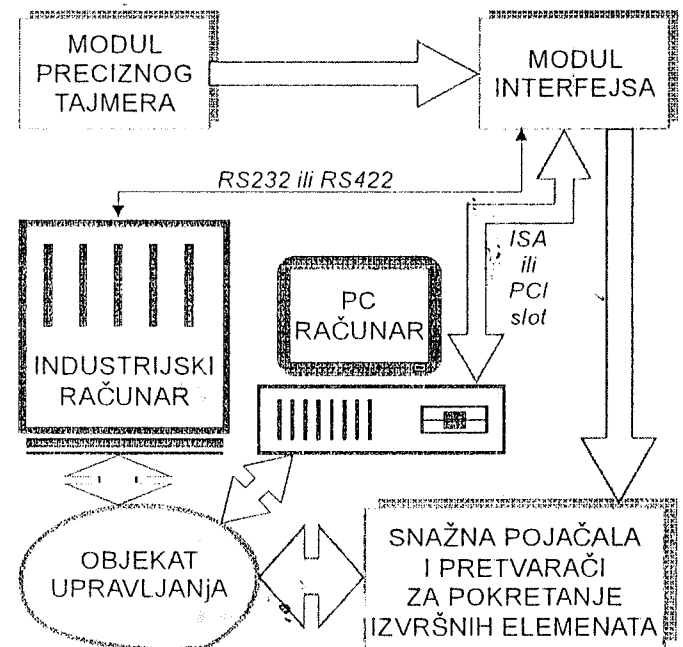
Kod automatizacije jako sporih procesa, vrijeme koje protekne između pojedinih komandi je veoma dugo (od nekoliko sati, pa čak i do par mjeseci). Međutim, obično se zahtijeva da vremenski trenuci uključivanja (isključivanja) izvršnih elemenata budu veoma precizni. Zbog toga je, u ovakvim slučajevima, potreban veoma precizan sat.

Idealno bi bilo kada bi imali atomski sat, no takav sat je velikih dimenzija i neprihvatljivo skup. Zbog toga se koriste precizni tajmeri sa kvalitetnim kristalnim oscilatorom. Tačnost ovakvih tajmera može se dodatno podesiti promjenljivim kondenzatorima, uz upotrebu specijalne mjerne opreme. No i pored toga, poslije dužeg perioda rada, ovi tajmeri počinju praviti značajna odstupanja, koja se mogu primjetiti i pomoću klasičnog ručnog sata.

Od jula 1983. godine, u Njemačkoj (25 km jugo-istočno od Frankfurta na Majni), postavljen je predajnik, koji emituje modulirano vrijeme sa atomskog sata. Prijemnik ovog vremena ne može se koristiti direktno kao sat, jer može doći do greške zbog radio-smetnji u eteru i u tom trenutku bi informacija o vremenu bila pogrešna. Međutim, kada se ispravno primi kompletna informacija o vremenu, moguće je baždatiti lokalni sat. Ovaj lokalni sat sada ne mora biti jako precizan. Funkcija lokalnog sata tada se svodi na zadržavanje informacije o proticanju vremena do pojave naredne uspješno primljene informacije o vremenu sa atomskog sata.

Prema tome, moguće je realizovati izuzetno precizan sat uz relativno male troškove (prijemnik signala atomskog sata i jednostavan tajmer). U ovom radu je opisana realizacija univerzalnog tajmera baždarenog atomskim vremenom. Ovaj modul je baziran na mikrokontroleru i moguće ga je upotrijebiti kako za direktno pobuđivanje izvršnih elemenata, tako i za povezivanje sa PC računarom ili nekim drugim industrijskim računarom, koji onda dalje upravljaju određenim procesom (Sl. 1.) Takođe, može se koristiti

za realizaciju preciznih i autonomnih javnih i drugih satova, te za druge slične namjene u kojima je potrebna precizna i stalna informacija o vremenu. U radu je opisan univerzalni modul tajmera, dok preostali podsklopovi sa sl. 1. zavise direktno od objekta upravljanja, odnosno konkretnog sistema u kome se tajmer koristi i rješavaju se prema konkretnim zahtjevima.



Sl. 1 Blokovski prikaz mogućeg povezivanja modula preciznog tajmera sa objektom upravljanja

2. PREDAJNIK ATOMSKOG VREMENA

Na sjevernoj geografskoj širini 50° 01' i istočnoj geografskoj dužini 09° 00' smješten je kompleks atomskog sata i predajnika moduliranog vremena sa atomskog sata [1]. Nosača frekvencija je 77.5kHz i izvedena je iz atomskog sata (takođe je izuzetno stabilna). Po nosačkoj frekvenciji ovaj predajnik je nazvan DCF77. Antena predajnika je postavljena na 150m visine, a snaga predajnika iznosi 50kW. Emitovanje traje 24 sata dnevno uz eventualne kratkotrajne prekide (po nekoliko minuta). Signal se normalno prima do ispod Beograda, a moguće ga je primiti i južnije uz veću antenu postavljenu na visinu. Vrijeme koje emituje predajnik je srednje-evropsko koje važi i za našu zemlju.

Vrijeme atomskog sata je amplitudno modulirano i to tako da se na početku svake sekunde amplituda smanji na 25% svoje vrijednosti u trajanju od 0.1 ili 0.2 sekunde. Ovo smanjenje amplitude naziva se marker sekunde i pojavljuje se svake sekunde izuzev 59-te sekunde u svakom minutu. Ovaj izostanak 59-tog

markera sekunde ukazuje da će naredni marker pokazivati nultu sekundu.

Predaja numeričkih vrijednosti minute, sata, dana u mjesecu, dana u sedmici, mjeseca i godine je BCD kodovana na osnovu trajanja markera sekunde. Marker sekunde trajanja 100ms predstavlja binarnu nulu, a trajanja 200ms predstavlja binarnu jedinicu. Redosljed kodovanja je prikazan u tabeli 1. Tri test-bita P1, P2 i P3 proširuju tri glavne sekcije vremenskog koda (7 bita za minute, 6 bita za sate i 22 bita za datum, uključujući dan u sedmici). Ovi test-biti služe za provjeru parnosti pomenutih sekcija.

broj MARKERA	Značenje
0	početak minute – uvijek 0
1 do 14	rezervisano
15	0 = normalna antena, 1 = rezervna antena
16	1 = približava se promjena zimskog u ljetnje vrijeme ili obratno
17, 18	vremenska zona 0, 1 = zimsko vrijeme, 1, 0 = ljetnje vrijeme
19	1 = približava se jednosekundno produženje minuta
20	početak kodovanja vremena – uvijek 1
21 do 27	minuta (težinske vrijednosti : 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40)
28	P1 = parni paritet za markere 21 do 28
29 do 34	sat (težinske vrijednosti : 1, 2, 4, 8, 10, 20)
35	P2 = parni paritet za markere 29 do 35
36 do 41	dan u mjesecu (težinske vrijednosti : 1, 2, 4, 8, 10, 20)
42 do 44	dan u sedmici (težinske vrijednosti : 1, 2, 4)
45 do 49	mjesec (težinske vrijednosti : 1, 2, 4, 8, 10)
50 do 57	godina (težinske vrijednosti : 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80)
58	P3 = parni paritet za markere 36 do 58

Tabela 1. Značenje pojedinih markera sekunde tokom trajanja jedne minute

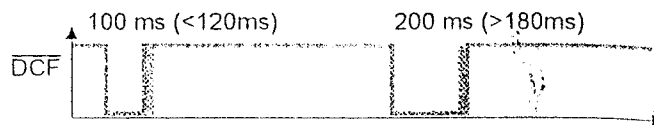
Emitovano vrijeme obuhvata sve standarde srednje-evropskog vremena. To znači da se u periodu od zadnje nedelje u trećem mjesecu do zadnje nedelje u desetom mjesecu emituje srednje-evropsko ljetnje vrijeme (Grinich + 2h), a u preostalom periodu srednje-

evropsko zimsko vrijeme (Grinich + 1h). Takođe je obezbjeđeno ubacivanje dodatne sekunde radi izjednačavanja stvarnog trajanja dana i vremenskog trajanja dana. Ovo se zadnji put desilo 1. Jula 1985. god.

3. PRIJEMNIK DCF77 SIGNALA

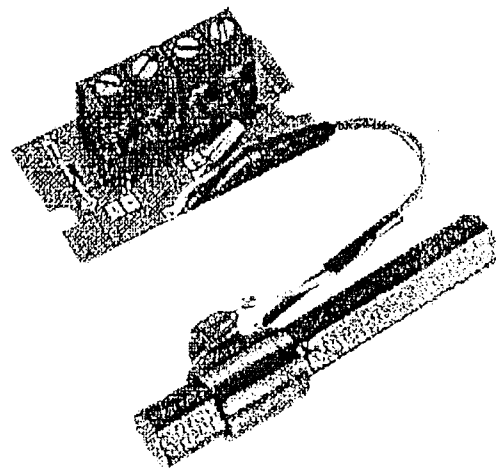
Obzirom da se već proizvode satovi za široku upotrebu sa DCF77 prijemnikom (zidni i stoni), konstruisan je integrisani DCF77 prijemnik u obliku integrisanog kola UE2124 [2]. Ovo integrisano kolo je u SOP 20 kućištu i ne prodaje se pojedinačno, već je moguće nabaviti gotove SMD module.

Napajanje integrisanog kola je od 1,2V do 2,2V, a potrošnja manja od 1mA. Na kolo se direktno veže feritna antena. Izlaz integrisanog kola daje povorku impulsa (izlaz kola je na visokom naponskom nivou do pojave markera sekunde, a tada prelazi na naponski nivo od nula volti). Grafički prikaz signala sa izlaza integrisaog kola prikazan je na sl. 2.

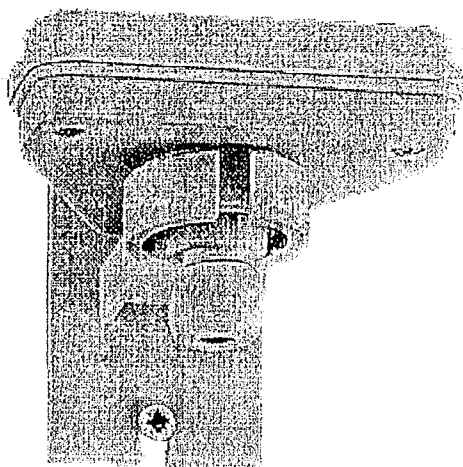


Sl. 2. Grafički prikaz izlaznog signala

U radu je korišten modul prikazan na sl. 3. Ovaj modul ima ugrađen stabilizator napona i diferencijalni izlaz sa tranzistorima u spoju otvorenog kolektora. Stabilizator napona omogućava da se modul napaja sa proizvoljnim naponom između 1,2V i 15V. Diferencijalni izlaz obezbjeđuje dva izlazna signala, invertovan jedan u odnosu na drugi. Oba izlaza su realizovana sa NPN tranzistorima u spoju otvorenog kolektora. To omogućava da se modul može postaviti na relativno veliku udaljenost od ostale elektronike (100m i više). Modul se može nabaviti već upakovan u hermetički zatvoreno plastično kućište prikazano na sl. 4. To omogućava da se postavi na otvorenom prostoru (na krovu kuće ili zgrade).



Sl. 3. Modul DCF77 prijemnika



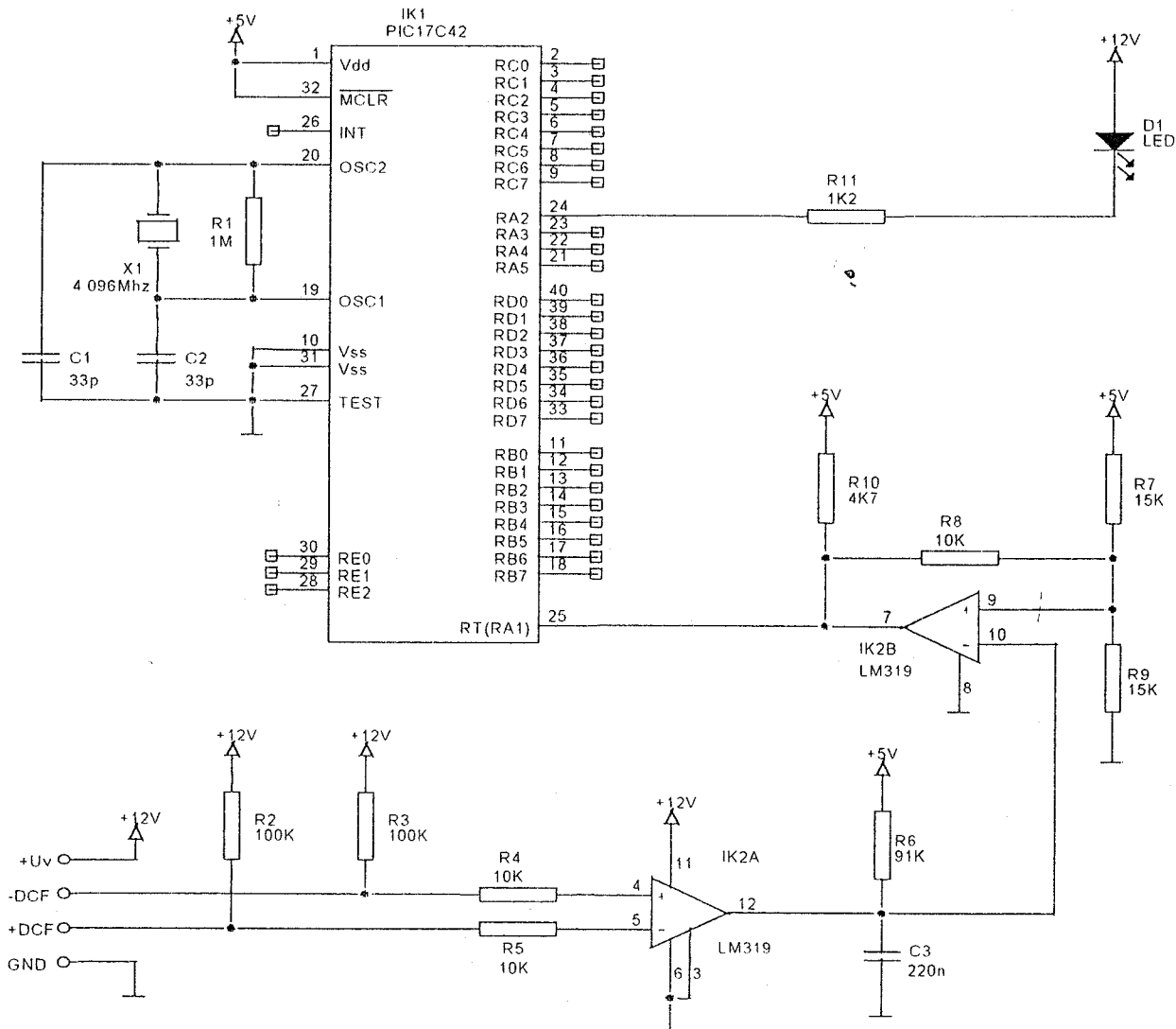
Sl. 4. Aktivna DCF77 antena

4. SKLOP ZA PRIHVATANJE DEMODULISANOG DCF77 SIGNALA

Sklop za prihvatanje demodulisanog DCF-77 signala i za realizovanje kompletnog univerzalnog tajmera baziran je na Microchip-ovom mikrokontroleru PIC17C42A [3]. Ovaj mikrokontroler posjeduje dva

eksterna interapta i tri interna tajmera. Za dekodovanje DCF77 signala iskorišten je jedan eksterni interapt (TRX) i dva interna tajmera (TMR0 i TMR12). Lokalni sat se realizuje pomoću trećeg tajmera (TMR3). Električna šema preciznog tajmera data je na sl. 5.

Napajanje prijemnika je +12V. Otpornici R2 i R3 spajaju kolektore izlaznih tranzistora prijemnika prema +12V. Komparator IK2A je diferencijalni komparator, tj komparira razliku između signala +DCF i -DCF. Izlazi komparatora su u spoju otvorenog kolektora, tako da poslije komparatora IK2A dobijamo signal sličan onom na sl. 2, sa tom razlikom da rastuća ivica nije oštra, već raste po eksponencijalnoj krivoj ($\tau = R6 \cdot C3 = 20ms$). R6 i C3 služe za filtriranje oštih pikova. Međutim, oni i dalje propuštaju oštri start markera sekunde (opadajuća ivica). Komparator IK2B invertuje signal. Otpornici R7, R8, R9 i komparator IK2B čine Šmitov triger koji ima jako veliki histerezis (okidanje rastuće ivice je na 3,35V, a okidanje opadajuće ivice na 1,43V). Ovako veliki histerezis je potreban zbog veoma spore rastuće ivice signala. Izlaz komparatora IK2B vodi se na eksterni interapt RTX (RT priključak mikrokontrolera), koji se generiše na rastuću ivicu Signal sa priključka RT može se očitavati kao običan ulazni signal (priključak RA1). Ulaz RT ima interno ugrađen Šmitov triger.



Sl. 5. Električna šema preciznog tajmera

Na električnoj šemi ne postoji vanjsko kolo za reset mikrokontrolera već se koristi interna logika za reset. Oscilatorno kolo mikrokontrolera se pobuđuje kvarcnim kristalom frekvencije 4,096MHz, što znači da se tajmeri interno pobuđuju frekvencijom $f_{osc}/4 = 1,024\text{MHz}$.

Na priključak RA2 (IK1), preko otpornika R11, spojena je LED dioda prema +12V. Ovaj priključak je interno izveden u konfiguraciji otvorenog drejna i može biti spojen na napon do +12V. LED dioda služi za indicaciju uspješnog prijema DCF77 koda

5. LOGIKA RADA MIKROKONTROLERA

Za dekodovanje DCF77 koda potrebna su dva tajmera. Tajmer TMR12 generiše interapt svakih 50 ms, a tajmer TMR0 generiše interapt kada prođe 1,5 sekunda. Eksterni interapt RTX se javlja sa pojavom markera sekunde. Kao lokalni sat koristi se tajmer TMR3, koji generiše interapt svakih 62,5 ms

Tajmer TMR12 generiše tri uzastopna interapta, a zatim se isključuje. Ponovo će se startovati u interapt rutini eksternog interapta RTX. Pojavom prvog interapta tajmera TMR12, inkrementira se brojač ulazaka u interapt rutinu i provjerava vrijednost signala na ulaznom priključku RA1 (da li još traje marker sekunde). Ukoliko je ulazna vrijednost logička nula, poziva se potprogram za postavljanje greške (marker sekunde je kraći od 50 ms) i zaustavlja se rad tajmera TMR12. U drugom ulasku u interapt rutinu samo se inkrementira brojač ulazaka. U trećem se zaustavlja rad tajmera i učitava vrijednost sa priključka RA1 što predstavlja binarnu vrijednost markera sekunde (treći interapt je nastupio 150 ms od starta markera, što znači da će za markere dužine 100 ms na priključku RA1 biti vrijednost "0", a za markere dužine 200 ms vrijednost "1"). Zatim se u ovoj interapt rutini, na osnovu tabele 1, određuje značenje binarne vrijednosti markera i memoriše u privremene registre vremena. Tek nakon ispravno primljene cijele informacije o vremenu (svih 58 markera sekundi), vrši se baždarenje (korigovanje) lokalnog sata.

Interapt rutina eksternog interapta RTX provjerava da li je brojač ulazaka u interapt rutinu tajmera TMR12 došao do kraja (tri ulaska), te ako jeste, resetuje ga i starta tajmer TMR12. Ukoliko je vrijednost brojača manja, pretpostavlja se da je došlo do neželjenog impulsa i poziva se potprogram za postavljanje greške. Ova interapt rutina ujedno postavlja vrijednost tajmera TMR0 na početak.

Namjena tajmera TMR0 je da prepozna izostanak 59-tog markera sekunde. Pošto on odbrojava vrijeme od 1,5 sekundi, a postavlja se na početak sa pojavom markera sekunde, to će on generisati interapt samo kada izostane marker sekunde (59-ta sekunda u minutu). Interapt rutina tajmera TMR0 resetuje privremeni registar sekundi i provjerava da li se ovaj interapt uzastopno ponovio dva ili više puta (u intervalu između dva interapta tajmera TMR0 nije došlo do pojave eksternog interapta RTX). Ako se desio ovakav slučaj, znači da nema prijema DCF77 signala i poziva se potprogram za postavljanje greške.

Tajmer TMR3 služi za inkrementiranje lokalnog sata. Pošto je frekvencija generisanja interapta tajmera

16Hz, u interapt rutini postoji brojač ulazaka u rutinu, na osnovu kojeg se, nakon šesnaestog uzastopnog ulaska, poziva rutina za inkrementiranje lokalnog sata.

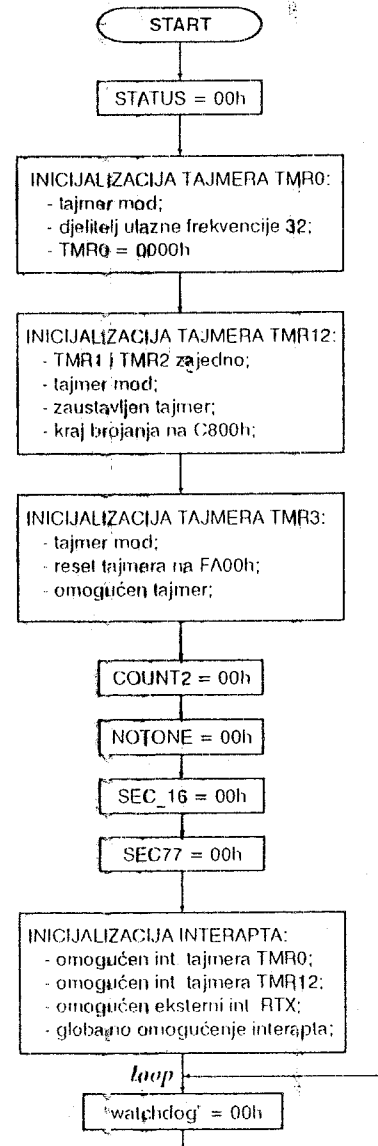
Glavni program samo inicijalizira pomenute resurse mikrokontrolera i dalje je slobodan za neke druge namjene.

6. PROGRAMSKA REALIZACIJA

Program se sastoji iz pet cjelina

- glavni program (START),
 - interapt rutina eksternog interapta RTX (RUN_RT1),
 - interapt rutina tajmera TMR12 (RUN_TMR12),
 - interapt rutina tajmera TMR0 (TMR0_1s5),
 - interapt rutina tajmera TMR3 (TMR3_1s)
- Dijagrami toka ovih programa prikazani su na sl. 6 do sl. 10.

Glavni program (sl. 6) inicijalizira korištene resurse mikrokontrolera sljedećim redoslijedom: STATUS programa, tajmer TMR0, tajmer TMR12, tajmer TMR3, početne vrijednosti važnijih lokacija u internom RAM-u, te izvore interaptja. Zatim se vrti u beskonačnoj petlji gdje resetuje "watchdog" tajmer.



Sl. 6 Dijagram toka glavnog programa

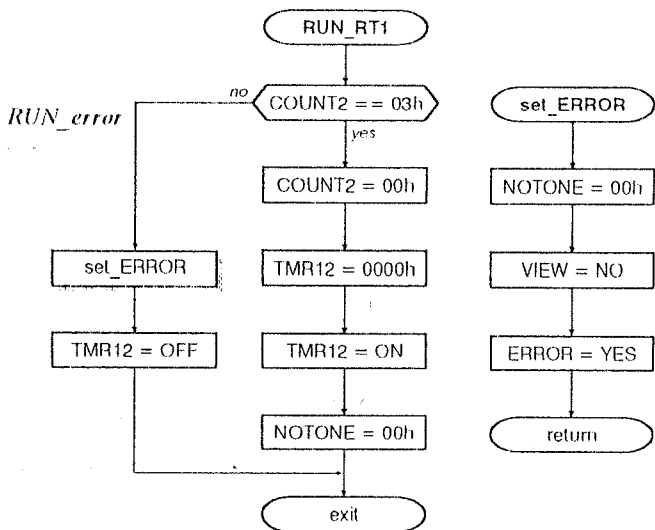
Tajmer TMR0 se inicijalizira da se pobuđuje ulaznom frekvencijom: $f_{osc}/(4 \cdot 32)=32kHz$. Tajmer TMR12 se sastoji iz dva osmobitna tajmera TMR1 i TMR2 koji se konfiguriraju da rade kao jedan šesnaestobitni tajmer. Ovaj tajmer se inicijalizira tako da, kada se starta, odbroji 50ms, nakon čega se resetuje i generiše interapt. Tajmer TMR3 se inicijalizira da broji 62,5ms, nakon čega se resetuje i generiše interapt. Lokacije internog RAM-a, koje se inicijalizuju na početnu vrijednost 00h, su sljedeće:

- ♦ COUNT2 (brojač ulazaka u interapt rutinu tajmera TMR12);
- ♦ NOTONE (indikacija nepostojanja markera sekunde);
- ♦ SEC77 (brojač sekundi unutar tekuće minute);
- ♦ SEC_16 (brojač ulazaka u interapt rutinu).

Na kraju se omogućavaju svi prethodno pomenuti interapti.

U interapt rutini eksternog interapta RTX (sl. 7) prvo se provjerava da li COUNT2 ima vrijednost 3 (interapt rutina tajmera TMR12 je prethodno izvršena tri puta). Ako to nije slučaj, skače se na labelu *RUN_error*, gdje se poziva potprogram *set_ERROR* i zaustavlja tajmer TMR12. Ukoliko je uslov *COUNT2=3* ispunjen, u lokaciju COUNT2 se upisuje vrijednost 0, tajmer TMR12 se postavlja na početak i uključuje, a vrijednost lokacije NOTONE se postavlja na nulu (postoji marker sekunde).

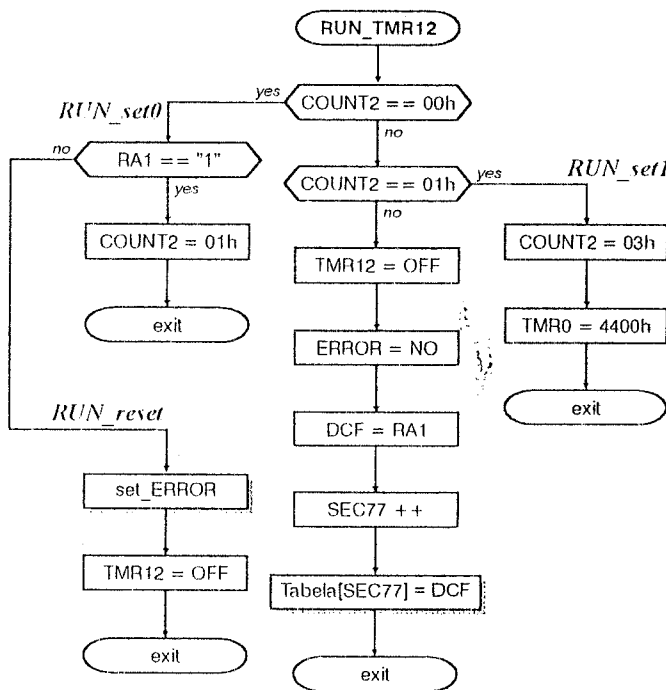
U potprogramu *set_ERROR* signalizira sa da je došlo do greške prilikom dekodovanja vremena. Prvo se postavlja marker da ne postoji ispravno dekodovano vrijeme (*VIEW = NO*), a zatim gasi LED dioda (*ERROR = YES*).



Sl. 7. Dijagram toka interapt rutine eksternog interapta RTX

Interapt rutina tajmera TMR12 (sl. 8) prvo provjerava koji je po redu ulazak u rutinu (na osnovu vrijednosti lokacije COUNT2). U prvom ulasku (labela *RUN_set0*), provjerava se vrijednost na ulaznom priključku RA1 i ako nije na visokom nivou, skače na labelu *RUN_reset*, gdje se poziva potprogram *set_ERROR* i zaustavlja tajmer TMR12. Ukoliko je signal na priključku RA1 na visokom nivou, u lokaciju

COUNT2 se upisuje 01h i izlazi se iz interapt rutine. Ako se dogodila greška kod prvog ulaska, do drugog i trećeg ulaska neće doći (tajmer TMR12 je zaustavljen). U drugom ulasku (labela *RUN_set1*) vrijednost lokacije COUNT2 se postavlja na 03h, a vrijednost tajmera TMR0 na početak (tajmer TMR0 broji od 4400h do FFFFh, što iznosi $BC00h/32kHz=1,504s$). U trećem ulasku, tajmer TMR12 se gasi, pali se LED dioda da signalizira da je prijem u toku (*ERROR=NO*), učitava se binarna vrijednost tekućeg markera sekunde (*DCF=RA1*), inkrementira se brojač sekundi DCF77 i dekoduje vrijednost vremena na osnovu tabele 1.



Sl. 8. Dijagram toka interapt rutine tajmera TMR12

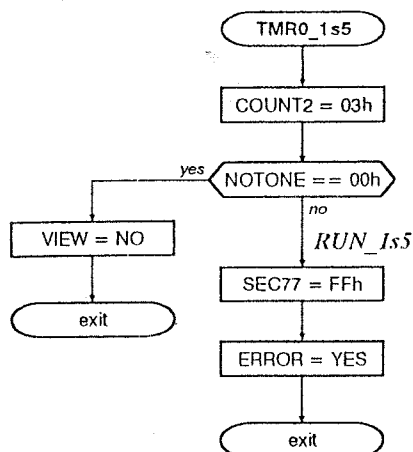
Dijagram toka dekodovanja vremena nije prikazan jer je taj dio programa veoma obiman, ali vrlo jednostavan. Prvo se provjerava da li je tekući marker sekunde interesantan za dekodovanje vremena. Ako jeste, izvrši se odgovarajuća modifikacija privremenih registara vremena. Dekoduje se vremenska zona, minut, sat, dan u mjesecu, dan u sedmici, mjesec i godina. Zbog eventualne pojave greške, provjerava se sljedeće:

- Da li marker nulte sekunde ima vrijednost 0?
- Neparni paritet vremenske zone;
- Da li marker 20-te sekunde ima vrijednost 1?
- Parni paritet koda minute;
- Parni paritet koda sata;
- Parni paritet markera 36 do 58;
- Da li je brojač sekundi DCF77 prekoračio vrijednost 58.

Ukoliko se pojavi bilo koja od prethodnih grešaka, poziva se potprogram *set_ERROR*. Ako se nije pojavila greška ni poslije prijema markera 58-e sekunde, postavlja se marker ispravno dekodovanog vremena (*VIEW=YES*). Vršiti se upoređivanje sa lokalnim satom i njegova eventualna korekcija.

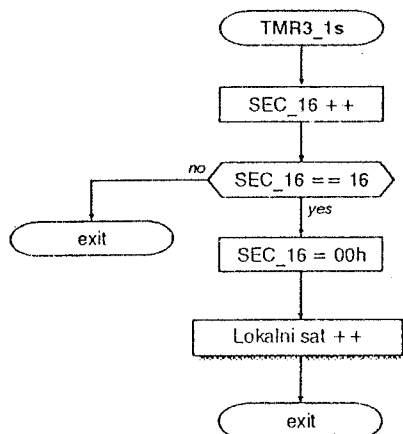
Interapt rutina tajmera TMR0 (sl. 9.) priprema ispravan prijem markera nulte sekunde (upisuje 03h u

lokaciju COUNT2 i FFh u brojač sekundi SEC77). Na osnovu vrijednosti lokacije NOTONE, provjerava se da li je došlo do uzastopnog ponavljanja interapt i ako jeste, briše se marker ispravnog dekodovanja vremena (VIEW=NO). Ova interapt rutina gasi LED diodu (ERROR=YES).



Sl. 9. Dijagram toka interapt rutine tajmera TMR0

Interapt rutina tajmera TMR3 (sl. 10) inkrementira brojač ulazaka u rutinu (SEC_16) i ako je jednak šesnaest, resetuje ga i inkrementira lokalni sat. Dijagram toka inkrementiranja lokalnog sata nije prikazan, jer je to vrlo jednostavan problem.



Sl. 10. Dijagram toka interapt rutine tajmera TMR3

7. ZAKLJUČAK

Mikrokontroler PIC17C42A je uspješno poslužio za realizaciju preciznog univerzalnog tajmera.

Ostali su neiskorišteni eksterni interapt INT, 30 ulazno/izlaznih priključaka, glavni program, te dosta RAM i programske memorije. Ovi preostali resursi omogućuju da se ostvari veza sa industrijskim računarom ili sa PC računarom, ili da se direktno upravlja određenim procesom (preko pojačala snage i pretvarača). Primjer upotrebe preciznog tajmera je uklopni sat kod koga tajmer direktno upravlja prebacivanjem između jeftine i skupe tarife, te govorni automat tačnog vremena kod koga PC računar emituje poruke tačnog vremena koje čita sa modula preciznog tajmera.

Iz šeme se vidi da je sklopovska realizacija tajmera veoma jednostavna, tako da se može fizički smjestiti na veoma malu površinu. Pored ovoga, univerzalnost primjene modula omogućuje i laka prilagodljivost konkretnoj upotrebi. Treba naglasiti da je, uz veoma malu cijenu, dobijen izuzetno precizan tajmer koji se odlikuje i autonomnošću u radu (prilikom nestanka napajanja, sa njegovim ponovnim uspostavljanjem tajmer se sam podešava).

LITERATURA

- [1] Time and Standard Frequency Station DCF77 (Germany), www.eecis.udel.edu/~mills/ntp/dcf77.html, David L. Mills (mills@udel.edu).
- [2] Aufbau des DCF-77-Signals, Ideen in electronic, Conrad electronic.
- [3] High-Performance 8-Bit CMOS EPROM Microcontroller PIC17C42, Microchip Technology Inc., 1994.

Abstract - Realization of high precision universal timer, continually gauged by atomic time is given in this paper. Clock is managed by microcontroller that provides simple implementation of different algorithms for direct process and object driving, as well as time data transmission to another systems. There is atomic clock transmitter and receiver modul characteristics considered also. Scheme of universal timer and functions description is given. The microcontroller logic and functional description is described. There is also given description of timer program in detail.

UNIVERSAL TIMER GAUGED BY ATOMIC TIME

Igor Rašeta, Zlatko Bundalo

МЕМОРИЈСКИ МОДУЛ RAM ТИПА ЗА АКВИЗИЦИОНЕ СИСТЕМЕ БАЗИРАНЕ НА ПЕРСОНАЛНИМ РАЧУНАРИМА

Зоран Дракулић, ПП еком Рачунари д.о.о, Бања Лука
Златко Бундало, Електротехнички факултет у Бањој Луци

Садржај - У раду је описана једна могућност реализовања меморијског модула RAM типа са сличним напајањем за IBM PC компатибилне рачунаре. Меморијски модул се прикључује на PC рачунар преко паралелног порта и нарочито је погодан за примјену у аквизиционим системима базираним на персоналним рачунарима. Описане су основне карактеристике и области примјене таквог RAM модула. Дати је детаљнији опис склоповске и програмске реализације модула.

1. УВОД

Због изузетно велике брзине рада, поузданости, малих димензија и потрошње, полупроводничка меморија RAM типа представља готово идеалан меморијски медиј за персоналне рачунаре. Међутим, она има и један велики недостатак, а то је немогућност трајног чувања података, јер јој се садржај неповратно губи са престанком напајања. Заго се она углавном користи као радна меморија, а сви подаци које треба сачувати морају се претходно меморисати на неки други медиј, најчешће магнетни, који је у стању да трајно чува податке.

Понекад се указује потреба за постојањем полупроводничке меморије RAM типа чији ће садржај бити сачуван и након искључења рачунара. Класичан примјер је меморија са BIOS setup-ом, тј. са основним подацима о конфигурацији PC рачунара, који се могу неограничен број пута мијењати [1]. Меморијски чип који се за то користи напаја се из литијумске батерије која се налази на матичној плочи рачунара.

Склоп који се у овом раду описује има другу намјену. То је меморијски модул RAM типа са батеријским напајањем, капацитета 64 KB, који се прикључује на PC рачунар преко паралелног порта [2,3]. Није му сврха да замијени интерни RAM рачунара, већ да представља практично вањску полупроводничку меморију, нешто као "полупроводничку дискету" малог капацитета. Постоји низ примјена у којима је овај тип меморије знатно погоднији од магнетне.

Овдје описани RAM модул намијењен је првенствено за аквизиционе системе базирани на IBM PC компатибилним рачунарима [1]. Међутим, може се користити и у другим случајевима када је за трајно меморисање података потребно користити полупроводничку меморију RAM типа. У раду су описане основне карактеристике и могуће области примјене таквог RAM модула. Детаљније је описана склоповска и програмска реализација модула.

2. КАРАКТЕРИСТИКЕ И ПРИМЈЕНА RAM МОДУЛА

Описани меморијски модул је намијењен за аквизиционе системе са ИБМ ПЦ компатибилним рачунарима. Он треба да омогући брзо уписивање и читавање прикупљених података, те меморисање тих података и у случају престанка напајања електричном енергијом. Такође, он треба да обезбиди могућност преношења снимљених података до центра за њихову обраду. Може се користити и у неким другим примјенама. Овдје ће укратко бити описане главне области његове примјене са њиховим основним карактеристикама.

а) Аквизиција података.

Данас се при мјерењу разноразних електричних или, много чешће, неелектричних величина (температуре, притиска, протока течности, итд), врло често користе сензори, давачи и други мјерни инструменти чијим радом управља PC рачунар, а у њему се меморишу резултати мјерења. Такви подаци се најчешће уписују периодично - сваких неколико секунди, минута, сати, зависно од конкретног случаја, и ријетко се указује потреба за капацитетом прихватне меморије већим од неколико KB или неколико десетина KB.

За чување података у поменутих аквизиционим системима углавном се користе дискете или хард-дискети. Предност описаног склопа у односу на магнетни медиј је много већа поузданост полупроводничког медија јер су механички дијелови ти који уносе непоузданост, а магнетни медији су махом сачињени од механичких дијелова, док је полупроводничка меморија састављена искључиво од електронских компонената.

У случају изненадног престанка напајања електричном енергијом, што није ријеткост на мјестима гдје се врше поменута мјерења, лако може доћи до физичког оштећења самог магнетног медија ако је уписивање података управо било у току (па чак и ако није). Поред тога, пошто магнетни медији податке не уписују бајт по бајт, него у блоковима од по неколико килобајта, постоји велика могућност да дође до губитка цијелог блока података, а не само оних са којима се тренутно радило. Ризик је тим већи јер су магнетни медији релативно спори - вријеме уписивања података може износити од неколико стотих дијелова секунде па до неколико секунди, зависно од врсте медија и количине података. Код полупроводничке меморије у једном тренутку приступа се само једном бајту податка, а вријеме уписивања је реда 100 ns, па је мала опасност да усљед нестанка напајања приликом уписивања података

дође до губитка других података осим оног са којим се тог тренутка ради.

Друга карактеристика коју овај склоп мора да има је преносивост. То је могућност да се меморијски модул брзо и једноставно одвоји од рачунара и замени другим, док се овај однесе у центар за обраду снимљених података. Ово је обезбијеђено тиме што се склоп прикључује на РС рачунар преко паралелног порта, што се врло лако изводи. Када би се модул прикључивао, на примјер, директно на матичну плочу (на неки "slot"), често мијењање меморијског модула било би доста компликовано.

б) Меморисање радних података.

Овај меморијски модул може се користити и као backup иптерног RAM-а у који би се меморисали важни радни подаци, резултати обраде и слично, да би у случају изненадног престанка напајања ти подаци остали сачувани. Хард-диск или дискета који би се користили у таквој ситуацији морали би бити практично непрекидно у погону, што је за ове уређаје изузетно неповољно. Полупроводничкој меморији такав режим рада уопште не смета, а у случају престанка напајања полупроводнички медиј је, као што је већ истакнуто, у великој предности над магнетним.

в) Backup есенцијалних података.

Постоји могућност да се реализује програм који би, у случају регистровања пада напона испод неке дозвољене границе, извршио уписивање есенцијалних података (података битних за рад активног програма или чак важних системских података) у RAM модул прије него што стварно нестане напајања. За то најчешће има довољно времена, нарочито ако се ради о мањем броју података, до пар килобајта. Магнетни дискови и дискете се за ову сврху не могу употребити јер су превише спори.

3. СКЛОПОВСКА РЕАЛИЗАЦИЈА МОДУЛА

3.1. Неки проблеми у реализацији

Овдје ће бити описани неки проблеми који постоје при реализацији наведеног модула, те начини на које су ријешени.

а) Стално напајање меморије.

Главни задатак RAM модула је да податке уписане у њему чува непрестано и поуздано, независно о постојању напајања из вањског извора, као и да се ти подаци могу брисати и поновно уписивати произвољан број пута и довољно великом брзином. Меморија RAM типа није у стању да уписане податке чува и у случају прекида напајања, па је неопходно обезбиједити непрестано напајање меморијског чипа и у случају када се прекине напајање комплетног склопа. Непрестано напајање меморијског чипа изводи се помоћу батерије. При томе се могу користити пуњиве батерије (најчешће се у том случају користе шикл-кадмијумске батерије) или батерије без могућности допуњавања (најчешће литијумске батерије).

У неким случајевима може се користити и специјални тип EEPROM меморије, тзв. "Flash" меморија, која не захтијева никакво напајање за чување података. Вријеме уписа у "Flash" меморију је

дакле на истој брзини рада хард-дискова, али много већи недостатак је ограничен број уписа података у "Flash" меморију. Наиме, број уписа податка у једну те исту локацију "Flash" меморије је ограничен на $n \cdot 1000$, евентуално $n \cdot 100\ 000$ код неких типова, након чега се у ту локацију подаци више не могу уписивати. "Flash" меморија задовољава у случајевима када се не очекује честа измјена уписаних података, међутим у примјенама као што је аквизиција података, овај тип меморије је неприхватљив.

У овом раду је, због неких предности, предложено и описано рјешење са кориштењем меморије RAM типа и никл-кадмијумском батеријом од 3.6 V, капацитета 100 mAh.

б) Напајање комплетног склопа.

Пошто паралелни порт не обезбјеђује напајање уређаја прикључених на њега, јер не посједује сигнал за напајање, потребно је напајање довести са неког другог прикључка РС рачунара, или из неког независног извора (шпр. користити мрежно напајање, па помоћу исправљача обезбиједити потребан напон) [2,3].

Једно од најједноставнијих рјешења је да се користи прикључак РС рачунара за тастатуру који, поред осталих извода потребних за нормалан рад тастатуре, има и сигнал за напајање. У питању је сигнал напона од +5 V који се обезбјеђује из блока РС рачунара за напајање, те је тај сигнал већ исправљен и стабилан и није потребно користити додатна кола за стабилизацију напона извора. Међутим, да би се прикључак за тастатуру могао користити и за своју основну намјену, то јест за прикључивање тастатуре, RAM модул не смије заузети овај прикључак, већ само "позајмити" његове сигнале. Због тога прикључак за напајање RAM модула треба да има са једне стране "мушки" конектор идентичан конектору тастатуре, преко којег се RAM модул повезује на РС рачунар, а са друге стране "женски" конектор идентичан оном на РС рачунару, и на њега се прикључује тастатура. Од овог конектора сигнали за напајање и масу се проводним каблом воде до RAM модула.

в) Заузетост паралелног порта за друге уређаје.

Како се RAM модул прикључује на рачунар преко паралелног порта, а ријетко који рачунар има више од једног прикључка за паралелни порт, треба обезбиједити да се, и када је прикључен RAM модул, на паралелни порт може истовремено прикључити и други уређај - најчешће је у питању штампач. У крајњој линији, намјена овог RAM модула је аквизиција података, тј. чување података које рачунару инале различити давачи, сензори и други вањски уређаји, а најпогоднији начин комуникације ових уређаја са рачунаром је управо преко паралелног порта.

Због тога овај склоп има два прикључка (конектора) за паралелни порт, један "мушки", којим се RAM модул прикључује на паралелни порт рачунара, и један "женски", на који се прикључује вањски уређај. Када RAM модул није активан, склоп све сигнале између рачунара и прикљученог вањског

уређаја једноставно просљеђује као да је вањски уређај прикључен директно на паралелни порт. Када је RAM модул активан, он преузима све сигнале са паралелног порта рачунара, а вањски уређај је практично одсвојен (све линије према њему су у стању високе импедансе).

г) Ограничен број улазних и излазних линија паралелног порта.

За комуникацију између рачунара и RAM модула потребно је 24 излазне линије од рачунара ка RAM модулу (16 бита за адресирање меморије RAM модула и 8 бита за податак који се уписује у RAM модул) и 8 улазних линија из RAM модула у рачунар (за податак који се читава из RAM модула), као и неколико излазних линија за управљачке сигнале. Међутим, паралелни порт PC рачунара омогућава само 12 излазних линија према вањском уређају (8 бита за податке и 4 бита управљачких сигнала) и 5 улазних линија из вањског уређаја у рачунар (то су 5 бита за статусне сигнале, преко којих вањски уређај обавјештава PC рачунар о свом статусу) [2,3]. Због тога се комуникација између рачунара и RAM модула изводи у неколико корака, што је касније детаљно описано.

3.2. Опис реализације

RAM модул је реализован помоћу стандардних интегрисаних кола. У његовој реализацији су коришћене следеће компоненте:

- меморија RAM типа капацитета 64 KB - CXK58512M
- 2 8-битна адресна регистра (Address Low и Address High Register) - ALR, AHR (74HC377)
- 8-битни управљачки регистар (Master Register) - MR (74HC377)
- 8-битни тростатички бафер за линију података (Data Buffer) - DB (74HC244)
- 2 8-битна тростатичка бафера за блокирање Data, Status и Control сигнала између рачунара и играча када је RAM модул активан (Data, Status, Control Switch) - DSW, SSW, CSW (74HC244)
- мултиплексер са 8 улаза и 4 излаза (Data Multiplexer) - DM (74HC257)
- лач за укључивање/искључивање модула (Master Switch) - MSW (1/4 74HC75)
- 2 И кола (2/4 74HC08)
- ИЛИ коло (1/4 74HC32)
- NiCd батерија од +3,6 V, капацитета 100 mAh

Електрична шема склопа приказана је на сл. 1.

Улога елемената склопа биће објашњена на примјеру уписа и читања једнобајтног податка из меморијског модула.

Паралелни порт омогућава комуникацију између PC рачунара и вањског уређаја преко 12 излазних и 5 улазних линија [1,2,3]. За то се три регистра паралелног порта: за 8 излазних бита података који се шаљу од PC рачунара ка вањском уређају користи

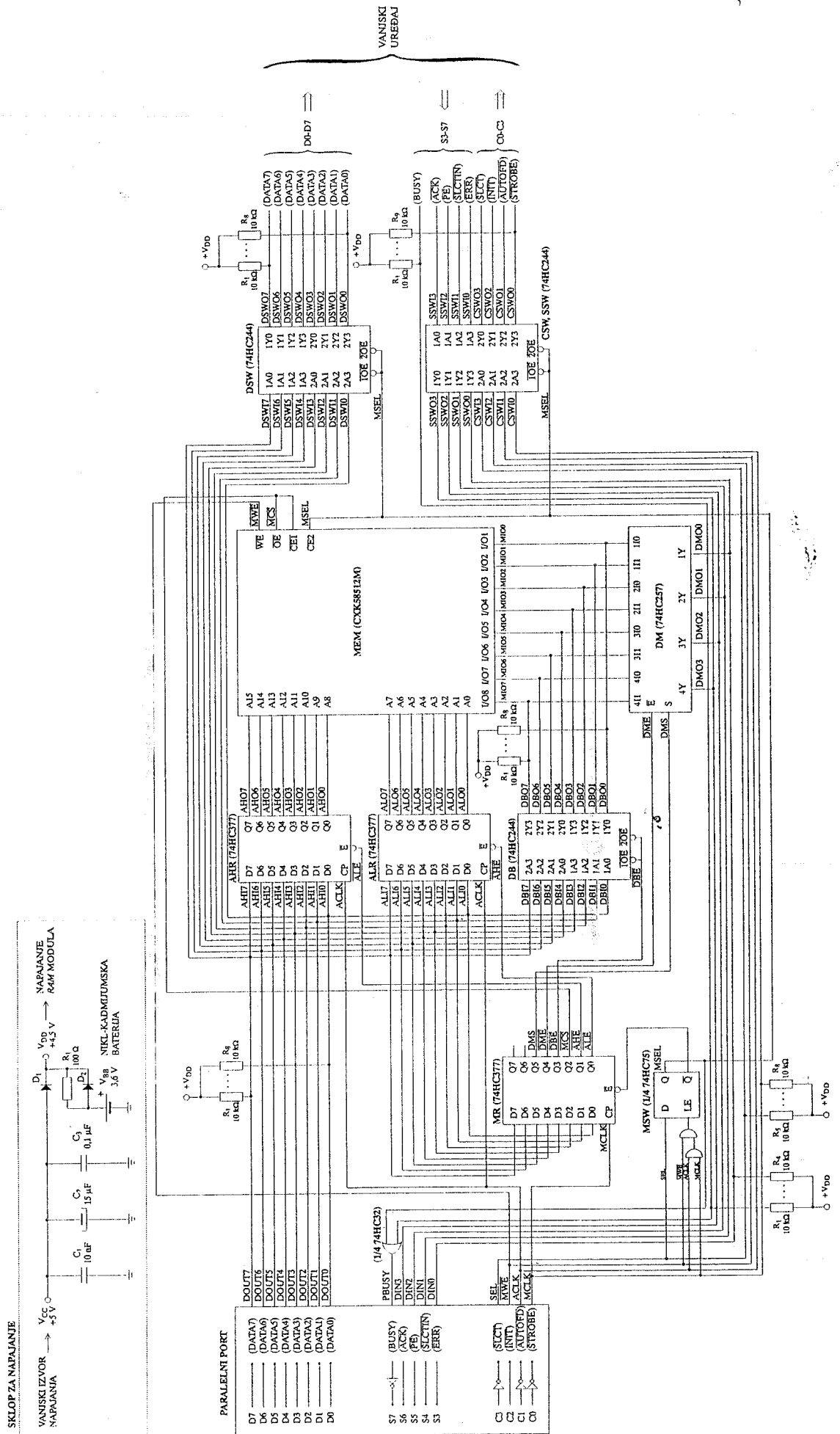
се тзв. Data регистар, за 4 управљачка сигнала од PC рачунара ка вањском уређају користи се тзв. Control регистар, а 5 битоа улазних сигнала преко којих вањски уређај обавјештава PC рачунар о свом статусу смјештају се у тзв. Status регистар.

Линије података се користе за пренос адреса и података од рачунара ка RAM модулу, управљачке линије се користе за управљачке сигнале од рачунара ка RAM модулу, а 4 статусне линије се користе за пренос података од RAM модула ка рачунару, док пета статусна линија служи као статусни улаз. С обзиром на овакву расподелу сигнала, можемо одједанпут преносити 8 излазних бита и 4 улазна бита, што нам омогућава да излазне податке шаљемо бајт по бајт, а улазне податке преносимо у дијеловима од по пола бајта. За привремено чување података који се преносе користимо 8-битне статичке регистре.

Уписивање податка у RAM модул изводи се на следећи начин: прво се преко линија података пошаље из Data регистра виши бајт адресе и он се смјести у регистар AHR. Затим се пошаље нижи бајт адресе који се смјести у регистар ALR. Коначно, пошаље се 8-битни податак, који се преко тростатичког бафера DB смјешта у меморијску локацију одређену садржајем AHR и ALR у тренутку када се генеришу одговарајући управљачки сигнали (MWE и MCS).

Читање податка из меморије обавља се на сличан начин. Прво се у AHR смјести виши бајт адресе меморијске локације која се читава. Затим се у ALR смјести нижи бајт те адресе, а потом се податак из те меморијске локације RAM модула унесе у статусни регистар порта у тренутку генерисања одговарајућег управљачког сигнала (MCS). По, како паралелни порт има само 5 улазних линија (чије се стање уписује у Status регистар порта), можемо да прочитамо само 4 бита података одједном. Зато излазни податак из меморије мултиплексирамо помоћу кола 74HC257, које има 2x4 улаза и 4 излаза. Која 4 улаза ће се појавити на излазу, одређује један контролни бит овог кола. Тако се на његов улаз доведе 8-битни податак из RAM модула, а затим се на његов излаз прво пренесе нижа 4 бита податка, а потом и виша 4 бита. Разумије се, нижа 4 бита се морају прочитати из Status регистра порта и негдје запамтити прије него што их "прекрију" виша 4 бита.

Линије података D0-D7 нису прикључене на меморијски улаз за податке директно, већ преко тростатичког бафера DB. У супротном би, приликом читавања података из меморије, улази демултиплексера DM били недефинисани. Истовремено би се на њима појавила и стања са линије података и стања са адресиране меморијске локације. Зато се помоћу DB линије података одвајају од линија D10-D17 (поставља се у стање високе импедансе) кад год се не врши упис податка у меморију.



Сл. 1. Електрична шема меморијског модула РАМ типа

Пошто су **AHR**, **ALR** и **DB** истовремено прикључени на линије података **D0-D7**, неопходно је вршити онемогућење уписа код свих кола осим оног којем је податак на линији података заиста и намијењен. Да би се овакве конфликтне ситуације успјешно разријешиле, потребан је одређен број управљачких сигнала (8), а на располагању су само 4 контролна бита. Због тога се користи још један, управљачки или Master регистар - **MR**, у који се прије сваке малоприје описане радње уписују одговарајући управљачки сигнали. Излази **MR**-а воде се на управљачке улазе свих кола и тако диригују њиховим радом.

Главни прекидач који одређује да ли је RAM модул активан или није реализован је помоћу D latch-а (коло 74HC75), названог Master Switch - **MSW**. Приликом активирања RAM модула **MSW** се сетује (уписује се "1"), а приликом деактивирања **MSW** се ресетује (уписује се "0"). Када је **MSW** сетован, онемогућена су кола **DSW**, **SSW** и **CSW**, преко којих је остварена веза између PC рачунара и другог вањског уређаја прикљученог на паралелни порт. Тада су излази кола **DSW**, **SSW** и **CSW** у стању високе импедансе и вањски уређај је одспојен од паралелног порта. Када је у **MSW** уписана "0", RAM модул није активан, а кола **DSW**, **SSW** и **CSW** су омогућена, те је омогућена комуникација између прикљученог вањског уређаја и PC рачунара.

Сетовање и ресетовање **MSW**-а врши се довођењем одговарајуће комбинације сигнала на управљачке улазе паралелног порта. Прије сваког уписа или читања из RAM модула **MSW** се сетује, а по обављеној операцији **MSW** се ресетује и тако деактивира RAM модул. На тај начин RAM модул заузима паралелни порт само у тренуцима уписивања податка у RAM модул или читања из њега, а то вријеме је реда $n \cdot 10 \mu s$.

Склоп за напајање, чији излаз V_{DD} се води на извод за напајање свих елемената модула, обезбјеђује да RAM модул нормално ради када постоји вањско напајање (V_{CC}), а када вањско напајање опадне испод напона батерије ($V_{CC} < V_{BB}$), RAM модул се напаја из батерије V_{BB} . На тај начин су подаци меморисани у RAM модулу заштићени од изненадног прекида вањског напајања.

4. ПРОГРАМСКА РЕАЛИЗАЦИЈА МОДУЛА

Програмска подршка за рад са RAM модулом реализована је као библиотека асемблерских процедура преведених и обједињених у објектну датотеку **NVRAM.OBJ** (**NVRAM** је скраћеница од nonvolatile RAM, тј. RAM са сталним садржајем, што је уобичајен назив за овакав тип RAM меморије). Ова библиотека се може повезивати са програмима писаним у било ком програмском језику - асемблеру, C-у, pascal-у, итд. Процедуре у овој библиотеци покривају све операције потребне за рад са меморијским модулом - активирање модула, упис података у меморију, читање података из меморије и деактивирање модула, као и још неке помоћне радње. Тако корисници RAM модула у свој програм треба да

укључе библиотеку **NVRAM.OBJ** и да са модулом комуницирају преко ових процедура.

Библиотека **NVRAM.OBJ** садржи сљедеће процедуре:

1) function NvR_MemOn(Port :byte) :byte

Овом процедуром се иницијализује меморијски модул. Као параметар **Port** просљеђује се вриједност 0, 1 или 2, зависно од тога да ли је модул инсталиран на порт **LPT1**, **LPT2** или **LPT3** респективно. Да би програм исправно радио, потребно је извршити ову процедуру на самом почетку рада са RAM модулом.

Процедура **NvR_MemOn** је реализована као функција, пошто има и повратну вриједност - **Error Flag**, који показује да ли је претходни рад са модулом завршен регуларно.

2) procedure NvR_MemOff

Ова процедура брише **Error Flag**, чиме означава да је рад са модулом регуларно завршен.

3) procedure NvR_WriteByte(Adr :word, Dat :byte)

Ова процедура уписује једнобајтни податак **Dat** на локацију меморијског модула са двобајтном адресом **Adr** и његову адресу смјешта на резервисане локације RAM модула (сл. 2а). Тако корисник увијек може да зна која је задња уписана локација и, у случају привременог нестанка струје, програм који користи меморијски модул може касније наставити упис података од те локације надаље. Адресу задње уписане локације даје функција **NvR_ReadBlkEnd**.

4) function NvR_ReadByte(Adr :word) :byte

Ова функција читава једнобајтни податак из меморије меморијског модула са локације чија адреса је **Adr** и тај податак враћа као резултат функције (сл. 2б).

5) procedure NvR_WriteBlkStart(Adr :word)

Ова процедура уписује двобајтну адресу **Adr** на локације меморијског модула резервисане за адресу почетка блока података, тј. адресу првог податка који корисник уписује.

Корисник овом процедуром упише адресу првог уписаног податка и у случају нерегуларног завршетка програма функцијом **NvR_ReadBlkStart** прочита ову адресу и зна одакле је задњи пут почео са уписом података.

6) function NvR_ReadBlkStart :word

Ова функција као резултат враћа двобајтну адресу почетка блока података уписану са **NvR_WriteBlkStart**.

7) function NvR_ReadBlkEnd :word

Ова функција као резултат враћа двобајтну адресу задње локације меморијског модула у коју је уписан податак. Ту адресу аутоматски памти процедура **NvR_WriteByte** одмах након уписа податка у меморију RAM модула.

NvR_WriteByte		NvR_ReadByte	
1	Уписивање "1" у MSW да се активира модула и да се блокира пета између ванског уређаја и паралелног порта	1	Уписивање "1" у MSW да се активира модула и да се блокира пета између ванског уређаја и паралелног порта
2	Уписивање у MR управљачке сигнале за упис више бајта адресе Adr у A1R (кад се генерише CLK сигнал за упис)	2	Уписивање у MR управљачке сигнале за упис више бајта адресе Adr у A1R (кад се генерише CLK сигнал за упис)
3	Уписивање у A1R више бајта адресе Adr кад се генерише CLK сигнал за упис	3	Уписивање у A1R више бајта адресе Adr кад се генерише CLK сигнал за упис
4	Уписивање у MR управљачке сигнале за упис више бајта адресе Adr у A1R (кад се генерише CLK сигнал за упис)	4	Уписивање у MR управљачке сигнале за упис више бајта адресе Adr у A1R (кад се генерише CLK сигнал за упис)
5	Уписивање у A1R више бајта адресе Adr кад се генерише CLK сигнал за упис	5	Уписивање у A1R више бајта адресе Adr кад се генерише CLK сигнал за упис
6	Уписивање у MR управљачке сигнале за упис податка Dat у MEM (кад се генерише CLK сигнал за упис)	6	Уписивање у MR управљачке сигнале за очитавање више 4 бита податка из MEM (кад се генерише CLK сигнал за упис)
7	Уписивање у MEM податка Dat кад се генерише сигнал MWE за упис	7	Очитавање са статусних линија порта више 4 бита податка из MEM кад се генерише сигнал MCS
8	Поновно кораке 2-7 за упис више а понављање више 4 бита адресе Adr на резервисаној локацији EndOfBlock	8	Уписивање у MR управљачке сигнале за очитавање више 4 бита податка из MEM (кад се генерише CLK сигнал за упис)
9	Уписивање "0" у MSW да се деактивира модула и да се ослободи пета између ванског уређаја и паралелног порта	9	Очитавање са статусних линија порта више 4 бита податка из MEM кад се генерише сигнал MCS
	RETURN	10	Уписивање "0" у MSW да се деактивира модула и да се ослободи пета између ванског уређаја и паралелног порта
		11	Од више и више 4 бита очитаног податка формирај комплетан податак и врати га као резултат функције
			RETURN
a)		b)	

Сл. 2. Алгоритам процедуре NvR_WriteByte и функције NvR_ReadByte

Меморијске локације RAM модула са адресама FFFBh-FFFFh су резервисане и корисник не би требао да уписује никакве податке на ове локације. Њихова улога је следећа:

1) **Start Of Block (FFFBh-FFFBh)** - двобајтна адреса почетка блока података. Њезином садржају се приступа процедурама NvR_WriteBlkStart и NvR_ReadBlkStart. У случају нерегуларног завршетка рада програма, на овај начин се чува информација који је први уписани податак. Ако кориснику ова информација није потребна (рецимо ако је у програму прва локација за упис података увијек фиксна), те локације може користити као обичне локације за смјештање својих података.

2) **End Of Block (FFFDh-FFFDh)** - двобајтна адреса меморијске локације RAM модула на којој је задњи уписани податак. Ову адресу аутоматски ажурира процедура NvR_WriteByte при сваком упису податка у RAM модул, па у случају нерегуларног завршетка рада програма има се информација који је задњи уписани податак у меморију, и заједно са адресом првог уписаног податка (на локацијама Start Of Block) то је довољно да се реконструира претходни рад програма.

3) **Error Flag (FFFFh)** - Ово је контролна локација у коју се приликом активирања RAM модула процедуром NvR_MemOn уписује вриједност "FFh", а приликом деактивирања процедуром NvR_MemOff уписује се "00h". Тако, ако се програм заврши нерегуларно, дакле прије него што се позове процедура NvR_MemOff, Error Flag ће остати са вриједношћу "FFh". Приликом позивања процедуре NvR_MemOn очитава се вриједност овог флага и провјери се да ли је његова вриједност "00h" или није. У складу с тим могу се, ако се констатује насилан прекид рада програма, предузети одговарајуће акције.

5. ЗАКЉУЧАК

У раду је описано једно од најједноставнијих рјешења за реализацију меморијског модула RAM типа са сталним напајањем. Оно је ипак довољно универзално да се може примијенити у многим ситуацијама гдје је за трајно смјештање података потребно користити полупроводнички медиј. Модул је нарочито погодан за кориштење у аквизиционим системима базираним на IBM PC компатибилним рачунарима. Брзина рада склопа ограничена је брзином преноса података преко паралелног порта PC рачунара, но та брзина је ипак сасвим довољна за примјене за које је овај модул намијењен.

Овдје описани меморијски модул није у потпуности практично реализован. Извршена је његова хардверска симулација у програмском пакету PSPICE 6.0 за симулацију електронских кола.

6. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Peter Norton, Lewis C. Eggebrecht, Scott H. A. Clark: "PC изнутра", Знак, Загреб, 1995
- [2] Tom Dickinson: "Your PC's Printer Port: a Window on the Real World", WWW страница 'ftp://ftp.armory.com/pub/user/rstevew/LPT/tomlpt.faq'
- [3] Zhahai Stewart: "Interfacing the IBM PC Parallel Port", WWW страница 'http://www.lvr.com/files/ibmlpt.txt'

Abstract - One solution for realisation of RAM module with permanent power supply for IBM PC compatible computers is described in the paper. RAM module connects on PC through parallel port, and is specially suitable for implementation in acquisition systems based on personal computers. Main characteristics and implementation range of this RAM module is described. Detail description of hardware and software realisation of the module is given.

RAM MODULE FOR ACQUISITION SYSTEMS BASED ON PERSONAL COMPUTERS

Zoran Drakulic, Zlatko Bundalo

SISTEM ZA RAD U REALNOM VREMENU PRIMENJEN ZA UPRAVLJANJE MAŠINE ZA PAKOVANJE CIGARETA GD-X1

Milun S. Jevtić, Branimir Ž. Đorđević, Andrija S. Velimirović, Vladimir D. Živković
Elektronski fakultet u Nišu

Sadržaj: Jedna realizacija sistema za upravljanje i nadzor procesa pakovanja cigareta na mašini GD-X1 je predmet razmatranja u ovom radu. Kako je zasnovana na sistemu za rad u realnom vremenu sa rigidnim ograničenjima, najpre je prikazano objektivno orijentisano ostvarivanje vizuelizacije procesa. Za postizanje visoke sigurnosti u upravljanju mašinom u ovom radu su izložene i neke primenjene tehnike "on-line" ugrađenog samotestiranja.

1. UVOD

Pod vizuelizacijom nekog procesa (industrijskog, hemijskog, ...) podrazumeva se ostvarivanje mogućnosti da se na jednom mestu lako može sagledati stanje procesa i detektovati neka promena u njemu.

Grafički prikaz obezbeđuje lako uočavanje relevantnih informacija iz velikog skupa informacija, ali i zahteva obradu velike količine podataka radi njegovog generisanja. Zato proces vizuelizacije angažuje značajne mikroračunarske hardverske resurse i značajno procesorsko vreme. Time vizuelizacija u jednom sistemu za upravljanje i nadzor u realnom vremenu sa rigidnim ograničenjima (*Hard Real Time System - HRTS*) zahteva sistematsku i detaljnu realizaciju.

Znači i softver koji ostvaruje vizuelizaciju mora da podižava vremenska ograničenja u HRTS-u [1]. Osim toga mora da sadrži kompaktan i korektan kod, sposobnost rukovanja izuzecima i potpuno predvidivo ponašanje.

S obzirom na sve složeniju funkcionalnost savremenih upravljačkih jedinica zasnovanih na mikroračunarima, zahtev za predvidivim ponašanjem postavlja u prvi plan razmatranje sigurnosti u radu. Zato, pored izvršavanja osnovne funkcije, mikroračunarski sistem upravljanja mora da zadovolji i neke druge zahteve kao što su:

- visoka pouzdanost - velika verovatnoća kontinualnog ispravnog funkcionisanja u zadatom dugom vremenskom intervalu i u smislu stabilnog obezbeđivanja ispravnog funkcionisanja hardverskih i softverskih resursa sistema;
- visoka postojanost - relativno nizak procenat vremena popravke - reparacije;
- minimalno vreme oporavka posle detektovanih otkaza;
- ekstremno nizak nivo otkaza u kratkom vremenskom intervalu;
- ekstremno velika verovatnoća prelaska u sigurnosno (bezbedno) konačno stanje posle pojave pogrešnog funkcionisanja;
- laka i pravovremena dijagnostika otkaza ili defekta;
- sigurnost i zaštita - mogućnosti da se zaštiti sistem od nepažljive - pogrešne upotrebe ili od zlonamernih pokušaja uništavanja funkcije sistema;
- odgovornost - mogućnost sistema da nastavi da funkcioniše, eventualno sa smanjenim kapacitetom, u

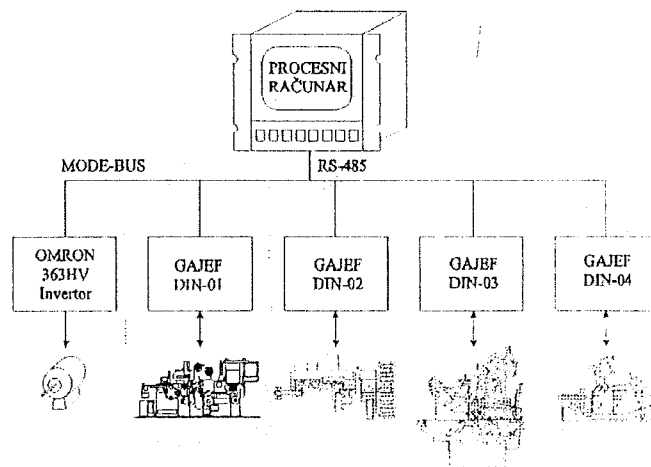
prisustvu otkaza, takođe bez prekoračenja vremenskih rokova kritičnih procesa.

Postizanje ovih osobina tesno je povezano sa uvođenjem redundanse u obimu i vremenu kao osnovnim resursima sistema [2], [3]. Inače razmatranje kompromisa između obima i vremena ima za cilj isplativ sistem, mada vreme često igra kritičnu ulogu. Pogotovu u sistemima upravljanja sa grafički podržanom interakcijom sistem - čovek, odnosno vizuelizacijom procesa gde se manipuliše velikom količinom podataka za generisanje grafičkih prikaza.

Pri realizaciji sistema upravljanja procesom pakovanja cigareta na mašini GD-X1 težilo se ostvarivanju svih pomenutih zahteva. Naravno u onoj mjeri koliko je to svrsishodno. Uz neznatnu redundansu u hardveru i softveru cilj je postići pravovremenu detekciju otkaza i dovođenje procesa upravljanja - rad mašine u bezbedno stanje. Način na koji je ovo ostvareno, odnosno upotrebene tehnike samotestiranja upravljačke jedinice dok izvršava i svoju osnovnu funkciju, biće nadalje izložene. Takođe je prikazana objektivno orijentisana realizacija grafičke interakcije za vizuelizaciju i vođenje dijaloga u sistemu za upravljanje i nadzor procesa pakovanja cigareta.

2. GLOBALNI OPIS SISTEMA

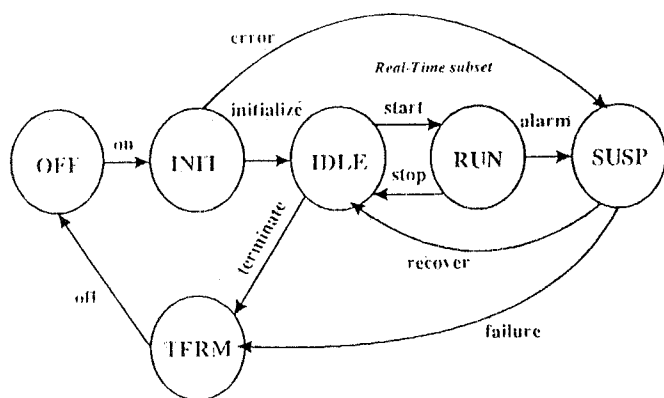
Sistem za upravljanje i nadzor procesa pakovanje cigareta (slika 1) ovde će se razmotriti ograničen na mašinu za formiranje paklica cigareta GD-X1. Realizovan je kao dvohijerarhijski sa distribuiranim funkcijama upravljanja i centralizovanom funkcijom nadzora u procesnom računaru. Svaka upravljačka jedinica realizovana kao HRTS konkurentno ostvaruje aktivnosti upravljanja, praćenja i memorisanja relevantnih parametara rada, razmene poruka sa procesnim računarom i samotestiranja.



Sl. 1. Globalna struktura sistema za upravljanje i nadzor

Procesni računar direktno ne ostvaruje funkciju upravljanja pa je realizovan kao SRTS (Soft Real Time System). On dodatno ima i aktivnosti nadzora nad celim sistemom, arhiviranja procesnih parametara i događaja, generisanje izveštaja i ostvarivanja grafičke interakcije čovek-sistem

Dijagram stanja sistema za pakovanje cigareta prikazan je na slici 2. Po uključanju sistem je u inicijalnom stanju (INIT) odakle posle samotestiranja i provere korektnosti stanja mašine prelazi u stanje pripravnosti (IDLE). Stanja pripravnosti, rada (RUN) i suspenzije (SUSP) čine podskup gde su izraženi strogi zahtevi za rad u realnom vremenu.



Sl 2 - Dijagram stanja sistema za pakovanje cigareta

Ukupna aktivnost sistema se može sagledati kroz skup sledećih aktera:

- upravljanje i praćenje aktivnosti formiranja paklica kroz mašinu;
- upravljanje i praćenje aktivnosti hranjenja mašine i sigurnosnih krugova mašine;
- regulacioni krug termoregulatora pegli;
- regulacioni krug broja obrtaja motora mašine;
- protokol razmene poruka po zajedničkom asinhronom komunikacionom kanalu;
- obrada parametara procesa pakovanja;
- obrada ekscesnih događaja;
- generisanje izveštaja o radu sistema;
- arhiviranje parametara i svih relevantnih događaja u sistemu;
- generisanje vizuelnog prikaza stanja procesa;
- interakcija čovek-sistem;
- samotestiranje sistema

Svaki akter [4] se može predstaviti jednim automatom konačnih stanja [5] - objektom kome su statički pridruženi određeni portovi. Akteri međusobno komuniciraju razmenom potuka, a njihovo odvijanje tokom vremena uslovljeno je asinhronim spoljašnjim događajima, satom realnog vremena i unutrašnjim sekvencijalnim događajima.

3 "ON-LINE" DETEKCIJA GREŠAKA

Različiti "on-line" detektori grešaka mogu se ugraditi u mikroračunarski sistem. Osnovni princip kod ovih detektora, koji rade dok sistem izvršava svoju osnovnu funkciju, je upotreba redundanse u

- uređajima (umnožavanje hardvera),
- informaciji (redundantni kodovi),
- softveru i/ili

- vremenu izvršavanja

Uzimajući u obzir principe rada, mehanizme za detekciju grešaka možemo podeliti na tri nivoa:

- nivo kola,
- nivo sistema (funkcionalni nivo), i
- nivo primene

Svi prethodno navedeni mehanizmi detekcije grešaka su primenjeni i u realizovanoj mikroračunarskoj upravljačkoj jedinici mašine za pakovanje cigareta GD-X1. Da bi se sagledali primenjeni detektori grešaka u upravljačkoj jedinici treba se najpre ukratko upoznati sa funkcionisanjem mašine.

Operaciju pakovanja (formiranje paklice cigareta) mašina izvrši kroz 52 operacije, odnosno na 52 pozicije u mašini. Rad mašine je po principu protočnosti. U svakom taktu rada mašine, koji odgovara jednom obrtaju mašine, na svakoj poziciji se izvrši odgovarajuća operacija nad potencijalnim paklicama cigareta i izvrši njihovo pomeranje u naredne pozicije. Zato je pored upravljanja tokom jednog obrtaja - ciklusa rada mašine, neophodno i pratiti formiranje svake paklice tokom svih operacija, to jest tokom prolaska kroz mašinu (52 obrtaja mašine). Time se obezbeđuje da detektovanje neke neispravnosti na paklici u nekoj operaciji bude uzeto u obzir pri izvršavanju sledećih operacija nad tom potencijalnom paklicom. Na primer ako je detektovan prazan vrh neke cigarete u poziciji za operaciju ovog testiranja, taj skup cigareta se na kasnijoj poziciji za izbacivanje treba izbaciti. Posle nekoliko taktova u poziciji za oblaganje cigareta za "praznu paklicu" ne treba povlačiti aluminijumsku foliju i oblagati cigarete, pa onda u poziciji za pakovanje u omot paklice ne uzimati omot, i tako dalje. Zbog toga se svakoj potencijalnoj paklici pridružuje marker m koji se "kreće" zajedno sa njom kroz mašinu i utiče na izvršavanje operacija.

Jedan obrtaj mašine je i jedna sekvenca zadataka upravljanja mašinom. Ona se ostvaruje kao događajima vodena sekvenca. Signalima iz programatora mašine se ostvaruje sinhronizacija između zadataka upravljanja i faznog ugla mašine. On generiše skup digitalnih signala nazvan vektorom upravljanja, kojim se definiše sekvenca upravljanja - sekvenca izvršavanja zadataka upravljanja u upravljačkoj jedinici tokom jednog ciklusa rada mašine.

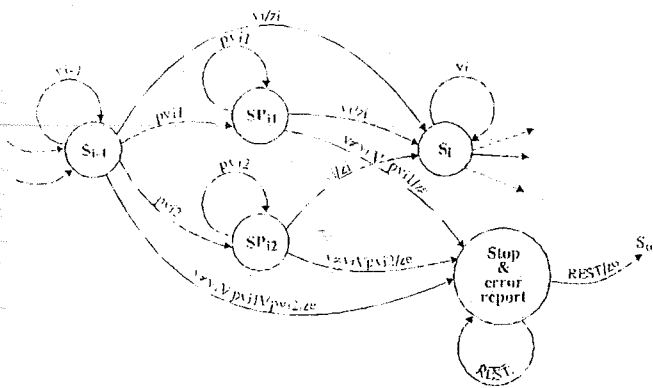
* DETEKTOR NIVOA PRIMENE

Jedna sekvenca upravljanja, to jest jedan ciklus rada mašine sastoji se od konačnog broja dozvoljenih stanja. U dozvoljena stanja se ubrajaju i sva prelazna stanja u kojima se inače ne izvršava nijedan zadatak upravljanja. Ona su posledica nesavršenosti mehaničkog podešavanja mašine, odnosno razlika koje se mogu javiti od mašine do mašine i njihovih programatora.

Pri uključivanju mašine u pogon - startovanju procesa upravljanja mašinom, najpre se na osnovu detektovanja dva uzastopna vektora upravljanja u upravljačkoj jedinici jednoznačno utvrđuje faza - mehanička pozicija mašine a time proces upravljanja postavlja u odgovarajuće stanje.

Na osnovu opisanog načina rada mašine ostvaren je i detektor grešaka na nivou primene. Naime, kako je definisana dozvoljena sekvenca vektora upravljanja, onda se svaka druga sekvenca ili neočekivana vrednost vektora tretira kao otkaz u procesu upravljanja.

Prelaz procesa upravljanja iz nekog stanja S_{i-1} u naredno S_i iz sekvence stanja ciklusa rada mašine, prikazan je na slici 3. Prelaz se može ostvariti direktno ili preko prelaznih



Sl. 3. Dijagram prelaza procesa upravljanja iz stanja S_{i-1} u stanje S_i

stanja SP_i , kojih nema više od dva. Tek kada je detektovan vektor v_i , pri prelazu u stanje S_i aktivira se zadatak z_i . U njemu se izračunavaju, vrednosti funkcija koje definišu stanja relevantnih ON/OFF izlaza, a na osnovu trenutnih stanja senzora - $u_{1..n}$ i memorisanih vrednosti markera - $m_{1..32}$ pridruženim potencijalnim paklicama. Uz postavljanje izlaza, određuju se i vrednosti odgovarajućih markera i modifikuju ako je potrebno;

$$z_i = f_{ij}(U, M); \quad j=1, \dots, k,$$

$$U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}, \quad M = \{m_1, m_2, \dots, m_{32}\},$$

k - broj izlaza kontrolisanih zadatkom,

n - broj senzorskih ulaza

Kada se detektuje vrednost vektora upravljanja različita od svih očekivanih, aktivira se zadatak greške ze prelazi se u stanje "STOP MAŠINE" i generiše poruka o grešci. Iz ovog stanja se izlazi samo manuelnim restartovanjem mašine - upravljačke jedinice

* **DETEKTORI NIVOA SISTEMA**

Na nivou sistema je realizovan najveći broj detektora grešaka jer se lako realizuju softverski uz minimalni dodatni hardver. S obzirom na moguće mesto pojave otkaza u sistemu upravljanja, nezavisno od iskorišćenog mehanizma za realizaciju, detektore grešaka možemo razvrstati na:

- detektore grešaka u mikroracunaru,
- detektore grešaka u sensorima - on/off ulazima i
- detektore grešaka u aktuatorima - on/off izlazima.

Detekcija grešaka u mikroracunaru

Za kontrolu ispravnosti koda programa u memoriji mikroracunara, a kojim se ostvaruje algoritam upravljanja, jednom u ciklusu rada mašine (na početku ciklusa) izračunava se suma provere (Check Summ - CS) za kod programa. Ako se proverom korektnosti CS detektuje greška, odmah se ponavlja izračunavanje CS i zaustavlja rad mašine i upravljačke jedinice ako je greška ponovo detektovana

Nadzorni tajmer za kontrolu korektnog odvijanja toka programa upravljanja je ugrađen u upravljačku jedinicu. Ali ugrađena procedura restartovanja nadzornog tajmera u kod programa nije mogla da se izvrši prostom podelom koda programa na nekakve segmente. Problem je u tome što mašina može da radi proizvoljnom brzinom od 0 do 300 obrtaja u minuti. Uz to može da se zaustavi (i od operatera) u bilo kom položaju, što rezultuje u softverskim petljama u napred nepredvidljivog trajanja. Zato je u softverskoj petlji gde se očekuje naredni događaj (vektor upravljanja)

ugrađena procedura za formiranje i proveru CS za segment kodova koji čine tu petlju. Ako se utvrdi korektnost CS-e, aktivira se procedura restartovanja nadzornog tajmera (WD). Inače WD se inicijalizira na vreme koje je određeno na osnovu vremena izvršenja najduže sekvence programa prelaska procesa upravljanja iz jednog u naredno stanje. To je čisto sekvencijalan niz instrukcija u kojima ne postoji uslov ili petlja proizvoljno dugog izvršavanja

Za detekciju greške u podacima značajnim za upravljanje (kao rezultat prelazne greške u manipulisanju sa podacima) primenjena je jednostavna softverska tehnika generisanja dve kopije podatka. Jedne kao prave vrednosti binarnog podatka i druge dobijene komplementiranjem binarnog podatka. Pri korišćenju podatka za izračunavanje funkcije upravljanja najpre se proverava korektnost pročitanih kopija podatka. Korektnost izračunavanja se može proveravati korišćenjem komplementarne funkcije upravljanja. Pri detekciji greške startuje se procedura obrade detektovane greške

Detekcija grešaka u on/off ulazima

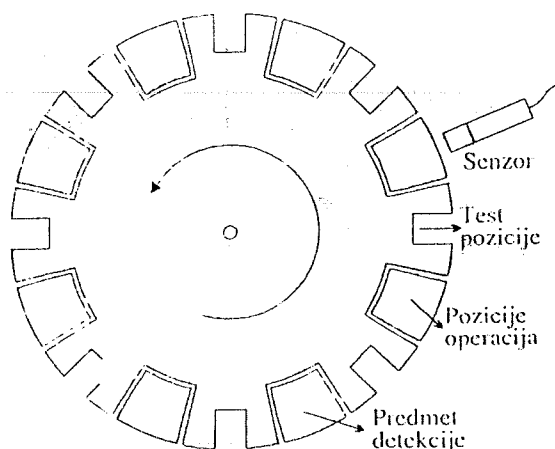
Radi povećanja pouzdanosti prikupljenih informacija od senzora realizovani su različiti načini detektovanja greške senzora. Različiti, jer značenje i funkcionalne sve senzora u sistemu nije jednako. Shodno tome svi senzori se mogu podeliti u tri grupe:

1. Senzore koji generišu sekvencu za vođenje upravljanja mašinom - vektore upravljanja
2. Senzore koji mogu u toku jednog ciklusa rada mašine imati promenu radi testiranja
3. Senzore koji ne mogu imati obezbedenu makar jednu promenu u ciklusu rada mašine.

Za prvu grupu senzora (ima ih u mašini 8) je detektor greške praktično već realizovan ranije opisanim detektorom na nivou primene. Svaki otkaz u nekom od ovih senzora rezultovaoće u nekorektnom vektoru upravljanja, odnosno nekorektnoj sekvenci vektora upravljanja. Na osnovu vrednosti vektora lako se utvrđuje i koji je od senzora otkazao. Jedini preostali nepokriven otkaz ovih senzora je ako svi istovremeno otkazu i trajno generišu nulti vektor od trenutka kada je za sekvencu upravljanja taj vektor prihvatljiv. Praktično to može da se desi zbog prekida napajanja senzora i od trenutka uključivanja mašine. Detekcija tog otkaza je pokrivena time što se linija napajanja sa poslednjeg senzora u nizu napajanja povezuje na jedan ON/OFF ulaza na modulu koji ima ugrađenu funkciju samotestiranja [6], a koji se proverava kad god je nulta vrednost vektora upravljanja

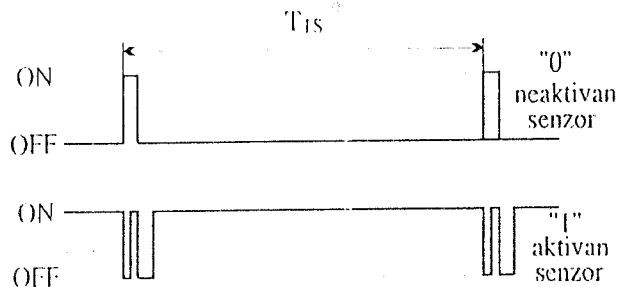
Drugu, najveću grupu senzora u mašini čine senzori koji samo u određenom trenutku - fazi rada mašine daju važeću informaciju. U nekom drugom trenutku - fazi može se ispitivati njihova funkcionalnost registrujući korektnost promene stanja senzora u trenutku nailaska test pozicije (sl. 4). Znači oni, ako su bez otkaza, u toku jednog ciklusa rada mašine moraju najmanje jednom generisati komplementarno stanje na ulazu pri detektovanju test pozicije. Naravno, softverska test procedura u mikroracunaru obrađuje ove promene

Treću grupu čine senzori koji kontinualno i tokom većeg broja ciklusa rada mašine detektuju jedno isto korektno stanje. Na primer detektovanje nestanka aluminijumske folije na koturu ili cigareta u košu odakle se formira skup cigareta jedne pakice, može se desiti izuzetno retko. Takvo stanje se može detektovati na nekoliko sati,



Slika 4 Faze testiranja i rada senzora

dana pa i nedelja. Zbog toga i potrebe da i ovakva detekcija bude pouzdana, na ovim pozicijama se moraju koristiti on/off senzori sa ugrađenom funkcijom autodetekcije otkaza. Ovi senzori generišu izlazni signal oblika prikazanog na slici 5. U slučaju bilo kog otkaza u senzoru, u izlaznom signalu se ne generišu odgovarajući impulsi konstantne periode testiranja T_{is} . Detektor otkaza ovih senzora se jednostavno ostvaruje softverskom procedurom testiranja - čitanja stanja senzora, koja se ugrađuje kao spolja aktiviran periodičan zadatak sa vremenskim ograničenjem za njegovo aktiviranje.



Slika 5 Izlazni signal senzora sa autodetekcijom

Detekcija grešaka u on/off izlazima

Većinu ON/OFF izlaza, odnosno aktuatora nije neophodno neposredno testirati. Njihovim aktiviranjem / deaktiviranjem ostvaruju se aktivnosti čije se posledice detektuju odgovarajućim sensorima. Na primer deaktiviranje povlačenja blankete (papira za omot jer je u ranijim ciklusima - pozicijama detektovana nekorektnost za paklicu) će posle nekog ugađonog pomeraja mašine biti detektovano senzorom za detekciju prisustva blankete. Naravno ova detekcija odsustva blankete ne sme da izazove zaustavljanje mašine. U drugom slučaju ako bi se detektovalo prisustvo blankete, kao i kada se detektuje odsustvo blankete koja nije namerno izostavljena, mašina se zaustavlja.

Korektno stanje izlaza *STOP MAŠINE* se može proveravati detektovanjem promene struje izlaza, kao što je dato u modulu sa ugrađenim samotestiranjem [6]. Druga mogućnost je da stanje samog izlaza bude povezano na jedan ON/OFF ulaz, što ima smisla ako izlaz pobuđuje aktuator čisto naponski. Pored svega toga u realizovanoj upravljačkoj jedinici je povećana pouzdanost izlaza *STOP MAŠINE* korišćenjem dvostručavanja - paralelovanja. Dva

izlaza koja se žičanom logikom povezuju, pobuđuju se istom binarnom promenljivom za *STOP MAŠINE*.

Provera ON/OFF izlaza i aktuatora za signalizaciju se može ostvariti pomoću izlaza sa ugrađenim samotestiranjem, kao za izlaz *STOP MAŠINE*. Ali kako se daljim usavršavanjem mašine predviđa i vizuelizacija procesa rada mašine (znači ovi izlazi će biti nepotrebni), provera sadašnje signalizacije se realizuje pri svakom startovanju rada mašine njihovim kratkotrajnim aktiviranjem, ili aktiviranjem na zahtev operatera u proceduri održavanja sistema.

* DETEKTORI NIVOA KOLA

Na nivou kola je realizovan najmanji broj detektora grešaka jer oni uglavnom zahtevaju da se implementiraju još u fazi projektovanja kola. Jedan detektor ovog nivoa ugrađen je u samotestirajućem modulu ON/OFF ulaza/izlaza [6]. Za njegovu proveru u mikroračunaru je ugrađena jednostavna softverska procedura. S obzirom na implementirane detektore grešaka na višim nivoima ova mogućnost ON/OFF modula je značajnija za lokalizaciju otkaza koji je uzrokovao detektovanu grešku.

4. GRAFIČKA INTERAKCIJA

Iako je danas široko prihvaćena "windows" interakcija postala gotovo standard, u ovoj konkretnoj aplikaciji ona nije mogla biti primenjena. Razlog za to su ograničenja u okruženju (prisustvo prašine, neophodna jednostavnost, itd.) zbog kojih nije moguće korišćenje "miša" ili klasične tastature. Kao ulazni uređaj iskorišćena je folijska tastatura sa osam višefunkcionalnih tastera.

Grafička interakcija je realizovana sa ciljem da ima sledeće osobine:

- *user-friendly interface*,
- nedvosmislenost i jasnoća u prikazu podataka, i
- fokusiranost prikaza.

Nedvosmislenost prikaza proizilazi iz potrebe da sistem uvek mora biti u jednom jedinstvenom stanju iz skupa deterministički određenih stanja. Jasnoća povlači za sobom niz atributa kao što su paleta boja, kontrast, čitljivost i sl.

Fokusiranost označava potrebu da se određeni broj srodnih podataka prezentira u bliskom delu prikaza, tj. grupiše po svom smislu i vremenu pojavljivanja.

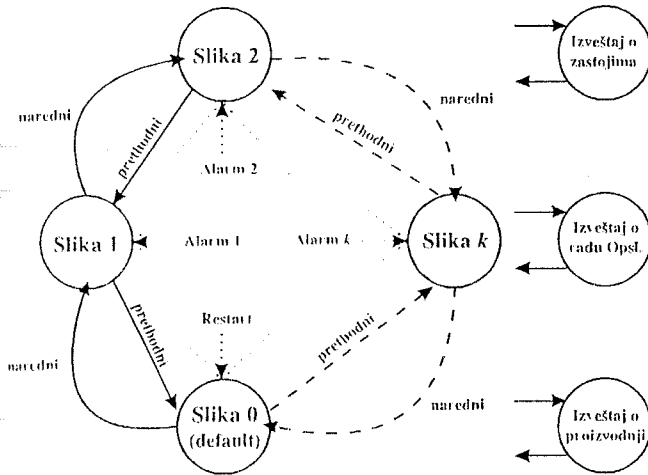
Kako je grafička interakcija globalno realizovana kroz dva aktera, CRT displej je podeljen na dva prozora - dve glavne oblasti: prostor u kome se realizuje vizuelizacija procesa i deo u kome se realizuje dijalog čovek-sistem. Prozor vizuelizacije služi za grafičke prikaze procesa - mašine i numeričke prikaze parametara procesa. Ovaj prostor se koristi i za prikaz različitih izveštaja i tabela u posebnim zadacima pregleda rada sistema, njegovog održavanja i servisiranja. Prozor za dijalog sadrži opis multifunkcionalnih tastera i komandnu liniju. Tako su i formirani objekti za vizuelizaciju - *Visual* i dijalog - *Dialog*. Svaki od njih ima objekat zadužen za prikazivanje, objekat koji generiše okvir i objekat (dokument) koji sadrži karakteristične podatke.

Objekt *Dialog* je povezan sa porukom *M_KEY* (prihvaćen karakter sa tastature). On može da generiše poruku *M_DRWTAST* za objekat *DrawTastature*, koji iscrta zahtevanu tastaturu i/ili komandnu liniju. Objektu *Visual* su generalno pridružene poruke: od sekunde realnog vremena *M_SECTIME*, od asinhronog ekscenog događaja

M. AEXCEVENT, od zadatka praćenja i obrade parametara rada, i od *Dialog*-objekta Objekti *DrawTastature* i *Visual* koriste lanac *Application - GDI - Device Driver - CRT Display*

5. AKTERI VIZUELIZACIJE I DIJALOGA

Akter vizuelnog prikaza opisan je grafom automata - FSM na slici 6. Svaki prikaz (slika), pored izgleda mašine ili nekog detalja - dela mašine sadrži pripadajuće senzore i aktuatoru u čija se stanja indiciraju odgovarajućim bojama.



Slika 6 - Dijagram stanja vizuelnog prikaza

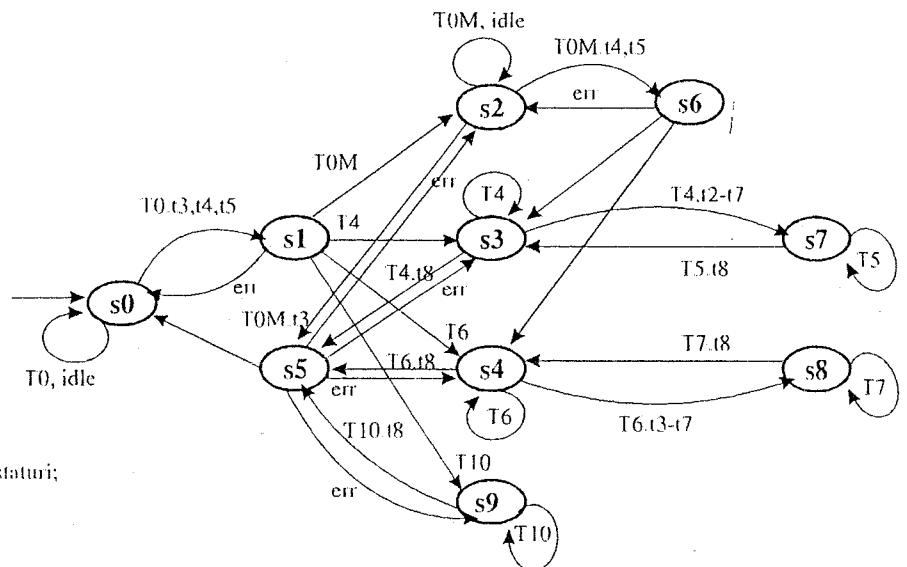
Inicijalni prikaz je "Slika 0", a promena prikaza rezultat je ili "Alarma", ili zahteva za promenom slike ("prethodna", "naredna") iz *dijalog*-a. Alarm je posledica jednog ili više ekscenih događaja koji se u odgovarajućoj slici uočavaju kroz stanja senzora i vizuelne efekte upozorenja. U slučaju istovremenog aktiviranja više različitih alarma prelazi se na sliku koja odgovara alarmu statički dodeljenog najvišeg prioriteta. Automatski povratak na prethodni - inicijalni prikaz izvršice se kada se po otklanjanju uzroka zastoja restartuje rad mašine.

Sa slike 6 uočljivo je takođe da su mogući prelazi u stanje generisanja izveštaja (o proizvodnji, o zastoju, itd.)

STANJA:

- s0 inicijalno;
- s1 prijavljivanje;
- s2 aktivan Opslužioc mašine;
- s3 aktivan Operater mašine;
- s4 aktivan Serviser mašine;
- s5 odjavljivanje prijavljenih korisnika;
- s6 prijavljivanje Operatera ili Servisera a već je prijavljen Opslužioc;
- s7 posebnih aktivnosti Operatera;
- s8 posebnih aktivnosti Servisera;
- s9 aktivan Superuser.

T_i ($i = 0, 0M, 1, 2, \dots, 10$) - tastatura;
 t_j ($j = 1, 2, 3, \dots, 8$) - tasteri na odgovarajućoj tastaturi;
 err - pogrešan unos sa tastature.



Slika 7 - Globalni dijagram promene stanja procesa interakcije čovek-siste

iz bilo kog od prikaza, pod uslovom da mašina nije u radnom režimu, odnosno da je zaustavljena.

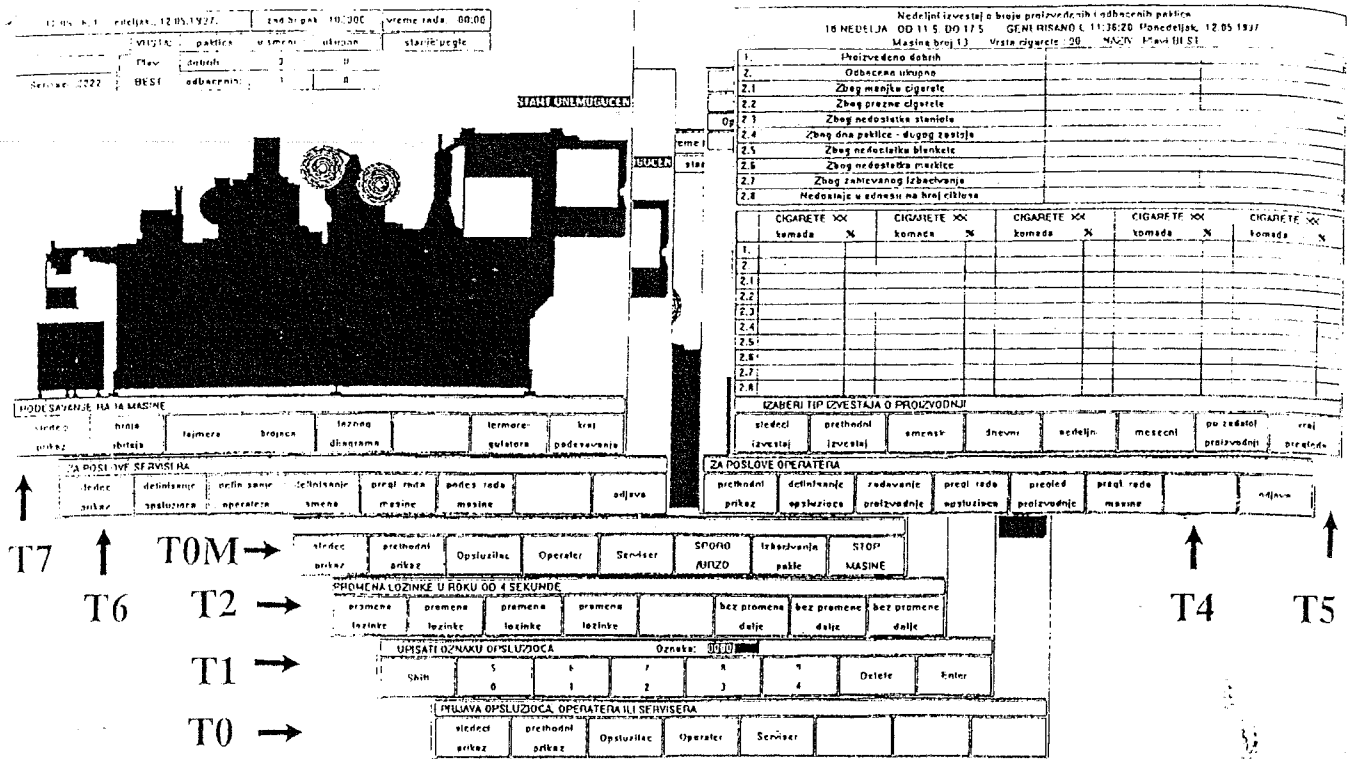
S obzirom na poslove koje pojedina lica u sistemu obavljaju interakcija se može podeliti na interakciju opslužilac-sistem, operater-sistem, serviser-sistem i superuser-sistem. Brojne su (preko 50) aktivnosti u svakoj od ovih interakcija. Pored opštih zajedničkih aktivnosti prijavljivanja, odjavljivanja i promene lozinke, glavne dijalog aktivnosti operatera su zadavanje proizvodnje, pregled proizvodnje i pregled rada opslužioca. Za servisera su najznačajniji dijalozi za održavanje pregleda rada mašine i podešavanja rada mašine.

Shodno tehnološkim zahtevima procesa, u nekim stanjima interakcije je onemogućen rad mašine, odnosno postoje i ograničenja u odvijanju dijaloga za različita stanja procesa.

Akter interakcije čovek-sistem na prvim nivoima dijaloga prikazan je na slici 7. Svakom stanju odgovara jedinstveni vizuelni objekat tastature za opis značenja tastera i komandna linija sa porukom i poljem za unos, preko kojih se odvija dijalog čovek-sistem. Prelazak iz nekog stanja u novo stanje moguć je na osnovu konjuktivnog uslova predistorije (stanja interakcije) i zahteva koji čovek postavlja u dijalogu. Zahtev je uvek posledica aktiviranja nekog tastera -tastaturnog polja, bilo pri izboru dijalog aktivnosti ili komande, označavanja kraja unosa, ili pojedinačnom unosu karaktera. Zato su pored poruka, za odvijanje funkcija niskog nivoa korišćeni ukazivači i markeri.

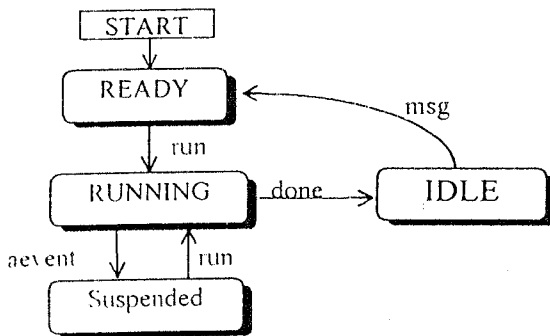
Većina stanja interakcije sa slike, kao na primer s7 i s8, su čitavi podobjekti, odnosno automati. Zato je neelishodno ovde pokušavati sa detaljnijim celovitim prikazom interakcije. Ali jedan mogući tok interakcije posle inicijalizacije sistema prikazan je na slici 8.

Softver za realizaciju *dijalog*-a (kao i za *visual*) je napisan kao skup funkcija - procedura. One se izvršavaju pri prelazu iz jednog u drugo stanje dijaloga, koji je posledica poruke - unosa karaktera sa tastature, a ponekada i poruke od nekih drugih aktivnosti. Svaka procedura svojom čisto sekvencijalnom strukturom predvidivo kratkotrajno angažuje procesorsko vreme, što je preduslov za realizaciju RTS-a.



Sl. 8. Promene u glavnom prozoru vizuelizacije koje prate promene stanja interakcije čovek - sistem

Operativna stanja aktera *dijalog* koji se startuje pri inicijalizaciji celog sistema, ukazuju na njegovo odvijanje i angažovanje procesora prikazana su na slici 9. Procesor se angažuje za *dijalog* samo u stanju RUNNING. Akter *dijalog* je u sistemu niskog prioriteta, jer ne sadrži aktivnosti koje se odnose na bezbednost sistema. Funkcija STOP rada mašine u *dijalog*-u je regularno zaustavljanje, a za hitan - sigurnosni stop postoje drugi akteri distribuirani po svim komponentama sistema



Slika 9. Operativna stanja aktera *dijalog*

6. ZAKLJUČAK

Realizujući sistem upravljanja kao RTS sa ugrađenim samotestiranjem na svim nivoima, značajno je povećana pouzdanost u radu mašine uz minimalno povećanje u hardveru i prihvatljivo povećanu kompleksnost softvera.

U eksploataciji sistem je pružio i više nego što se u osnovi očekivalo. Detaljnim porukama o detektovanim zastojevima u radu mašine upućuje na nedostatke - nepodešenost mehaničkih delova mašine. Akteri vizuelizacije i dijaloga su realizovani korišćenjem *Microsoft Visual C++*-a za PC hardver sa AMD486 na 133 MHz. Svaka funkcija sistema se izvršava kroz definisan skup instrukcija bez petlji koje bi mogle da izazivaju nepredvidiva vremena

izvišenja. Razvijene su i nove verzije funkcija koje preko poruka prihvataju zahteve interakcije, i zahteve aktera generisanja vizuelnih prikaza, i druge.

7. LITERATURA

- [1] J. Zhu, T. G. Lewis, W. Jackson, R. L. Wilson, "Scheduling in Hard Real-Time Applications". IEEE Software, Vol. 12, No. 3, May 1995, pp. 54-63
- [2] M. Jevtić, M. Damnjanović, "Testing of Digital System in Real-Time Applications", Proc 20th International Conference of Microelectronics, MIEL'95, Vol 2, pp. 835-840, Niš, Sept. 1995.
- [3] Vishwani D. Agrawal, Charles R. Kime, Kewal K. Saluja "A Tutorial on Built-In Self-Test, Part 2 - Applications". IEEE Design & Test of Computers, Vol. 10, No. 2, pp. 69-77, June 1993.
- [4] Selic, B., Gullekson, G., Ward, P., *Real-Time-Object-Oriented Modeling*, John Wiley & Sons, 1994.
- [5] J. Vučković, M. Jevtic, S. Vučković, "Modeling and Simulating Real-Time Systems" Proceedings of MIEL'95, Niš, Sept 1995 Vol 2, pp. 867-870
- [6] M. Jevtić, M. Damnjanović, G. Cvetković, "Modul ON/OFF ulaza-izlaza sa ugrađenim samotestiranjem". YU-INFO '95, Brezovica, April 1995

Abstract - A realisation of the system for packing cigarettes process control and monitoring on GD-X1 machine is the point of this paper. Since it is based on hard real-time system, the object-oriented realization of process visualization is considered first. Some applied techniques for on-line built-in self-testing used for high security in machine control, are shown also.

A REAL-TIME SYSTEM APPLIED TO CONTROL THE CIGARETTE PACKING MACHINE GD-X1

M. S. Jevtić, B. Ž. Dordević, A. S. Velimirović, V. D. Živković

MODIFIKACIJE LINUX-A ZA REALIZACIJU SISTEMA ZA RAD U REALNOM VREMENU

Vladimir D. Źivković, Milun S. Jevtić, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj - Korišćenje PC hardvera i Linux operativnog sistema u realizaciji sistema za rad u realnom vremenu sa rigidnim ograničenjima je predmet razmatranja u ovom radu. Pažnja je usmerena samo ka neophodnim modifikacijama u jezgru (kernelu) operativnog sistema kako bi se omogućile aplikacije koje zadovoljavaju zahteve u pogledu rada u realnom vremenu.

1. UVOD

Unapređivanje industrijske proizvodnje (poboljšanje kvaliteta, smanjenje škarta, zaštita od havarija) se danas svakako oslanja na primeni savremenih mikror računara. Pri tome sam industrijski proces i okruženje u kome on egzistira, postavljaju različita ograničenja i zahteve od mikror računarskih sistema. Tako široko dostupan i primenjen danas moćan personalni računar - PC, uglavnom ne može tu biti primenjen u svom osnovnom obliku. Naime, najveći procenat proizvoda računarske industrije (bio to softver ili hardver) kao ciljno okruženje ima urbani radni prostor (institute, kancelarije, projektne biroe, administrativne službe, brzine nastajanja događaja u procesu, zahtevi za siguran rad, itd.) Sa aspekta industrijskih procesa (povišene temperature, sitna prašina, nedovoljno kvalifikovano radno osoblje, itd.) komercijalni PC i prateći programski paketi su ne upotrebljivi. Valja reći da je prvi razlog za njihovu neupotrebljivost nedovoljno predvidiva inertnost odziva na pobude iz procesa koje su uglavnom asinhronne i često nepredvidivih trenutaka nastanka, što bi u uslovima moguće havarije dovelo do nesagledljivih posledica. Međutim, dostupnost PC hardvera po niskoj ceni i mnogobrojni softverski alati za PC-je, nameću pitanje: "ima li za PC mesta u industrijskim procesima?". Odgovor na to pitanje je prvenstveno vezan za pouzdaniji i po specifičnim zahtevima nadgrađeni hardver PC računara, i za realizaciju softverske aplikacije koja će zadovoljiti zahteve projektovanja i realizacije sistema za rad u realnom vremenu (engl. *Real-Time Systems - RTS*). Problemi sa RTS-ima su sledeći[6]:

1. uglavnom ne postoje transparentni softver RTS-a koji bi pokrio najveći broj platformi ili aplikacija, već se radi o aplikaciono specifičnim izdanjima RTS-a;
2. RTS-i koji egzistiraju su uglavnom mikrokerneli koji imaju solidne karakteristike sa stanovišta debugiranja i pouzdanosti, ali imaju problem sa performansama jer implementiraju samo par servisa, a za ostalo se oslanjaju na module iz drugog adresnog prostora, što implicira previše sistemskih poziva, a time i duži odziv celokupne aplikacije;
3. PC konfiguracija je jeftina i dostigla je izuzetne performanse (PC se po brzini rada približio radnim stanicama), ali zbog kompatibilnosti PC je zadržao neka zastarela rešenja, čime se opet ne iskorišćavaju svi potencijali modernih Intel-ovih procesora i odgovarajućih perifernih uređaja;
4. Izrada novih operativnih sistema (engl. *Operating Systems - OS*) koji bi bili platforma za RTS-e bi bila

toliko skupa i samim tim njihova cena toliko visoka da bi tržište verovatno pronašlo alternativu u nekom od mikrokernela ili komercijalnih višeprocenih OS-a (engl. *multitasking OS*), kao što su *UNIX*, *Windows (95, NT, ...)*, i sl.

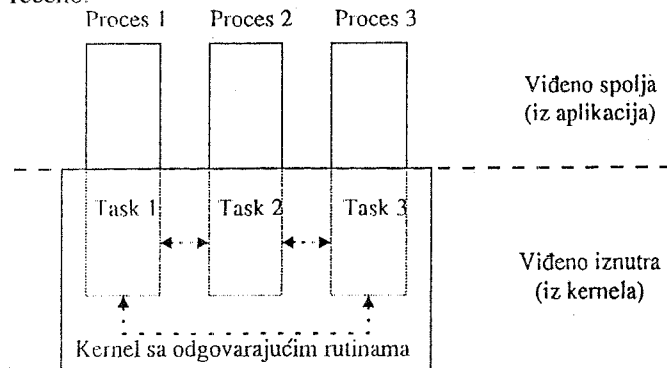
Rešenje celokupnog problema sa PC-OS-ima bi se moglo predstaviti kao nadogradnja ili izmena postojećih višeprocenih operativnih sistema. Pri tome problem koliko su strukturno i kroz dokumentaciju dostupne procedure i karakteristike kernela OS-a i koliko je moguće dobiti efikasno rešenje uz prilagođavanje postojećim.

Ukoliko se sagleda sve prethodno dolazi se do vrlo šturog izbora. Jedna od mogućnosti za implementaciju se bazira na *UNIX* familiji OS-a za PC, čiji je najdostupniji i najšire prihvaćen predstavnik Linux. Uz razmatranje osnovnih karakteristika jezgra OS-a Linux-a bitnih za njegovu primenu u realizaciji sistema za rad u realnom vremenu, nadalje će se razmatrati potrebne modifikacije radi realizacije RTS-a.

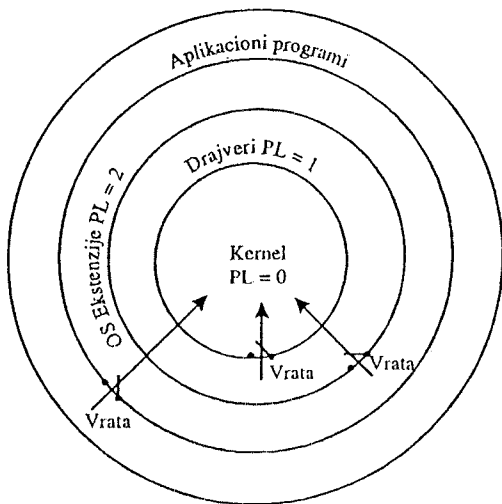
2. KARAKTERISTIKE KERNELA LINUX OS-a

Linux jeste višeprocenih operativnih sistem, što znači da u jednom trenutku prati simultano izvršenje više procesa (zadataka). Realno gledajući, kako je PC uniprocenorska mašina, stvarno simultano izvršenje nije moguće, već se radi o preplitanju u izvršenju. To znači da se određeno (planirano) vreme izvršava jedan proces, nakon toga drugi, i tako redom u skladu sa odlukama kernela OS-a, tačnije prema odlukama planera (engl. *scheduler*). Vremenski fragmenti (engl. *time slices*) se dodeljuju prvenstveno u skladu sa prioritetom procesa. Prioritet označava meru važnosti, i može biti zavistan od različitih faktora (dužina vremena izvršenja, odnos [vreme izvršenja]/[krajnji rok]), i može se menjati ili se dodeljivati statički.

PC je mašina koja je predviđena za različite aktivnosti. Samim tim procesi koji se izvršavaju u okviru Linux-kernela su različitih karakteristika. Iako na prvi pogled u očima korisnika izgleda da su svi procesi ravnopravni i nezavisni, njihove reprezentacije u kernelu su itekako povezane i različite. Sledeća slika (Sl.1.) najbolje ilustriuje prethodno rečeno.

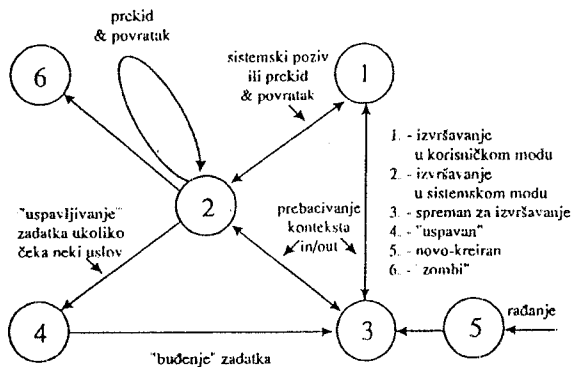
Sl.1. *Procesi viđeni iz kernela i iz aplikacije*

Sa slike se odmah uočavaju dva faktička domena (ili moda) u kojima pod Linux-om operiše procesor PC-ja. To su tzv. korisnički (engl. *user*) i sistemski ili kernel mod. Naime, Linux koristi beneficije koje Intel-ovi procesori 80386 i mlađi pružaju u pogledu višeprocenog režima rada[1]. To se prvenstveno ogleda u korišćenju deskriptora, koji su podržani od hardvera; zatim odgovarajućih "vrata" (engl. *gate*), kojima se omogućava prelaz toka izvršenja iz jednog moda rada u drugi; automatizovanu komutaciju konteksta, pri čemu višeprocen OS ima zadatak da obezbedi odgovarajuće strukture podataka, a procesor sam vrši transfer sa jednog zadatka na drugi, itd. Slika 2. najbolje ilustruje višenivojsku organizaciju novije generacije Intel-ovih procesora[2]:



Sl.2. Koncept nivoa privilegija kod Intelovih procesora

Multitasking obrada podrazumeva simultano prisustvo više procesa u memoriji, bez opasnosti da izvršavanje jednog od njih naruši integritet drugog, a samim tim i funkciju celokupnog sistema. U ovu svrhu procesor pristup iz segmenata jednog nivoa u segmente drugog nivoa obavlja preko tačno definisanih vrata (engl. *call gate, task-gate, interrupt-gate*).



Sl.3. Stanja zadatka u Linux-u.

Pomenute strukture podataka koje 80x86 procesori koriste direktno ih mapirajući u svoj hardver jesu struktura kojom se opisuje kontekst procesora za svaki zadatak (engl. *Task State Segment - TSS*), deskriptori globalne tabele segmenta, lokalnih tabela segmenata i tabele prekida. Vrlo bitna struktura u Linux-u je *task_struct* struktura, kojom je

opisan svaki proces jedinstveno. *task_struct* struktura sadrži svojstva koja govore o stanju procesa, njegovom prioritetu, vremenu koje je potrošio na sebe, komunikaciji sa drugim procesima, identifikaciji, pravima pristupa, načinu planiranja, memorisjkoj mapi, i dr. Možda najznačajniji parametar jeste stanje procesa (engl. *state*), preko kojeg se vidi da li je proces aktivan, čeka na izvršenje ili je suspendovan i čeka pojavu nekog događaja (Sl.3.).

Svaki proces ustvari predstavlja deo programskog koda u izvršenju. Proces je manifestacija koju registruje aplikacija ili korisnik - znači "živi" u korisničkom memorijskom prostoru. Da bi se određene aktivnosti programa koje predstavljaju procesi realizovale, proces uglavnom zahteva pomoć kernela OS-a. Ti zahtevi se ispoljavaju kao sistemski pozivi (engl. *system call*). Sistemskim pozivom proces prelazi u pozadinu i čeka da se određena aktivnost, koju samo kernel može da obavi, završi. Sistemskim pozivom se može potražiti usluga drajvera (engl. *device driver*)[5], što znači pristup informacijama sa perifernih uređaja ili upravljanje samim tim uređajima, ili zahtevati rađanje i izvršenje novog procesa.

```
PSEUDO_CODE IRQ(intr_num, intr_controller, intr_mask)
{
    SAVE_ALL;
    ENTER_KERNEL;
    ACK(intr_controller, intr_mask);
    ++intr_count;
    sti();
    do_IRQ(intr_num, Register);
    cli();
    UNBLK(intr_controller, intr_mask);
    --intr_count;
    ret_from_sys_call();
}
4.a)
```

```
PSEUDO_CODE fast_IRQ(intr_num, intr_controller, intr_mask)
{
    SAVE_MOST;
    ENTER_KERNEL;
    ACK(intr_controller, intr_mask);
    ++intr_count;
    do_fast_IRQ(intr_num);
    UNBLK(intr_controller, intr_mask);
    --intr_count;
    LEAVE_KERNEL;
    RESTORE_MOST;
}
4.b)
```

/* PSEUDO_CODE označava ekvivalentni C tekst koda za programe pisane na asembleru*/

Sl.4. a) Spori i b) brzi prekidi u Linux-u

Mehanizmi sistemskih poziva su realizovani preko prekida. Softverski prekid 0x80 se pod Linux-om koristi za generisanje sistemskog poziva[4]. Arhitektura procesora daje veliku pomoć ranije pomenutim prolazima i specijalnim registrima (napr. *TR - Task Register*, koji je

direktno vezan za memorijsku adresu TSS strukture[1]). Ipak grupa prekida se može odvojiti od sistemskih poziva i to su tzv. brzi prekidi. Naime, Linux podržava dve grupe prekida: brze (engl. *fast interrupt services*) i spore (engl. *slow interrupt services*)[4]. Spore prekide karakteriše makro `SAVE_ALL`, čije ime samo kaže da se na steku čuva celokupni kontekst procesora. Takođe, pre početka izvršenja rutine za rukovanje (engl. *handler*), dozvoljavaju se ostali prekidi preko makroa `"sti()"` (makro varijanta instrukcije *Set Interrupt Flag - STI*, što znači da spori prekidi i sami u određenom trenutku mogu biti prekinuti, i izvršenje se prebaciti na novonastali prekid.) Međutim, nakon završetka rutine za rukovanje prekidom, prekidi se zabranjuju `"cli()"` makroom (engl. *Clear Interrupt Flag - CLI*). Na kraju, spori prekidi se završavaju skokom na labelu `"ret_from_sys_call"` (što objašnjava usku vezu prekida i sistemskih poziva). Brzi prekidi, sa druge strane koriste makro `SAVE_MOST` - što znači samo najbitniji registri se čuvaju na steku. Od tog momenta pa sve do kraja prekida i poziva makroa `RESTORE_MOST`, dalji prekidi sa INT linije su zabranjeni. Takođe, ne postoji skok na `"ret_from_sys_call"` labelu, već se posle obnavljanja prethodno sačuvanih registara izvršava `IRET` (engl. *Interrupt Return*) instrukcija. C-kod sa slika 4. a) i 4. b) ilustruje prethodno rečeno.

Kada se realizuju prekinuti dugi (spori) prekidi? Obično se dugi prekidi realizuju kao `"bottom_half"` rutine. Naziv `"bottom_half"` pravilno odslikava prirodu ovih rutina, jer se prva polovina rutine izvršava u vreme zahetva za prekid. Na kraju rutina dobrovoljno prepušta procesor, ulančavajući sebe u globalno definisane redove čekanja (engl. *queues*) rutinom `"queue_task(...)"` i obaveštava da posao sa njom još uvek nije završen preko makroa `"mark_bh"`. Ponovno pokretanje `"bottom_half"` rutine obavlja ili `"run_task_queue"` funkcija, ili `"do_bottom_half"`. Pri tome `"do_bottom_half"` funkcija se pored u planeru poziva i u kodu `"ret_from_sys_call"`[4][5].

Nizovi zadataka (engl. *task_queues*) čije je izvršenje prolongirano kroz `"bottom_half"` rutine su idealan način za obavljanje asinhronih aktivnosti[5].

3. FUNKCIJA PLANERA U LINUX KERNELU

Najznačajnija rutina svakog OS-a je svakako planer. U Linux-u on je iskazan funkcijom `"schedule"`, čiji je skelet prikazan na slici 5.

```
asm linkage void schedule(void)
{
    int c;
    struct task_struct *p;
    struct task_struct *prev, *next;
    unsigned long timeout = 0;
    if(intr_count)
        goto scheduling_in_interrupt;

    if(bh_active & bh_mask)
    {
        intr_count = 1;
        do_bottom_half();
        intr_count = 0;
    }
    run_task_queue(&tq_scheduler);
```

```
    need_resched = 0;
    prev = current;
    cli();
    if(!prev->counter && prev->policy == SCHED_RR)
    {
        prev->counter = prev->priority;
        move_last_runqueue(prev);
    }
    switch(prev->state){
        case TASK_INTERRUPTIBLE:
            if(prev->signal & ~prev->blocked)
                goto makerunnable;
            timeout = prev->timeout;
            if(timeout && (timeout<=jiffies)){
                prev->timeout = 0;
                timeout = 0;
            }
            makerunnable:
                prev->state = TASK_RUNNING;
                break;
        default:
            del_from_runqueue(prev);
        case TASK_RUNNING:
    }
    p = init_task.next_run;
    sti();
    #define idle_task (&init_task);
    c = -1000;
    next = idle_task;
    while(p != &init_task){
        int weight = goodness(p, prev, NULL);
        if(weight > c)
        {
            c = weight; next = p;
        }
        p = p->next_run;
    }
    if(!c){
        for_each_task(p)
            p->counter = (p->counter >> 1) + p->priority;
    }
    if(prev != next){
        struct timer_list timer;
        kstat.context_switch++;
        if(timeout){
            init_timer(&timer);
            timer.expires = timeout;
            timer.data = (unsigned long)prev;
            timer.function = process_timeout;
            add_timer(&timer);
        }
        get_mmu_context(next);
        switch_to(prev, next);
        if(timeout)
            del_timer(&timer);
    }
    return;
}
scheduling_in_interrupt:
    printk("Aiee: scheduling in interrupt %p\n",
        __builtin_return_address(0));
}
```

Sl.5. C kod funkcije `schedule()`

Iako deluje prilično glomazno, kod Linux-planera spada u jednostavnije[4]. Prva "if" naredba ima ulogu da zabrani planiranje unutar prekidne rutine (što je i logično znajući prirodu prekida, kao i imajući u vidu dimenziju planera). To se postiže na osnovu globalnog parametra "intr_count", koji se uvećava za 1 u slučaju prekida, tj. umanjuje za 1 po završetku istog. Potom slede ranije pomenute "do_bottom_half" i "run_task_queue". Parametar "need_resched" se komparira sa nulom pri povratku iz sistemskih poziva, i ako je različit od 0, radi se novo planiranje. Pošto se zatim globalno zabrane prekidi pristupa se utvrđivanju koji će se zadatak kao naredni izvršavati. U Linux-u su svi zadaci podeljeni prema politici planiranja u tri grupe: FIFO - kako koji zadatak stigne tako se obrađuje redom (nema prekoredne obrade); RR (engl. *ROUND ROBIN*, ili u krug), što odgovara politici koja ravnomerno deli vreme između svih klijenata (engl. *timesharing*); i OTHER - korisnički implementirana politika. Ako se utvrdi da je prethodni zadatak imao RR politiku planiranja i ukoliko "counter" promenljiva iz njegove "task_struct" strukture dostigla vrednost 0, dati zadatak se postavlja na kraj niza rutinom "move_last_runqueue()". Na osnovu prethodnog stanja (TASK_INTERRUPTIBLE), kao i toga: 1. da li je istekao "timeout" zadatku, ili 2. signal koji je bio očekivan je stigao, zadatak prelazi u stanju TASK_RUNNING. Ukoliko je zadatak već bio u stanju TASK_RUNNING, to ostaje do daljnjeg. Ukoliko proces nije ni u stanju TASK_INTERRUPTIBLE, niti u stanju TASK_RUNNING, biva uklonjen iz niza procesa koji čekaju na izvršenje ("del_from_runqueue")[3]. Nakon toga se prekidi globalno dozvoljavaju, i kreće drugi deo planera koji praktično znači određivanje narednog aktivnog procesa. Funkcija "goodness" postavlja prioritet procesa. On može biti *real-time* ili dobijen kalkulacijom uz pomoć "counter" parametra zadatka. Ukoliko je odgovor "goodness" funkcije pozitivan, zadatak koji joj je bio prosleđen preko pokazivača na "task_struct" je kandidat da bude sledeći koji se izvršava. U suprotnom neophodno je proći kroz listu svih zadataka makroom "for_each_task" i proračunati prioritet svakog od njih. Nakon toga se postavlja novi zadatak tj. izvrši se komutacija konteksta makroom "switch_to".

Gore prikazana funkcija "schedule" potiče iz kernel verzije 2.0.29., i u sebi sadrži mnogo više nego što je prethodno navedeno, ali su glavne smernice rada planera objašnjene.

4. PROBLEMI LINUX KERNEL-a U POGLEDU VREMENSKI KRITIČNIH ZADATAKA

Na prvi pogled Linux operativni sistem bi mogao da zadovolji stroge kriterijume koje postavljaju RTS-i. Ovaj sistem podržava multitasking sa istiskivanjem, i potpuno koristi 32-bitnu prirodu CPU-a. Takođe ispunjava kriterijume koje propisuje POSIX.1b-1993 standard, kao što su planiranje po prioritetu, zadržavanje korisničkih stranica u memoriji, poboljšana komunikacija između zadataka, itd. Međutim, kao i kod svih operativnih sistema iz UNIX - dijalekta i Linux se bazira na deobi vremena (engl. *time sharing*)[6]. To znači da se vrši usrednjavanje performansi sistema u smislu balansiranja vremena odziva i protoka podataka radi fer deobe procesorskog vremena između zadataka. Kroz prizmu RTS-a ovakvo planiranje zadataka (engl. *scheduling*) nije korektno, jer se u istu poziciju

stavljaju neki kritični periodičan zadatak i nekritičan zadatak. Problem je sasvim jasan, ukoliko se zna da je Linux orjentisan ka čoveku, pa se samim tim favorizuju interaktivni zadaci.

Eventualna promena u Linux-palenu bi poboljšala stvari u smislu garantovanja kritičnih zadataka. Pri tome najveću transformaciju treba da doživi donja polovina koda funkcije planera ("goodness", itd.), gde se praktično i vrši dodela prioriteta i odabir narednog zadataka.

Međutim, čak i promena politike planiranja ili kompletnog planera ne bi mnogo poboljšala situaciju u korist ostvarivanja rokova vremenski kritičnih zadataka. Slika 1. prikazuje da UNIX koristi samo dva od ukupno četiri definisana nivoa privilegija kod Intel-ovih procesora:

- "nulti" privilegijski nivo, definisan kao "kernel mod", i
- nivo broj 3, koji je definisan kao korisnički ili "user mod".

Kod najvećeg dela UNIX - orjentisanih sistema važi da se zadatak koji prilikom svog izvršenja dospe u "kernel-mod" ne može istisnuti. To važi i za Linux. Drugim rečima, ako zadatak sistemskim pozivom počne izvršenje rutine iz kernela (drajvera), a drugi zadatak višeg prioriteta zatraži CPU-resurs, zadatak višeg prioriteta moraće da sačeka kompletiranje ranije unesenog sistemskog poziva. Sa stanovišta sigurnosti sistema ovaj prisup je korektan jer se obezbeđuje zaštita podataka koji mogu biti promenjeni ukoliko bi se dozvolilo istiskivanje u "kernel-modu". Međutim, ovakvim banalnim pojednostavljuvanjem politike planiranja gubi se na performansama sistema. Jedan od načina da se zaštiti integritet kernela operativnog sistema jeste uvođenje sinhronizacionih struktura - semafora, kritičnih regija i sl. Ali ni ovi mehanizmi u globalu ne rešavaju ono što bi trebalo da bude glavna karakteristika RTS-a, a to je minimalna latentnost prekida.

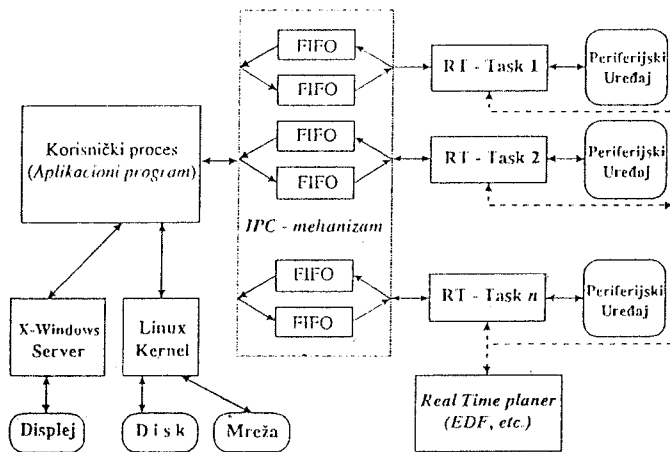
Velika mana Linux OS-a jeste vremenska neodređenost koju virtualni memorijski sistem unosi prilikom straničenja memorije. Ukoliko neki od tekućih programa zahteva da se memorijska stranica iz sekundarne memorije prebaci u primarnu memoriju, zavisno od opterećenja sistema ovaj proces može da potraje duže. Sa stanovišta RTS-a to je potpuno neprihvatljivo. Zbog toga je neophodno modifikovati izvršenje tih zadataka, odnosno ako je moguće takve zadatke u okviru RTS-a ugraditi kao vremenski nekritične zadatke sa najnižim prioritetom.

5. UKLANJANJE LATENTNOSTI PREKIDA

Problem nepoštovanja urgentnosti zadataka RTS-a od strane multitasking OS-a se može rešiti dogradnjom multitasking OS-a. To naravno podrazumeva postojanje mogućnosti izmene izvornog koda kernela operativnog sistema. Modifikacija Linux kernela može rešiti neke probleme, kao što je napr. latentnost prekida.

Latentnost prekida jeste posledica zabrane prekida koja se postavlja kada zadatak pređe u "kernel-mod", odnosno krene izvršenje "brzih" prekida i drjavera. Problem je moguće rešiti postavljanjem softverskog emulatora prekida između kernela operativnog sistema i programabilnog kontrolera prekida (engl. *Programmable Interrupt Controller - PIC*). Konkretno, emulacijom se *cli*, *sti*, i *iret* instrukcija iz izvornog koda kernela multitasking OS-a zamenjuju sa emulacionim makroima. Pri tome se podrazumeva da se jednostavni i brzi zadaci (zadaci čiji su

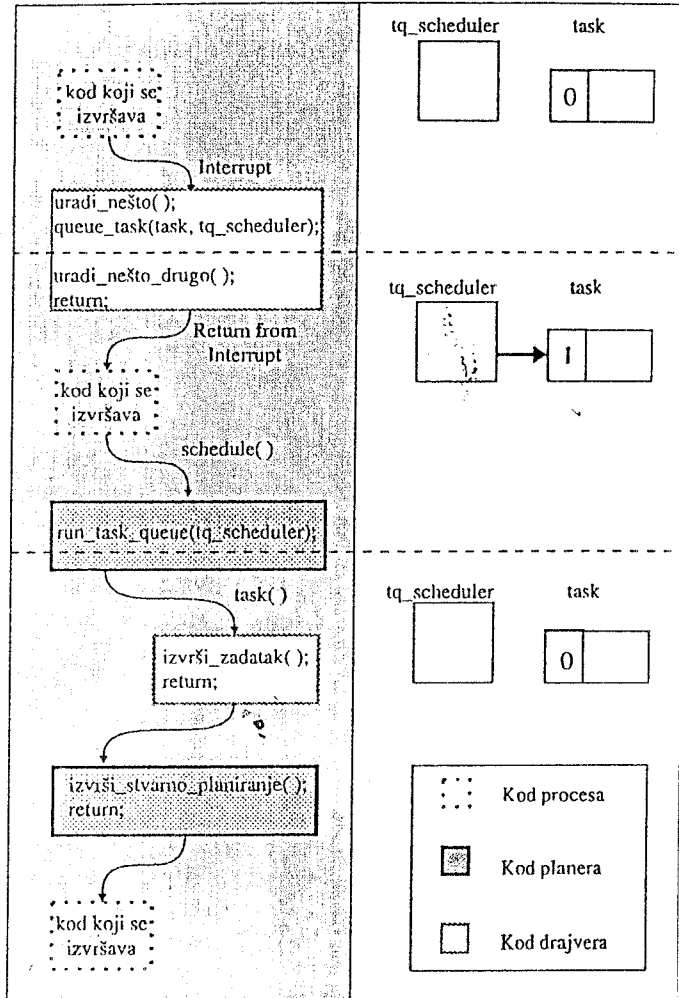
algoritmi sekvencijalne prirode) formulišu kao zadaci realnog vremena (engl. *real-time tasks*), dok se vremenski nekritični i kompleksni korisnički zadaci (engl. *user's tasks*) i dalje tretiraju klasično - preko kernela multitasking OS-a. Emulacioni softver će u slučaju prekida proveriti da li je prekid namenjen vremenski kritičnom zadatku ili korisničkom zadatku. U slučaju da je namenjen zadatku realnog vremena, emulacioni softver pokreće *real-time* prekidnu rutinu, nakon čega planer zadataka realnog vremena odlučuje koji će zadatak biti izvršen (treba imati na umu da su zadaci realnog vremena i *real-time* prekidne rutine vremenski kratke i jednostavne funkcije). U suprotnom, prekid je namenjen multitasking OS-u, tj. korisničkom zadatku, i emulira se *cli* instrukcija kojom se brani prekid. Time se dozvoljavaju svi eventualni prekidi, odnosno ulančavaju se prekidi namenjeni multitasking OS-u. Kada se napusti prekidna rutina multitasking OS-a, emulira se *sti* instrukcija, čime se najpre "prozivaju" eventualno ulančani prekidi, a nakon toga se izvršava instrukcija povratka iz prekida. Naime, na povratak iz "kernel moda" i eventualno ponovno unošenje istog, u slučaju prekida, troši dosta dragocenog vremena. Tome doprinose hardverski mehanizmi vezani za *iret* instrukciju. Ideja emulacije *iret* instrukcije jeste da se pre povratka iz prekida najpre osmotri da li postoji neki ulančani prekid. Ovo je vrlo značajno jer se pri svakom povratku iz "kernel-moda" poziva planer *Linux*-a. Ukoliko *Linux* operativni sistem tretira prekid kao da je nastao u "kernel-modu", planer *Linux* operativnog sistema neće biti pozvan na izvršenje, čime se štedi vreme[6]. Slika 3. ilustruje mesto poziva planera sa stanovišta procesa (povratak iz prekida, sistemskog poziva - asinhrono, ili komutacija konteksta u regularnom vremenu - periodično).



Sl.6. Protok podataka u Real-Time aplikaciji baziranoj na Linux operativnom sistemu

Svi zadaci realnog vremena bi trebalo da se nalaze u zajedničkom adresnom prostoru u kome je i kernel *Linux*-a. Razlog za to jeste problem sa performansama CPU-a, jer se u slučaju različitih adresnih prostora za zadatke realnog vremena menja registar koji pomaže straničenju memorije, a samim tim i keš memorija koja sadrži najskorije korišćene memorijske stranice proglašava nevažećom. Kako je prebacivanje zadataka kod RTS-a veoma frekventno, opisani sled događaja uzrokuje pad performansi CPU-a. Takođe, performanse mogu da obore i sistemski pozivi, gde bi u

slučaju različitih adresnih prostora isti izvršavali sedam puta duže. Komunikacija između korisničkih zadataka i zadataka realnog vremena obavlja se preko *Linux*-mehanizama za komunikaciju između procesa (engl. *Inter Process Communication - IPC*)[7]. Ukoliko je pomenuti IPC mehanizam FIFO (engl. *First In First Out - FIFO*), komunikacija se vrši kao što je prikazano na Sl.6. FIFO-baferi su alocirani u adresnom prostoru kernela, a njihov broj je statički definisan i promenljiv u toku kompilacije kernela.



Sl.7. Vremenski sled događaja kod dugih prekida

Zadaci realnog vremena poseduju zasebne funkcije preko kojih se vrši kreiranje, ukljanjanje, čitanje, upisivanje, i promena veličine FIFO-bafera (čitanje i upisivanje su atomične i neblokirajuće funkcije). Korisnički zadatak vidi FIFO-baferu kao karakter-uređaje. RT podrška se uključuje kao i svaki drugi modul, dok se procesi koji koriste pogodnosti ovog modula pozivaju kao korisnički programi. Modul implementira svoje sistemske pozive u *Linux*-ovoj datoteci "entry.S". To su "sys_rt_fifo_create", "sys_rt_fifo_destroy", "sys_rt_fifo_put", i "sys_rt_fifo_get". Osim ovih poziva tu su i funkcije "rt_task_wait", "rt_task_delete", "rt_task_suspend", "rt_task_init", "rt_task_wake_up", i makro "rt_switch_to". Na Sl.6. je isprekidanom linijom prikazana veza prema planeru zadataka realnog vremena. To je zbog toga što se planer implicitno poziva od strane zadataka realnog vremena, tj.

unutar tela gore navedenih funkcija sa prefiksom "rt_task_".

Da za prethodnu diskusiju ima mesta pokazuje sledeća slika 7., na kojoj se vidi kako funkcionišu dugi prekidi. Naime, u toku jednog ovakvog scenarija moguće su zabrane prekida u četiri bloka od prezentiranih sedam. Naravno, zabrane prekida nisu prisutne celim tokom tih blokova, njihova frekventna pojava može da utiče na latentnost prekida. To se prvenstveno odnosi na blokove koji opisuju kod drajvera i kod planera. Zbog toga emulirati zabranu prekida za zadatke koji imaju rigidna vremenska ograničenja ima smisla.

6. ZAKLJUČAK

U radu su predstavljene interne karakteristike kernela Linux operativnog sistema, kao jednog višeprocenog sistema koji se može upotrebiti kao platforma za aplikacije za rad u realnom vremenu. Ilustrovani su mehanizmi kao i glavni problemi i ograničenja istih a u kontekstu RTS-a. Takođe, prikazan je i jedan od trendova koji su prisutni na polju RTS-a. Izloženi problemi su u svetu već delimično rešavani u realizaciji centralizovanih sistema za rad u realnom vremenu sa čvrstim vremenskim rokovima i dinamičkim planiranjem izvršenja zadataka. Rešenje izloženo u ovom radu se zasniva na adaptaciji već postojećeg multitasking operativnog sistema radi poštovanja čvrstih vremenskih zahteva. Naravno, predloženi pristup nije jedino rešenje. Međutim, svakako predstavlja najjeftinije jer se bazira na kompletno slobodno dostupnom softveru i na klasičnim PC računarima. Prednost se takođe ogleda u mogućnosti korišćenja već razvijenih softvera za Linux operativni sistem, a u svrhu obrade vremenski nekritičnih zadataka. Pošto su vremenski kritični zadaci i njihov planer realizovani kao instalacioni kernel-modul, zamena planera je olakšana u odnosu na neke operativne sisteme za rad u realnom vremenu. U većini RTS-a planeri predstavljaju veliki i kompleksni deo koda koji se ne može nikako proširivati. Ponašanje planera se menja podešavanjem parametara planera, što nekada nije dovoljno. Nasuprot tome planeri koji se realizuju kao instalacioni kernel-modul

[5][6] su pogodni za eksperimentisanje sa različitim politikama i algoritmima planera, pa i efikasni za realizaciju konkretne aplikacije za rad u realnom vremenu.

LITERATURA

- [1] H.P. Messmer, *The Indispensable PC Hardware Book*, Addison-Wesley Longman 1997.
- [2] J. Mohr, *Linux User's Resource*, Prentice Hall PTR 1998.
- [3] D.A. Rusling, *The Linux Kernel*, GNU GPL david.rusling@reo.mts.dec.com
- [4] M. Beck et al., *Linux Kernel Internals*, Addison-Wesley Longman 1998.
- [5] A. Rubini, *Linux Device Drivers*, O'Reilly & Associates, Inc. 1998.
- [6] Michael Barbaouov, *A Linux-based Real-Time Operating System - MSc. thesis*, New Mexico Institute of Mining and Technology, Socorro, New Mexico, 1997.
- [7] W.R. Stevens, *UNIX Network Programming*, Prentice Hall PTR 1990.

Abstract - The main subject of this paper is PC and Linux based implementation of the real-time systems with rigid time constraints. The attention is focused on necessary operating system kernel modifications to achieve applications which fulfil real-time requirements.

LINUX MODIFICATIONS FOR REAL-TIME SYSTEMS REALISATION

Vladimir D. Živković, Milun S. Jevtić

СИСТЕМ ЗА ЕЛЕКТРООСМОТСКО ИСУШИВАЊЕ И СПРЕЧАВАЊЕ ВЛАЖЕЊА ЗИДОВА

Гордана Лиховић, *Електрокрајина Бања Лука*

Садржај: У раду је описан систем за електроосмотско исушивање и спречавање влажења зидова у грађевинарству. Описана је примјењена метода и принцип функционисања система. Предложена је примјена оригиналне смјесе за електроосмотске електроде. Дати су резултатни лабораторијских исушивања и исушивања у реалним условима на конкретном реализованом систему.

1. УВОД

Познато је да влага механички и хемијски разара зидну конструкцију грађевинских објеката чиме долази у питање основна функција одговарајућих објеката. Појаву влаге имамо код слабо изолованих или оштећених зидова, гдје се "захваљујући" електрокинетичком ефекту електроосмози [1,2] влага из земље помјера навише у зидове објекта. Електроосмотско сушење се заснива на компензацији и промјени потенцијалне разлике између зидова и земље, односно између зидова и темеља објекта.

Електроосмоса се примјењује за сушење зидова и темеља од бетона, камена и опеке без обзира на узрок влажења (атмосферска влага или падавине, унутрашња влага, капиларна или подземна влага и сл.). Посебно је интересантно уклањање влаге из умјетничких експоната као што су кипови, фреске и сл. [3].

У раду је описан систем за електроосмотско исушивање и спречавање влажења зидова са електродама урађеним од оригиналне смјесе за електроосмотске електроде. Такође су дати резултати до којих се дошло примјеном предложеног рјешења.

2. МЕТОДЕ ИСУШИВАЊА И СПРЕЧАВАЊА ВЛАЖЕЊА ЗИДОВА

Приликом санације грађевина без хоризонталне или са ослабљеном хоризонталном изолацијом или оштећених зграда које су дуже времена изложене дјеловању атмосферских падавина користе се разне механичке, хемијске или електрохемијске методе.

Од механичких метода најчешће се користи метода хоризонталног расјечања зида и увлачење хоризонталне изолације, чиме се ствара физичка препрека капиларном дизању влаге из земље. Код санације објеката који су дуже времена изложене

дјеловању атмосферских падавина углавном се поставља кровна конструкција и објекат се природним провјетравањем суши неколико мјесеци.

Примјена хемијских метода подразумијева употребу разних премаза – пенертата којим се влажни темељи и зидови премазују неколико пута. Пенетрати продиру у зид око 15 цм дубоко и стварају водонепропусни слој.

Комбинацију механичке и хемијске методе представља поступак стварања два реда наизмјеничних отвора дуж зида у које се убризгавају разне хемијске компоненте које апсорбују влагу и стварају водонепропусне препреке.

Метода електроосмотског исушивања и спречавања влажења зидова објеката заснива се на стварању позитивне потенцијалне разлике између зида и темеља (земље) и тиме спречавања капиларног дизања влаге, тј. омогућава се кретање затечених дипола воде из зида према темељу (земљи) или вањској површини зида гдје влага исхлапи [1].

3. СИСТЕМ ЗА ЕЛЕКТРООСМОТСКО ИСУШИВАЊЕ

Исушивање зидова електрохемијском методом подразумијева постојање система за електроосмотско исушивање и спречавање влажења зидова.

Електроосмоса је електрокинетички ефекат који се састоји у томе да се у електричном пољу паралелном с границом међу фазама појављује релативно гibaње фазе једне према другој. Односно, кад се под дјеловањем електричног поља текућа фаза гiba преко чврсте површине говоримо о електроосмози. [3]

Константна брзина струјања текућине кроз чврсти медиј под дејством електричног поља тј. стационарно стање наступа кад се изједначе електроосмотска сила по јединици површине на плохи смицања и сила унутрашњег трења, односно напон смицања. Према Њутновом закону напон смицања једнак је

$$\tau = \eta v / d \quad (1)$$

гдје је:

η – коефицијент динамичког вискозитета текућине;

v – средња брзина струјања текућине;

v/d – градијент брзине струјања текућине.

Електроосмотска сила по јединици површине на плоху смицања изражава се као:

$$f_s = \sigma E \quad (2)$$

гдје је E —јачина електричног поља;
 σ —наелектрисање по јединици површине плохе
 смицања;

У стационарном стању $E\sigma = \eta v$ / па за брзину
 струјања текућине добијамо

$$v = \frac{\zeta \epsilon E}{4\eta\pi} \quad (3)$$

Вриједност

$$\mu = \frac{\zeta \epsilon}{4\eta\pi} \quad (4)$$

назива се електроосмотска покретљивост , те
 коначно за брзину струјања текућине добијамо

$$v = \mu E \quad (5)$$

Из формуле (5) је видљиво да се на брзину
 електроосмотског сушења зида може утицати
 дјелујући на покретљивост дипола или на јачину
 електричног поља. [3]

Систем за електроосмотско исушивање и
 спречавање влажења зидова састоји се од
 електрода које се постављају дуж зида и темеља
 који се исушује, проводника који их повезује и
 уређаја на који се прикључују електроде. Уређај
 омогућава компензацију и промјену потенцијалне
 разлике између зидова и земље, односно између
 зидова и темеља објекта. Процес исушивања може
 се пратити мјерењем струје између електрода
 (микроамперметром)

За стварање услова за електроосмотски ефекат
 користе се следећи поступци:

Истосмјерни напон прикључи се на нивове
 електрода уграђених у зид и у темеље објекта који
 се исушује. Тако се остварује позитивна
 потенцијална разлика између зида и темеља. [1,2]

На унутрашњу и спољашњу страну зида који се
 жели исушити постављају се металне мрежице
 испод слоја малтера, с тим да се унутрашња
 мрежица споји на плус пол, а спољашња на минус
 пол уређаја са истосмјерним напоном 12 В или 24 В.
 Тиме се омогућава попречно струјање
 поларизованих дипола и њихово испаравање на
 спољашњој површини зида. [3]

На површини која се жели исушити и
 заштитити од даљег влажења, дуж зида се постави
 мрежица од полупроводне пластике ширине око 30
 цм, а дуж темеља се бушењем уграде штапне
 електроде од специјалних, полупроводних
 материјала. Мрежица се споји на плус пол а штапне
 електроде на минус пол уређаја са истосмјерним
 напоном 6 В тако да створена потенцијална
 разлика и омогућава исушивање и спречавање
 поновног влажења зидова. [5]

Недостаци тих рјешења су у томе што се :

- нарушава зидна конструкција (поступак 1.)

- тешко се остварује хомогено електрично поље,
 што урокује неравномјерно исушивање (поступак 1.)

- временом долази до пропадања електрода услед
 корозије и стварања хемијских једињења (соли) у зиду
 (поступак 1 и 2.)

- потребни су специјални материјали и поступци за
 израду полупроводних мрежица и штапних електрода,
 што знатно повећава инвестициона улагања
 (поступак 3.)

Предност предложеног рјешења је да се не
 нарушава конструкција зида, нема пропадања
 електрода, остварује се хомогено електрично поље,
 користе се лако доступни материјали без посебних
 технолошких поступака. Такође се поједностављује
 поступак постављања електрода за примјену методе
 електроосмотског исушивања зида и име знатно
 смањује почетна цијена инвестиције.

4. ЕЛЕКТРООСМОТСКЕ ЕЛЕКТРОДЕ

Као електроосмотске електроде у првом примјеру
 користе се челичне шипке код активног поступка и
 комбинација бакарних и алуминијских шипки код
 пасивног поступка. Како бакар и алуминиј имају
 различите напоне у стандарном електрохемијском
 напонском низу [3], ствара се потенцијална разлика
 између нивоа електрода од различитих материјала
 због чега овакав систем нема потребу за уређајем који
 остварује потенцијалну разлику.

Примјена металних мрежица карактеристика је
 другог поступка.

Код трећег поступка користе се мрежице од
 полупроводне масе у коју се додаје специјално
 проводно љепило и која је ојачана стакленим
 влакнима. Штапне електроде су израђене од
 синтероване смјесе у коју се додаје графит , уз
 истовремену уградњу проводника за повезивање
 штапних електрода. [5]

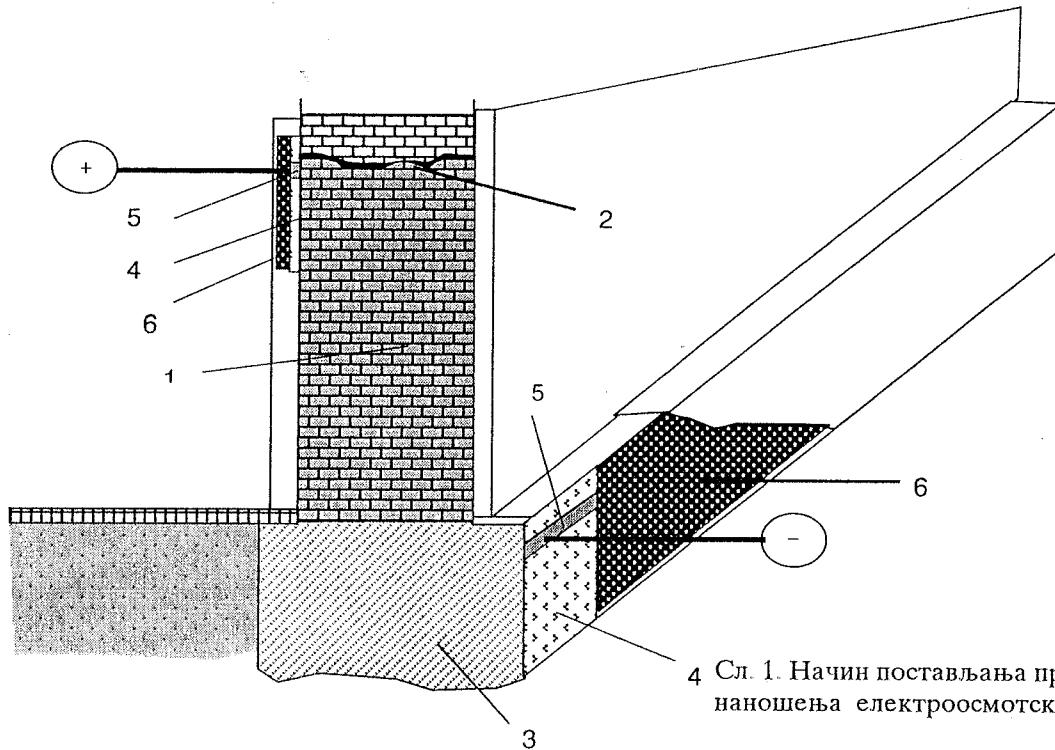
Поларитет електрода увијек је такав да је смјер
 електроосмотског струјања супротан смјеру
 капиларног дизања воде у зиду или њеног нормалног
 путовања. Ако је поље преслабо да би се дјеловањем
 електричног поља обрнуо смјер путовања воде и тиме
 исушио зид, електроосмотска операција ће само
 успорити или зауставити овлаживање зидова.
 Предност активног поступка у односу на пасивни је
 што се може дјеловати на факторе који утичу на
 брзину сушења зида. [3]

Приликом примјене електроосмотског система за
 исушивање зидова, са унутрашње стране зида уклони
 се влажан малтер ширине око 30 цм у зони до које је
 допрла влага, као и са темеља. Електроде се поставе
 дуж зида и дуж темеља те се прикључе на уређај са
 исправљеним напоном или уређај са
 деполаризационом струјом. Према предложеном
 рјешењу, електроде представљају сегменти малтера
 начињени од оригиналне смјесе за електроосмотске
 електроде.

Сл.1. приказује начин постављања електрода на зид.
 На претходно очишћен зид (1) до нивоа влаге (2) и
 темељ (3) нанесе се цементно млијекко (4) и причврсти
 прикључница (5) у облику траке од

перфорираног лима, која се поставља дуж зида и темеља који се исушује. Прикључница на зиду споји се на плус пол уређаја са исправљеним напонем или уређаја са деполаризационом струјом, а прикључница на темељу се причврсти на минус

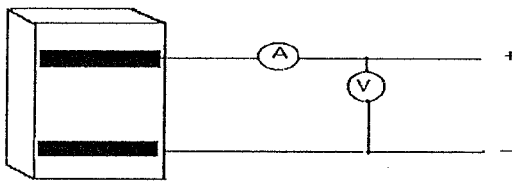
пол. Смјеса за електроосмотске електроде (6) нанесе се преко припремљене подлоге. Зид се прекрије завршним слојем малтера, прикључи се уређај и исушивање почиње. На овај начин постављене су електроде на дијелу зида у Архиву РС у Бања Луци.



4 Сл. 1. Начин постављања прикључница и наношења електроосмотских електрода

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Верификација предложеног рјешења вршена је прво у лабораторијским, а потом у реалним условима.



Сл.2. Постављање електрода у лабораторијским уловцима

На сл. 2. приказан је узорак опеке стандардних димензија са постављеним електроосмотским електродама који је прикључен на 12 В истосмјерног напона. Посматрана је временска зависност струје кроз узорак и промјена релативне влажности узорка. Експеримент је извођен на собној температури $(20 \pm 2)^\circ\text{C}$, почетна тежина узорка била је 4530 грама а релативна влажност узорка рачуната је према ЈУС У. Б1. 0122-Одређивање релативне влажности узорка тла.

Дозвољена влажност грађевинског објекта је 4-5 % [3], па је мјерење прекинуто када су постигнуте одговарајуће вриједности. У табели 1. приказане су вриједности измјерене струје, промјена тежине узорка, израчуната влажност и израчунате вриједности струје. Временска зависност струје кроз узорак може се математички изразити формулом :

$$I = 10 \frac{A}{B^t} \quad (6)$$

гдје је :

I струја кроз узорак (mA),

A и B су константе, $A=1,7075$ и $B=1,0135$,

t - вријеме (h).

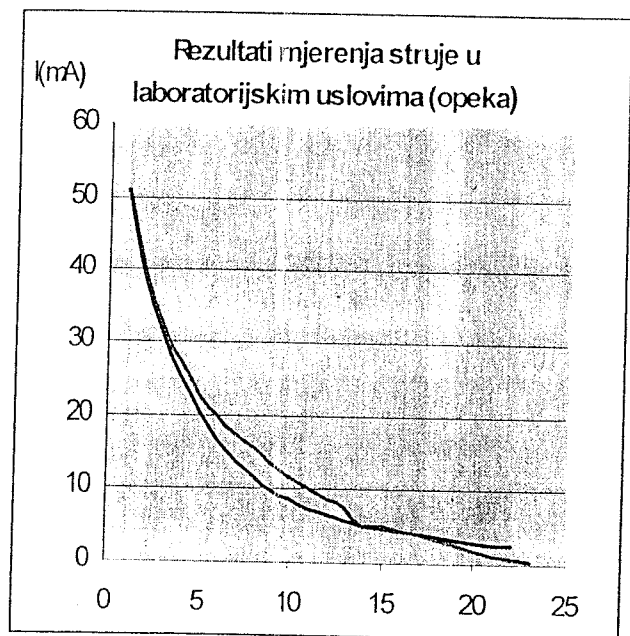
У колони 2 табеле 1. дати су резултати мјерења струје, док су у колони 5 дате вриједности струје израчунате преко формуле (6). [4] У реалним условима мјерења су вршена на дијелу зида у једној просторији Архива РС у Бања Луци. Резултати мјерења приказани су у табели 2. и на слици 4. Мјерења су проведена стандардним уређајима Hewlet Pacard.

Табела 1. Експериментални резултати

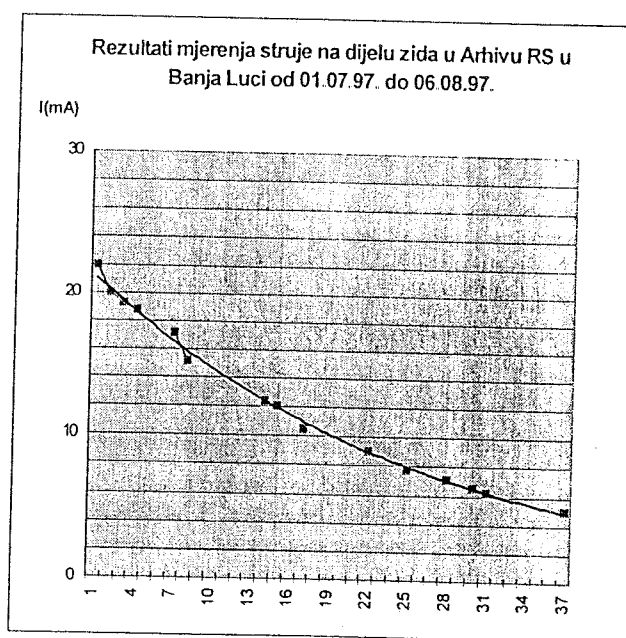
Р.бр	ВРИЈЕМЕ t (сати)	СТРУЈА I (mA)	ТЕЖИНА G (g)	РЕЛ. ВЛАЖНОСТ w (%)	I = f(t) (mA)
	1	2	3	4	5
1.	0	51.0	5240	15.7	50.9
2.	5	40.0	5230	15.4	39.4
3.	10	32.0	5190	14.6	31.1
4.	15	27.0	5130	13.4	24.8
5.	20	22.5	5090	12.5	20.1
6.	25	20.0	5060	11.7	16.6
7.	30	17.5	5030	11.1	13.8
8.	35	15.5	5000	10.4	11.6
9.	40	13.5	4980	10.0	9.9
10.	45	11.7	4960	9.6	8.5
11.	50	10.0	4950	9.4	7.4
12.	55	8.7	4930	8.9	6.5
13.	60	7.6	4910	8.5	5.7
14.	65	5.2	4900	8.2	5.2
15.	70	5.1	4870	7.7	4.6
16.	75	4.5	4860	7.4	4.2
17.	80	4.0	4850	7.1	3.8
18.	85	3.3	4830	6.7	3.5
19.	90	2.5	4810	6.3	3.2
22.	95	1.8	4790	5.9	2.9
23.	100	1.0	4780	5.6	2.7
24.	105	0.8	4760	5.1	2.6
25.	110	0.5	4740	4.7	-

Табела 2. Резултати мјерења у реалним условима

дани	1	2	3	4	7	8	14	15	17	22	25	28	30	31	37
I (mA)	22.0	20.0	19.2	18.7	17.1	15.1	12.4	12.0	10.5	9.0	7.8	7.1	6.5	6.2	5.0



Сл.3. Резултати испитивања у лабораторијским условима



Сл.4. Резултати испитивања у реалним условима

6. ЗАКЉУЧАК

У раду је приказана примјена електрокинетичког ефекта – електроосмозе у грађевинарству за отклањање влаге у зидовима, као и резултати добијени у лабораторијским и реалним условима. Електроде су израђене као сегменти малтера који су у ствари проводна маса. Систем је тестиран у лабораторијским и реалним условима и на основу добијених резултата видљиво је да врједе сличне законитости.

Предности предложеног рјешења су у томе што се грађевински захвати своде на минимум, тј. не нарушава се статичка стабилност грађевине. При том се користе релативно лако доступни материјали и једноставан технолошки поступак.

Постигнути резултати као и увид у тржишне цијене материјала указује на значајне предности у односу на досадашња рјешења у погледу изведбе и цијене, трајности електрода и брзине сушења.

7. ЛИТЕРАТУРА

- [1] Б. В. Матвев, "Сушка стен методом злектроосмоса", Киев, 1963.
- [2] Г. М. Ломизе, А. В. Нетушил, "Злектро осмотическое водопонижение", Москва, 1958.
- [3] Техничка енциклопедија И, ИИИ и ИВ, Југословенски лексикографски завод
- [4] Г. Лиховић, "Прилог рјешењу електрода код система за одстрањивање влаге из зидова објеката", Зборник радова "Тесла ИИИ Миленијум", Београд 1997.
- [5] Проспектни материјал ELKINET, Innsbruck

Abstract : In this work electroosmosis system for drainage of wet walls and prevent humidity of walls of building is described. Method of system application is described as well as principle of its functioning. It is suggested to apply special mixture for electroosmosis electrodes. There are shown a results of laboratories experiments and result in real conditions.

SYSTEM FOR ELECTROOSMOSIS
DRYING OF WET WALLS AND PREVENT
HUMIDITY OF WALLS

Gordana Lihović

UGAONI POZICIONER

Bjelovuk Mile, *Elektrotehnički fakultet Banjaluka*

Kratak sadržaj: - Ovaj uređaj predstavlja ugaoni pozicioner tj. konverter ugla (jedinica-lučni stepen) u struju (jedinica-Amper). To je strujni transmiter koji se u industriji popularno naziva 4-20 mA-na strujna petlja. Uređaj je realizovan u vidu dvopola tako da su napajanje i informacija o vrednosti zauzetog ugla sabrane u istu petlju. Inicijalni davač realizovan je u vidu dva pločasta kondenzatora sa vazdušnom izolacijom, spregnutim sa zajedničkim rotacionim delom ploča na jednu osovinu, koja se okreće u jednu ili drugu srtnanu za iznos punog ugla. Elektronsko kolo je ugrađeno na jednu štampanu pločicu u obliku diska i postavljeno oko kondenzatora. Podesivi potencimetri za podešavanje nulte tačke (I_0) i opsega (ΔI) su postavljeni na poklopcu zajedno sa priključcima. Nulta tačka struje (I_0) podesiva je u okolini 4 mA, a opseg struje (ΔI) podesiv je od 20 do 40 mA, pri tome su ove dve struje nezavisne.

1. UVOD

Rešenje ugaonog pozicionera je originalno, a nastalo je kao potreba supstitucije uvozne tehnologije od Švajcarske firme SULZER koja je ugrađena u TE-Drmno u Kostolcu. Ugaoni pozicioneri se koriste u kontroli uglova koji predstavljaju iznos zakrenutosti klapni u cevima sa parama pod visokim pritiskom. Dosadašnja oprema je relativno brzo otkazivla na pregrejanim cevima i kotlovima, jer je okolina bila na temperaturi većoj od 100°C. Tehničko osoblje TE je insistiralo na razvoju uređaja koji bi podnosio temperature u opsegu od 100°C do 120°C. U realizaciji uređaja ovo je bio dominantan faktor

2. TEHNIČKI ZAHTEVI (PODACI)

Tehničke zahteve specificirala je Švajcarska firma SULZER koji su dati u njihovoj dokumentaciji za uređaj pod oznakom SG10B. [1]

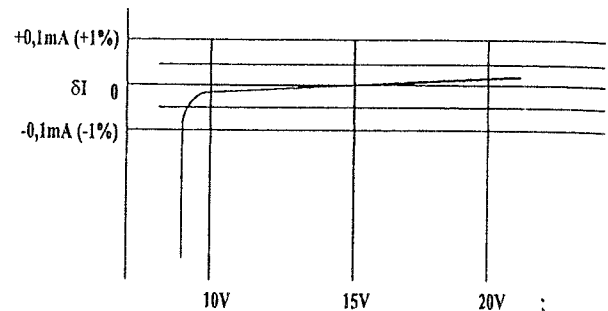
2.1. GRANIČNE VREDNOSTI ZA ISPRAVAN RAD

U tabeli Tbl.1 date su granične vrednosti za ispravan rad uređaja.

FIZIČKA VELIČINA	GRANIČNA VREDNOST
Napon napajanja U_{sp}	min. 10V, maks. 25 V
Dodatni naizmenični napon (sa $U_{sp}=15...20$ V)	maks. $3V_{eff}$
Struja	min. 4,5 mA, maks. 40 mA
Ugao obrtanja	neograničen
Aksijalne i radijalne sile na pogonsko vratilo	maks. 2 kg
Udarac (DIN 40046 E)	maks. 15 g/11 ms
Vibracije (DIN 40046 E)	maks. 10 g/0,75 ms

Temperatura okoline	-30°C ÷ +80°C
Relativna vlažnost	maks. 75 % pri 35°C
Klimatska klasa (DIN 40046 E)	HQF

Tbl.1



Sl.1

Na grafiku sa Sl.1 prikazana je tipična promena struje sa promenom napona napajanja. U promeni napona napajanja od 10 do 20 V zavisnost promene struje je linearna i morala bi biti u okvirima navedenih tolerancija od ispod 0,5%, tj. manje od 0,05mA. Naponi manji od 10V su isključeni kao napojni, jer bi uređaj u toj oblasti ušao u nelinearni rad i samim tim pravio ogromne greške. Linearna oblast dozvoljava superpoziciju napona smetnje (do $3V_{eff}$ koji bi se u strujnu petlju probio indukcijom) i napona napajanja bez većih promena struje u petlji, jer je u toj oblasti dinamička otpornost pri 50 Hz veća od 100 kΩ

2.2. RADNE VREDNOSTI

U tabeli Tbl.2 navedene su radne vrednosti ugaonog pozicionera.

FIZIČKA VELIČINA	RADNA VREDNOST
Napon napajanja	15 V
Dinamička unutrašnja otpornost	min. 100 kΩ ($U_{sp}=15V+3V_{eff}/50Hz$)
Nulta struja I_0	5 mA (pot. I_0)
Opseg ugla obrtanja	40°-140°
Obrtni moment	maks. 10^{-3} Nm

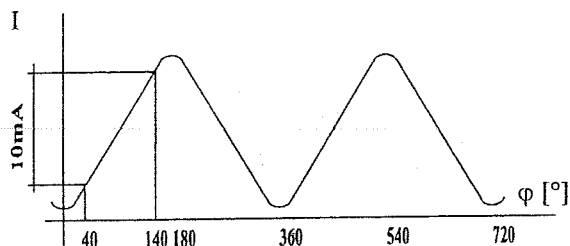
Tbl.2

2.3. GARANTOVANE VREDNOSTI

U tabeli Tbl.3 date su garantovane vrednosti uređaja.

KAREKTERISTIKA	GARANTOVANA VREDNOST
Linearnost	$\pm 0,5\%$ u odnosu na $\Delta I=10mA$ 70° i 140°
Stabilnost za pun ugao obrtanja	$\pm 0,5\%$ u opsegu od 0°C do +80°C $\pm 1,5\%$ od -30° do +80°C

Tbl.3

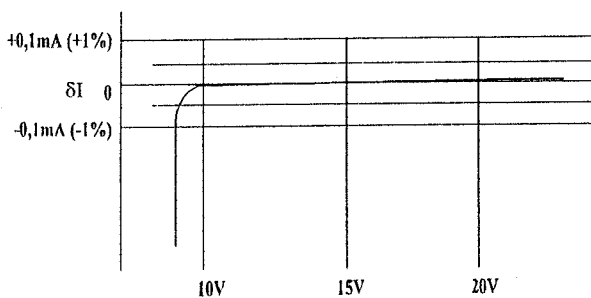


SI.2

Na grafiku sa SI.2 data je promena struje petlje sa zauzetim uglom. Ugao u matematiĀkom smislu moŹe biti i pozitivan i negativan do beskonaĀnosti. U tom sluĀaju struja u strujnoj petlji se periodiĀno ponavlja duŹ ose ugla. Ova promena ne liĀi na povorku idealnih trouglastih impulsa sa promenom ugla. UaĀava se pri vrhu i dnu grafika nelinearna oblast u odnosu na idealan grafik. Ta nelinearnost je prouzrokovana time Źto je kapacitivni davaĀ realizovan tako da su kondenzatori odmaknuti jedan od drugog na konaĀnu udaljenost, a kada zajedniĀki deo ploĀa koji je uĀvrŹen na osovinu, prolazi tim zazorom superponirni kapacitet nije linearan zbog iviĀnih efekata. Zato su ostavljene margine od po 40 luĀnih stepeni, na koje se zahtevana linearnost ne odnosi. Zahtevana linearnost se odnosi na oblast od 40 do 140 luĀnih stepeni, gde promena izlazne struje odgovara pribliŹno od 10 mA.

3. REALIZACIJA

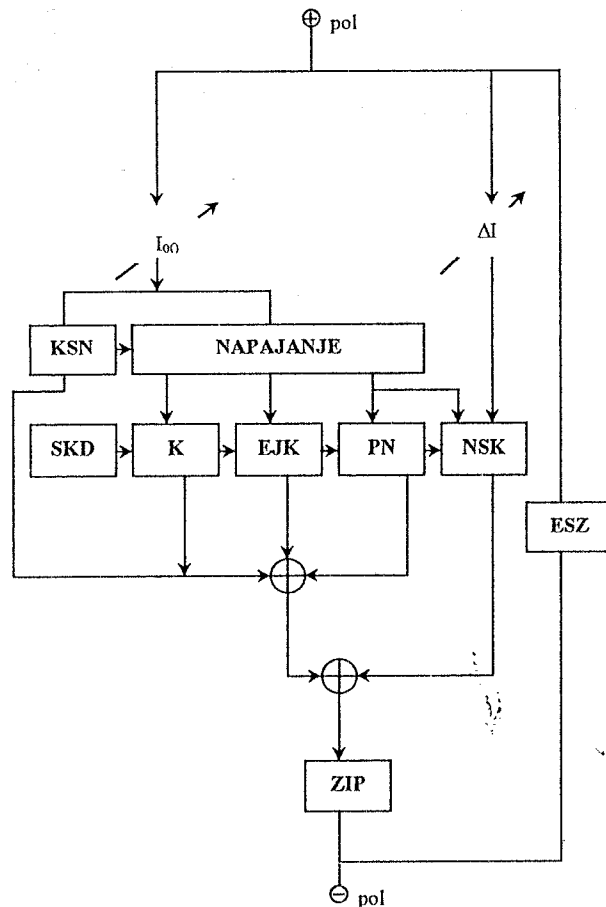
UreĀaj zadovoljava sve gore navedene tehniĀke zahteve, s tim Źto je zahtev koji se odnosi na promenu struje sa promenom napona napajanja realizovan u daleko striktnijim zahtevima. Ova zavisnost data je na grafiku SI.3.



SI.3

Na SI.3 data je zavisnost struje od napona napajanja za realizovani ureĀaj. UoĀava se da je u rangu napajanja od 10 do 20 V ta promena izuzetno mala. GreŹke u informaciji koje bi bile izazvane superpozicionim naponom smetnje bile bi minimalne jer je unutraŹnja otpornost ogromna. UnutraŹnja otpornost je velika i na frekvencijama daleko veĀim od 50 Hz, tako da industrijske smetnje koje bi prodrle iz Źireg frekventnog spektra u strujnu petlju ne bi izazvale znaĀjnije strujne promene.

Realizacija je izvedena prema priloŹenoj blok Źemi SI.4



SI.4

- SKD Spregnuti kapacitivni davaĀ je dvostruki spregnuti ploĀasti kondenzator kapaciteta od 20 do 60 pF Āija diferencija daje poĀetnu informaciju o zauzetom uglu;
- K Konverter pretvara poĀetnu informaciju o zauzetom uglu u vidu kapacitivne diferencije u adekvatan napon;
- EJK Ekstraktor jednosmerne komponente je filterska sekcija koja pretvorenu informaciju u jednosmernu komponentu odvaja od Źuma obrade;
- NSK Naponsko-strujni konverter;
- PN PomeraiĀ nivoa;
- KSN Kontrola struje napajanja je blok koji drŹi konstantnu struju napajanja bez obzira na temperaturne promene i promene u vrednosti narinutog napona;
- ESZ Elektro-statiĀka zaŹtita reaguje u vremenu od 1 do 3 ns i u tom intervalu moŹe izdrŹati impulsi udar trenutne snage od nekoliko stotina vati. ZaŹtita reaguje na prenapone veĀe od 32 V.
- ZIP ZaŹtita od inverznog polariteta.

4. PROBLEMI PRI DIZAJNIRANJU

-Dvopolna realizacija sklopa

OteŹava dizajn, jer su u istoj petlji sabrane:

- beskorisna struja napajanja,
- informaciona struja i
- struje koje potiuĀu od smetnji pri obradi.

-Mali kapaciteti spregnutih kondenzatora

Ovi kapaciteti su samo desetak puta veći od usrednjene ulazne kapacitivnosti HCMOS kola, a približno su jednaki izlaznim kapacitetima za koje su specificirane osobine HCMOS-a. Ako se uzme u obzir da parazitski kapaciteti zavise od temperature i od dinamičkih parametara onda se o istim mora striktno voditi računa.

-Mali donji prag struje.

Ovaj prag je nešto manji od 4 mA, a ako se usvoje razumne margine on nije veći od 2,5 mA. Ovako mala struja potrošnje je približno jednaka maksimumu strujnog impulsnog šuma u HCMOS kolima u trenutku tranzicije iz jednog u drugo logičko stanje. Otuda je vrlo problematično u dvopolu izvesti filtraciju strujnog impulsnog šuma. Zbog veličine impulsnog šuma operacioni pojačavači bi trebali imati faktor PSR veći od 100 dB.

-Relativno velika linearnost.

Zahtevana linearnost u celokupnom temperaturnom opsegu zahteva upotrebu linearnih kola (operacionih pojačavača) sa velikim CMRR većim od 100 dB.

-Relativno velika promena struje potrošnje sa promenom temperature okoline.

Ovaj problem je rešen tako da se pošlo od zahteva nepromenljivosti struje potrošnje sa temperaturom, jer to direktno ugrožava informaciju (obe struje teku u istoj petlji). Problem je efektno rešen i daje najveću težinu originalnosti ovog rešenja.

-Rad pri visokim temperaturama (100°C do 120°C)

Korištene komponente moraju biti u *military* tehnologiji, sa tim da se minimizuju struje, da bi disipacija bila daleko manja od dozvoljene disipacije komponentata. Operacioni pojačavači bi stoga trebali imati male driftove naponskog ofseta i male driftove strujnog bajasa.

-Jednostran napon napajanja

Ovaj uslov je ograničavajući za linearna kola jer jednostrani napon napajanja nije veći od +5V. U tom slučaju obrada signala u okolini mase je problematična.

5. IZBOR TEHNOLOGIJE

U izboru tehnologije vođeno je računa o problemima koji su pobrojani u poglavlju 4. Zahtevi su takvi da često jedan drugog gotovo isključuju. Ukoliko bi se pravila generalizacija zahteva onda bi tehnologija morala imati sledeće osobine:

- Izuzetno mala potrošnja (*micropower*);
- Izuzetna preciznost linearnih kola;
- Rad na visokim temperaturama;
- Minimalno generisanje impulsnog šuma.

Što se tiče dela sklopa koji radi kao digitalni, gornji zahtevi se mogu zadovoljiti najbolje sa HCMOS tehnologijom. Što se tiče linearnih kola to bi trebali biti precizni, *micropower*, *Rail to Rail* operacioni pojačavači. Što se tiče otpornika koji se koriste u naponskim komparatorima i pomeračima naponskog nivoa treba da imaju mali temperaturni koficijent, ne veći od 10 ppm.

REFERENCE:

- [1] Tehnički zahtevi uređaja SG10B, SULZER, Švajcarska, 1980.
- [2] BURR-BROWN IC DATA BOOK Tucson, USA, 1995.
- [3] Nacional Application Specific Analog Product Data Book, USA, 1995.
- [4] The Lin CMOS Design Manual - Texas Instruments, USA, 1995.
- [5] HARRIS High-Speed CMOS Logic ICs, USA, 1989.

Simulacija PLL FH generatora u MATLAB-u

Miloš Krstić, Dragiša Krstić, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj - U ovom radu opisano je modeliranje i simulacija PLL FH generatora. Pri tome je posebna pažnja posvećena grešci koja se javlja usled razlike u karakteristikama PLL petlji predajnika i prijemnika. Pored toga uzet je u obzir uticaj prenosne funkcije filtra petlje na grešku u prijemu. Simulacija i modeliranje su obavljani u SIMULINK-u, delu programskog paketa MATLAB, koji je vrlo jednostavan za korišćenje.

1. UVOD

Tehnika prenosa u proširenom opsegu (SS - *spread spectrum*) sve se više primenjuje zbog određenih prednosti u odnosu na druge tehnike kao što su FDM i TDM. Ta tehnika je razvijena prvobitno za vojne svrhe, ali njene osobine joj omogućuju mnogo širu primenu. Korišćenjem tehnike prenosa u proširenom opsegu mogu se ostvariti sledeće karakteristike u prenosu: otpornost na ometanje, korišćenje zajedničkog širokog spektra od strane više korisnika sa malom interferencijom između korisnika - ovo pruža mogućnost za prenos u kodnom multipleksu (CDMA-*code division multiple access*) za koji se pretpostavlja da je tehnika prenosa budućnosti [1]; otpornost na negausovski šum i na nenamernu interferenciju od strane drugog signala. Slabe tačke ovog sistema su potreba da se propusni opseg poveća srazmerno kvalitetu svake od ovih osobina. Zato modulacije proširenog spektra zahtevaju visoku noseću frekvenciju. Postoje vojne primene koje zahtevaju korišćenje i čitavog spektra.

Postoje nekoliko modulacionih tehnika za proširivanje spektra: frekvencijsko skakanje (FH - *frequency hopping*), vremensko skakanje (TH - *time hopping*), proširivanje direktnom sekvencom (DSS - *direct-sequence spreading*) [2].

U ovom radu posebna pažnja će biti usmerena na FH sisteme, koji sem vojne primene ima sve veću primenu kod mobilnih radiosistema.

Kao izvor FH signala biće upotrebljen digitalni PLL sintezator frekvencije. Biće data prenosna funkcija ovog sistema, kako za prijemni tako i za predajni deo pa će se na osnovu toga izvršiti simulacija jednog FH sistema u MATLAB-u.

Za simulaciju je korišćen deo programskog paketa MATLAB-a - SIMULINK koji na jednostavniji način realizuje modeliranje i simulaciju ovakvog sistema u odnosu na slične rezultate simulacije u okviru standardnog MATLAB-a [3].

2. PLL FH GENERATOR

Na slici 1 je prikazana blok šema PLL sintezatora frekvencije. Na ulaz petlje se dovodi signal iz kvarcnog oscilatora f_{REF} i detektovana razlika u fazi sa f_{PRO} se dovodi na filter i zatim na VCO na čijem izlazu se dobija $f_{OUT}(s)$. Izlazni signal se preko delitelja sa odnosom deljenja n dovodi na

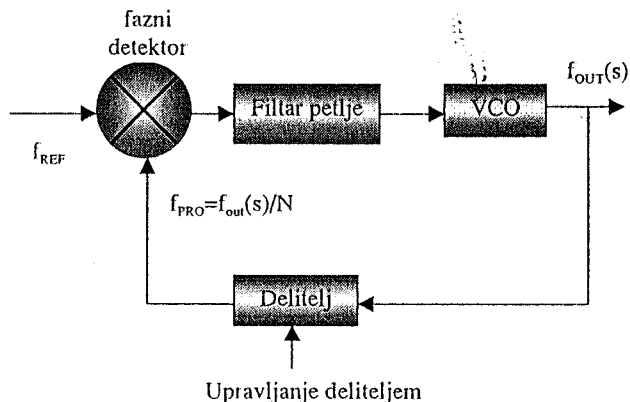
fazni detektor PLL-a. Uzimajući u obzir da je prenosna funkcija petlje $H(s)$, može se doći do izraza za frekvenciju izlaza f_{OUT} u s-domenu:

$$f_{OUT}(s) = f_{REF}(s) H(s) \cdot n \quad (1)$$

gde je n odnos deljenja delitelja. Prenosna funkcija petlje $H(s)$ je data izlazom: [4]

$$H(s) = \frac{k \cdot F(s)}{s + k \cdot F(s)} \quad (2)$$

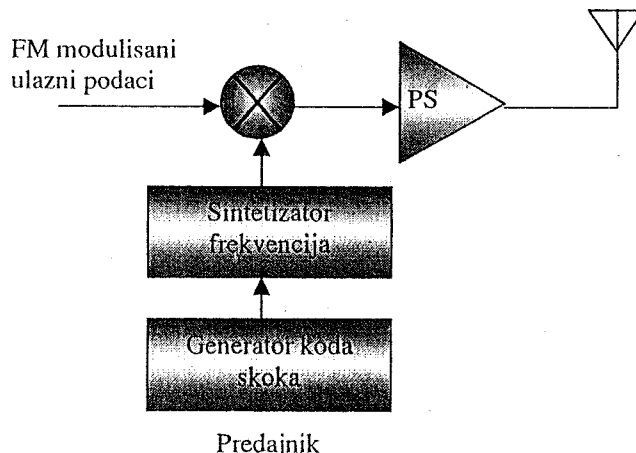
gde je $F(s)$ prenosna funkcija filtra PLL petlje. Prenosna funkcija $F(s)$ u mnogome određuje rad PLL-a, i na osnovu reda te funkcije PLL petlja može biti prvog, drugog, trećeg ili višeg reda.



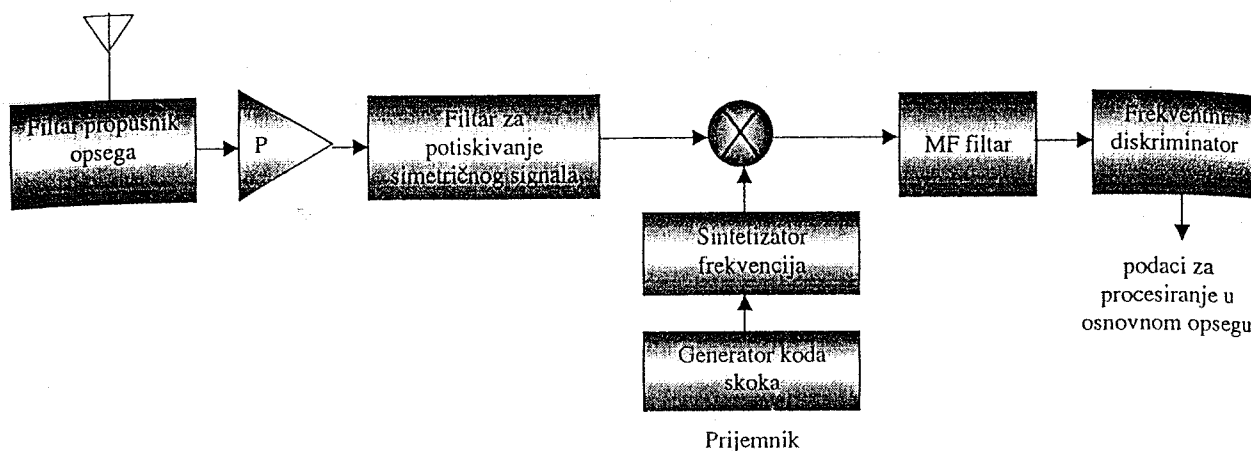
Slika 1: PLL sintezator frekvencije sa deliteljem N

Ovakva petlja se često naziva digitalna - zbog prisustva nekih digitalni kola, ali je neki autori zovu i hibridna, mada u suštini je to analogna petlja zato što je fazna greška koja definiše rad sistema analogna, bez obzira na moguć mešoviti karakter pojedinih kola.

FH tehnika se koristi u vojne svrhe već tridesetak godina, međutim zadnjih godina je došlo do ogromnog povećanja u komercijanoj primeni za mobilne radio sisteme. Na slikama 2 i 3 su prikazane blok šeme FH predajnika i prijemnika, zasnovanih na prethodno opisanom PLL sintezatoru frekvencije.



Slika 2: Predajnik u FH sistemu sa PLL-om



Slika 3: Prijemnik u FH sistemu sa PLL-om

Do frekventnih skokova dolazi promenom odnosa deljenja u PLL petlji sintetizatora frekvencije. Prijemnik i predajnik moraju da koriste istu pseudoslučajnu šemu, tj. kôd, promene odnosa deljenja, koja se generiše u generatoru kôda preskoka, i prijemnik mora biti u sinhronizmu sa signalom sa predajnika. To dovodi do stvaranja mnogih operativnih problema za korisničke stanice. Kontrolišući kôd, ako je pseudoslučajno generisan, mora se zaštititi dok se koristi, i mora se često menjati da bi se predupredilo otkrivanje. Kada se izvrši promena kôda, mora da se kod svih korisnika izvrši istovremeno.

Neka izlazni signal ne sadrži modulisanu podatke. Njegova frekvencija $f_T(s)$ se na osnovu (1) može napisati kao:

$$f_T(s) = H_T(s) f_{REF} n(s) + f_{MF} \quad (3)$$

gde je $H_T(s)$ prenosna funkcija PLL predajnog sintetizatora frekvencije, a f_{MF} međufrekvencija. Na izlazu sintetizatora frekvencije prijemnika se dobija $f_R(s)$ kao

$$f_R(s) = H_R(s) f_{REF} n(s) \quad (4)$$

gde je $H_R(s)$ prenosna funkcija PLL prijemnog sintetizatora frekvencije.

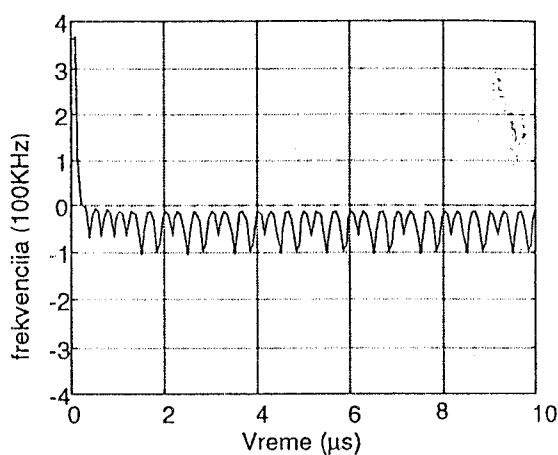
Ukoliko pretpostavimo da postoji savršena sinhronizacija u šemi preskoka prijemnika i predajnika i da jedinu grešku unosi razlika u prenosnim karakteristikama prijemnog i predajnog PLL-a na izlazu MF filtra prijemnika dobijamo:

$$MF(s) = f_{REF} n(s) \cdot (H_T(s) - H_R(s)) + f_{MF} \quad (5)$$

To znači da je greška u izlaznom signalu nastala kao produkt razlike u karakteristikama FH PLL generatora prijemnika i predajnika:

$$\Delta MF = f_{REF} n(s) (H_T(s) - H_R(s)) \quad (6)$$

Karakter FH sistema modulacije se menja u zavisnosti da li je broj skokova u vremenu je veći ili manji od broja simbola u osnovnom digitalnom signalu. Kada je broj skokova manji ili jednak broju simbola, sistem nazivamo spori FH (SFH - *slow FH*), a kada je veći brzi FH (FFH - *fast FH*). Sa SFH okupiranje opsega u jednom opsegu je blizu onom koje bi bilo bez korišćenja FH. U slučaju FFH širina opsega je veća nego što bi bila bez skokova. Ova razlika utiče na projektovanje prijemnika. FFH zahteva veću kompleksnost prijemnika, zato što za vreme svakog digitalnog simbola signal skače preko više frekvencija.



Slika 4: Greška koju unosi petlja prvog reda

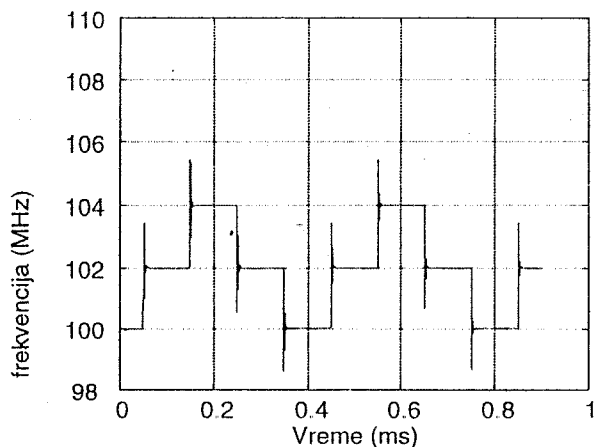
3. REZULTATI

Simulacija FH sistema sa slike 2 i 3 realizovana je u SIMULINK-u, koji je deo programskog paketa MATLAB. Simulacija je izvršena korišćenjem veoma jednostavnih vizuelnih alata koje poseduje SIMULINK.

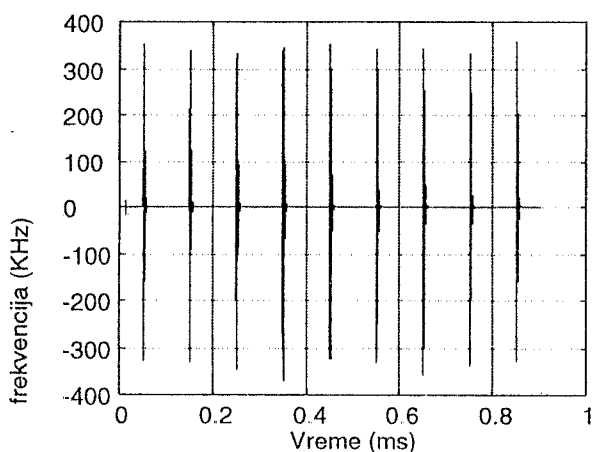
Veoma je bitno izabrati filtar $F(s)$ koji je sastavni deo PLL sintetizatora frekvencije. Pretpostavljeno je da postoji razlika od 10% u koeficijentima prenosne karakteristike prijemnog i predajnog PLL-a, kako bi se videlo kolika se greška dobija usled te razlike.

Ako se upotrebi petlja prvoga reda (nema filtra - $F(s)=1$), ne može se dobiti dobar rad sintetizatora frekvencije, pošto se javlja stalna greška, kao na slici 4, što za slučaj primene kod FH nije prihvatljivo, jer onemogućava prenos podataka. Prikazana greška u međufrekvenciji prijemnika predstavlja stalnu smetnju u sistemu oblika periodične funkcije. Pri korišćenju filtra prvog reda sa polom u koordinatnom početku ($F(s)=1/s$), ne može se čak sintetizator frekvencije ni dovesti u stabilno stanje rada.

Za PLL petlju drugog reda, sa filtrom sa jednim polom i jednom nulom u prenosnoj karakteristici, što je čest slučaj u praksi, dobijaju se rezultati koji su prikazani na slici 5 i slici 6.



Slika 5: Izlazni signal predajnika



Slika 6: Greška koja se dobija u prijemniku

Na slici 5 prikazan je frekvencija izlaznog signala predajnika u funkciji vremena i mogu se videti frekventni skokovi i uticaj prenosne karakteristike PLL-a na izobličenje frekventnih skokova. Ta pojava se naziva spektralno prskanje (*spectral splatter*) i uzrokuje gubitke u korisnoj energiji predajnika za vreme svakog skoka, kao i povećanje interferencije između kanala.

Na slici 6 je prikazana greška koja se dobija u prijemniku usled neslaganja prijemne i predajne karakteristike PLL petlje. Vidi se da je ta greška maksimalna u periodu nailaska frekventnog skoka.

4. ZAKLJUČAK

U ovom radu opisano je modeliranje i simulacija FH sistema zasnovanog na PLL sintezatoru frekvencije. Pri tome je velika pažnja posvećena izboru filtra PLL petlje i njegovom uticaju na grešku koja se javlja u FH sistemu. Došlo se do zaključka da PLL petlja prvog reda, kao što se dalo i očekivati, nije pogodna za korišćenje u FH sistemima. Takođe se pokazuje da ni PLL petlja prvog reda sa polom u koordinatnom početku ne može omogućiti stabilnost sistema. Tek korišćenjem PLL petlje drugog reda sa realnim polom i nulom dobijaju se karakteristike koje se mogu smatrati pogodnim za primenu u FH sistemima.

● Ovaj rad je rađen u okviru projekta "Obrada i prenos digitalnih signala u pristupnoj ravni telekomunikacione mreže" koji finansira ministarstvo za nauku i tehnologiju Republike Srbije.

LITERATURA

- [1] M. Y. Rhee, "CDMA Cellular Mobile Communications and Network Security", Prentice Hall, 1998
- [2] U. Rohde, T.T.N. Bucher, "Communications Receivers - Principles and Design", McGraw-Hill, 1988
- [3] N. Filiol, C. Plett, T. Riley, M. Copeland, "An Interpolated Frequency-Hopping Spread-Spectrum Transceiver", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 45, no. 1, pp. 3-12, Jan. 1998
- [4] R. Best, "Phase-Locked Loops - Theory, Design, and Applications", McGraw-Hill, 1993

Abstract - This paper considers modelling and simulation of the PLL FH generator. Special attention is dedicated to the IF error which is direct consequence of the mismatch between the the receiver and transmitter PLL characteristics. In addition, the influence of the filter transfer characteristic to magnitude of the received error, is considered too. Simulation and modelling is done in SIMULINK, visual part of MATLAB.

Simulation of the PLL FH generator in MATLAB
Miloš Krstić, Dragiša Krstić

PRIMENA MINIMAKSNIH ALGORITAMA U PROJEKTOVANJU ECF FILTERA

Andrija Petrović, Aleksa Zejak
 Institut IMTEL – Bul. Lenjina 165b Novi Beograd

Sažetak – Predložen je novi pristup projektovanju filtera sa zadatim oblikom odziva (Envelope Constrained Filter – ECF), koji podrazumeva upotrebu minimaksnih algoritama, prvobitno razvijenih za projektovanje razdešenih filtera u radarskim primenama. Filteri projektovani novim algoritmima pokazuju poboljšane performanse u slučaju neostvarivog rešenja.

I UVOD

U mnogim primenama projektovanjem filtera minimizuje se odstupanje odziva filtera od željenog odziva. Uobičajeno je da se odstupanje iskazuje srednjekvadratnom vrednošću ili maksimalnom trenutnom vrednošću. Projektovanjem se onda dobija Least Square (LS) ili minimaksnii filter.

U projektovanju filtera sa zadatim oblikom odziva – ECF filtera željeni odziv se zadaje kao domen dozvoljenih vrednosti, putem gornje i donje granične funkcije $\bar{\psi}$ i $\underline{\psi}$. Ove granične funkcije čine ovojnica – anvelopu kojom je projektovanje filtera vođeno i određeno; otuda i originalni naziv Envelope Constrained Filter. ECF filter je takav filter čiji se odziv na zadati ulaz nalazi unutar zadate izlazne ovojnice.

Zadati ulaz, zadata ovojnica i zadata dužina filtera jednoznačno definišu problem projektovanja ECF filtera. Za određene vrednosti ovih parametara moguće je “ubaciti” odziv unutar ovojnice. Tada je rešenje ostvarivo (feasible). Međutim, u opštem slučaju rešenje nije ostvarivo; tada se ne može naći filter čiji bi odziv na zadati ulaz bio unutar zadate ovojnice.

Prvobitni algoritam za projektovanje ECF filtera [1,2] koristi tehnike nelinearnog programiranja. Naše analize su pokazale da je ovaj algoritam uspešan u projektovanju ECF filtera ako je rešenje ostvarivo.

U slučaju neostvarivog rešenja prvobitni algoritam nema uvid u veličinu odstupanja ostvarenog odziva u odnosu na ovojnica. Samim tim nema ni uticaja na odstupanje. U primenama za koje smo bili zainteresovani, uglavnom se nailazi na slučaj neostvarivog rešenja; trebali su nam algoritmi koji bi bili u stanju da reše problem projektovanja ECF filtera tako da u slučaju neostvarivog rešenja mogu da oblikuju odstupanje od ovojnice po minimaksnom kriterijumu. Ovi algoritmi su dobijeni modifikacijom minimaksnih algoritama, originalno razvijenih sa projektovanje razdešenih filtera za radarske primene.

II ECF PROBLEM

ECF problem je specifičan problem projektovanja filtera. U našim primenama filter je digitalni transverzalni (FIR) filter reda m . Koeficijenti filtera se mogu prikazati odgovarajućim vektorom w :

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_m]^T \quad (1)$$

Neka se na ulaz filtera dovodi unapred poznata diskretna konačna sekvenca s dužine n :

$$s = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_n] \quad (2)$$

Prolazak sekvence kroz filter podrazumeva $n+m-1$ različitih ne-nula stanja filtera. Ako se svako od ovih stanja iskaže redom odgovarajuće matrice, dobija se matrica S dimenzija $(n+m-1) \times m$:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_n & s_{n-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & s_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & s_n \end{bmatrix}_{(n+m-1) \times m} \quad (3)$$

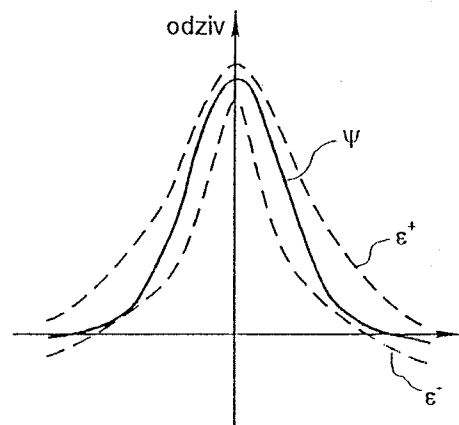
koja se u literaturi sreće pod nazivom matrica signala, ili ulazna matrica. Ovo je Toeplitz-ova matrica po strukturi. Njenim množenjem sa vektorom težinskih koeficijenata filtera w dobija se vektor izlaza filtera ψ :

$$\psi = S w, \quad \psi = [\psi_i]_{(n+m-1) \times 1} \quad (4)$$

Dalje, neka su data dva vektora

$$\epsilon^- = [\epsilon_1^- \ \epsilon_2^- \ \dots \ \epsilon_{m+n-1}^-]^T \quad (5a)$$

$$\epsilon^+ = [\epsilon_1^+ \ \epsilon_2^+ \ \dots \ \epsilon_{m+n-1}^+]^T \quad (5b)$$



Slika 1. Odziv filtera unutar ovojnice

tako da

$$\forall i \quad \varepsilon_i^- < \varepsilon_i^+ \quad (6a)$$

ili, uvođenjem vektorske relacije poređenja,

$$\varepsilon^- < \varepsilon^+ \quad (6b)$$

ECF problem, ili problem projektovanja ECF filtera, sastoji se u iznalaženju takvog vektora w da za zadatu sekvencu s na ulazu važi:

$$\varepsilon^- < \psi = Sw < \varepsilon^+ \quad (7)$$

Autori u [1,2] uvode i pojam optimalnog ECF filtera. Optimalnost se definiše minimalnim odnosom signal – šum na izlazu filtera kada filter radi u šumnom okruženju. Minimizacija ovog odnosa ekvivalentna je minimizaciji L_2 norme vektora w . Dakle, problem projektovanja optimalnog ECF filtera postavljen je kao

$$\text{minimizovati normu } \|w\|, \text{ uz} \quad (8a)$$

$$\varepsilon^- < \psi = Sw < \varepsilon^+ \quad (8b)$$

Ovo je tipičan problem nelinearnog programiranja, pa je primenom Kun-Takerove (Kuhn-Tucker) teoreme i metode Lagranžovih (Lagrange) množača [1,2] razvijen algoritam za projektovanje optimalnog ECF filtera (ECF OPT algoritam u daljem tekstu).

III MINIMAKSNI ALGORITMI

Prvi minimaksni algoritam koji smo analizirali sa ciljem dobijanja minimaksnog ECF algoritma je Iterativni Ponderisani LS algoritam (Iterative Reweighted Least Squares - IRLS) [3-5]. On je iskazan formulom

$$w(k) = [S^H R(k-1) S]^{-1} S^H R(k-1) d \quad (9)$$

gde je k redni broj iterativnog koraka, R dijagonalna matrica reda $(m+n-1)$, na čijoj dijagonali se nalaze elementi vektora greške

$$e(k-1) = Sw(k-1) - d, \quad (10)$$

a d je vektor željenog odziva:

$$d = [d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_{m+n-1}]^T \quad (11)$$

Drugi minimaksni algoritam je minimaksna modifikacija RLS algoritma (MM RLS). On je razvijen na sledećoj ideji: radi dobijanja minimaksnog rešenja umesto LS rešenja, valja inovaciju vektora težinskih koeficijenata vršiti samo kada greška dostigne ekstremnu vrednost.

Inovacija je opisana sledećim formulama [6]:

$$K(k) = \frac{\lambda^{-1} P(k-1) u^H(k)}{1 + \lambda^{-1} u(k) P(k-1) u^H(k)}, \quad (12a)$$

$$e_i(k) = d_i(k) - u(k)w(k-1), \quad (12b)$$

$$w(k) = w(k-1) + e_i K, \quad (12c)$$

$$P(k) = \lambda^{-1} (P(k-1) - K(k) u(k) P(k-1)), \quad (12d)$$

gde su:

u – sadržaj filtera opisan odgovarajućim redom matrice S ,

λ – faktor zaboravljanja ($=1$),

K – vektor pojačanja,

P – matrica poverenja u dobijenu procenu.

Treći minimaksni algoritam je minimaksna modifikacija LMS algoritma (MM LMS). On je razvijen na istoj ideji kao i MM RLS, samo što se inovacija vektora težinskih koeficijenata vrši po sledećoj formuli [6]:

$$w(k) = w(k-1) + \alpha e(k) u^H(k), \quad (13)$$

gde je α koeficijent adaptacije.

IV MINIMAKSNI ECF ALGORITMI

Sa ciljem projektovanja ECF filtera, osnovna modifikacija koja je učinjena na minimaksnim algoritmima je reformulacija računanja vektora greške. Formula (10) je neupotrebljiva u ECF slučaju, jer umesto vektorom željenog odziva d u ovom slučaju treba operisati sa dva vektora ε^- i ε^+ . Stoga je uvedena sledeća formula za računanje vektora greške:

$$e_i^{ECF} = \begin{cases} \varepsilon_i^+ - \psi_i & , \text{ ako je } \psi_i > \varepsilon_i^+ \\ \varepsilon_i^- - \psi_i & , \text{ ako je } \psi_i < \varepsilon_i^- \\ 0 & , \text{ ako je } \varepsilon_i^- \leq \psi_i \leq \varepsilon_i^+ \end{cases} \quad (14)$$

Dakle, ako je odziv unutar ovojnice, greški se dodeljuje nula vrednost. U suprotnom, greška se definiše kao odstupanje odziva od bliže granične funkcije.

Sa ovom reformulacijom dobijeni su ECF MM LMS i ECF MM RLS algoritmi, koji u slučaju ostvarivog rešenja teže istom rešenju kao i ECF OPT. U slučaju neostvarivog rešenja, izlaz odstupa od ovojnice po minimaksnom kriterijumu.

Ova reformulacija nije bila dovoljna da IRLS uspešno reši ECF problem. Konvergencija algoritma nije bila obezbeđena. Stoga je *desingularizaciona konstanta* ζ , koja se u IRLS algoritmu dodaje svim elementima vektora greške u svakom iterativnom koraku, puštena da se adaptira na onu vrednost koja će obezbediti konvergenciju. Eksperimenti su pokazali nekoliko mogućih pod-algoritama za adaptaciju ζ . Sa ovom dodatnom intervencijom na ζ , dobijen je ECF IRLS algoritam. U slučaju neostvarivog rešenja, on teži istom rešenju kao i ECF MM RLS i ECF MM LMS. U slučaju ostvarivog rešenja može da reši ECF problem, mada daje vektor težinskih koeficijenata veće norme. Dakle, nije optimalan u ovom slučaju.

V NUMERIČKI REZULTATI

Prikažaćemo rezultate projektovanja ECF filtera na sledećem slučaju:

- ulazna sekvenca je Barkerova sekvenca dužine 13
- red filtera je 13
- izlazna ovojnica je zvonastog (gausolikog) oblika; razmak između gornje i donje granične funkcije je konstantan.

Slučaj ostvarivog rešenja

U ovom slučaju su granične funkcije na rastojanju 0.5. Svi algoritmi mogu da reše ECF problem, mada ECF IRLS teži drugačijem rešenju.

Slučaj neostvarivog rešenja

Ovojnica je suviše uska; granične funkcije su na rastojanju 0,2, i rešenje nije ostvarivo. Svi minimaksni ECF algoritmi teže istom rešenju; pritom, norma vektora težinskih koeficijenata je manja od one dobijene primenom ECF OPT algoritma. U svim numeričkim eksperimentima koje smo izveli minimaksni ECF algoritmi daju težinski vektor manje norme od ECF OPT algoritma, iako minimizacija norme nigde ne figuriše u formulacijama minimaksnih algoritama.

VI ZAKLJUČAK

Modifikacijom minimaksnih algoritama dobijeni su algoritmi koji

- u slučaju ostvarivog rešenja mogu da reše ECF problem jednako dobro kao i optimalni ECF algoritam, predložen od strane autora ECF koncepta [1,2].

- u slučaju neostvarivog rešenja pokazuju povoljnije performanse po pitanju kontrole odstupanja odziva od ovojnice, i daju filter sa povoljnijim ponašanjem u šumnom okruženju.

Dalja istraživanja su vezana za primenu doplerovski optimizovanih minimaksnih algoritama [4-5] u projektovanju ECF filtera sa neodređenim ulazom (Envelope Constrained filter with Uncertain Input – ECUI) [7-10], i moguću primenu ECF i ECUI koncepta u integraciji brisača klatera u razdešeni filter u radarskom prijemniku.

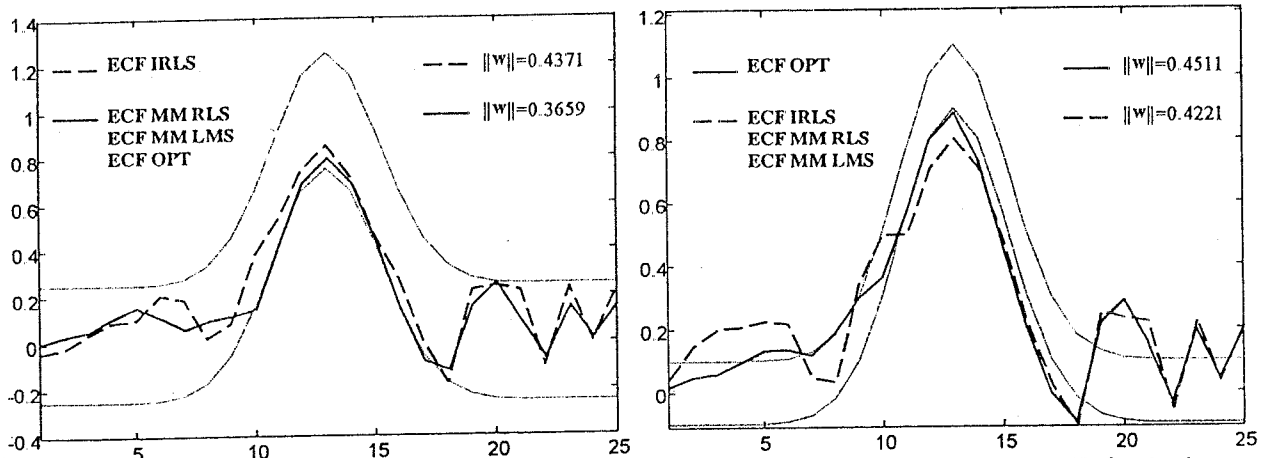
VII LITERATURA

[1] R. J. Evans, T. E. Fortman, A. Cantoni, "Envelope-constrained filters, part I: theory and applications", IEEE Trans. IT, Vol. IT-23, No. 4, pp. 421-434, July 1977.
 [2] R. J. Evans, A. Cantoni, T. E. Fortman, "Envelope-Constrained Filters, Part II: Adaptive Structures", IEEE Trans. IT, Vol IT-23, No. 4, pp. 435-444, July 1977.

[3] P. B. Rapajić, A. J. Zejak, "Low sidelobe multilevel sequences by minimax filter", Electronic letters, 25, pp. 1090-1091, 1989.
 [4] A. J. Zejak, E. Zentner, P. B. Rapajić, "Doppler optimised mismatched filters", Electronics letters, 27, pp. 558-560, 1991.
 [5] I. S. Simić, A. J. Zejak, M. L. Dukić, "Design of multilevel sequences based on mismatched chirp and FH multilevel sequences for radar and sonar applications", Electronic letters, 19th June 1997 Vol. 33 No. 13, pp. 1174 – 1176, 1997.
 [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
 [7] R. J. Evans, T. E. Fortman, A. Cantoni, "Envelope-constrained filters with uncertain input", IEEE Trans. Circuits and Systems - II: Signal Processing, vol. 2, pp. 131-154, 1983.
 [8] K. L. Teo, A. Cantoni and X. G. Lin, "A new approach to the optimization of envelope-constrained filters with uncertain input", IEEE Trans. signal Processing, vol. 42, No. 2, pp. 426-429, 1994.
 [9] W. X. Zheng, A. Cantoni and K. L. Teo, "The sensitivity of envelope-constrained filters with uncertain input", IEEE Trans. circuits and Systems - I: Fundamental Theory and Applications, vol. 42, No. 9, pp. 509-516, 1995.
 [10] W. X. Zheng, A. Cantoni and K. L. Teo, "Robust design of envelope-constrained filters in presence of input uncertainty", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 44, pp. 1872-1878, 1996.

Abstract – A new approach is proposed to Envelope Constrained Filter design, utilising minimax algorithms originally developed for mismatched filter design in radar applications. Filters designed by new algorithms show improved performance in the nonfeasible solution case.

ECF DESIGN USING MINIMAX ALGORITHMS
 Andrija Petrović, Aleksa Zejak



Slika 2. Odzivi i norme vektora težinskih koeficijenata ECF filtera projektovanih različitim ECF algoritmima: a) slučaj ostvarivog rešenja i b) slučaj neostvarivog rešenja

ROBUST MODIFIED GENERALIZED LIKELIHOOD RATIO ALGORITHM FOR SPEECH ABRUPT CHANGE DETECTION

Mladen Veinović, Milan Milosavljević, Zoran Banjac, *Institut za primenjenu matematiku i elektroniku, Beograd*
Branko Kovačević, *Elektrotehnicki fakultet, Beograd*

Abstract - A new robust modified generalized likelihood ratio algorithm, which enables the instants of abrupt changes in stationarity of a speech signal to be detected automatically, is proposed. The procedure is based on the calculation of discrimination function using robust least squares estimates of autoregressive speech residuals. The robust estimator differs from the conventional one by the insertion of nonlinear residual transformation, which has to cut off the spiky noise. The feasibility of the approach is demonstrated with experimental data concerning speech segmentation.

1. INTRODUCTION

Modeling and processing of the discrete signals, described as a quasistationary stochastic process with abruptly changing parameters, is a challenging theoretical problem and has great importance in a variety of applications, such as speech and biomedical signal processing, image analysis, failure detection in measurement and control, etc. The essential common problem in these applications is localization of the boundaries of stationary parts of a signal, or, equivalently, detecting the instants of abrupt changes of the signal stationarity [1]. There are many results which theoretically treat the change detection problem in different uncertainty conditions, assuming different stochastic models of a signal. In spite of these valuable achievements, building of a good algorithm for change detection within a given class of real signals still represents a difficult research task. Depending on the particular application, there may be different performance criteria which a detection scheme should be fulfilled. Despite of these differences, there are few common well established desirable properties of a good detection procedure: few false alarms; low detection delay, representing the delay between the estimated and actual change times; symmetrical detection, which means that the performances in the case of a change from a signal model A to a model B must be comparable to those when a change is from the model B to the model A; robustness in the sense of insensitivity of a detection algorithm to the changes of its parameters (window length, signal structure, thresholds, ...) under the signal variability; robustness with respect to the simplification of a signal model; ability for a quick and easy restart of the detection procedure.

In this paper we present a new robust algorithm for detecting the instants of abrupt changes in a discrete speech signal. The detection procedure is based on the modified generalized likelihood ratio (MGLR) algorithm [3], which calculate the so-called discrimination (D) function. The

proposed scheme differs from the standard MGLR one by the procedure of D function calculation, which is based on the robust least squares (RLS) parameter estimation of the autoregressive (AR) model of a speech signal. The effect of RLS scheme is to assign less weight to a small portion of large residuals, so that the outliers, corresponding to the pitch pulses, will not greatly influence the final AR parameter estimates, as well as the efficiency of whole detection procedure.

2. STANDARD MGLR ALGORITHM

The standard MGLR algorithm uses three AR signal models of the same order, whose parameters have to be estimated on the fixed intervals, named windows, of a signal. Assume that the so-called reference and test windows both have the length L , while the third one is their union of the length $2L$. The reference, test and joint windows cover the intervals $[i-L+1, i]$, $[i+1, i+L]$ and $[i-L+1, i+L]$, respectively, and move one sample forward with each new sample of a signal, keeping the fixed length and relationship (Fig. 1).

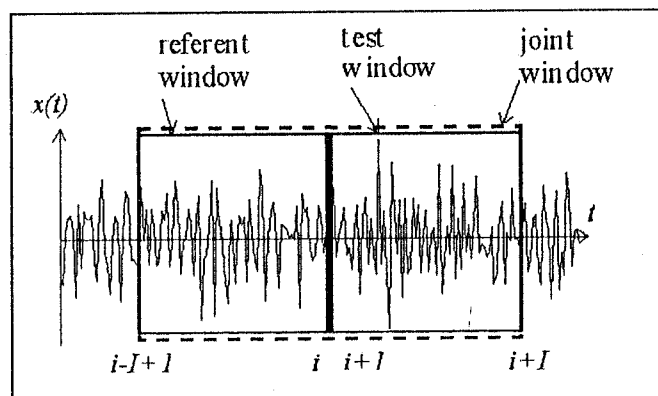


Figure 1: An analysis windows position in the MGLR algorithm

For given time instance i , we could consider two hypothesis: H_0 - no change is occurred at the i -th time instance, and H_1 - a change is occurred at the i -th time instance. Let us define a likelihood ratio between the hypothesis H_1 and H_0 , and denote it as the MGLR discrimination function $D = \log \frac{P(H_1)}{P(H_0)}$. If

we assuming that a noise in the speech production model is zero mean white Gaussian process, and if we include a probability density function of the speech samples in the

definition of the MGLR diskrimination function we obtain the D function in the form

$$D(i, I) = L(i - I + 1, i + I) - L(i - I + 1, i) - L(i + 1, i + I) \quad (1)$$

where

$$L(c, d) = (d - c + 1) \ln \left(\frac{1}{d - c + 1} \sum_{j=c}^d \varepsilon_j^2 \right) \quad (2)$$

denotes the logarithmic likelihood function and ε_j is the residual of the estimated AR model at the interval (c, d) . It can be shown that (2) represent the general likelihood ratio (GLR) for the hypothesis that a change in the signal model is occurred at the instant i against the hypothesis that the signal remain unchanged on the interval $[i - I + 1, i + I]$. The D function is not smooth, and its outstanding peaks provide a good indication for the most probable instants of signal changes. Two major factors influence the value of the D function: how quickly the signal is changed and how large the magnitude of a change is. Both these factors are recognizable in the short time trend of D function within the interval $[i - I/2 + 1, i + I/2]$, which covers I successive values of $D(i, I)$. If $[i_1, i_2]$ denotes the above interval, then $D(i, I)$ for $i \in [i_1, i_2]$ can be expressed in terms of the linear trend $t(i, I)$ as [2]

$$D(i, I) = t(i, I) + n(i, I) \quad (3)$$

where

$$t(i, I) = \alpha(i, I)k + \beta(i, I); \quad k = 1, \dots, I \quad (4)$$

with $n(i, I)$ being the noise component of D function. The parameters $\alpha(\cdot)$ and $\beta(\cdot)$ can be estimated using LS method, assuming that they are constant on the interval $[i_1, i_2]$. A local maximum of $\alpha(i, I)$ occurs at the instant $k = i_{\max}$ at which $D(i, I)$ increases the most rapidly within $[i_1, i_2]$. Similarly, $\alpha(i, I)$ attains its local minimum for $k = i_{\min}$ when $D(i, I)$ decreases the most rapidly on $[i_1, i_2]$. It is found heuristically that the parameter $\Delta\alpha = \Delta\alpha(i_{\max}, i_{\min}) = \alpha(i_{\max}, I) - \alpha(i_{\min}, I)$, denoting the difference between two consecutive extremes of $\alpha(i, I)$, represents a good quantity for the decision whether the interval $[i_{\max}, i_{\min}]$ contains an instant of change in the signal stationarity. If $\Delta\alpha(i_{\max}, i_{\min}) < tr$ where tr denotes a properly chosen threshold, as the most probable instant of change m within the interval $[i_{\max}, i_{\min}]$ we take the one at which the D function has the maximum value.

3. ROBUST MGLR ALGORITHM

The basic advantage of the MGLR algorithm, compared to the well known detection procedures in the literature [3], relates to the D function (1), which allow us to perform a posteriori analysis, since it appears in a closed form independent of the previously detected changes. The residuals ε_j , needed for the calculation of D function, we

obtain from a robust LS (RLS) estimation of the AR parameters $a_i, i = 1, \dots, p$ of speech signal model [4]

$$s(j) + \sum_{i=1}^p a_i s(j - i) = e(j); \quad j = i - I + 1, \dots, i + I \quad (5)$$

where $s(j)$ is the derivative of the speech signal, or preemphasized speech signal, and the excitation $e(j)$ is the innovation random process of white-noise type for voiceless segments, while for voiced sounds $e(j)$ is a random process represented by a series of Dirac pulses with fundamental period, named the pitch period. The eq. (5) can be rewritten in the matrix linear regression form

$$S = X\theta + E \quad (6)$$

where S is the vector of signal segments of the length $2I$, θ is the vector of AR parameters, E is the vector of excitations and X is the $2I \times 2I$ dimensional observation matrix. In classical speech analysis, the parameter vector θ is determined by LS method, which minimizes the sum of squared residuals. This algorithm is optimal when the underlying observations are Gaussian. However, it is well known that the outliers corresponding to the pitch pulses have unusually large influence on the LS estimates [4]. Therefore, robust methods have been created to modify the LS estimates, in order to suppress the influence of outliers. Particularly, M-robust estimates [4] are defined as the minimization of the sum of weighted residuals

$$\sum_{i=1}^I \rho[\varepsilon_i(\theta)]; \quad \varepsilon_i(\theta) = (s_i - x_i^T \theta) / d \quad (7)$$

where s_i is the i -th element of S ; x_i is the i -th row of X , and d is an estimate of the scale of the distribution associated with E . Here $\rho(\cdot)$ is a robust score function which has to cut off the outliers. Since it is assumed that the speech excitation distribution has Gaussian-like middles and heavier tails, comparatively high efficiency at the Gaussian samples is also desired. Thus, $\rho(\cdot)$ should behave as quadratic function for small arguments, but increases more slowly for large arguments. In this way, its first derivative $\psi(\cdot) = \rho'(\cdot)$ should be a saturation type nonlinearity, i.e. $\psi(z_i/d)$ equals z_i if $z_i/d \leq \delta$, but is equal δd (ili $-\delta d$), where $\delta = 1.5$ is chosen to give the desired efficiency at the normal distribution [4]. Although ad-hoc, a popular robust estimate of scale is the median of absolute median deviations [4]

$$d = \frac{\text{median}\{z_i - \text{median}\{z_i\}\}}{0.6745} \quad (8)$$

Equating the first partial derivatives with respect to the elements of θ to zero, we see that this is equivalent to finding the solution associated with the p equations

$$\sum_{i=1}^I x_{ij} \psi(\varepsilon_i(\theta)) = 0; \quad j = 1, \dots, p \quad (9)$$

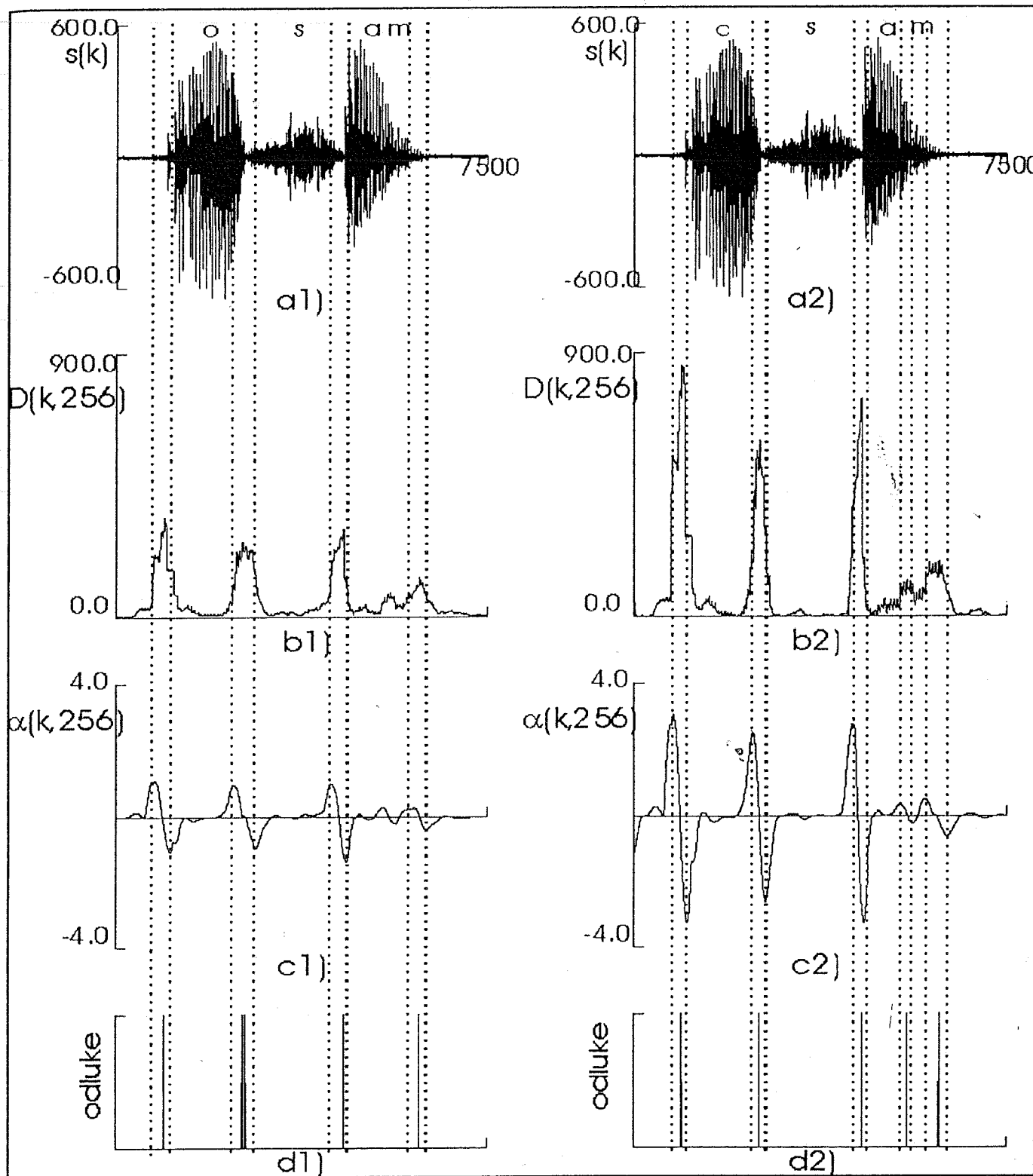


Fig. 2: Performance comparison for standard and robust MGLR algorithm on the natural speech:
 a1),a2) Isolately spoken Serbian digit "osam" ("8")
 b1) Estimated D function using standard MGLR;
 b2) Estimated D function using robust MGLR;
 c1) The slope of D function trend using standard MGLR;
 c2) The slope of D function trend using robust MGLR;
 d1) The instans of change obtained by standard MGLR;
 d2) The instans of change obtained by robust MGLR.

where x_{ij} is the element in the i -th row and j -th column of X . The solution of (9) becomes cumbersome, because of the fact that $\psi(\cdot)$ is nonlinear [4]. However, (9) can be expressed as a weighted least-squares approximation

$$\sum_{i=1}^J x_{ij} \omega_{i0} (y_i - x_i^T \theta_0) \approx 0 \quad (10)$$

where

$$\omega_{i0} = \begin{cases} \{\psi[\varepsilon_i(\theta_0)]\} / \varepsilon_i(\theta_0); & \text{for } y_i \neq x_i^T \theta_0 \\ 1; & \text{for } y_i = x_i^T \theta_0 \end{cases} \quad (11)$$

with θ_0 being some initial parameter vector estimate. The estimate $\hat{\theta}_0$ can be obtained by using the classical LS algorithm. Thus, the one step solution is given by

$$\hat{\theta} = (X^T \Omega X)^{-1} X^T \Omega Y; \quad \Omega = \text{diag}\{\omega_{10}, \dots, \omega_{J0}\} \quad (12)$$

4. EXPERIMENTAL EXAMPLE

To demonstrate the main features of the proposed detection procedure, we apply it to the natural human speech, that is ten isolately spoken Serbian digits ("1", "2", ..., "0") from one speaker. Fig.2. depicts the results of segmentation of Serbian isolately digit "osam" ('8') obtained by standard MGLR and robust MGLR, respectively. This results is characteristic for the algorithm behavior. The speech signal was low-pass filtered with an upper limit frequency of 4 kHz, and digitized by 12 bit A/D conversion with a sampling rate of 10 kHz. In addition, the preemphasis of the signal was also performed. Experimental results was obtained by using the 10th order AR model. In all experiments $J=256$ in the robust MGLR algorithm was adopted. Obviously, in the case of robust MGLR the shape of the D function, as well as the slope of its trend, better tracks the changes in signal stationarity.

5. CONCLUSION

In this paper a new algorithm for detecting the instants of abrupt changes in stationarity of a speech signal is presented. The algorithm differs from the standard MGLR scheme in that it uses a robust LS method for estimating the AR residuals of a signal, in order to calculate the discrimination function. The robust MGLR better tracks the changes in the signal stationarity than the standard one, and is proven to be an efficient procedure for speech signal segmentation. Finally, the robust MGLR algorithm fulfils all desirable properties which are important for practical efficiency of a change detection procedure.

REFERENCES

- [1] M.Basseville and A.Benveniste, *Detection of Abrupt Changes in Signals and Dynamical Systems*, Springer Verlag, New York, 1986.
- [2] M.Milosavljević, I.Konvalinka, "The modified generalized likelihood ratio algorithm (MGLR) for automatic detection of abrupt changes in stationarity of signals", *Proc. the 22-nd Annual Conf. Inform. Sci. Systems*, Princeton, NJ, 1988, pp.2369-2372.
- [3] U.Appel and A.V.Brandt, "A comparative study of three sequential time series segmentation algorithms", *Signal Processing*, Vol.6, No.1, 1984, pp.45-60.
- [4] M.Veinović, B.Kovacević, and M.Milosavljević, "Robust non-recursive AR speech analysis", *Signal Processing*, Vol.37, No 2, 1994, pp.189-201.
- [5] B.Kovačević, M.Veinović, M.Milosavljević, "Robust AR analysis of nonstationary discrete-time signals", *Proceedings of the third ICECS'96, Rodos, Greece*, 13.10.-16.10. 1996., pp.980-983.

BHATTACHARYYA DISTANCE IN EVALUATION OF THE FRAME-BASED NONSTATIONARY PATTERN RECOGNITION METHODS

Milan Marković, Milan Milosavljević, *Institute of Applied Mathematics and Electronics, Belgrade*
 Branko Kovačević, *Faculty of Electrical Engineering, University of Belgrade*

Abstract - We consider a possibility of evaluating frame-based nonstationary pattern recognition methods by using Bhattacharyya distance. Experimental part of the work refers to processing of natural speech, isolately spoken serbian vowels and digits, as the examples of nonstationary signal. Obtained results justify the use of the Bhattacharyya distance as the evaluation tool in the nonstationary pattern recognition systems.

1. INTRODUCTION

Bayes error is a very important performance index in pattern recognition, assessing the classifiability of data and measuring the discrimination capabilities of the features, even before considering what type of classifier should be designed. However, the calculation of the error probability is a very difficult task. Even when observation vectors have a normal distribution, we must resort to numerical techniques [1]. However, a closed-form expression for the Bayes error probability is the most desirable solution for a number of reasons. When we cannot obtain a closed-form expression, we may seek either a Bayes error estimate, or an upper bound of the Bayes error probability. As for the Bayes error estimation, very efficient estimation procedures based on k -NN approach are proposed in [1,2,3].

A situation is more complex in case of the nonstationary pattern recognition tasks. Namely, statistical pattern recognition methods are based on the assumption of stationarity of the processes to be recognized. There are many problems in applying these methods in the real-time recognition of data obtained from the nonstationary processes. The main problems are limited validity and size of the learning data set. One approach for solving these problems represents the frame-based pattern recognition methods. These methods are based on the idea that the nonstationary data process should be considered in frames [4], and on using the unsupervised learning procedures for classifier design on the current frame of signal and its application as the initial classifier for the next frame. Based

on the obtained initial partition of the next frame, the same unsupervised learning procedure gets started, and so on. As the unsupervised learning algorithm, the c -mean clustering algorithm or nearest mean reclassification rule is proposed in [4]. The iterative application of quadratic classifier, described by Fukunaga [1], as a more sophisticated and efficient unsupervised learning procedure is proposed, and justified in [5]. Additionally, in [6], a modification of the iterative quadratic classification procedure with the increased real-time application possibilities is given. It is shown in [6], that proposed modification has some robust characteristics to the inappropriateness of the assumed classification model.

This paper is dedicated to possible finding of a suitable criterion for evaluation the considered frame-based nonstationary pattern recognition methods: the c -mean clustering algorithm with Euclidean distance, the iterative quadratic classifications, and its real-time modification. Due to the fact that these methods are based on the unsupervised principle, the complex k -NN Bayes error estimation procedure, considered in [1,2,3], is not suitable for the nonstationary cases. Instead of this, we propose the use of the estimated upper bound trajectories of the Bayes error obtained by using Bhattacharyya distance. In the paper, the speech is used as a nonstationary signal and the comparative analysis is done through analyzing isolately spoken serbian vowels and digits. In fact, the considered methods are applied in a composed nonrobust/robust recursive AR speech analysis procedure, proposed in [6]. The procedure is based on an AR speech parameter estimation model, presented on Figure 1.

Paper is organized as follows. Considered frame-based nonstationary pattern recognition methods are described in Section 2, and their possible applications in robust recursive AR speech parameter estimation in Section 3. Section 4 is dedicated to brief description of Bhattacharyya distance. Experimental analysis is presented in Section 5 while conclusion is given in Section 6.

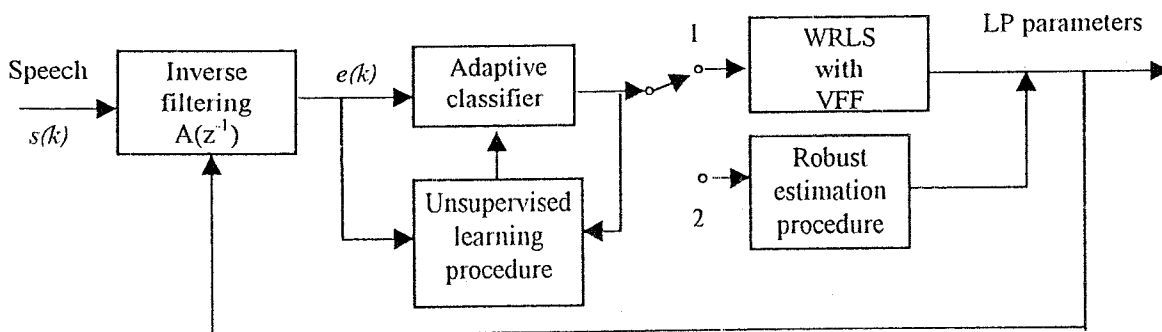


Figure 1: Block diagram of the proposed AR speech model identification system

2. FRAME-BASED NONSTATIONARY PATTERN RECOGNITION METHODS

The classical c-mean clustering algorithm could be described by the following. Assume that we want to classify N samples, X_1, \dots, X_N . Each sample is to be placed into one of L classes, $\omega_1, \dots, \omega_L$, where L is assumed to be given. The nearest mean reclassification rule has a form:

1. Choose an initial partition of given data set and calculate mean vectors: $M_1(0), \dots, M_L(0)$.
2. Having calculated mean vectors $M_1(l), \dots, M_L(l)$ at the l -th iteration, reclassify each X_j according to the nearest $M_j(l)$.
3. If the classification of any X_j is changed, calculate the new mean vectors $M_1(l+1), \dots, M_L(l+1)$ for the new class assignment, and repeat from Step (2). Otherwise, stop.

As well as the c-mean algorithm, the iterative quadratic classifications clustering algorithm is derived from the general clustering algorithms, described in [1]. The iterative quadratic classification clustering algorithm has a form:

1. Choose an initial partition of given data set and calculate: $P_i(0)$ (a priori class probability), $M_i(0)$, and $\Sigma_i(0)$ (a class covariance matrix) for $i=1, \dots, L$.
2. Having calculated a priori class probabilities, $P_i(l)$, mean vectors, $M_i(l)$, and covariance matrices, $\Sigma_i(l)$, at the l -th iteration, reclassify each X_j according to the smallest $(1/2)(X_j - M_i)^T \Sigma_i^{-1} (X_j - M_i) + (1/2) \ln |\Sigma_i| - \ln P_i$. The a priori class probability for ω_i is estimated by the number of ω_i -samples divided by the total number of samples.
3. If the classification of any X_j is changed, calculate the $P_i(l+1)$, $M_i(l+1)$, and $\Sigma_i(l+1)$ for the new class assignment, and repeat from Step (2). Otherwise, stop.

The application of the proposed algorithms for recognizing nonstationary data could be described by the following. The final quadratic classifier on each frame of the signal is used as the initial quadratic classifier for the next frame to produce its initial partition. Based on that initial partition, the same iterative clustering procedure starts to produce the final quadratic classifier on that frame, and so on.

In order to assure the real-time application of the iterative quadratic classification algorithm, its modification is proposed in [6]. The modification consists of applying the given iterative clustering procedure only on the initial frame of the signal. For all subsequent frames, the algorithms stop at the first step of the procedure. In the other words, the final quadratic classifier on each frame of signal (except on the initial one) is obtained by using only the initial partition of that frame.

The convergence of the proposed algorithms depends on the following attributes of the initial classifier and the data: the error rate of the initial classifier, the size of

the signal frames, and the validity of the model used to represent the class conditional probability densities.

3. APPLICATION IN ROBUST AR SPEECH PARAMETER ESTIMATION

The AR speech parameter estimation procedure (see Fig. 1) consists of estimation and classification part. As the estimation part, we use the weighted recursive least squares (WRLS) algorithm with variable forgetting factor (VFF), as in [5,6]. The classification part of the procedure consists of a classifier designed by using the above-mentioned unsupervised learning procedure [4,5,6]. In fact, in order to solve the problem of inappropriateness of AR modeling of speech production system, particularly on the voiced frames, a procedure for robustifying the WRLS algorithm with VFF based on the statistical nonstationary pattern recognition approach is proposed [5,6]. This procedure consists of the application of the statistical classifier with sliding training data set in the composed nonrobust/robust recursive AR speech analysis procedure. In this heuristic procedure, the classifier is used to classify the residual speech samples into the two classes. The first class consists of "small" residual samples and the second one consists of "large" residual samples [5,6]. The classification of the k -th residual sample selects either the nonrobust (first class) or the robust (second class) recursive AR procedure for LP parameter estimation at the k -time instance (see Fig. 1). This method is based on the assumption of the excitation for voiced speech as innovative process from mixture distribution, such that a large portion of the excitations are from a normal distribution with a very small variance while a small portion of the glottal excitations are also from the normal distribution with a much bigger variance [5,6]. In this case, the classifier is a very simple, one-dimensional, and mean vectors and covariance matrices are means and variances, respectively. The classification consists of two steps: *initialization* and *adaptation*. On the initial frame of signal one has to determine the following: the starting LP parameters vector which is used as the initial condition for the proposed recursive procedure, the initial maximal residual value, and the initial partition of the frame. The initial classifier is obtained applying one of the iterative unsupervised learning procedures [4,5], based on the initial partition. The initial classifier is then applied in the classification of the residual speech samples obtained by the composed recursive AR speech analysis procedure. The result of k -th residual sample classification selects either the nonrobust recursive procedure or robust recursive procedure to estimate the vector of AR parameters in the k -time instance. The obtained vector is used to determine the $(k+1)$ residual sample and the procedure is continuing. In the considered frame-based adaptation procedures [4,5,6], the final quadratic classifier on each frame of signal is used as the initial quadratic classifier for the next frame to produce its initial partition. Based on that initial partition, the same iterative clustering procedure starts to produce the final quadratic classifier on that frame, and so on.

We assume that classification part of the procedure plays a dominant role in the parameter estimation accuracy. Following this assumption, in the experimental part of the

paper we will try to evaluate the considered unsupervised learning procedures on the basis of the discrimination characteristics of the two classes of speech residual samples which are, in fact, products of the proposed AR speech parameter estimation procedure. Also, we will analyze how these results correspond with the comparative results referred to the efficiency in the estimation of AR speech model parameters.

4. BHATTACHARYYA DISTANCE

Bayesian classifier could be described by follows. Let us consider c classes of the training data set, $\omega_i, i=1, \dots, c$, described by a posteriori probability functions $P(\omega_i|X)$. Bayes rule could be expressed as follows, [1]:

$$P(\omega_i | X) = \frac{P(\omega_i)p(X | \omega_i)}{p(X)} \tag{1}$$

where: $p(X)$ is a probability density function (pdf) of sample X , $p(X|\omega_i)$ is conditionally probability density function (cpdf), and $P(\omega_i)$ is a priori probability of the class ω_i . Bayesian classifiers is based on *Bayes decision rule* which is referred to the classification of sample X in that class ω satisfying:

$$P(\omega | X) = \max_{1 \leq i \leq c} \{P(\omega_i | X)\} \tag{2}$$

The Bayes error is given by:

$$e = 1 - \int \max_{R^{n-1}} P(\omega_i | X) p(X) dx = 1 - \int \max_{R^{n-1}} P(\omega_i) p(X | \omega_i) dx \tag{3}$$

In a two-class case ($c=2$), the equation (3) could be rewritten as:

$$e = \int \min\{P_1 p_1(X), P_2 p_2(X)\} dX \tag{4}$$

where: P_1, P_2 , and $p_1(X), p_2(X)$ denote a posteriori probabilities and cpdfs of the first and second class, respectively. An upper bound of the integrand in (4) may be obtained by making use of the fact that:

$$\min[a, b] \leq a^s b^{1-s}, \quad 0 \leq s \leq 1, \quad \text{for } a, b \geq 0. \tag{5}$$

Using the inequality (5), e can be bounded by:

$$e_u = P_1^s P_2^{1-s} \int p_1^s(x) p_2^{1-s}(X) dX \quad \text{for } 0 \leq s \leq 1 \tag{6}$$

where e_u indicates an upper bound of e . This e_u is called the Chernoff bound [7]. The optimum s can be found by minimizing e_u . When two density functions are normal, $N_X(M_1, \Sigma_1)$ and $N_X(M_2, \Sigma_2)$, the integration (6) can be carried out to obtain a closed-form expression for e_u . That is:

$$\int p_1^s(X) p_2^{1-s}(X) dX = e^{-\mu(s)}, \tag{7}$$

$$\mu(s) = \frac{s(1-s)}{2} (M_2 - M_1)^T [s\Sigma_1 + (1-s)\Sigma_2]^{-1} (M_2 - M_1) + \frac{1}{2} \ln \frac{|s\Sigma_1 + (1-s)\Sigma_2|}{|\Sigma_1|^s |\Sigma_2|^{1-s}} \tag{8}$$

The expression (8) for $\mu(s)$ is called the Chernoff distance. For this case, the optimum s can be easily obtained by plotting $\mu(s)$ for various s with given M_i and Σ_i . The optimum s is the one which gives maximum value for $\mu(s)$.

In case that we do not insist on the optimum selection of s , we may obtain a less complicated upper

bound. One of the possibilities is to select $s=1/2$. Then the upper bound is:

$$e_u = \sqrt{P_1 P_2} \int \sqrt{p_1(X) p_2(X)} dX = \sqrt{P_1 P_2} e^{-\mu(1/2)} \tag{9}$$

in general, and for normal distributions:

$$\mu(1/2) = \frac{1}{8} (M_2 - M_1)^T \left[\frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2} \right]^{-1} (M_2 - M_1) + \frac{1}{2} \ln \frac{|\Sigma_1 + \Sigma_2|}{2 \sqrt{|\Sigma_1| |\Sigma_2|}} \tag{10}$$

The term $\mu(1/2)$ is called the Bhattacharyya distance, and will be used as an important measure of the separability of two distribution [8]. In fact, the Bhattacharyya distance is the optimum Chernoff distance when $\Sigma_1 = \Sigma_2$. As seen in (10), the Bhattacharyya distance consists of two terms. The first or second terms disappears when $M_1 = M_2$ or $\Sigma_1 = \Sigma_2$, respectively. Therefore, the first term gives the class separability due to the mean-difference, while the second term gives the class separability due to the covariance difference. It is important to know which term is dominant, because it determines what type of a classifier must be designed for the given case.

5. EXPERIMENTAL ANALYSIS

The test signal consists of five isolately spoken vowels ("A", "E", "I", "O", "U") and ten isolately spoken digits ("1", "2", ..., "0") from one speaker. The signal is sampled with $f_s=10\text{kHz}$ and preemphasized with $q=1$. All experimental results are obtained by using AR model of 10th order. As the objective quality measure, the MAR (Mean Absolute Residual) criterion is used [6]:

$$J = 1/M \cdot \sum_{i=1}^M |s(i) - \hat{s}(i)| \tag{11}$$

where $s(i)$ is the speech sample at the i -th time instance, $\hat{s}(i)$ is its linear prediction, and M is total number of processed speech samples.

In this paper, we consider the nonrobust/robust recursive estimation procedure for parameter identification of nonstationary AR speech model based on the WRLS algorithm with VFF and unsupervised learning procedures for design of frame-based nonstationary pattern classifier. The main role of the classification part of the overall estimation scheme is selection of robust or nonrobust AR estimation procedure, for each incoming speech sample. Such approach is motivated by the fact that for some parts of speech signal (dominantly during open glottis) the robust estimation procedures are more suitable than conventional ones [9]. As we mentioned before, the following unsupervised learning methods: the c-mean clustering algorithm with Euclidean distance (denoted as CEUC) [4], the iterative quadratic classifications (CIQC) [5], and its real-time modification (RTQC) [6], are considered. As a comparative criteria of the considered methods (CEUC, CIQC, and RTQC algorithms), the upper bound trajectories of the Bayes error obtained by using Bhattacharyya distance [8] (which values are calculated at each time instances on the basis of the estimated corresponding classifier

parameters) are used. The results of this evaluation are compared to the results obtained by parameter estimation efficiency evaluation of the considered methods [5,6].

The estimated upper bound trajectories of the Bayes error based on Bhattacharyya distance, obtained by using the CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the vowel "A" and digits "1", and "0" are presented on Fig. 2, 4 and 6. As the estimation efficiency comparative criteria, we use adaptiveness, sensitivity to the pitch impulses, bias, and variance of the obtained trajectories of the nonstationary AR speech model parameter estimates. Fig. 3, 5 and 7 show the estimated trajectories of the first AR parameter (AR_1) obtained by using the same frame-based procedures (frame length was 100 samples) in analyzing the vowel "A" and digits "1", and "0", respectively, for the corresponding signal frames showed on Fig. 2, 4 and 6. In this case, we use reference parameter trajectories and comparative methodology, proposed in [9].

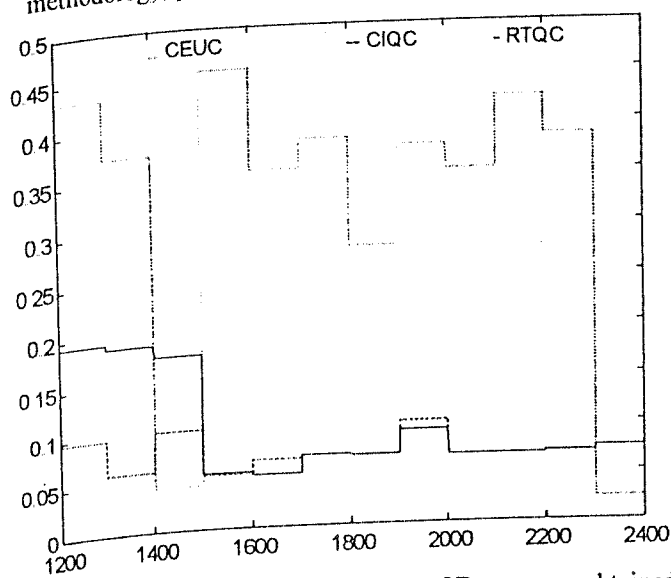


Figure 2: Upper bound trajectories of Bayes error obtained by using: CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the vowel "A" (frame length is N=100).

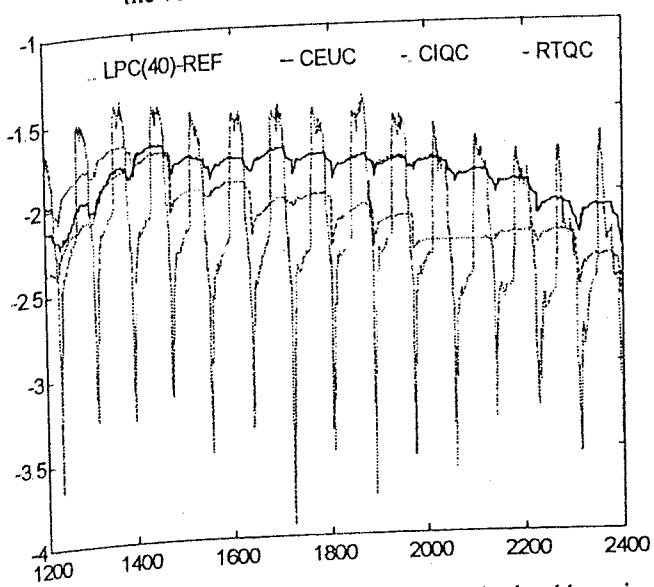


Figure 3: The AR_1 parameter trajectories obtained by using: LPC(40)-REF, CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the vowel "A" (frame length is N=100).

Mean values of the upper bound Bayes error trajectories obtained through analyzing of the all test data files are presented in Table 1. Also, to evaluate which term of the Bhattacharyya distance (10) is dominant, examples of trajectories of the first and second term of distance (10), obtained in analyzing the vowel "A" and digit "2", are given on Fig. 8 and 9, respectively.

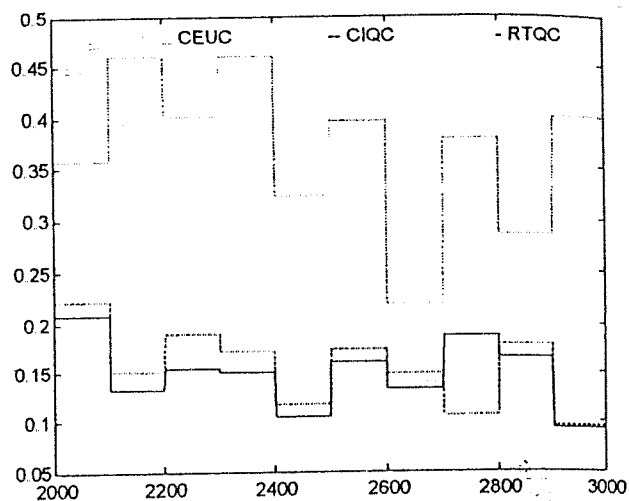


Figure 4: Upper bound trajectories of Bayes error obtained by using: CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the digit "1" (frame length is N=100).

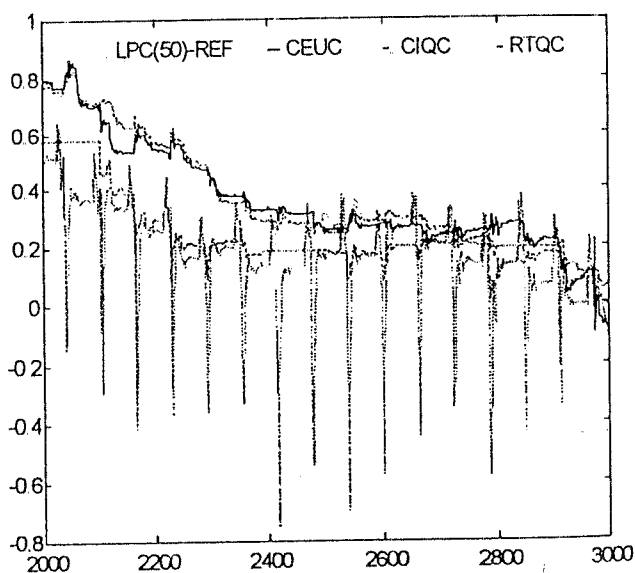


Figure 5: The AR_1 parameter trajectories obtained by using: LPC(50)-REF, CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the digit "1" (frame length is N=100).

Based on experimental results, presented in Table 1 and Fig. 2, 4 and 6, we could conclude that lower upper bounds of the Bayes error probability, i.e. better classification results for both vowels and digits analysis, are obtained by using the proposed robust recursive procedure with application of the unsupervised learning procedures for classifier design based on quadratic classifier (CIQC and RTQC algorithm). This corresponds well to the comparative results, presented on Fig. 3, 5 and 7, showing that the trajectories of AR_1 parameter estimates obtained by the

robust recursive AR speech procedure with application of CIQC, and RTQC algorithms have lower bias, lower variance, more adaptiveness to the nonstationarity of the model parameters, and lower sensitivity to the pitch impulses than the same robust recursive procedure with application of CEUC algorithm for classifier design. This also supports conclusion that classification part of the overall composed scheme places dominant role in ultimate estimation accuracy of nonstationary AR speech parameters.

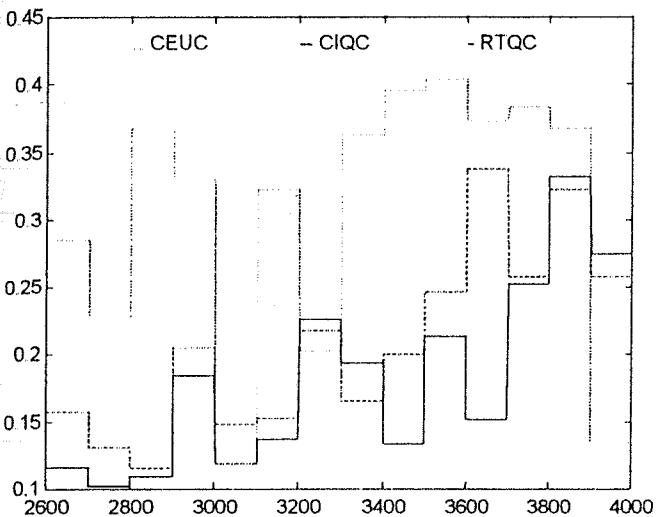


Figure 6: Upper bound trajectories of Bayes error obtained by using: CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the digit "0" (frame length is N=100).

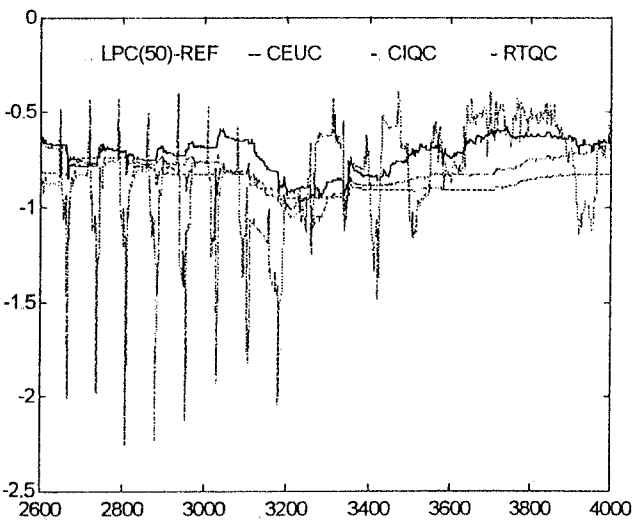


Figure 7: The AR₁ parameter trajectories obtained by using: LPC(50)-REF, CEUC, CIQC, and RTQC algorithms in analyzing the digit "0" (frame length is N=100).

The examples, presented on Fig 8 and 9, show that the second term of the Bhattacharyya distance (10), is dominant meaning that some classifier with nonlinear discrimination function (such as quadratic one) should be used instead of classifier with linear discrimination function (such as c-mean algorithm with Euclidean distance). This conclusion is valid for both voiced speech segments (vowels, see Fig. 8) and mixed excitation ones (digits, see Fig. 9).

Table 1: Mean values of the upper bounds of Bayes error; vowels and digits analysis.

F	Length	CEUC	CIQC	RTQC
A	3690	0.336	0.160	0.164
E	3690	0.335	0.150	0.143
I	3690	0.340	0.141	0.150
O	3690	0.332	0.140	0.191
U	3690	0.322	0.157	0.180
1	6690	0.325	0.194	0.230
2	6690	0.331	0.202	0.202
3	5690	0.332	0.211	0.232
4	6690	0.326	0.192	0.243
5	6690	0.338	0.202	0.245
6	7690	0.333	0.209	0.237
7	6690	0.321	0.198	0.228
8	7690	0.321	0.208	0.236
9	5690	0.325	0.225	0.218
0	5690	0.293	0.196	0.207

As for the comparative analysis of the CIQC and RTQC algorithm, the presented results show that both algorithms produce mostly similar results with slightly lower mean values of the upper bounds of the Bayes error obtained by using the CIQC algorithm (see Table 1). However, in some cases of digits analysis (see the Fig. 6, and 7) better results, i.e. lower upper bound of the Bayes error as well as more accurate AR₁ parameter estimates are obtained by using the RTQC algorithm. An explanation of some differences in CIQC algorithm behavior when analyzing vowels and digits could be described by the fact that vowels are the examples of voiced speech, and digits are speech signals with the voiced and mixed excitation. In the latter case, the assumed two-class model of speech excitation is not completely appropriate, and this might be a reason why the results obtained by CIQC algorithm sometimes are not so good. In that case, the inherent robustness of RTQC algorithm, in the sense of its small sensitivity to deviations from the assumed excitation model, is clearly expressed (see Fig. 6, and 7).

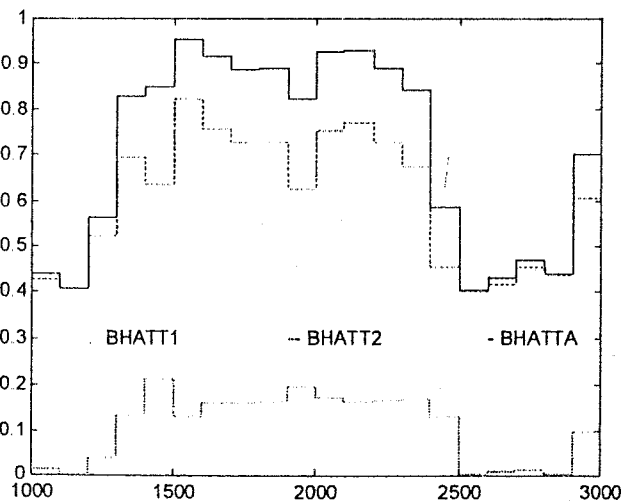


Figure 8: Bhattacharyya distance values obtained in analyzing the vowel "A"; BHATTA, BHATT1, and BHATT2 represent the Bhattacharyya distance, first term, and second term of the (10), respectively.

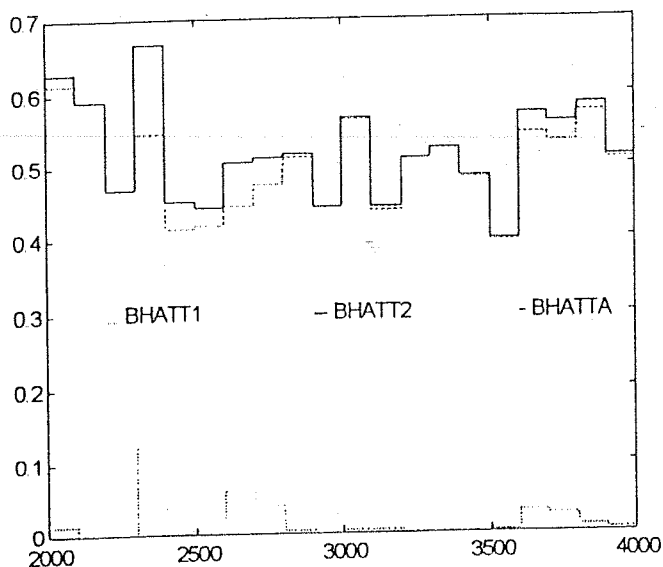


Figure 9: Bhattacharyya distance values obtained in analyzing the digit "2"; BHATTA, BHATT1, and BHATT2 represent the Bhattacharyya distance, first term, and second term of the (10), respectively.

Based on the entire experimental analysis, it could be concluded that the trajectories of the upper bound of Bayes error based on Bhattacharyya distance could be used as an evaluation criterion for one-class of the frame-based nonstationary pattern recognition methods.

6. CONCLUSION

In this paper, we consider a possibility of evaluation of one-class of the frame-based nonstationary pattern recognition methods by using Bhattacharyya distance. The nonstationary pattern recognition methods based on unsupervised learning procedures: c-mean clustering, iterative quadratic classifications, and its modification for real-time purposes, are considered. The considered methods are evaluated through their applications for design of nonstationary pattern classifier in composed nonrobust/robust AR speech parameter estimation procedure based on the weighted recursive least squares algorithm with variable forgetting factor. The comparative analysis is done through analyzing the natural speech, isolately spoken serbian vowels and digits. Based on experimental results, we could conclude that lower upper bounds of the Bayes error probability, i.e. better results in both vowels and digits analysis, are obtained by using the proposed estimation procedure with the unsupervised learning procedure based on quadratic classifier, compared to the c-mean clustering algorithm. As for comparison between the two frame-based unsupervised learning procedure based on the quadratic classifier: iterative quadratic classifications and its real-time modification, we could conclude that the latter procedure produce globally better results due to its robustness to the two-class speech excitation model deviations which frequently happens in the case of digits analysis. Based on the entire experimental analysis, it could be concluded that the trajectories of the upper bound of Bayes error based on Bhattacharyya distance could be used as an evaluation criterion for the frame-based nonstationary pattern recognition methods, due to the results

correspond well to the comparative results based on the estimated parameter trajectories obtained by the considered robust recursive AR speech estimation procedure. Finally, our analysis led to conclusion that classification part of the composed nonrobust/robust AR speech estimation procedure has dominant influence on its accuracy.

REFERENCES

- [1] K. Fukunaga, *Introduction to Statistical Pattern Recognition*, ACADEMIC PRESS INC., 1990.
- [2] K. Fukunaga and D. Hummel, "Bayes Error Estimation Using Parzen and k -NN Procedures," *IEEE Trans on PAMI*, vol. PAMI-9, pp. 634-643, 1987.
- [3] Lj. Buturović and M. Marković, "Improving k -Nearest Neighbor Bayes Error Estimates," in *Proc. of 11th IAPR International Conference on Pattern Recognition*, The Hague, The Netherlands, August 30-September 3, 1992.
- [4] D. Gutfinger and J. Sklansky, "Robust Classifiers by Mixed Adaptation," *IEEE Trans. on PAMI*, Vol. 13, No. 6, June 1991., pp. 552-567.
- [5] M. Marković, M. Milosavljević, B. Kovačević, "Clustering in Non-Stationary Pattern Recognition Systems," *SIGNAL PROCESSING VII: Theories and Applic.*, M. Holt, C. Cowan, P. Grant, W. Sandham (Eds.), 1994. *European Association for Signal Processing (Proc. of EUSIPCO-94, Edinburgh, Scotland, 13-16 September, 1994)* pp. 1803-1806.
- [6] M. Marković, B. Kovačević, M. Milosavljević, "A Statistical Pattern Recognition Approach to Robust Recursive Identification of Non-Stationary AR Model of Speech Production System," *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, Vol. 4, No. 6, November 1996, pp. 456-460.
- [7] H. Chernoff, "A measure of asymptotic efficiency for tests of a hypothesis based on the sum of observations," *Ann. Math. Stat.*, 23, pp. 493-597, 1952.
- [8] A. Bhattacharyya, "On a measure of divergence between two statistical populations defined by their probability distributions," *Bull. Calcutta Math. Soc.*, 35, pp. 99-110, 1943.
- [9] M. Veinović, B. Kovačević, M. Milosavljević, "Robust Non-recursive AR Speech Analysis," *Signal Processing*, Vol. 37, No. 2, May 1994., pp. 189-201.

Sadržaj – U radu se razmatra mogućnost evaluacije segmentno-orijentisanih metoda nestacionarnog prepoznavanja oblika korišćenjem Bhattacharyya rastojanja. Eksperimentalni deo rada se odnosi na procesiranje realnog govora, izolovano izgovorenih srpskih vokala i cifara, kao primera nestacionarnog signala. Dobijeni rezultati potvrđuju opravdanost korišćenja Bhattacharyya rastojanja kao evaluacionog sredstva u nestacionarnim sistemima za prepoznavanje oblika.

BHATTACHARYYA RASTOJANJE U EVALUACIJI SEGMENTNO-ORIJENTISANIH NESTACIONARNIH METODA ZA PREPOZNAVANJE OBLIKA

Milan Marković, Milan Milosavljević, Branko Kovačević

VREMENSKO-FREKVENCIJSKA ANALIZA SEIZMIĀKIH SIGNALA

V. S. Stojanović, M. S. Stanković i I. S. Radovanović

ELF, Beogradska 14, 18000 Niš

e-mail: vitko@elfak.ni.ac.yu

Sadržaj - U ovom radu je izvršena analiza seizmičkog signala primenom spektograma ili kratkotrajne Furijerove transformacije i pseudo Wignerove distribucije. Korišćenjem adekvatne prozorske funkcije postignuta je zadovoljavajuća vremensko-frekvencijska rezolucija. Pokazano je da je širina spektra signala, dobijenog pobudom pešaka veća od širine spektra signala koji je dobijen pobudom automobila, što nam omogućava identifikaciju i dobru vremensku lokalizaciju uzročnika pobude.

1. UVOD

Vremensko-frekvencijska analiza se sve više koristi u analizi nestacionarnih signala. Ona predstavlja preslikavanje jednodimenzionog signala, koji zavisi samo od vremena, u dvodimenzionu funkciju vremena i frekvencije kako bi se dobilo više informacija o tom signalu. Standardnom Furijerovom transformacijom se dobija veličina svake spektralne komponente u signalu ali je nepoznato vreme njihovog pojavljivanja. Jedno od rešenja, koje se i danas često koristi za analizu signala, je primena kratkotrajne Furijerove transformacije (STFT) ili spektograma [1]-[3]. Medjutim, ove transformacije koje pripadaju klasi linearnih vremensko-frekvencijskih transformacija, ne daju istovremeno dobru frekvencijsku i vremensku rezoluciju. Na primer, uzimanjem uskih prozora dobijamo dobru vremensku ali lošu frekvencijsku rezoluciju. Povećanjem širine prozora poboljšava se frekvencijska rezolucija čime se degradira lokalizacija promene signala u vremenu.

Da bi se prevazišli ovi nedostaci koriste se bilinearne vremensko-frekvencijske transformacije. Wignerova distribucija [5] je jedna od distribucija ove klase. Najvažniji nedostatak svih bilinearnih vremensko-frekvencijskih distribucija je pojava kros članova koji umanjuju jasnoću predstavljanja signala. Korišćenjem prozorske funkcije prisustvo kros članova se smanjuje. Na taj način se dobija pseudo Wignerova distribucija [6].

Primenom spektograma i pseudo Wignerove distribucije u radu su analizirani različiti seizmički sig-

nali. Signali su dobijeni iz geofona koji je pobudjen prolaskom jednog pešaka, automobila i kombinacijom njihovog delovanja. Dekompozicijom ovih signala u vremensko-frekvencijskoj ravni uspešno je izvršena identifikacija uzročnika pobude. Izvršena je lokalizacija signala u vremenu uz informaciju o spektralnom sadržaju signala. Pokazano je da je rezolucija signala u vremensko-frekvencijskoj ravni primenom pseudo Wignerove distribucije bolja od rezolucije koja se dobija primenom spektograma.

2. TEORIJSKA OSNOVA VREMENSKO-FREKVENCIJSKE ANALIZE

Najjednostavniji i najčešće korišćeni metod za vremensko-frekvencijsku analizu signala je STFT. Ako je $s(t)$ seizmički signal tada se spektogram ili energija signala definiše kao

$$SPEC_s(t, \omega) = |STFT_s(t, \omega)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) w(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \right|^2, \quad (1)$$

gde je $w(t)$ prozorska funkcija. Spektogram se, dakle, računa tako što se najpre signal $s(t)$ koji se analizira pomnoži prozorskom funkcijom $w(t)$, izračuna Furijerova transformacija dobijenog signala i prozor pomeri duž vremenske ose.

Oblik spektograma u vremensko-frekvencijskoj ravni zavisi od oblika prozorske funkcije. Množenjem seizmičkog signala uskim prozorom $w(t)$ uspešno se potiskuje deo signala izvan okoline tačke $\tau = t$, što odgovara prolasku signala $s(t)$ kroz filter propusnik niskih frekvencija čija je prenosna funkcija $W(\Omega)$. Spektogram je periodična funkcija po frekvenciji sa periodom 2π .

Vremensko-frekvencijska rezolucija spektograma je proporcionalna širini prozora $w(t)$. Kao posledica toga, u izračunavanju spektograma postoji kompromis između vremenske i frekvencijske rezolucije. S jedne strane, za dobru vremensku rezoluciju potrebno je da imamo uzak prozor $w(t)$, dok

je s druge strane, za dobru frekvencijsku rezoluciju potreban uskopropusni filter $W(\Omega)$, odnosno, širi prozor $w(t)$. Ako su T i F širine prozora u vremenskom i frekvencijskom domenu, respektivno, tada je proizvod $T \times F$, konstantan [1]. Promenom oblika prozorske funkcije za proizvod se dobijaju različite vrednosti.

Diskretna predstava spektograma seizmičkog signala $s(n)$ je oblika

$$SPEC_s(n, k) = \left| \sum_{l=0}^{N-1} s(l+n)w(l)e^{-j\frac{2\pi}{N}kl} \right|^2 \quad (2)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

[gde n i k predstavljaju vreme i frekvenciju, respektivno, a N broj odmeraka koji određuje dužina prozora.

Wignerova distribucija i njena pseudo verzija se sve više koriste u vremensko-frekvencijskoj analizi. S obzirom da je seizmički signal $s(t)$ realna funkcija vremena, Wignerova distribucija istog je definisana kao

$$W_s(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t + \tau/2)s(t - \tau/2)e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (3)$$

Ova distribucija pripada klasi bilinearnih distribucija pa je uvek realna i periodična po frekvenciji sa periodom π . Zbog toga frekvencija odmeravanja treba da bude dva puta veća od Nyquistove. Medjutim, brzina odmeravanja može da ostane nepromenjena ako se umesto signala $s(t)$ uvede analitički signal $\hat{s}(t)$ na način

$$\hat{s}(t) = s(t) + \frac{j}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\xi)}{t - \xi} d\xi. \quad (4)$$

Dakle, ako se koristi analitički signal, periodičnost ostaje nepromenjena a odsustvo negativnih komponenti eliminiše problem preklapanja koji bi inače postojao ako se signal odmerava Nyquistovom brzinom.

Wignerova distribucija ispunjava veliki broj dobrih osobina [7] što je čini pogodnom za vremensko-frekvencijsku analizu signala. Medjutim, prisustvo kros članova, koji se preklapaju sa korisnim signalom, umanjuje njenu primenu. Koršćenjem prozorske funkcije na način

$$PW_s(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau/2)w(-\tau/2) \hat{s}(t + \tau/2)\hat{s}^*(t - \tau/2)e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (5)$$

smanjuje se prisustvo ovih članova. Izraz (5) je pseudo Wignerovu distribuciju [6] analitičkog signala $\hat{s}(t)$. Po analogiji sa izrazom (1) pseudo Wignerova distribucija predstavlja STFT signala $\hat{s}(t + \tau)\hat{s}^*(t - \tau)$ koji je ograničen prozorskom funkcijom $w(\tau/2)w(-\tau/2)$. Najveća prednost ovako dobijene distribucije u odnosu na Wignerovu distribuciju je smanjenje interferencija, ali gube se mnoge dobre osobine Wignerove distribucije. Naime, javlja se kompromis između slabljenja kros članova i rezolucije predstavljanja signala u vremensko-frekvencijskoj ravni, jer se sa smanjivanjem kros članova smanjuje rezolucija.

Diskretna predstava izraza (5) je oblika

$$DPW_s(n, k) = 2 \sum_{l=0}^{N-1} \hat{s}(n+l)\hat{s}^*(n-l) w(l)w(-l)e^{-j\frac{4\pi}{N}kl} \quad (6)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

gde su n i k vreme i frekvencija, respektivno, dok diskretna predstava analitičkog signala je oblika

$$\hat{s}(n) = s(n) + j \cdot H[s(n)], \quad (7)$$

gde $H[s(n)]$ predstavlja Hilbertovu transformaciju signala $s(n)$.

3. ANALIZA SEIZMIČKIH SIGNALA

Detekcija seizmičkih signala izvršena je korišćenjem geofona. Rezonantna frekvencija geofona je približno jednaka rezonantnoj frekvenciji zemlje i iznosi 16 Hz ali se spektralne komponente signala prostiru do sto herca. Razlike između signala koji su dobijeni za različite pobude, su u vremenskom domenu veoma male, naročito ako se radi o signalima koji se dobijaju od više uzročnika pobude, pa ih je zbog toga teško vizuelno detektovati. S druge strane, u spektralnom domenu postoje razlike, ali je nepoznat trenutak pojavljivanja uzročnika pobude, što je veoma bitno u slučaju kada odredjujemo broj i brzinu kretanja pešaka. Primenom vremensko-frekvencijske analize seizmičkih signala istovremeno se dobijaju informacije i o spektru signala i o vremenu pojavljivanja pa se na taj način može izvršiti identifikacija uzročnika pobude.

Za vremensko-frekvencijsku analizu seizmičkih signala korišćeni su spektrogram (3) i pseudo Wignerova distribucija (6) sa Hammingovim prozorom širine 255 odmeraka. Ovom širinom prozora postižu se dobri rezultati u pogledu vremenske i frekvencijske rezolucije. Pogotovu kada je reč o spektrogramu, vremensko-frekvencijska dekompozicija seizmičkog signala u najvećoj meri zavisi od oblika i veličine prozora. Isto se manifestuje i kod pseudo Wignerove distribucije samo kada je frekvencija pojavljivanja pobude velika. U tom slučaju javljaju se kros članovi, pa je neophodno smanjiti širinu prozora. Kros članovi koji se javljaju usled preklapanja pozitivnih i negativnih frekvencija eliminisani su korišćenjem analitičkog signala (7). S obzirom da pseudo Wignerova distribucija nije pozitivna na slikama su prikazane njene apsolutne vrednosti.

Na slici 1a prikazan je seizmički signal koji je dobijen pobudom pešaka. Spektrogram ovog signala je prikazan na slici 2, a konturni presek na slici 1b. Konturnim presekom signala dobija se vremenski interval pojavljivanja pobude, kao i spektar signala u trenutku pojavljivanja iste. Sa slike se vidi da se spektralne komponente nalaze u opsegu od 15-70 Hz. Apsolutna vrednost pseudo Wignerove distribucije istog signala prikazana je na slici 3, a konturni presek na slici 1c. Na osnovu ovih slika zaključujemo da je vremensko-frekvencijska rezolucija pseudo Wignerove distribucije bolja od spektrograma, kros članova nema i spektralne komponente se grupišu oko jednog vrha.

Na slikama 5, 6 i 4 prikazani su spektrogram, apsolutna vrednost pseudo Wignerove distribucije i konturni presek seizmičkog signala koji je dobijen prolaskom automobila. Intenzitet signala se menja u vremenu i stalno je prisutan u prikazanom vremenskom intervalu. Spektar automobila je u bilo kom trenutku uži od spektra pešaka i nalazi se u opsegu od 15-30 Hz. Za pseudo Wignerovu distribuciju dobija se bolja vremensko-frekvencijska rezolucija.

Posmatrajući slike 1a i 4a lako je vizuelno uočiti da postoje razlike između pobuda, međutim, kada se istovremeno jave obe pobude, kao što je prikazano na slici 7a, detekcija je otežana. Još teže bi bilo kada bi amplituda signala pešaka bila manja ili približno ista sa amplitudom signala automobila. Na slikama 8, 9 i 7 su za ovaj signal, prikazani spektrogram, apsolutna vrednost pseudo Wignerove distribucije i njihovi konturni preseki. U trenutku kada se javlja pobuda pešaka spektar je širi i prostire se do 60 Hz, a u preostalom vremenskom intervalu spektar ide do 35 Hz. Ovo nas navodi na zaključak da

automobil stalno pobudjuje senzor, dok pešak pravi korake periodično, sa periodom 0.5 s.

S obzirom da su signali snimljeni na terenu blizu magistralnog puta, do istog zaključka dolazimo i na osnovu slike 1. Naime, u toku snimanja signala pešaka senzor je u vremenskom intervalu od 0.4-1 s detektovao i automobil. Signal automobila je znatno slabijeg intenziteta ali se i pored toga uočava njegovo prisustvo.

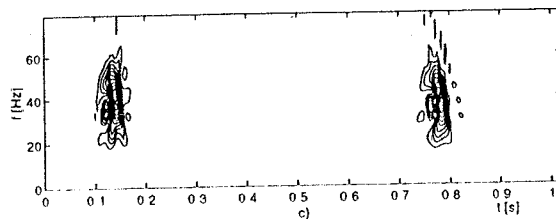
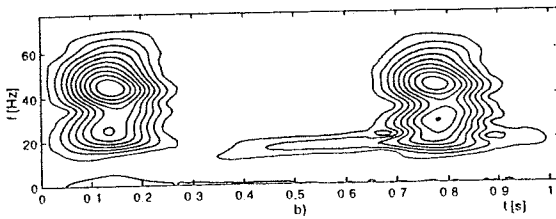
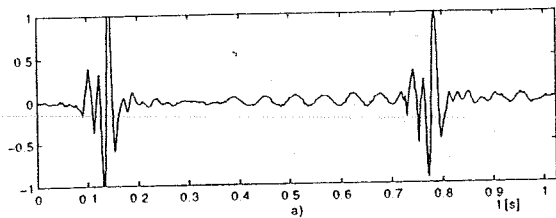
4. ZAKLJUČAK

U ovom radu je rešavan problem identifikacije uzročnika pobude seizmičkog signala dobijenog iz geofona. S obzirom da su seizmički signali nestacionarni i za različite pobude slični, vremensko-frekvencijska analiza je pouzdan način za identifikaciju uzročnika pobude. U radu je primenom spektrograma ili STFT i pseudo Wignerove transformacije izvršena dekompozicija vremenski kontinualnog seizmičkog signala u vremensko-frekvencijskoj ravni. Praćenjem spektralnog sadržaja signala u vremenu došlo se do korisnih zaključaka na osnovu kojih je moguće razlikovati neke vrste uzročnika pobude. Naime, frekvencijski spektar signala u trenutku pojavljivanja pešaka je širi od frekvencijskog spektra signala automobila. Zahvaljujući tome moguće je identifikovati i vremenski dobro lokalizovati uzročnika pobude.

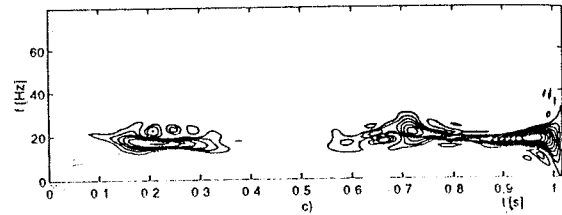
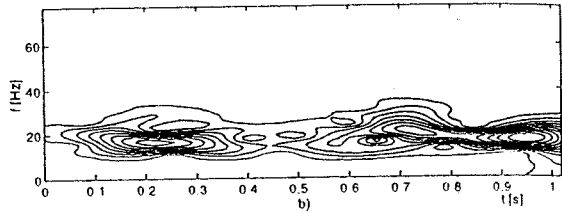
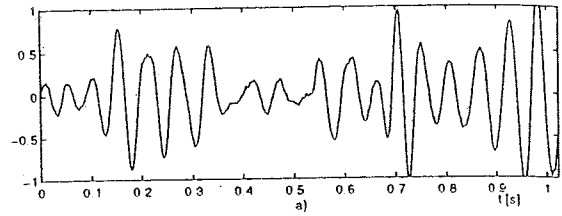
U vremensko-frekvencijskoj analizi nije razmatran uticaj širine i oblika prozorske funkcije na vremensko-frekvencijsku rezoluciju, odnosno, identifikaciju i vremensku lokalizaciju uzročnika pobude. Međutim, ukoliko bi se posmatrali ekstremni slučajevi, kao na primer, signal dobijen od grupe pešaka, vremenska lokalizacija koja je bitna za određivanje njihovog broja, zavisila bi od širine prozora, a samim tim i frekvencijska rezolucija. U tom slučaju morao bi da postoji kompromis tako da se sa jedne strane, dobrom vremenskom lokalizacijom odredi tačan broj koraka u jedinici vremena, a sa druge strane, dobrom frekvencijskom rezolucijom potvrdi da je reč o pešacima kao uzročnicima pobude.

LITERATURA

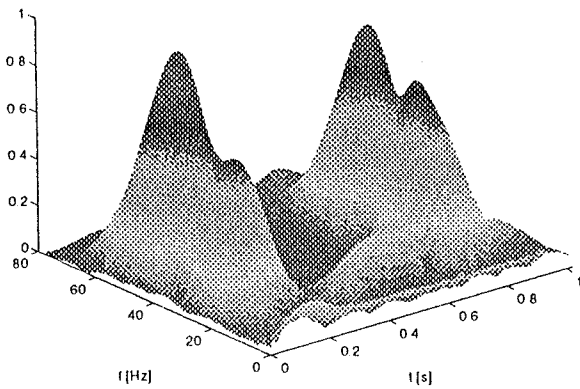
- [1] J.B. Allen, "Short term spectral analysis, synthesis, and modification by discrete Fourier transform," *Proc Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-25, pp. 235-238, June 1977.
- [2] J.B. Allen and L.R. Rabiner, "A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis," *Proc IEEE*, vol. 65, 1977. pp 1558-1566, Nov. 1977.



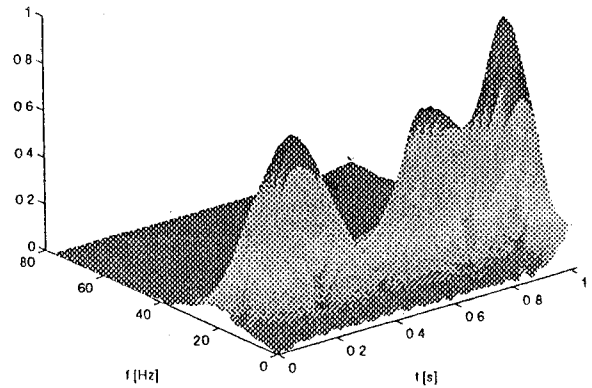
SI 1. a) Signal pešaka u vremenu,
b) Konturni presek spektograma,
c) Konturni presek PW distribucije



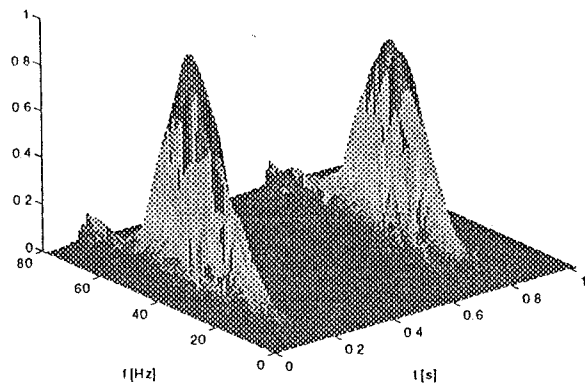
SI 4. a) Signal automobila u vremenu,
b) Konturni presek spektograma,
c) Konturni presek PW distribucije



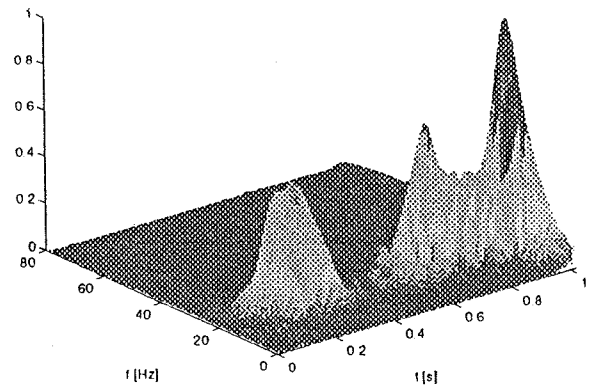
SI 2 Spektogram signala pešaka



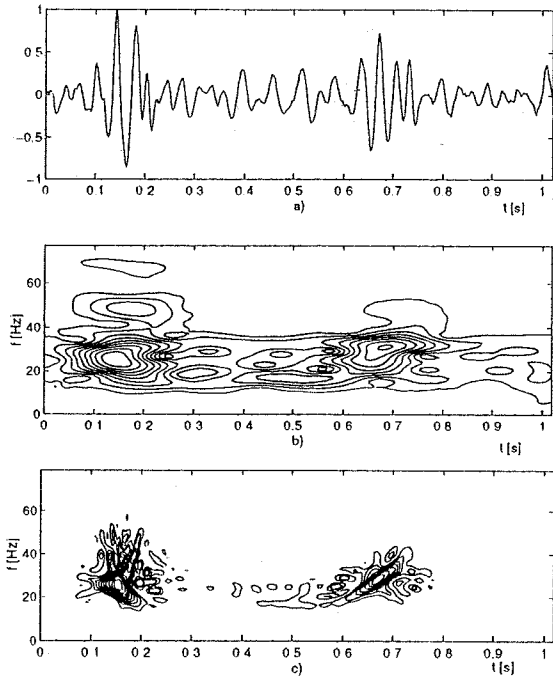
SI 5 Spektogram signala automobila



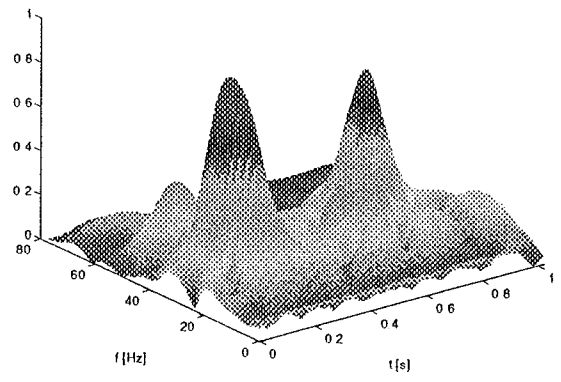
SI 3 PW distribucija signala pešaka



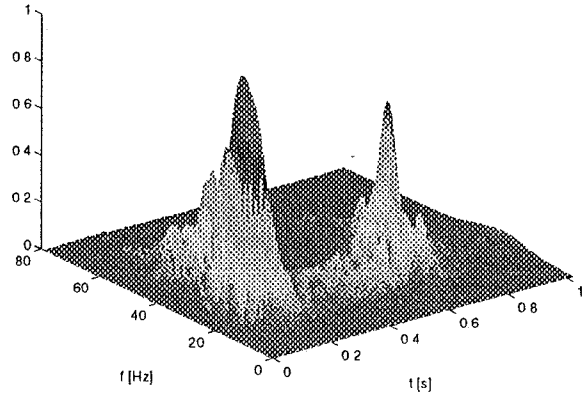
SI 6 PW distribucija signala automobila



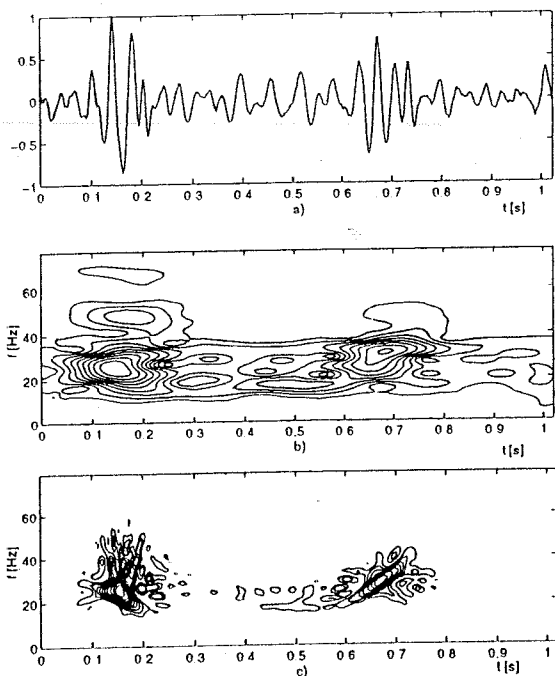
SI 7. a) Signal pešaka i automobila u vremenu,
 b) Konturni presek spektograma,
 c) Konturni presek PW distribucije



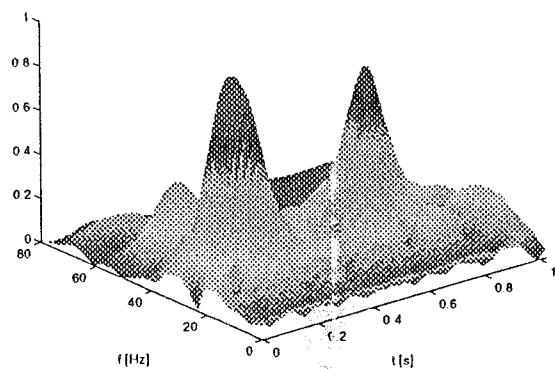
SI 8 Spektogram signala
 pešaka i automobila



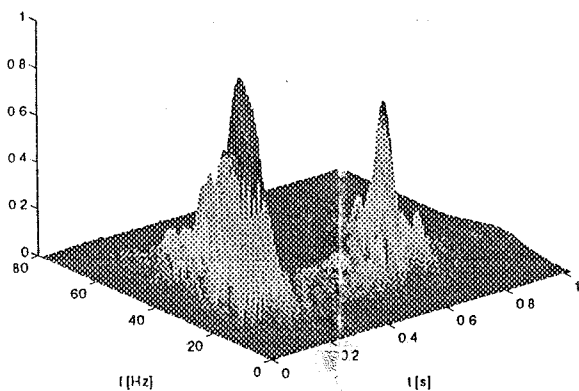
SI 9 PW distribucija signala
 pešaka i automobila



Sl. 7. a) Signal pešaka i automobila u vremenu, b) Konturni presek spektrograma, c) Konturni presek PW distribucije



Sl. 8 Spektrogram signala pešaka i automobila



Sl. 9 PW distribucija signala pešaka i automobila

[3] M.R. Portnoff, "Time-frequency representation of digital signals and systems based on short-time Fourier analysis," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-28, pp. 55-69, Feb. 1980.

[4] L. Cohen, "Generalized phase space distribution functions," *J. Math Phys.*, vol. 7, no. 5, pp. 781-786, 1966.

[5] E.P. Wigner, "On the quantum correction for thermodynamic equilibrium," *Phys. Rev.*, vol. 40, pp. 749-759, 1932.

[6] B. Boashash and P.J. Black, "An efficient real-time implementation of the Wigner-Vill distribution," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, VOL. ASSP-35, pp. 1611-1618, Nov. 1987.

[7] T.A.C.M. Claasen and W.F.G. Mecklenbrauker, "The Wigner distribution, a tool for time-frequency analysis, Part I: Continuous-time signal," vol. 35 no. 3 pp. 217-250; "Part II: Discrete-time signals," vol. 35 no. 4/5, pp. 3276-3300; "Part III: Relations with other time-frequency signal transformations," *Philips J. Res.*, vol. 35, no. 6, pp. 372-389, 1980.

Abstract-In this paper, time series of data of the seismic signals are analysed with the spectrogram or short time Fourier transformation and the Pseudo Wigner-Ville distribution. A good time-frequency resolution is achieved using an appropriate window function. It is presented that the frequency spectrum of a pedestrian seismic signal is wider than frequency spectrum of a car. Hence, it is possible to make an identification and to achieve a good time localization of the source of excitation.

TIME-FREQUENCY ANALYSIS OF SEISMIC SIGNALS

V. S. Stojanović, M. S. Stanković, I. S. Radovanović

Сад
прос
синт
мет
синт
конс
ост
синт
реал

1 У

(тек
као
осне
Пол
за
српс
конс

синт
њих
доб
говс
(за
још

акце
кван
пара
фон

рече
синт
перс
про
чак
про
фре
итд.

25
кван
вазд
Зав
тран
одр
кара
за с
али
Кон
у к

УТИЦАЈ ПРОСОДИЈСКИХ ПАРАМЕТАРА НА КОНСОНАНТЕ У СИНТЕТИЗОВАНИМ РИЈЕЧИМА

Радмила Вукић, Електротехнички факултет у Бањој Луци

Садржај - У раду су дата запажања у погледу утицаја просодијских параметара на одговарајуће параметре за синтезу консонаната. У ријечима синтетизованим по методи "синтезе по правилу" коришћени су сви синтетизовани двогласи српског језика типа консонант-вокал (CV). Синтеза језичких елемената је остварена са Клатт-овим формантним синтетизатором [1], који је у потпуности софтверски реализован на персоналном рачунару.

1. УВОД

Метода синтезе говора на основу правила (текста) користи поступак генерисања говорног сигнала као еквивалента одговарајућег (произвољног) текста на основу фонетских, лингвистичких и других правила. Полазне језичке цјелине које су у раду служиле као база за формирање ријечи и реченица су сви двогласи српског језика типа консонант-вокал, као и сви вокали и консонанти српског ћириличног алфабета.

Један од битних сегмената у овим системима синтезе говора је генерисање просодијских параметара и њихова уградња у синтетизовани говор, а у циљу добијања природнијег, а првенствено разумљивог говора. Иако је овај проблем ријешен у другим земљама (за енглески, кинески, шветски језик и тд.), за наш језик још увијек није.

Један од кључних параметара просодије је акценат ријечи у датом језику који се манифестује кроз квантитативне карактеристике фонема (временски параметри) и квалитативне карактеристике (интензитет фонема, мелодијско кретање основног тона у ријечи).

Синтеза језичких елемената, као и ријечи и реченица је остварена са Клатт-овим формантним синтетизатором, у потпуности симулираним на персоналном рачунару опште намјене. Контролни програми синтезе омогућавају кориснику спецификацију чак 39 улазних параметара, од чега су 20 временски промјенљиви (нпр., фреквенција форманата, фреквенција основног тона F_0 , амплитуда звучности AV итд.)

Познато је да у нашем језику постоји 5 вокала и 25 консонаната. Вокали (а, и, о, е, у) се производе квазипериодичном побудом вокалног тракта импулсима ваздуха, насталим као посљедица осциловања гласница. Зависност површине попречног пресека вокалног тракта од координате-растојања дуж вокалног тракта, одређује резонантне учестаности тракта (форманте) и карактер гласа. Функција површине попречног пресека за сваки глас зависи у првом реду од положаја језика, али и од положаја вилице, усана и у мањој мјери непца. Консонанте по начину произвођења дијелимо у 5 група, у којима три имају и звучне и беззвучне консонанте

(плозиви, фрикативи и африкати), док друге двије (назали и полувокали) су само звучни.

1. Полувокали (ј, в, р, л, љ) имају комплексну акустичку структуру, јер се периодичне фреквенције мијешају са непериодичним фреквенцијама турбулентног или абруптног шума, чиме једна другу неутрализују.
2. Назали (м, н, њ) имају исту акустичку структуру као и полувокали, али разлика је што у њиховој артикулацији учествује и носна шупљина, што овим гласовима фонолошки даје карактеристичну назалност.
3. Фрикативи (ф, з, ж, с, ш, х) стварају тјеснац у вокалном тракту, тако да фонациона струја, пробијајући се кроз тјеснац, ствара карактеристични шум. Ако је фонација праћена радом гласница, онда је по акустичној структури звучна (гласови з, ж).
4. Африкати (ц, ђ, ц, њ, ч) се формирају тако што у медиосагиталном сектору вокалног тракта настаје преграда, која затим прераста у тјеснац, кроз који акумулирана фонациона струја тече под повишеним притиском. И овдје код гласова (ђ, ц) је присутна активност гласница, па су то звучни африкати.
5. Плозиви (д, т, б, п, г, к) такође у медиосагиталној зони вокалног тракта стварају преграду и за вријеме њеног трајања се акумулира фонациона струја, која након уклањања преграде отиче преко усана ван. И овдје активност гласница даје звучне плозиве (д, б, г).

2. УТИЦАЈ ПРОСОДИЈЕ НА СИНТЕЗУ КОНСОНАНАТА

Током синтезе ријечи из двогласа типа консонант-вокал у које су уграђени просодијски параметри (акцент, мелодијско кретање основне учестаности ријечи) [2], параметри консонаната у контролном програму синтезе су такође доживјели измјене у већој или мањој мјери. Анализа је базирана на 87 синтетизованих ријечи. Главни верификатор исправности свих измјена у почетним параметрима синтетизованих ријечи на бази спајања синтетизованих двогласа, су проистекли поредећи их са природно изговореним ријечима.

У табели 1. је дат број ријечи у којима је присутан дати консонант, из укупног скупа од 87 синтетизованих ријечи.

Табела 1. Број ријечи са одговарајућим консонантом

назали	М		Н		Њ	
	10		11		2	
полувокали	Л	Љ	В	Ј	Р	
	15	4	11	11	24	
плозиви	Б	Д	Г	П	Т	К
	9	22	13	9	9	10

фрикативи	З	Ж	Ф	С	Ш	Х
	1	4	2	5	7	2
африкати	Ђ	Џ	Џ	Ђ	Ч	
	2	1	1	3	1	

Запажања у погледу утицаја просодије (трајања и интензитета гласа с обзиром на позицију у ријечи) на синтетизоване консонанте, су:

1. Назали

-Трајање гласа М у иницијалној позицији је дуже и траје (210ms), нарочито ако је испред вибранта Р и на крају ријечи (200ms), што даје ~67% увећања у односу на почетно дефинисано трајање гласа (120ms) у двогласима. Једино у медијалној позицији му је неизмјењено трајање. Интензитет гласа (параметар звучности AV) је доста уједначен са максимумом од 42 (у финалној позицији због краја ријечи) до 47.

-Почетно трајање гласа Н у двогласима је од 120ms до 140ms. Има јако варијабилно трајање у иницијалној позицији (од стандардних 130ms до чак 230ms). Најкраће траје у медијалној позицији између два вокала (65ms или 85ms).

-Назал Њ (почетно трајање у двогласима је 115ms), је био заступљен у малом скупу ријечи због сложености артикулације овог гласа [3], мада се уочава да је у медијалној позицији трајање било нешто веће од почетног (150ms, 160ms у ријечима *лењи* и *лењица*).

-Уочава се да је ниво интензитета свих назала у медијалној позицији углавном константан, да би се у транзицијама са сусједним гласовима тај ниво ускладио са сусједним нивоима, без наглих скокова вриједности параметра AV .

-Код неких ријечи је присутна назализација сусједног вокала (прво *а* у ријечи *Мара*), остварена повећањем параметра $B1$ (опсега првог форманта) у првој половини трајања вокала.

2. Полувокали:

-Полувокал Л у двогласима траје од 120 до 160ms у синтетизованим ријечима има значајну варијацију трајања од 50ms до 215ms, при томе у иницијалној позицији су веће вриједности, а у медијалној зависно од окружења. Параметар интензитета гласа је у медијалној позицији углавном константан 44, или је у благом успону, односно паду, зависно од окружења, док у иницијалној позицији има свој интервал успостављања до стационарне вриједности од 44.

-Полувокал Љ у двогласима има трајање 110ms до 150ms и карактеристично дугу транзицију од 100ms. Због сложености артикулације овог гласа је мали скуп ријечи у којима се појављује, па недостају значајнија запажања с обзиром на утицај просодије.

-Полувокал В има почетно трајање од 70 до 90ms, што је углавном задржано и у синтетизованим ријечима, једино у иницијалној позицији испред полувокала Р и вокала предњег реда Е и И је продужено трајање на 150ms, односно 110ms. У медијалној позицији интервокалско В најкраће траје [4] (код нас у ријечи *човек* траје 40ms).

-Полувокал Ј у почетним двогласима траје 110ms, односно 120ms. Заступљена је већа варијација трајања гласа у синтетизованим ријечима у опсегу од 50ms до 155ms, иако је у већини ријечи трајање 120ms. Трајање транзиције је карактеристично велико за овај глас, 80ms, мада у зависности од окружења може да иде на

минималних 20ms, када се налази уз кратко акцентоване вокале

-Полувокал Р има најсложенију артикулацију у односу на све гласове нашег језика и заслужује посебну пажњу при синтетизовању ријечи. Основна артикулациона карактеристика овог гласа је треперење, одакле му назив вибрант. Разликујемо вокално и консонантско Р. Вокално Р у потпуности преузима улогу носноца слога, а оно тиме постаје носилац просодијских обиљежја слога у ријечи. Према томе, трајање гласа Р у синтетизованим ријечима је промјенљиво. Прво, трајање вокалног Р (у ријечи *врлина* - кратко ненаглашено *р* и краткосилазно акцентовано *р* у ријечи *мрва*) је веће од консонантског Р, а унутар вокалног Р, веће је код дугих него код кратких акцената. Просјечно трајање вокалног Р, с обзиром на просодијске карактеристике је од 93ms до 190ms. Консонантско Р је углавном уједначеног трајања (око 50ms или 68ms), без обзира на позицију у ријечи. Ово је уједно и најкраћи глас у овој групи. Параметар интензитета овог гласа има карактеристичан скок амплитуде од максималне на минималну вриједност ($AV_{\text{мин}} \approx 20$, $AV_{\text{макс}} \approx 48$), које наступају или у средини гласа, или у транзицијама према другим гласовима.

3. Пловиви

-Сви пловиви имају карактеристичне параметре фрикции (амплитуде AF) и аспирације (амплитуде AH), а звучни пловиви и амплитуду звучности AV .

-У синтетизованим ријечима, трајање звучних пловива (Б, Д, Г) је претрпило знатне промјене у односу на почетне двогласе. Иначе, правилно подешавање трајања консонаната много доприноси да синтетички говор звучи природно. Уочава се посебно да у медијалној позицији скраћивање ових гласова до минималних вриједности (испод којих не треба ићи, јер то утиче на убрзан темпо изговора ријечи), доприноси да синтетички говор природније звучи. На примјер, за глас Б минимална вриједност трајања је 70ms (почетна вриједност је била 140ms, 165ms), за Д је око 80ms (почетна вриједност је 140ms, 170ms), за Г је исто 80ms (почетна вриједност је 95 и 135ms).

-Сви беззвучни пловиви (П, Т, К) имају карактеристичан интервал паузе, тишине (тј. интервал оклузије који је иначе присутан код свих пловива) прије отварања пута ваздушној струји кад наступа експлозија, прасак (дефинисан амплитудом фрикции AF), да би после тога наступио интервал аспирације (амплитуда аспирације AH). Да би се ови гласови јасно диференцирали при слушању, правилно дефинисање интервала паузе (оклузије) између гласова је јако битно. Када је пловив на почетку ријечи, интервал паузе може бити нула, али у споју са другим ријечима у реченици мора бити правилно дефинисан. Запажено је да код гласа К, оклузија не смије ићи испод 30ms, а када је глас у финалној позицији, та пауза мора бити већа, бар 90ms (ријечи *век* и *човек*).

4. Фрикативи

-Уочава се да је почетно трајање звучних фрикатива (З и Ж) од 240ms предуго и смањено је у синтетизованим ријечима за око 50% (на 120ms или 140ms), са изузетком када се глас јавља у иницијалној позицији испред

дугоакцентованих вокала, када може задржати почетно трајање.

Код безвучних, шумних фрикатива у медијалној позицији уочава се скраћење трајања од почетних 240ms за око 50%, док у иницијалној и финалној позицији, трајање може остати непромјењено. Према томе, код свих фрикатива када се нађу уз акцентовани вокал, није потребно битније скраћење трајања, да би остварили укупну наглашеност слога. Код звучних фрикатива, наглашености слога доприноси и повећање амплитуде звучности AVS у односу на дефинисану почетну вриједност, множењем са фактором 1.2 (на примјер у ријечи *жива* повећање параметра је са 41 на 51).

5. Африкати

У овом скупу није било много синтетизованих ријечи, јер је ова група гласова најтежа за изговор па тиме и најрјеђа (познато правило које је поставио Зипф да је учестаност фонема у обрнутој сразмјери са тежином његовог изговора - Ђ има фреквенцију у нашем језику 0.229% а Џ свега 0.029%[3]. И овдје је присутан интервал оклузије након које настаје фрикатива са дефинисаном амплитудом AF , али због малог скупа ријечи, не могу се битнији закључци извући.

3. ЗАКЉУЧАК

Након синтетизовања 87 ријечи и уградње неких просодијских параметара (квалитативног и квантитативног аспекта акцента, као и мелодије ријечи) обављен је субјективни чујни тест са 10 необучених слушалаца старосне доби од 15 до 48 година. Тест разумљивости је дао 86% разумљивост ријечи, а разумљивост вокала у ријечима је била 100%. На нешто смањену разумљивост ријечи, утицала је највише недовољна подешеност свих параметара консонаната у почетним двогласима, посебно оних гласова који су најсложенији у својој артикулацији па је и њихова синтеза најтежа. Томе доприноси и недовољна подешеност параметара консонаната када се нађу у свим варијантама гласовног окружења, чему би у следећим истраживањима требало посветити пажњу.

Општи закључак је, да правилно подешавање трајања консонаната много доприноси природности синтетизованог говора, а нарочито њихово довољно скраћење у медијалној позицији. При томе, не смије се ићи испод одговарајућих минималних вриједности за сваки консонант, јер у том случају долази до убрзаног и неприродног темпа синтетизованог говора.

Углавном, сви консонанти су краћи у медијалној позицији од оних у иницијалној и финалној позицији у синтетизованој ријечи, мада би се овај проблем требао детаљније испитати код ријечи у саставу реченица.

За јасну диференцираност при слушању безвучних плозива (П, Т, К), јако је битно правилно дефинисање интервала оклузије

Интензитет звучних консонаната (амплитуда AV) у медијалној позицији је доста уједначеног нивоа, а у транзицијама према сусједним гласовима је усклађен ново, чиме се избегавају било какви амплитудни скокови.

С обзиром да квантитативни параметри консонаната (трајање и интензитет као елементи просодије) доста доприносе природности синтетизованог говора (да говор звучи "сливено"), остаје задатак да се у овом правцу врше даљња истраживања.

ЛИТЕРАТУРА

1. D. H. Klatt: "Software for a cascade/parallel formant synthesizer", *J. Acoust. Soc. Am.*, 67(3), p 971-995, Mart 1980.
2. Р. Вукић: "Уградња неких просодијских параметара у синтетизовани говор српског језика", докторска дисертација, Електротехнички факултет, Бања Лука, 1998.
3. Т. Томић: "Статистичка анализа српскохрватског текста помоћу рачунара", посебно издање бр. 4, *Институт за језик и књижевност у Сарајеву*, стр. 221-235, Сарајево, 1978.
4. В. Крајишник: "Квантитативне и спектралне карактеристике сонаната", Филолошки факултет, Београд, 1994.
5. А. Пецо: "Основи акцентологије српскохрватског језика", треће издање, Научна књига, Београд 1985.
6. Р. Симић, Б. Остојић: "Основи фонологије српскохрватског књижевног језика", Титоград, 1981.
7. I. H. Witten: "Principles of computer speech", Academic Press, Inc., 1982.
8. E. Levison, J. P. Olive, J. S. Tschirgi: "Speech Synthesis in Telecommunications", *IEEE Communications Magazine*, pp 46-53, november 1993.
9. B. Gold and L. R. Rabiner: "Analysis of Digital and Analog Formant Synthesizers", *IEEE Trans., Audio Electroacoust.*, AU-16, p 81-94, 1968.
10. L. R. Rabiner, R. W. Schafer: "Digital processing of speech signals", Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1978.

Abstract - In this paper I give a discussion about influence of parametars prosodie into corresponding parametars synthesis consonants. The words has synthesized by method of "synthesis by rule", but with using all the synthesized CV silables of Serbian. The synthesis a elements of language has realized by Klatt's software formant synthesizer.

THE INFLUENCE OF PARAMETARS PROSODIE INTO CONSONANTS IN SYNTHETIC WORDS

Радмила Вукић

RAČUNANJE FERMAT-OVE TRANSFORMACIJE NIZOVA ČIJI ELEMENTI PRIPADAJU KONAČNOM SKUPU CIJELIH BROJEVA

Zdenka Babić, *Elektrotehnički fakultet Banjaluka*

Sadržaj: Fermat-ova transformacija (FNT), kao specijalan slučaj numeričke teoretske transformacije (NTT), je podesean alat za egzaktno računanje konvolucije. Budući da zahtijeva samo sabiranje i šiftovanje a ne i množenje, s tim da se cijena plaća velikim dužinama riječi, posebno je pogodna za računanje konvolucije kratkih nizova. Paralelnim procesiranjem se rješava problem konvolucije nizova velikih dužina. U ovom radu će biti pokazano kako se, u slučaju da elementi polaznim nizova pripadaju konačnom skupu cijelih brojeva, računanje Fermat-ove transformacije može pojednostaviti. Naime, oni elementi Fermat-ove transformacije čiji je indeks veći od broja bita sa kojim su zapisani članovi polaznog niza, mogu se na jednostavan način izraziti preko samo jednog elementa Fermat-ove transformacije – onog čiji je indeks jednak broju bita sa kojim su zapisani elementi polaznog niza.

1 UVOD

Većina postijećih algoritama za digitalnu obradu signala izvršava operacije nad teoretski beskonačnim skupom racionalnih, realnih ili kompleksnih brojeva. Ali samo teoretski, jer prilikom bilo koje implementacije ovih algoritama taj skup postaje konačan. Takođe, podaci koji prirodno nastaju u svim sistemima za digitalnu obradu signala pripadaju konačnom skupu cijelih brojeva. Algoritmi za osnovne operacije digitalne obrade signala unutar konačnih algebarskih struktura koji se izvršavaju sa beskonačnom tačnošću (egzaktno) zasnovani su na teoriji brojeva [1]. Jedna od osnovnih operacija, konvolucija, zahtijeva matematičke operacije sabiranja i množenja. Svaka od ovih operacija, ako se izvodi nad skupom n -bitnih cijelih brojeva može da naruši zatvorenost. Pretpostavimo npr. da sabiramo dva 16-bitna cijela broja i da nam je na raspolaganju 16-bitna riječ. Ako su najviši biti operanda različiti od nule, za rezultat sabiranja je neophodna 17-bitna riječ. Da bi održali zatvorenost neophodno je izvršiti zaokruživanje. Međutim, operacija zaokruživanja narušava jednakost. Potpuno drugačiji metod računanja zasniva se na modifikovanim definicijama sabiranja i množenja koje održavaju i jednakost i zatvorenost. Kod ovakvog načina računanja dozvoljeno je da međurezultati budu "pogrešni", bitno je da konačni rezultat bude korektan. Jedna od metoda računanja konvolucije nizova čiji elementi pripadaju konačnom skupu cijelih brojeva zasniva se na korištenju numeričke teoretske

transformacije (NTT) [2]. NTT zadržava osobinu beskonačne preciznosti svojstvenu operacijama nad konačnim algebarskim strukturama, te pripada klasi egzaktnih algoritama. Struktura NTT je veoma slična DFT, te je moguće koristiti algoritme analogne FFT algoritmima [3] za njeno brže izračunavanje.

2 MOD-M ARITMETIKA

Neka su x i M cijeli brojevi. Tada možemo pisati

$$x = rM + s, \quad (1)$$

gdje je r cio broj, a $0 \leq s < M$.

Broj M nazivamo modulom, r je količnik, a s ostatak dijeljenja x sa M .

Ako pretpostavimo da su M i s fiksni brojevi, a x i r promjenljivi, onda postoji beskonačno mnogo vrijednosti x za koje relacija (1) vrijedi. Za sve te vrijednosti kažemo da su kongruentne. Dakle, za dva broja x_1 i x_2 kažemo da su kongruentna po modulu M ako dijeljeni sa M daju isti ostatak, i pišemo:

$$x_1 \equiv x_2 \pmod{M} \quad (2)$$

ili

$$\langle x_1 \rangle_M = \langle x_2 \rangle_M \quad (3)$$

Relacije kongruencije (2) i (3) su vrlo slične relaciji jednakosti. Međutim, iz jednakosti dva broja slijedi njihova kongruencija, dok obrnuto vrijedi samo ako su ti brojevi manji od M .

Posmatrajmo konačan skup cijelih brojeva

$\mathcal{G} = \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ sa operacijama '+' i '-' između

dva elementa iz \mathcal{G} definisanim po modulu M . Tada, ako

je $C = A + B$ vrijedi $C = \langle A + B \rangle_M$, i ako je $C = A \cdot B$

vrijedi $C = \langle A \cdot B \rangle_M$. Ako smo uveli sabiranje i množenje po modulu M , onda možemo govoriti i o konvoluciji dva niza po modulu M . Neka je niz c konvolucija nizova a i b :

$$c = a * b \quad (4)$$

Ako sabiranja i množenja prilikom računanja konvolucije nizova a i b izvodimo po modulu M , dobićemo niz d čiji

$$\begin{aligned}
 A(4) &= \langle a(N-1) \cdot 2^{4(N-1)} + \dots + a(4) \cdot 2^{16} + a(3) \cdot 2^{12} + a(2) \cdot 2^8 + a(1) \cdot 2^4 + a(0) \rangle_M = \\
 &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} \cdot 2^{4(N-1)} + \dots + a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} \cdot 2^{16} + a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} \cdot 2^{12} + \\
 &\quad + a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} \cdot 2^8 + a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} \cdot 2^4 + a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} \dots a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle \tilde{A}(4) \rangle_M
 \end{aligned}$$

Primijetimo da zbog šiftovanja zapravo dolazi do "lijepjenja" elemenata polaznog niza. Na sličan način, za $A(5)$ dobijemo:

$$\begin{aligned}
 A(5) &= \langle a(N-1) \cdot 2^{5(N-1)} + \dots + a(4) \cdot 2^{20} + a(3) \cdot 2^{15} + a(2) \cdot 2^{10} + a(1) \cdot 2^5 + a(0) \rangle_M = \\
 &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} \cdot 2^{5(N-1)} + \dots + a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} \cdot 2^{20} + a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} \cdot 2^{15} + \\
 &\quad + a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} \cdot 2^{10} + a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} \cdot 2^5 + a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} 0 \dots a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} 0 a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} 0 a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} 0 a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} 0 a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle \tilde{A}(5) \rangle_M
 \end{aligned}$$

Nastavimo li postupak dalje, primijetićemo da je broj nula između "slijepjenih" elemenata polaznog niza jednak

indeks elementa Fermat-ove transformacije – broj bita sa kojim su zapisani elementi polaznog niza.

$$\begin{aligned}
 A(6) &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} 00 \dots a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} 00 a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} 00 a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} 00 a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} 00 a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle \tilde{A}(6) \rangle_M, \\
 A(7) &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} 000 \dots a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} 000 a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} 000 a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} 000 a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} 000 a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle \tilde{A}(7) \rangle_M, \\
 A(8) &= \langle a_{N-1,3} a_{N-1,2} a_{N-1,1} a_{N-1,0} 0000 \dots a_{4,3} a_{4,2} a_{4,1} a_{4,0} 0000 a_{3,3} a_{3,2} a_{3,1} a_{3,0} 0000 a_{2,3} a_{2,2} a_{2,1} a_{2,0} 0000 a_{1,3} a_{1,2} a_{1,1} a_{1,0} 0000 a_{0,3} a_{0,2} a_{0,1} a_{0,0} \rangle_M = \\
 &= \langle \tilde{A}(8) \rangle_M,
 \end{aligned}$$

itd.

Dakle, $\tilde{A}(5), \tilde{A}(6), \tilde{A}(7), \tilde{A}(8)$, itd..., lako dobijemo iz $\tilde{A}(4)$, ubacivanjem potrebnog broja logičkih nula na unaprijed poznatim mjestima. Na kraju preostaje da se izvede operacija izdvajanja ostatka op modulu M , da bi odredili prave vrijednosti $A(5), A(6), A(7), A(8), \dots$ Fermat-ove transformacije.

Predloženi način računanja Fermat-ove transformacije zahtijeva velike dužine riječi za međurezultate, te je stoga, na sadašnjem stepenu razvoja tehnologije, nepogodan za praktičnu implementaciju kada se radi o dugim nizovima čiji su elementi zapisani sa velikim

brojem bita. Međutim, može da posluži kao dobra teoretska osnova za izvođenje novih algoritama za računanje konvolucije, koji će uzeti u obzir činjenicu da su polazni nizovi u praksi uvijek zapisani sa konačnim brojem bita. Budući da Fermat-ovu transformaciju koristimo za računanje konvolucije, moguće je operaciju konvolucije svesti na množenje samo dva broja zapisana sa velikim brojem bita [4], a zatim koristiti metode paralelnog procesiranja [5].

Dakle, ono što smo kod uobičajenih algoritama za digitalnu obradu signala, čije se operacije teoretski izvršavaju nad beskonačnim skupom racionalnih, realnih

elementi imaju vrijednosti koje su kongruentne vrijednostima odgovarajućih elemenata niza c :

$$d(n) \equiv c(n) \pmod{M} \quad (5)$$

Zanimaju nas slučajevi kada je moguće dobiti niz c računajući niz d . Pretpostavimo da je maksimalna vrijednost elemenata niza c jednaka C_{\max} , a minimalna C_{\min} . Tada, ako je $M > C_{\max} - C_{\min}$, postoji samo jedan broj iz opsega $[C_{\min}, C_{\max}]$ kongruentan sa $d(n)$, i on je jednak $c(n)$. U tom slučaju lako dobijemo $c(n)$ ako izračunamo $d(n)$.

Dakle, za računanje konvolucije možemo koristiti algoritme u kojima ćemo matematičke operacije izvoditi po modulu M , a da konačan rezultat bude korektan. Najinteresantnije su metode brzih transformacija. Za primjenu ovih algoritama neophodno je zadovoljiti određene uslove vezane za dužine nizova i za modul M .

3 NUMERIČKA TEORETSKA TRANSFORMACIJA

Numeričku teoretsku transformaciju (NTT) niza od N cijelih brojeva $x(n)$ po modulu N definišemo sa:

$$X(k) = \left\langle \sum_{n=0}^{N-1} x(n) K^{nk} \right\rangle_M, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

gdje je α cio broj, prost u odnosu na M i reda N . Postoji sličnost između NTT i DFT, s tim da je generator

$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ zamijenjen sa α , čiji je N -ti stepen kongruentan sa 1 i računanje se izvodi po modulu M . Zato se mogu koristiti algoritmi analogni brzom Fourier-ovoj transformaciji (FFT), pod uslovom da je N složen broj koji zadovoljava uslove za postojanje FFT algoritama. Po analogiji sa DFT inverzna NTT ima oblik

$$x(n) = \left\langle N^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) K^{-nk} \right\rangle_M, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

Negativan eksponent od α ima smisla jer svi članovi ovog periodičnog eksponencijalnog niza imaju multiplikativne inverzije.

Ako su M i N medjusobno prosti, onda postoji i multiplikativna inverzija od N , tj., N^{-1} .

Po analogiji sa DFT, konvolucioni teorem vrijedi i za NTT. To znači da je inverzna NTT proizvoda NTT dva niza kongruentna sa njihovom cirkularnom konvolucijom.

4 FERMAT-OVA TRANSFORMACIJA

Zbog svoje jednostavnosti, od svih NTT je najpoznatija Fermat-ova transformacija (FNT). Transformacioni par je oblika:

$$A(k) = \left\langle \sum_{n=0}^{N-1} a(n) 2^{nk} \right\rangle_M, \quad M = 2^{2^m} + 1, \quad N = 2q = 2^{m+1}$$

$$a(n) = \left\langle 2^{-t} \sum A(k) 2^{-nk} \right\rangle_M, \quad t = 2^{m+1} - m - 1 \quad (9)$$

Primijetimo da se kod računanja FNT javlja samo sabiranje i množenje stepenom od 2. To ostaje tačno i kod primjene FFT algoritama na ovu transformaciju. Računanje FNT je egzaktno, pa nema potrebe za aritmetikom tekućeg zareza, provjerom prekoračenja slično.

Ipak, treba razmotriti i nedostatke ove tehnike. To su: ograničenja modula, dužine transformacije i izbora α . Činjenica da je rezultat egzaktno podrazumijeva da se koriste veliki moduli, a to znači da je neophodna velika dužina riječi.

Numerička teoretska transformacija je pogodna za računanje konvolucije nizova sa malim brojem elemenata. Zbog toga se konvolucija nizova velikih dužina svodi na više konvolucija nizova manjih dužina, pri čemu se ove konvolucije u malom broju tačaka mogu izvoditi paralelno.

5 RAČUNANJE FERMAT-OVE TRANSFORMACIJE NIZOVA CIJELIH BROJEVA

Pretpostavimo da su elementi originalnih nizova zapisani sa konačnim brojem bita, što je praksi najčešći slučaj. Radi lakšeg razmatranja, uzmimo da je svaki element polaznog niza zapisan sa 4 bita, i predstavimo ga u obliku:

$$a(n) = a_{n,3} a_{n,2} a_{n,1} a_{n,0}, \quad a_{n,i} = \{0,1\}, \quad i = 0,1,2,3. \quad (10)$$

Posmatraćemo vrijednosti transformacije za $k \geq 4$. Za $k=4$ imamo:

ili kompleksnih brojeva, smatrali ograničavajućim faktorom zbog greške zaokruživanja i odsijecanja bita, kod egzaktnih algoritama možemo iskoristiti da pojednostavimo i ubrzamo njihovo izvršavanje.

6 ZAKLJUČAK

Numerička teoretska transformacija, a posebno Fermatova transformacija kao njen specijalni slučaj, pogodne su za egzaktno računanje konvolucije. Zbog analogije sa DFT moguće je koristiti FFT algoritme za računanje NTT. FNT je naročito pogodna za računanje konvolucije kratkih nizova, dok pri većim dužinama nizova zahtijeva rad sa velikim dužinama riječi. Kada elementi polaznog niza pripadaju konačnom skupu cijelih brojeva, odnosno kada su zapisani sa konačnim brojem bita, što je u praksi najčešći slučaj, računanje elemenata Fermat-ove transformacije sa indeksom većim od broja bita se lako izvodi na osnovu elementa sa indeksom koji je jednak broju bita. Na osnovu ovoga i računanje konvolucije se može svesti na samo jedno množenje dva broja zapisana sa velikim brojem bita. Problem rada sa velikim brojevima rješava se paralelnim procesiranjem, primjenom teorije brojeva.

Do sada smo, pri implementaciji uobičajenih algoritama digitalne obrade signala čije se operacije teoretski izvršavaju nad beskonačnim skupom racionalnih, realnih ili kompleksnih brojeva, konačnu dužinu riječi smatrali ograničavajućim faktorom zbog greške zaokruživanja i odsijecanja bita. Ali ako posmatramo egzaktno algoritme za digitalnu obradu signala, činjenica da su ulazni podaci zapisani sa konačnim brojem bita može da bude osnova za razvoj novih, bržih algoritama.

LITERATURA

- [1] J.H. Mc Clellan and C.M. Rader: *Numer Theory in Digital Signal Processing*, Prentice Hall, Inc., 1979.
- [2] T.H. Cormen, C.E. Leiserson and R.L. Rivest: *Introduction to Algorithms*, The MIT Press, 1997.
- [3] R.E. Blahut, *Fast Algorithms for Digital Signal Processing*, Addison-Wesley, 1985.
- [4] Z Babić: "An efficient convolution algorithm over finite integer rings with arbitrary chosen level of parallelism", The 6th IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS'98), Melbourne 4-6. November 1998. (accepted paper)
- [5] H. Krishna, B. Krishna, K.-Y. Lin and J.-D. Sun: *Computational Number Theory and Digital Signal Processing*, CRC Press, 1994.

Abstract – This paper presents a new way to Fermat transform computation when elements of input sequences are finite integers. In this case, the elements of Fermat transform with indexes greater than number of bits in input elements can be computed from the only one element of Fermat transform which has an index equal to the number of bits in the input elements.

FERMAT TRANSFORM COMPUTATION WHEN THE ELEMENTS OF SEQUENCES ARE FINITE INTEGERS

Zdenka Babić

IZVOĐENJE KOEFICIJENATA OPTIMALNOG FILTRA IZ KOEFICIJENATA PREDIKTORA

Petar Hinić, Zdenka Babić, *Elektrotehnički fakultet Banja Luka*

Sadržaj. U ovome raru je korištena teorija Wienerovog filtra da se optimizira projektovanje linearnog prediktora unapred u smislu minimalne varijanse za stacionarni u širem smislu vremenski diskretni stohastički proces. Pokazano je interesantno poređenje Wiener-Hopflih jednačina za linearnu predikciju sa Yule-Walkerovim jednačinama za autoregresivni model.

1. UVOD

Posmatrajmo podatke Z_{n-m}^{n-1} , na sl.1, koji predstavljaju zatvoreni linearni podprostor Hilbertovog prostora koji je razvučen nad skupom podataka mjerenja: $\{z(n-1), \dots, z(n-m)\}$. Iz ovog skupa se procjenjuje naredni podatak $z(n)$ koji ne pripada gornjem skupu, čiju procjenu (estimat) označavamo sa $\hat{z}(n)$, a grešku procjene sa $e_m^f(n)$. Ovu estimaciju nazivamo linearnom predikcijom „unapred“ (u budućnost). Gledano na vremenskoj osi buduće vrijeme je iza sadašnjeg vremena, a prošlost je ispred sadašnjeg vremena. Tumačenje naziva „unpred“ je u saglasnosti sa definicijom vremena, jer ako se već zna danas, što će se dogoditi sutra ili narednih dana, a kako je danas ispred sutra, to znači da unarijed znamo što će se dogoditi u budućem vremenu t_n .

Posmatraćemo stacionarni slučaj proces $\{z(t)\}$ i Hilbertov prostor, razvučen nad $z(t)$. U skladu sa uvedenim oznakama, sa Z_n^{n+k} , označićemo, za $k>0$, zatvoreni linearni podprostor prostora H koji je razvučen nad $\{z(n), \dots, z(n+k)\}$; Z_n^{n+k} za $k<0$, je prazan prostor. Za svaki element $z(i)$ iz H, sa $\hat{z}(i|Z_n^{n+k})$ označavaćemo ortogonalnu projekciju $z(i)$ na Z_n^{n+k} , tako da je

$$E\left\{z(i) - \hat{z}(i|Z_n^{n+k})\right\}z(j) = 0 \quad j = n, \dots, n+k \quad (1)$$

i slika: 1 i 2.

Zadržaćemo oznaku $\hat{z}(n)$, umjesto $\hat{z}(n|Z_{n-m}^{n-1})$, za procjenu podatka $z(n)$ iz m podataka. Prelaz filtra reda m , na filter reda $m+1$, je zapravo konverzija

$$\hat{z}(n|Z_{n-m}^{n-1}) \rightarrow \hat{z}(n|Z_{n-m-1}^{n-1}) \quad (2)$$

Pretpostavimo da procesiramo kompleksni signal i da želimo procjeniti odmjerač ovoga signala $z(n)$, na osnovu linearne kombinacije prošlih m odmjerača

$$\hat{z}_m^f(n) = -\sum_{k=1}^m a^f(k)z(n-k) \quad (3)$$

U jednačini (3), $\hat{z}_m^f(n)$ predstavlja procjenu signala $z(n)$ u trenutku n , iz m prošlih odmjerača. U gornjem indeksu upisano je slovo f koje potiče od engleske riječi forward. Sa $a^f(k)$ su označeni koeficijenti linearne predikcije unapred (LPF).

Na sl.1 prikazane su i definisane greške linearne predikcije

2. GREŠKE PREDIKCIJE

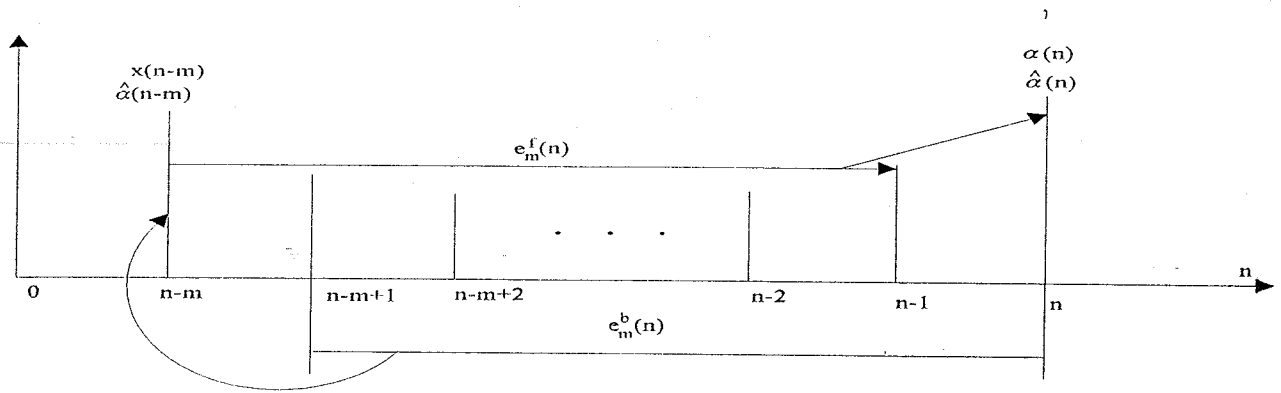
Trenutna greška. Trenutna greška je definisana kao razlika između stvarne i procjenjene vrijednosti odmjerača signala

$$e_m^f(n) = z(n) - \hat{z}_m^f(n)$$

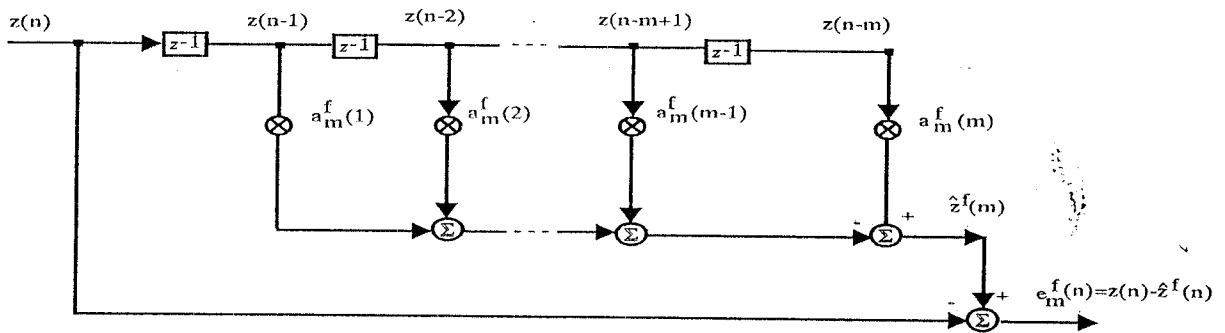
Veza između grešaka predikcije kao i procjenjene vrijednosti neke veličine iz skupa podataka biće lakše razumjeti pomoću jednačina

$$e_m^f(n) = z(n) - \hat{z}_m^f(n) = z(n) + \sum_{k=1}^m a_m^f(k)z(n-k) \quad (4)$$

$$e_m^b(n) = z(n-m) - \hat{z}_m^b(n-m) = z(n-m) + \sum_{k=1}^m a_m^b(k)z(n-m+k) = z(n-m) + \sum_{k=0}^{m-1} a_m^b(m-k)z(n-k) \quad (5)$$



sl.1 Greška predikcije



sl.2 FIR prediktor

Srednjekvadratna greška. Srednjekvadratna greška ili funkcija rizika za kompleksni signal, definisana je kao unutrašnji proizvod u Hilbertovom prostoru

$$\begin{aligned}
 J^f &= \mathbf{E} \left[e^f(n) e^{f*}(n) \right] = \mathbf{E} \left[\left| e^f(n) \right|^2 \right] = \mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} \left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\}^* \right] \\
 &= \mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} \left\{ z^*(n) - \hat{z}^{f*}(n) \right\} \right]
 \end{aligned} \tag{6}$$

3. IZVOĐENJE KOEFICIJENATA PREDIKTORA

Koristeći teoremu ortogonalne projekcije, funkcija greške se svodi na slijedeći oblik

$$\begin{aligned}
 J^f &= \mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} z^*(n) \right] = \mathbf{E} \left[z(n) z^*(n) \right] - \mathbf{E} \left[\hat{z}^f(n) z^*(n) \right] \\
 &= r(0) + \mathbf{E} \left[\sum_{k=1}^m a(k) z(n-k) z^*(n) \right] = r(0) + \sum_{k=1}^m a(k) r(-k) = r(0) + \sum_{k=1}^m a(k) r^*(k)
 \end{aligned} \tag{7}$$

jer je $e^f(n) \perp \hat{z}^f(n)$, tako da je

$$\mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} \left\{ -\hat{z}^{f*}(n) \right\} \right] = \mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} \left\{ \sum_{k=1}^m a^*(k) z^*(n-k) \right\} \right] = 0 \tag{8}$$

Budući da je $a^*(k) \neq 0$, slijedi da je

$$\mathbf{E} \left[\left\{ z(n) - \hat{z}^f(n) \right\} z^*(n-k) \right] = 0 \quad k=1, \dots, m$$

odnosno

$$\mathbf{E} \left[\left\{ z(n) + \sum_{k=1}^m a(k) z(n-k) \right\} z^*(n-j) \right] = 0, j=1, \dots, m \tag{9}$$

Prebacivanjem člana van sume na desnu stranu jednačine dobija se

$$\mathbb{E} \left[\sum_{k=1}^m a(k) z(n-k) z^*(n-j) \right] = -\mathbb{E} [z(n) z^*(n-j)] \quad j=1, \dots, m \quad r(0) + \sum_{k=1}^m a_m^{*f}(k) r(k) = J_m^{*f} \quad (11)$$

ili poslije primjene operatora E predhodna jednačina se svodi na

$$r^*(j) + \sum_{k=1}^m a_m^{*f}(k) r^*(j-k) = 0 \quad j=1, \dots, m$$

$$\sum_{k=1}^m a(k) r(j-k) = -r(j) \quad j=1, \dots, m \quad (10)$$

čiji matični zapis izgleda

Jednačine (7) i (10), najzad ćemo napisati u konjugovano kompleksnom obliku

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \dots & r(m) \\ r^*(1) & r^*(0) & r^*(-1) & \dots & r^*(1-m) \\ r^*(2) & r^*(1) & r(0) & \dots & r^*(2-m) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(m) & r^*(m-1) & r^*(m-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_m^{*f}(1) \\ a_m^{*f}(2) \\ \vdots \\ a_m^{*f}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{\min}^{*f} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Koristeći svojstvo da je $r(-k) = r^*(k)$ gornja matična jednačina se svodi na

$$\begin{bmatrix} r(0) & r(1) & r(2) & \dots & r(m) \\ r^*(1) & r(0) & r(1) & \dots & r(m-1) \\ r^*(2) & r(-1) & r(0) & \dots & r(m-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r^*(m) & r(1-m) & r(2-m) & \dots & r(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_m^{*f}(1) \\ a_m^{*f}(2) \\ \vdots \\ a_m^{*f}(m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{\min}^{*f} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

odnosno poslije particije matrica dobija se

$$\begin{bmatrix} r(0) \mathbf{r}^H \\ \mathbf{r} \mathbf{R}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}_m^{*f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{\min}^{*f} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

gdje je

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r^*(1) \\ r^*(2) \\ \vdots \\ r^*(m) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_m^{*f} = \begin{bmatrix} a_m^{*f}(1) \\ a_m^{*f}(2) \\ \vdots \\ a_m^{*f}(m) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_m = \begin{bmatrix} r(0) \mathbf{r}^H \\ \mathbf{r} \mathbf{R}_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r}^H = [r(1), r(2), \dots, r(m)] \quad (15)$$

Razvojem matične jednačine (14), prepoznaje se funkcija greške

$$J_{\min}^{*f} = r(0) + \mathbf{r}^H \mathbf{a}_m^{*f} \quad (16)$$

i nama već poznata jednačina

$$\mathbf{r} + \mathbf{R}_m \mathbf{a}_m^{*f} = \mathbf{0}$$

Naime zamjenom vektora koeficijenata prediktora sa vektorom koeficijenta optimalnog filtra

$$\mathbf{a}_m^{*f} = -\mathbf{H}_0 \quad (17)$$

dobijamo poznatu Winerovu jednačinu,

$$\mathbf{R}_m \mathbf{H}_0 = \mathbf{r} \quad (18)$$

koja opisuje optimalni linearni filter. U ovom slučaju, vektor \mathbf{r} predstavlja korelacioni (kroskorelacioni) vektor između ulaza i izlaza filtra.

Jednačine (4) su identične sa Jul-Vokervim jednačinama koje opisuju AR- proces. Naime ako jednačinu (4) napišemo u obliku

$$z(n) = -\sum_{k=1}^m a_m^f(k) z(n-k) + e_m^f(n) \quad (19)$$

vidimo da je ova jednačina slična jednačini koja opisuje AR-proces.

4. ZAKLJUČAK

Postoje i dvije razlike između linearne predikcije unapred i AR- procesa. Na ulaz AR- modela dovodi se bijeli šum $w(n)$, na čijem izlazu dobijemo slučajni proces $z(n)$. Kod prediktora na sl.2 je obrnut slučaj: na ulazu djeljenja slučajni signal $z(n)$, a na izlazu dobijemo grešku linearne predikcije unapred $e'(n)$. Ova greška nije u korelaciji sa procjenom $\hat{z}_m^f(n)$, ali nije u opštem slučaju ni bijeli proces, izuzev kada je $z(n)$ generisan kao AR(p) proces i da je $m=p$. U ovom slučaju, greška $e'(n)$, postaje bijeli proces i koeficijenti linearne predikcije biće jednaki koeficijentima AR- procesa, $a'(k)=a(k)$, tako da prediktor greške možemo posmatrati kao bijeli filter.

5. LITERATURA

[1] P. Hinić, Procesiranje signala (knjiga pripremljena za štampu)

Abstract. In this paper we use the Wiener filter theory to optimize the design of a forward predictor in the mean-square sense for the case of a wide-sense stationary discrete-time stochastic process. It is interestingly to compare the Wiener-Hopf equations for linear prediction with the Yule-Walker equations for an autoregressive (AR) model.

DERIVATION COEFFICIENTS OF OPTIMAL FILTER FROM PREDIKTOR'S COEFFICIENTS

Petar Hinić, Zdenka Babić

DIJAGRAM TOKA ESTIMACIJE KOD KALMANOVOG PREDIKTORA ZA SLUČAJNE PROCESSE

Petar Hinić, Zdenka Babić, *Elektrotehnički fakultet Banja Luka*

Sadržaj- U ovome radu dat je sažetak procesiranja Kalmanovog filtra, sa datim početnim uslovima, na bazi algoritma jednostepene predikcije. Za ovaj filter priložen je signalni graf koji predstavlja jednačine za estimaciju vektora stanja, u uslovima stacionarnog i nestacionarnog šuma.

1. UVOD

Kalman je prvi razvio rekurzivni filter u prostoru stanja. Problem je sveo na rješavanje minimalne srednjekvadratne estimacije. Poznato je da se ovaj

$$\hat{x}(k|k-1) = E[x(k)|Z_{k-1}] \quad \text{gdje je } Z_{k-1} = \{z(1), z(2), \dots, z(k-1)\} \quad (1)$$

za skalarni slučaj i

$$\hat{x}(k|k-1) \doteq E[x(k)|Z_{k-1}] \quad \text{gdje je } Z_{k-1} = \{z(1), z(2), \dots, z(k-1)\} \quad (2)$$

za slučaj da su vektori elementi skupa. To znači da u srednjekvadratnoj estimaciji varijable stanja $x(k)$ koristimo sve podatke mjerenja do vremena t_{k-1} uključujući i podatak u ovome vremenu, tako da jednostepeni prediktor "vidi" narednu tačku u budućnosti. Potsjetimo se da smo grešku predikcije definisali kao

$$f_{n-1}(n) = z(n) - \hat{z}(n|Z_{n-1}) \quad n = 1, 2, \dots \quad (3)$$

gdje je $\hat{z}(n|Z_{n-1})$ jednostepena predikcija naredne slučajne varijable $z(n)$ koja se treba dobiti mjerenjem u trenutku n , koristeći slučajne varijabe $z(1), \dots, z(n-1)$, tako da je red ove predikcije jednak $n-1$. Greška predikcije f_{n-1} je ortogonalna na prošle podatke mjerenja i može se zbog toga posmatrati kao mjera nove informacije u slučajnoj varijabli $z(n)$, dobijenoj u vremenu n , pa je odatle ime "inovacija". Činjenica je da $z(n)$ ne nosi kompletno novu informaciju jer prediktibilni dio $\hat{z}(n|Z_{n-1})$ je već kompletno određen iz podataka $z(1), z(2), \dots, z(n-1)$. Dakle dio podatka mjerenja $z(n)$ koji je

problem može riješiti na više načina, pomoću Baysove uslovne vjerovatnoće, preko inovacionog niza, maksimalne vjerodostojnosti ili na neki drugi način

2. JEDNOSTEPENA PREDIKCIJA

Procjena varijable stanja $x(n)$ pomoću jednostepene predikcije, označava se sa $\hat{x}(k|k-1)$ i jednaka je na osnovu fundamentalnog teorema estimacije

zaista novi je sadržan u grešci predikcije $f_{n-1}(n)$. Zato se i zove inovacija.

3. REKURZIVNA ESTIMACIJA

Poslije dobijene ocjene vektora stanja u prostoru $Z(k-1)$, prelazimo na razmatranje ocjene u prostoru $Z(k)$. Da bismo došli do rekurzivne estimacije, razdvojicemo skup podataka $Z(k)$ u dva podskupa $Z(k-1)$ i $z(k)$, tako da uslovno očekivanje prima oblik

$$\hat{x}(k|k) = E[x(k)|Z(k-1), z(k)]$$

Ovaj izraz se komplikuje zato što su $Z(k-1)$ i $z(k)$ zavisne veličine. Prostor mjerenja $Z(k-1)$ zavisi od vektora stanja $x(1), x(2), \dots, x(k-1)$, zato što je $z(i) = H(i)x(i) + v(i)$ ($i=1, 2, \dots, k-1$). Vektor mjerenja $z(k)$ takođe zavisi od vektora stanja $x(k-1)$, jer je $z(k) = H(k)x(k) + v(k)$ i $x(k) = \Phi(k, k-1)x(k-1) + \Gamma(k, k-1)w(k-1)$. Prema tome $Z(k-1)$ i $z(k)$ oba zavise od $x(k-1)$ i zato su zavisni. Zbog Gausove prirode vektora $z(k)$, $Z(k-1)$ i $x(k)$ primjenicemo teoremu o uslovnoj vjerovatnoći

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1|k) &= \hat{E}[x(k+1)|Z(k)] = \hat{E}[x(k+1)|Z(k-1), z(k)] \\ &= \hat{E}[x(k+1)|\{Z(k-1), \tilde{z}(k|k-1)\}] = \\ &= \hat{E}[x(k+1)|Z(k-1)] + \hat{E}[x(k+1)|\tilde{z}(k|k-1)] - \hat{E}[x(k+1)]\end{aligned}\quad (4)$$

Za model signala opisan linearnom vektorskom jednačinom

$$x(k+1) = \Phi(k+1, k)x(k) + \Gamma(k)w(k)$$

napisaćemo jednačine (izvođenje je komplikovano) po kojima se vrši estimacija kod Kalmanovog prediktora:

$$\begin{aligned}K(k+1, k) &= \Phi(k+1, k)P_{\tilde{x}}(k|k-1)H^T(k)[H(k)P_{\tilde{x}}(k|k-1)H^T(k) + R_v(k)]^{-1} \\ \hat{x}(k+1|k) &= \Phi(k+1, k)\hat{x}(k|k-1) + K(k+1, k)[z(k) - H(k)\hat{x}(k|k-1)] \\ P_{\tilde{x}}(k+1|k) &= [\Phi(k+1, k) - K(k+1, k)H(k)]P_{\tilde{x}}(k|k-1)\Phi^T(k+1, k) + \Gamma(k)Q_w(k)\Gamma^T(k)\end{aligned}\quad (5)$$

4. TOK ESTIMACIJE KOD KALMANOVOG PREDIKTORA

Početni uslovi

Počecemo sa poznatim izrazom:

$$\hat{x}(k+1|k) = \Phi(k+1, k)\hat{x}(k|k)$$

Za $k=0$ iz (1) slijedi

$$\hat{x}(1|0) = \Phi(1, 0)\hat{x}(0|0) = \Phi(1, 0)\mu_x(0).$$

Za $k=0$ mjerenje nije počelo, pa imamo samo početnu vrijednost, $\hat{x}(1|0) = \Phi(1, 0)\hat{x}(0|0)$. Najbolja procjena za $x(0|0)$ je $E[x(0)] = \mu_x(0)$, dok još nije počelo mjerenje. Odgovarajuća varijansa greške vektora stanja uzima vrijednost:

$$P_{\tilde{x}}(1|0) = \Phi(1, 0)P_{\tilde{x}}(1|0)\Phi^T(1, 0) + \Gamma(0)Q_w(0)\Gamma^T(0).$$

Vidimo da veličine $\hat{x}(1|0)$ i $P_{\tilde{x}}(1|0)$ dobijamo direktno iz početnih uslova $x(0|0) = E[x(0)] = \mu_x(0)$ i $P_{\tilde{x}}(0|0)$ i odgovarajućih matrica $\Gamma(0)$, $Q_w(0)$ i $\Phi(1, 0)$ koje zavise od statistike šuma mjerenja i ulaznog šuma. Iz ovog proizilazi da za početne uslove možemo uzeti veličine $\hat{x}(1|0)$ i $P_{\tilde{x}}(1|0)$. Ovo je korisno, jer ove veličine možemo direktno uzeti u iterativnoj proceduri.

Da bismo došli do dijagrama toka signala, napisaćemo jednačine (5), za $k=1, 2$. To znači da jednačine vrijede za prvo i drugo mjerenje.

Za $k=1$ slijedi:

$$K(2, 1) = \Phi(2, 1)P_{\tilde{x}}(1|0)H^T(1)[H(1)P_{\tilde{x}}(1|0)H^T(1) + R_v(1)]^{-1}$$

$$\hat{x}(2|1) = \Phi(2, 1)\hat{x}(1|0) + K(2, 1)[z(1) - H(1)\hat{x}(1|0)]$$

$$P_{\tilde{x}}(2|1) = [\Phi(2, 1) - K(2, 1)H(1)]P_{\tilde{x}}(1|0)\Phi^T(2, 1) + \Gamma(1)Q_w(1)\Gamma^T(1)\quad (6)$$

a za $k=2$ slijedi:

$$K(3, 2) = \Phi(3, 2)P_{\tilde{x}}(2|1)H^T(2)[H(2)P_{\tilde{x}}(2|1)H^T(2) + R_v(2)]^{-1}$$

$$\hat{x}(3|2) = \Phi(3, 2)\hat{x}(2|1) + K(3, 2)[z(2) - H(2)\hat{x}(2|1)]$$

$$P_{\tilde{x}}(3|2) = [\Phi(3, 2) - K(3, 2)H(2)]P_{\tilde{x}}(2|1)\Phi^T(3, 2) + \Gamma(2)Q_w(2)\Gamma^T(2)\quad (8)$$

Pažljivim pregledom gornjih jednačina zaključujemo da treba odvojeno posmatrati dva slučaja.

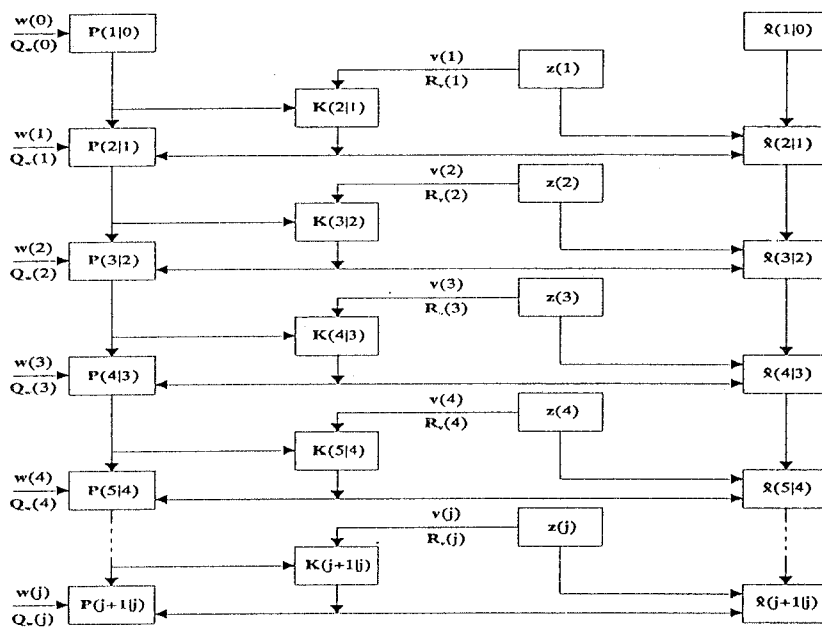
1. Matrica šuma mjerenja $R_v(k)$ se mijenja u toku mjerenja. Iz prethodnih jednačina vidimo da se prva procjena $\hat{x}(1|0)$ vektora stanja $x(1)$ dobija iz početnih uslova i da ne zavisi od prvog mjerenja.

Druga procjena $\hat{x}(2|1)$ vektora stanja $x(2)$ zavisi od prvog mjerenja, i to od vektora mjerenja $z(1)$ i pojačanja $K(2, 1)$ u kojem je uključeno prvo mjerenje preko matrice šuma mjerenja $R_v(1)$. Ostale veličine su poznate i ne zavise od prvog mjerenja u jednačini koja određuje $\hat{x}(2|1)$. Dok još nije počelo drugo mjerenje, izračunava se matrica greške vektora stanja $P_{\tilde{x}}(2|1)$, koja zavisi od $K(2, 1)$, tj. od prvog odmjerka šuma mjerenja, od kojega zavisi matrica $R_v(1)$, kao i od matrice $Q_w(1)$. Ostale veličine su poznate. Matrica $P_{\tilde{x}}(2|1)$ nije bila potrebna u prvom stepenu, već je u prvom stepenu pripremljena za drugi stepen.

Друго мјерење, iskazano u vektoru мјерења $z(2)$, потребно је за добијање процјене $\hat{x}(3|2)$ vektora stanja $x(3)$. U ovom stepenu prvo se израчуна матрица pojačanja $K(3,2)$ koja zavisi od drugog мјерења samo preko матрице шума мјерења $R_v(2)$. Величина $P_x(2|1)$ već је припремљена u prvom stepenu. Ostale величине, $\Phi(3,2)$ и $H(2)$, се израчунавају из познатог облика ових матрица. Sve је припремљено за израчунавање vektora процјене $\hat{x}(3|2)$. Naime, $K(3,2)$ и $z(2)$ су добијени из drugog мјерења, а величина $\hat{x}(2|1)$ из prvog stepena. Matrice

$\Phi(3,2)$ и $H(2)$ možemo unaprijed одредити за svako k . U ovom stepenu израчунаћемо и матрицу greške vektora stanja $P_x(3|2)$, koja nije potrebna u drugom stepenu, već је припремљена за трећи stepen, odnosno за pojačanje $K(4,3)$, koja је opet potrebna за vektor процјене $\hat{x}(4|3)$. Treba naglasiti да матрица $P_x(3|2)$ zavisi од измјерених величина u drugom stepenu, i то од $K(3,2)$ и $Q_w(2)$. Ostale величине су познате.

Ovaj postupak је рекурзиван. Dijagram toka signala за ovaj slučaj приказан је на slicи 1.

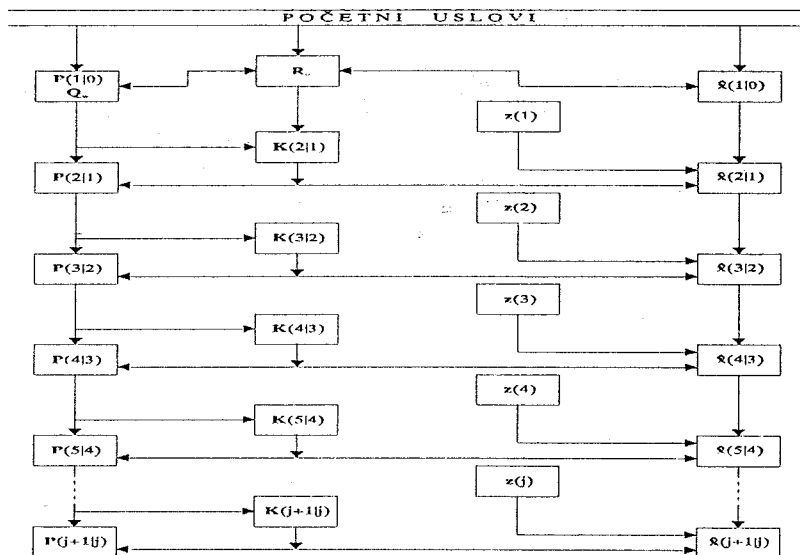


Slika 1.

2. Vektori $w(k)$ и $v(k)$ predstavljaju stacionarne slučajne procese. U ovom slučaju за svako k možemo израчунати matrice $Q_w(k)$ и $R_v(k)$. Ako се pažljivo pogledaju jednačine procesiranja, zaključujemo да за sve stepene možemo израчунати и pojačanje $K(k+1,k)$ и matricu greške vektora stanja $P_x(k+1|k)$. U ovom

slučaju vektor процјене $\hat{x}(k+1|k)$ vektora stanja $x(k+1)$ zavisi samo од prethodne процјене $\hat{x}(k|k-1)$ и одмјерка мјерења $z(k)$.

Dijagram toka signala приказан је на slicи 2.



Slika 2.

Treba napomenuti da se problemi javljaju i prilikom određivanja varijanse ulaznog šuma i šuma mjerenja, odnosno matrica Q_w i R_v , kao i kod određivanja početne srednje vrijednosti i početne varijanse. U prostoru stanja ove veličine se određuju iz fizičke prirode problema ili direktno mjerenjem.

5. ZAKLJUČAK

Na osnovu dijagrama toka estimacije izvodimo zaključak da je procesiranje nestacionarnih signala u realnom vremenu ponekad i nemoguće.

6. LITERATURA

[1] Petar Hinić, Procesiranje signala (Knjiga u štampi).

[2] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, Inc.

Abstract. We present a summary of the Kalman filter, including initial conditions, based on the one-step prediction algorithm. The block diagrams of the Kalman filter based on one-step prediction shows the signal-flow graph representation of equations for computing the state vector of a stationary and nonstationary noise process.

KALMAN PREDICTOR'S FLOW SIGNAL DIJAGRAM FOR NOISY PROCESS

Petar Hinić, Zdenka Babić

OPTIMIZACIJA VREMENSKO - FREKVENCIJSKE KARAKTERISTIKE KOMPRESIVNOG PRIJEMNIKA

Igor S. Simić, VP - 4522 Beograd, e-mail: isimic@imtel.co.yu
Aleksa J. Zejak, Institut IMTEL, B. Lenjina 165B, 11070 N.Beograd

Sadržaj - Na osnovu relacija poznatih u radarskoj tehnici, izvedeni su izrazi za funkciju neodređenosti kompresivnog prijemnika koji opisuju njegove vremensko - frekvencijske karakteristike. U daljim razmatranjima funkcija neodređenosti je primenjena na objašnjenje principa rada kompresivnog prijemnika i inicirala je razvoj algoritma koji optimizuje odsečak vremensko-frekvencijske funkcije kompresivnog prijemnika. U ovom radu prikazan je algoritam i rezultati koji se njime postižu.

1. UVOD

Brzo pretraživanje radio-frekvencijskog spektra, detekcija, identifikacija i eksploatacija signala koji se u njemu nalaze, imaju izuzetno široku primenu u savremenim sistemima za elektronsko izviđanje [1,2,3,4]. Jedan od osnovnih postupaka za analizu spektra je primena kompresivnih prijemnika. Kompresivni (compressive) ili mikrosken (microscan) prijemnik u kratkom vremenskom intervalu skenira široki frekvencijski opseg, detektuje frekvencijske komponente signala u njemu i omogućava njihovo dalje procesiranje. Signal na izlazu kompresivnog prijemnika čini niz vremenski razdvojenih impulsa.

Međutim, signal na izlazu iz kompresivnog prijemnika ima visoke bočne snopove, što mu značajno degradira performanse. Pored ostalih neželjenih efekata, jaki signali svojim bočnim snopovima maskiraju slabe signale, bliske po frekvenciji.

U dostupnoj literaturi [3,5,6,7,8] problem potiskivanja bočnih snopova rešavan je primenom prozorskih funkcija (Hemingova, Heningova, Kajzerova, Blekmanova i sl.). Njihova upotreba omogućava potiskivanje bočnih snopova, ali po cenu smanjenja rezolucije prijemnika. Drugim rečima, zbog upotrebe prozorskih funkcija proširuje se glavni snop odziva kompresivnog prijemnika.

Budući da je ideja o primeni čirpa u kompresivnom prijemniku potekla iz oblasti radarske tehnike, za njegovu interpretaciju pogodnija je radarska funkcija neodređenosti. Takođe, primena radarske funkcije neodređenosti, u interpretaciji rada kompresivnog prijemnika, pružila je nove mogućnosti u rešavanju problema potiskivanja bočnih snopova.

U drugom poglavlju opisan je način rada kompresivnog prijemnika preko čirp transformacije. U trećem poglavlju data je funkcija neodređenosti

kompresivnog prijemnika, a u četvrtom istaknut problem njene optimizacije i dat algoritam kojim se to postiže. Rezultati optimizacije prikazani su u petom poglavlju.

2. KOMPRESIVNI PRIJEMNIK

Kompresivni prijemnik ili, kako se još u literaturi naziva, mikrosken (microscan) prijemnik jeste sklop za analognu Furijeovu transformaciju ulaznog signala. Naziv *mikrosken* potiče iz laboratorija Stanfordskog univerziteta i odnosi se na funkciju prijemnika koji omogućava monitorisanje širokog frekvencijskog opsega (reda nekoliko GHz) u delu mikrosekunde. Naziv *kompresivni* koristi se za ovaj tip prijemnika zbog toga što se izlazni signal komprimuje u uski impuls na svom izlazu. Da bi se napravila terminološka razlika između kompresionog filtera u radaru koristi se naziv kompresivni (a ne kompresioni) prijemnik.

Suštinski, kompresivni prijemnik je širokopojasni prijemnik koji merenjem vremenske pozicije impulsa na izlazu, određuje trenutne frekvencije komponenti ulaznog signala.

U velikom broju radova [1,3,7] pokazano je da se Furijeova transformacija može prikazati u formi konvolucije.

Neka je signal kompleksnog linearnog čirpa dat sledećim izrazom

$$\mu(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\pi kt^2} \quad \text{za } |t| < \frac{T}{2}, \quad (1)$$

gde je k strmina promene trenutne frekvencije i neka je impulsni odziv filtera jednak signalu čirpa sa strminom k suprotnog predznaka, tada konvolucija

$$S(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{j\pi k(t-\tau)^2} dt, \quad (2)$$

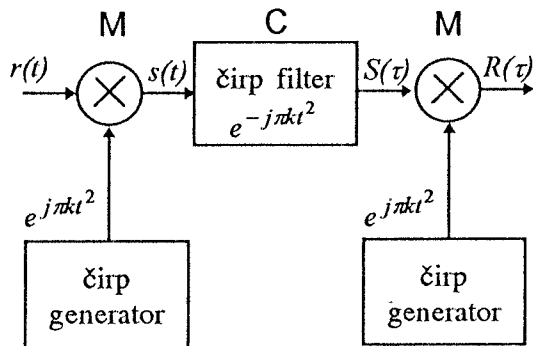
predstavlja Frenelovu transformaciju ulaznog signala $r(t)$ pomnoženog sa signalom čirpa $s(t) = r(t) \cdot e^{j\pi kt^2}$. Filter koji obavlja konvoluciju ulaznog signala pomnoženog sa čirpom naziva se često *konvolver* ili *čirp filter*, a zbog efekta koji dovodi do kompresije ulaznog signala u uski izlazni impuls koristi se i izraz *kompresioni filter*. Ako se izlaz filtera još jednom

pomnoži sa signalom čirpa $R(\tau) = S(\tau) \cdot e^{j\pi k \tau^2}$, dobija se Furijeova transformacija ulaznog signala $r(t)$,

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot e^{-j(2\pi k \tau)t} dt \quad (3)$$

Znači, množenjem ulaznog signala sa signalom kompleksnog čirpa, zatim kompleksnom konvolucijom sa čirpom (Frenelova transformacija) i još jednim množenjem sa kompleksnim čirpom dobija se Furijeova transformacija signala. Furijeova transformacija dobijena na taj način zove se i čirp transformacija i čini suštinu obrade signala koja se u kompresivnom prijemniku obavlja.

Zbog redosleda operacija ova konfiguracija kompresivnog prijemnika označava se sa M-C-M (Multiply-Convolve-Multiply) i prikazana je na slici 1.



Slika 1. Struktura kompresivnog prijemnika M-C-M konfiguracije.

Zamenom operacija konvolucije i množenja mogu se izvesti slične relacije za konfiguraciju kompresivnog prijemnika C-M-C (Convolve-Multiply-Convolve).

Frenelova transformacija signala (2) omogućava da se detektuju frekventijske komponente signala i da se izmeri njihova frekvencija, što je za najveći broj primena dovoljno. Drugim rečima, kompresivni prijemnik u konfiguraciji M-C-M moguće je realizovati sa jednim množačem, konvolverom (M-C) i sklopom za kvadriranje.

Drugo množenje potrebno je izvršiti da bi se zadržala informacija o trenutnoj fazi signala. U primenama kompresivnog prijemnika, gde je ova informacija važna, konfiguracije M-C-M i C-M-C koriste se u celini.

Glavni značaj algoritma za čirp transformaciju je u tome što se operacija konvolucije može efikasno izvršiti pomoću SAW (Surface Acoustic Wave) analognog transverzalnog (čirp) filtera.

3. FUNKCIJA NEODREĐENOSTI KOMPRESIVNOG PRIJEMNIKA

U odnosu na relativno trajanje signala čirpa T_M na prvom množaču i impulsnog odziva kompresionog

filtera (konvolvera) T_C , postoje dva tipa kompresivnih prijemnika [7]:

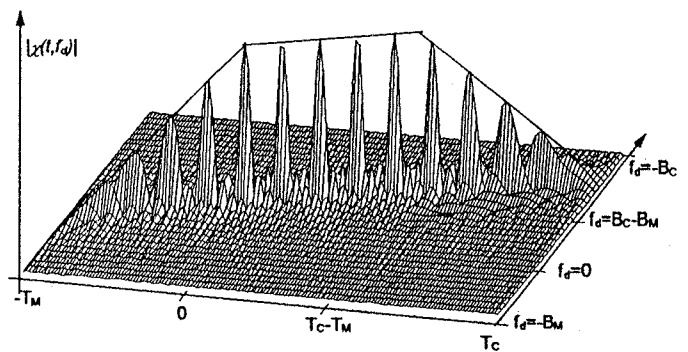
1. M(s)-C(l)-M gde je $T_M < T_C$ i
2. M(l)-C(s)-M gde je $T_M > T_C$.

U najvećem broju aplikacija kompresivni prijemnik se koristi u M(s)-C(l)-M konfiguraciji. U ovom slučaju odziv konvolvera za različite frekventijske pomake signala čirpa, odnosno funkcija neodređenosti $|\chi(t, f)|$ biće

$$|\chi(\tau, f)| = \begin{cases} \frac{\left| \sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \left(1 + \frac{\tau}{T_M} \right) \right] \right|}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & \text{za } -T_M < \tau \leq 0, \\ \frac{\left| \sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \right] \right|}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & \text{za } 0 < \tau \leq T_C - T_M, \\ \frac{\left| \sin \left[\pi T_M (f + k\tau) \left[1 - \frac{\tau - (T_C - T_M)}{T_M} \right] \right] \right|}{\pi \sqrt{T_M T_C} (f + k\tau)} & \text{za } T_C - T_M < \tau \leq T_C. \end{cases} \quad (4)$$

Prethodna relacija izvedena je uz pretpostavku da je najniža frekvencija signala čirpa prvog množača jednaka najnižoj frekvenciji impulsnog odziva konvolvera, a najviša frekvencija čirpa prvog množača manja od najviše frekvencije impulsnog odziva kompresionog filtera.

Na osnovu prethodnog izraza vremensko-frekventijski odziv kompresionog filtera za 14 frekventijskih pomaka $|\chi(t, f)|$ prikazan je na slici 2.



Slika 2. Vremensko-frekventijski odziv kompresionog filtera za M(s)-C(l)-M tip kompresivnog prijemnika.

Može se videti da je za odziv kompresivnog prijemnika M(s)-C(l)-M tipa karakteristično nekoliko intervala:

1. Kada je frekvencija na ulazu manja od $f_a - B_M$, $f < f_a - B_M$, odziv kompresionog filtera jednak je 0.
2. Kada je frekvencija na ulazu veća od $f_a - B_M$, a manja od f_a , $f_a - B_M < f < f_a$, odziv kompresionog filtera po amplitudi linearno raste sa f i maksimalnu vrednost dostiže u $f = f_a$, dok se detekcija na izlazu vrši u intervalu $-T_M < t < 0$.
3. Maksimalna vrednost amplitude ostaje sve dok je $f < f_a + B_C - B_M$, a detekcija se vrši u intervalu $0 < t < T_C - T_M$.

4. Zatim amplituda opada sve dok je $f < f_a + B_C = f_b$, a detekcija na izlazu kompresivnog prijemnika vrši se u intervalu $T_C - T_M < t < T_C$.
5. Posle $f > f_b$ odziv je jednak nuli.

Daljom analizom izraza (4) možemo zaključiti da postoji vremenski pomak centralnog pika za različite pomake frekvencije ulaznog signala. Ova osobina čini suštinu kompresivnog prijemnika. Naime, kompresivni prijemnik omogućava transformaciju frekvencijskog domena u vremenski na taj način što frekvencijski razdvojene komponente ulaznog signala pretvara u vremenski razdvojene komponente izlaznog signala.

Iz izraza (4) može se uočiti da u 2. i 4. intervalu postoji gubitak u amplitudi centralnog pika ako se apsolutna vrednost frekvencijskog pomaka povećava. Član $1 - \tau/T_M$ u izrazu (4) utiče da se u drugom intervalu amplituda linearno menja (opada) sa porastom apsolutne vrednosti frekvencijskog pomaka. Ovaj efekat može se objasniti i u frekvencijskom domenu kao nepoklapanje frekvencijskog opsega ulaznog, frekvencijski pomaknutog signala čirpa, s opsegom kompresionog filtera. Kada je pomak frekvencije negativan dolazi do suženja efektivnog opsega izlaza kompresionog filtera i smanjenja amplitude ulaznog signala.

Na isti način, član $1 - [\tau - (T_C - T_M)]/T_M$ u izrazu (4) utiče na smanjenje centralnog pika u četvrtom intervalu. Drugim rečima, postoji i efektivno smanjenje frekvencijskog opsega signala na izlazu kompresionog filtera za frekvencijske pomake veće od $B_C - B_M$.

U trećem intervalu može se videti da ne postoji član $1 + \tau/T_M$, pa je amplituda odziva kompresionog filtera konstantna. Gledano u frekvencijskom domenu, kada je ulazni frekvencijski opseg pomaknut, ali za vrednost manju od $B_C - B_M$, izlaz kompresionog filtera ima širinu spektra kao i signal na ulazu.

Kao što se na slici 2 vidi, izlazi kompresionog filtera, za različite frekvencijske pomake čirpa na ulazu, ograničeni su trapeznom funkcijom. Ova funkcija u stvari predstavlja kroskorelaciju pravougaonih ovojnica signala čirpa množača i impulsnog odziva kompresionog filtera.

U 2. i 4. intervalu, zbog suženja frekvencijskog opsega signala na izlazu kompresionog filtera, s porastom frekvencijskog pomaka, proširuje se centralni pik.

4. OPTIMIZOVANJE VREMENSKO - FREKVENCIJSKE FUNKCIJE KOMPRESIVNOG PRIJEMNIKA

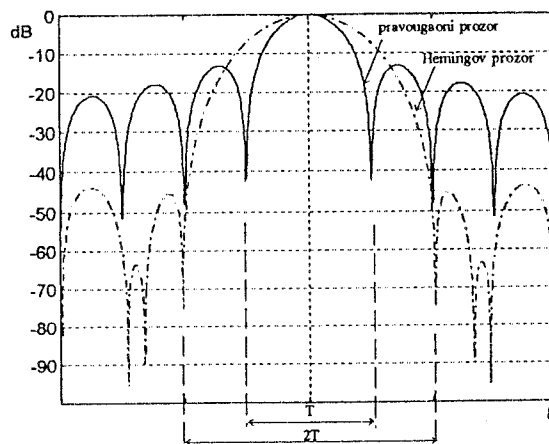
Kao što se iz izraza (4) može videti, odziv pojedinačnog impulsa kompresivnog prijemnika ima oblik $\sin(x)/x$ sa nivoom maksimalnih bočnih snopova -13.46 dB. Dinamički opseg prijemnika ograničen je nivoom bočnih snopova pa se radi rešenja tog

problema primenjuju različiti metodi za njihovo potiskivanje.

Dosadašnji pristupi rešavanju problema visokih bočnih snopova zasnivaju se na primeni prozorskih funkcija (Hemingova, Heningova, Kajzerova, Blekmanova i sl.). Međutim, njihovom upotrebom proširuje se glavni snop odziva kompresivnog prijemnika, a time smanjuje rezolucija kompresivnog prijemnika.

Primenom Hemingovog prozora bočni snopovi se potiskuju na nivo -42.8 dB. Pri tome se glavni snop na 3 dB od vrha proširuje 1.4 puta [3,8].

Drugim rečima, gubitak rezolucije se definiše na 3 dB od vrha, a vrednosti bočnih snopova se posmatraju izvan glavnog snopa koji je proširen 2 puta u odnosu na glavni snop prilagođenog filtera. Znači, realno, rezolucija je umanjena 2 puta, kao što je na slici 3 prikazano.



Slika 3. Proširenje glavnog snopa odziva kompresivnog prijemnika zbog primene prozorske funkcije.

Cilj ovog rada jeste da se iskoristi vremensko - frekvencijski odziv (funkcija neodređenosti) kompresivnog prijemnika i algoritmi poznati u radarskoj tehnici za oblikovanje odsečka funkcije neodređenosti. Takođe, cilj je da se pri tome sačuva rezolucija kompresivnog prijemnika. Na taj način projektovan je kompresivni filter kompresivnog prijemnika čiji odziv ima potisnute bočne snopove u optimizovanom frekvencijskom opsegu.

Kao osnova poslužio je DIRLS algoritam [9]. Izabrani frekvencijski opseg kompresivnog prijemnika odgovara segmentu funkcije neodređenosti koji je predmet optimizacije DIRLS algoritmom.

DIRLS procedura za optimizaciju u izabranom frekvencijskom opsegu (Doplerovom opsegu) definisana je kao proces oblikovanja pogodnog oblika funkcije neodređenosti. Ciljna funkcija neodređenosti odgovara željenom odzivu kompresionog filtera i definisana je

$$\Delta_{\Phi} = [d_{f_1}, \dots, d_{f_i}, \dots, d_{f_P}]^T, \quad (4)$$

gde je vektor d_{f_i} željeni odziv filtera za pojedinačni frekvencijski presek funkcije neodređenosti, a P je broj preseka. U slučaju kompresivnog prijemnika d_{f_i} je vektor nula u kome se samo na mestima pika za i -ti frekvencijski pomak nalaze jedinice.

Matrici signala odgovara blok matrica

$$S_{\Phi} = [S_{f_1}, \dots, S_{f_i}, \dots, S_{f_P}]^T, \quad (5)$$

gde je S_{f_i} matrica signala za pojedinačni pomak frekvencije, N broj odbiraka ulaznog signala i M je dužina filtera ($M \geq N$).

DIRLS algoritam može se opisati na sledeći način:

$$\hat{x}(n) = [S_{\Phi}^H(0)W_{\Phi}(n-1)S_{\Phi}(0)]^{-1} \cdot S_{\Phi}^H(0)W_{\Phi}(n-1)\Delta_{\Phi}(n-1), \quad (6)$$

gde su \hat{x} procenjeni koeficijenti filtera, $[\]^H$ označava hermitsku transformaciju.

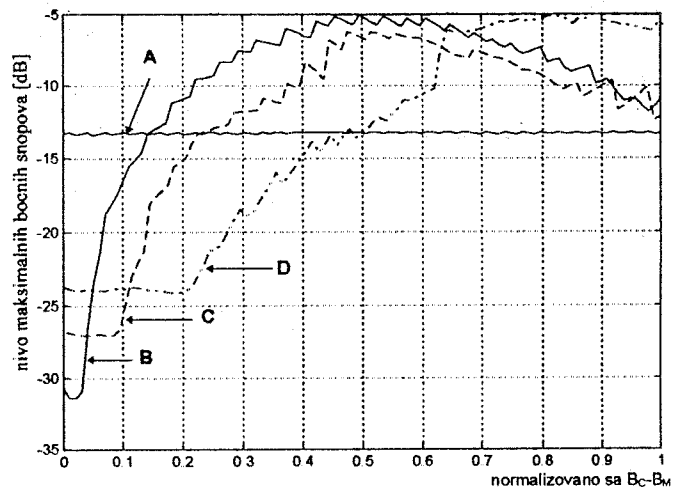
U prethodnom izrazu $W(n)$ je blok matrica koju čine diagonalne matrice $R(n) = \text{diag}[r(n)]$, gde je $r(n)$ težinski vektor koji predstavlja dvodimenzionalni adaptivni prozor za uobličavanje funkcije neodređenosti u i -toj iteraciji [9]. Funkcija prozora W koja je uključena u matricu W može se posmatrati kao korektivni faktor LS algoritma. Glavnu ulogu u DIRLS algoritmu igra postupak inoviranja matrice W . Od prethodne do sledeće iteracije jedino se ova matrica inovira.

5. REZULTATI

Za čirp signal sa strminom $k=16$ i $M(s)$ - $C(l)$ - M tip prijemnika, gde je $T_c=2T_M$, projektovani su kompresioni filteri sa različitim vrednostima optimizovanog opsega.

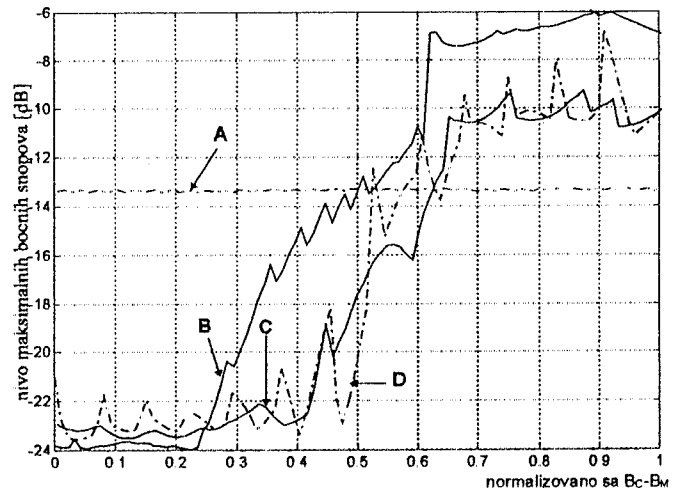
Na slikama 4 i 5 dati su uporedni prikazi postignutih nivoa bočnih snopova za opsege od 0.09 do 0.56. Vrednosti su normalizovane sa ukupnim propusnim opsegom kompresivnog prijemnika B_C-B_M .

Povećanjem širine frekvencijskog opsega u kome se optimizacija vrši povećava se i neravnomernost visine bočnih snopova. Drugim rečima, bočni snopovi nisu ravnomerno potisnuti u celom opsegu, što se na slici 5 (krive C i D) može uočiti. Za optimizovane segmente veće od polovine opsega prijemnika karakteristika je neravna i, za neke frekvencije, nivo bočnih snopova jednak je onima na izlazu čirp filtera. Uočeno je da se ova neravnina smanjuje povećavanjem broja preseka za vrednost dva i više puta veću od potrebne za izabrani opseg.



Slika 4 Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)$ - $C(l)$ tipa sa $T_c=2T_M$ i $k=16$ za: A - čirp kompresioni filter; DIRLS kompresioni filter u B - opsegu 0.03° ; C - opsegu 0.09° ; D - opsegu 0.24° ;

*normaliz. sa opsegom kompresivnog prijemnika B_C-B_M .



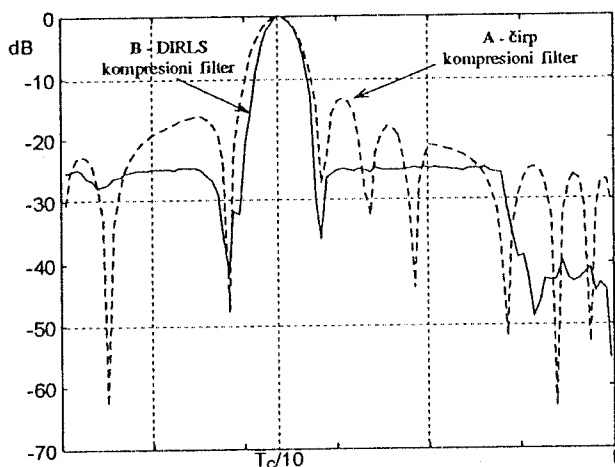
Slika 5 Uporedni prikaz nivoa maksimalnih bočnih snopova na izlazu kompresivnog prijemnika $M(s)$ - $C(l)$ tipa sa $T_c=2T_M$ i $k=16$ za: A - čirp kompresioni filter; DIRLS kompresioni filter u B - opsegu 0.27° ; C - opsegu 0.41° ; D - opsegu 0.47° ;

*normaliz. sa opsegom kompresivnog prijemnika B_C-B_M .

Generalno se može zaključiti da je potiskivanje bočnih snopova bolje što je izabrani segment uži.

Pored navedenih efekata, povećanje frekvencijskog segmenta na kome je izvršena optimizacija odražava se i na povećanje gubitka odnosa signal-šum. Naime, primena kompresivnih filtera čiji impulsni odziv nije čirp signal, degradira odnos signal-šum. Tako je gubitak koji se unosi kada se primeni Hemingov prozor 2.7 dB. Za kompresioni filter optimizovan po frekvenciji sa čirpom strmine $k=16$ gubitak odnosa signal-šum zavisi od veličine optimizovanog segmenta i kreće se od 1 do 4.5 dB.

Na slici 6 uporedo su prikazani odzivi kompresivnog prijemnika za slučajeve kada je kompresioni filter: čirp filter (kriva A) i DIRLS čirp filter (kriva B). Frekvencija ulaznog signala kompresivnog prijemnika je $f = B_c/10 = kT_c/10$. Možemo videti da je na izlazu optimizovanog filtera nivo bočnih snopova potisnut uz očuvanje širine glavnog snopa. Oblik glavnog snopa optimizovanog filtera je nešto drugačiji od oblika koji on ima na izlazu čirp filtera, ali pozicija maksimuma i ukupna širina su sačuvane. U procesu oblikovanja funkcije neodređenosti nastaju neravnine u obliku glavnog snopa, pri čemu se ne narušava njegova ukupna širina. Može se zapaziti da su, u optimizovanom opsegu, znatno bolje performanse kompresivnog prijemnika sa DIRLS filterom nego sa čirp filterom.



Slika 6 Odziv kompresivnog prijemnika kada je ulazna frekvencija $B_c/10$ za: A - čirp kompresioni filter, B - DIRLS kompresioni filter.

6. ZAKLJUČAK

Funkcija neodređenosti kompresivnog prijemnika, koju smo u ovom radu izveli, opisuje promene koje se na signalu dešavaju u vremenskom i frekvencijskom domenu. Pokazali smo da je primena metoda za projektovanje radarskog signala pomoću oblikovanja funkcije neodređenosti [9,10] u oblasti kompresivnih prijemnika dala dobre rezultate. Projektovali smo kompresioni filter kompresivnog prijemnika koji u optimizovanom delu frekvencijskog opsega ima potisnute bočne snopove.

Dalji rad će biti usmeren ka analizi moguće primene ovog načina projektovanja na poboljšanje rezolucije kompresivnog prijemnika, kao i primeni višenivovskih sekvenci (multi-level sequences) [10] optimizovanih po frekvencijskom pomaku na projektovanje kompresivnog prijemnika sa dobrim rezolucionim svojstvima i niskim nivoom bočnih snopova.

LITERATURA

- [1] R. G. Wiley, "Electronic intelligence: the analysis of radar signals", Artech House, 1985.
- [2] D. C. Schleher, "Introduction to Electronic Warfare", Artech House, 1986.
- [3] J. B. Y. Tsui, "Microwave receivers with electronic warfare applications", Krieger publishing company, 1992 (reprint orig. edition 1986).
- [4] J. P. Stephens, "Advances in Signal Processing Technology for Electronic Warfare", *IEEE AES Systems Magazine*, November 1996, pp. 31-38
- [5] C. E. Cook, M. Bernfeld, "Radar signals, an introduction to theory and applications", Chapter 7, Academic Pres, New York, 1967.
- [6] A.W. Rihaczek, "Principles of High - Resolution Radar", McGraw-Hill New York, 1969
- [7] M. A. Jack, P. M. Grant, J. H. Collins, "The Theory, Design, and Applications of Surface Acoustic Fourier-Transform Processors", *Proc. of the IEEE*, Vol. 68, No.4, April 1980, pp. 450-468
- [8] F. J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", *Proc. of the IEEE*, Vol.66, No.1, January 1978, pp. 51-83
- [9] Aleksa J. Zejak, E. Zentner, Predrag B. Rapajić, "Doppler optimized mismatched filters", *Electronics letters*, Vol 21, No. 7, 1991, pp. 558-560
- [10] I. S. Simić, A. J. Zejak, M. L. Dukić, "Design of multilevel sequences based on mismatched chirp and FH multilevel sequences for radar and sonar applications", *Electronics Letters*, Vol. 33, No. 13, 19th June 1997, pp. 1174-1176

Abstract - In this paper we use ambiguity function description of the compressive receiver operation. The most important benefit of this approach is the possibility of application of radar signal design methods for ambiguity function shaping in the field of compressive receivers. Results in ambiguity function shaping are also presented. We successfully designed a compression filter which suppresses sidelobes without significant degradation of the receiver resolution.

COMPRESSIVE RECEIVER TIME-FREQUENCY CHARACTERISTIC OPTIMISATION

I. S. Simić,
A. J. Zejak

OPTIMIZACIJA RADARSKIH KOMPRESIONIH FILTERA PO DOPLEROVOM POMAKU FREKVENCIJE

Bojan Zrnić, *Vojnotehnička akademija VJ*, Ratka Resanovića bb, 11000 Beograd, Jugoslavija
Aleksa Zejak, *Institut IMTEL*, Bulevar Lewina 165-B, 11000 Beograd, Jugoslavija

Sadržaj- U radu je prikazana primena modifikovanog rekursivnog algoritma najmanjih kvadrata u projektovanju radarskih kompresionih filtera koji su optimizovani po Doplerovom pomaku frekvencije.

1. UVOD

Radari sa proširenim spektrom u kojima se kodovanje signala obavlja primenom digitalnih binarnih ili polifaznih sekvenci, predstavljaju tipičan primer modernih radarskih sistema sa aspekta obrade signala.

U komunikacijama sa proširenim spektrom, prilagođeni filter se definiše kao linearni filter koji maksimizuje odnos signal/šum na svom izlazu, za dati oblik odaslanog signala. Primena prilagođenog filtera kao detekcionog filtera u prijemniku radarskog sistema je praćena pojavom bočnih snopova na izlazu filtera. Ova pojava se naziva i sopstveni klater, jer maskira slabije odraze od bliskih ciljeva i izaziva lažne alarme kao i pravi klater. Jedan od pristupa kojim se smanjuje nivo bočnih snopova je i direktna kontrola bočnih snopova projektovanjem razdešenih radarskih filtera. Razdešeni filteri se obično projektuju da minimizuju maksimalne bočne snopove (minimizacija neodređenosti) prema minimaksnom kriterijumu ili da minimizuju srednjekvadratne bočne snopove (minimizacija snage sopstvenog klatera) prema kriterijumu najmanje kvadratne greške. U radarima i sonarima, i prilagođeni i razdešeni filteri se zajednički nazivaju kompresioni filteri.

Kod projektovanja radarskih kompresionih filtera postoji težnja da se pored ostalih karakteristika obezbedi i nezavisnost nivoa bočnih snopova od Doplerovog pomaka frekvencije, koji nastaje reflektovanjem poslatog signala od pokretnog cilja. Ovo je posebno značajno kod vojnih radara koji su, u najvećem broju slučajeva, namenjeni za otkrivanje i praćenje pokretnih ciljeva. Potreban je, dakle, takav kompresioni filter koji obezbeđuje minimalnu degradaciju radarskog sistema usled Doplerovog pomaka frekvencije.

U ovom radu pokazana je mogućnost primene modifikovanog rekursivnog algoritma najmanjih kvadrata (Recursive Least Square, RLS) pri projektovanju radarskih kompresionih filtera koji su optimizovani po Doplerovom pomaku frekvencije. Predloženi algoritam daje rezultate koji su konkurentni najboljim do sada publikovanim rezultatima koji rešavaju ovaj problem a koji se dobijaju primenom Doplerovski optimizovanog iterativnog ponderisanog algoritma najmanjih kvadrata (Doppler optimized Iterative Reweighted Least Square,

DIRLS), pri čemu je novi pristup numerički manje zahtevan.

2. RADARSKA FUNKCIJA NEODREĐENOSTI

Za ispitivanje ponašanja pojedinih sekvenci za kompresiju radarskog impulsa na izlazu kompresionog filtera, važnu ulogu ima dvodimenzionalna korelaciona funkcija ili funkcija neodređenosti (ambiguity function). Na osnovu Vudvordove (Woodward) funkcije neodređenosti može se oceniti da li je neki talasni oblik dobar za kompresiju impulsa, odnosno kakva je osetljivost bočnih snopova na Doplerov pomak frekvencije.

Kompleksni radarski signal sa fazno kodiranim impulsom ukupnog trajanja T (koga čine podimpulsi trajanja T_i) dat je sa

$$\mu(t) = \sum_{i=1}^L u_i(t - nT), \quad (1)$$

gde je

$$u_i = \begin{cases} e^{j(\omega t + \theta_i)}, & 0 \leq t \leq T_i \\ 0, & \text{za ostale } t \end{cases} \quad (2)$$

i θ_i je element fazne sekvence, $i=1, 2, \dots, L$.

Sekvenca na izlazu koherentnog demodulatora je

$$\{s_n\} = \{s_1, s_2, \dots, s_i, \dots, s_L\} \quad (3)$$

pri čemu je

$$s_i = \begin{cases} e^{j\theta_i}, & 0 \leq t \leq T_i \\ 0, & \text{za ostale } t \end{cases} \quad (4)$$

kompleksna ovojnica signala, a L je dužina sekvence.

Autokorelaciona funkcija neodređenosti definisana je u [1] kao

$$\chi(T_R, f_D) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - T_R) \exp(j2\pi f_D t) dt \right|, \quad (5)$$

gdje je $s(t)$ kompleksna ovojnica signala, T_R je vreme odjeka, f_D je Doplerov pomak frekvencije, a $(.)^*$ označava kompleksnu konjugaciju. Ona opisuje odziv banke prilagođenih filtera na ulazni signal $s(t)$ na koji je banka prilagođena. Ako na ulaz banke filtera ne dolazi signal

s(t) već neki drugi signal u(t), izlaz filtera može se opisati kroskorelacijom funkcijom neodređenosti definisanom sa:

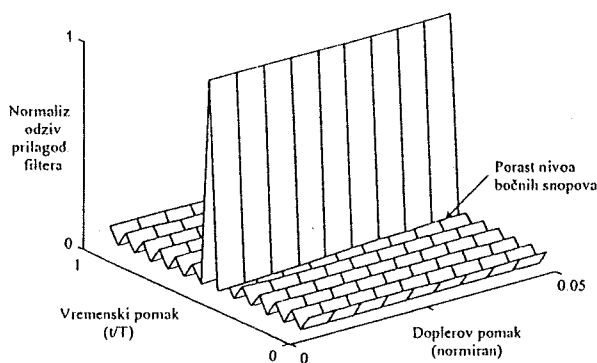
$$\chi(T_R, f_D) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) s^*(t - T_R) \exp(j2\pi f_D t) dt \right| \quad (6)$$

U radu [2] pokazano je važno svojstvo funkcije neodređenosti, a to je konstantnost zapremine tj.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi(T_R, f_D)|^2 dt df = 1 \quad (7)$$

iz čega sledi da bočni snopovi ne mogu biti potpuno potisnuti na celom vremensko-frekvencijskom području. Idealni oblik funkcije neodređenosti bio bi impuls lociran na $t=f=0$, tkz. usamljeni šiljak.

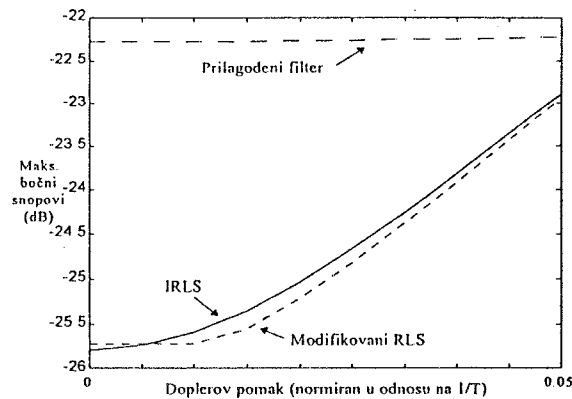
U radu [3] ispitivana je Doplerovska osetljivost tipičnih radarskih sekvenci i pokazano je da većina sekvenci koje imaju niske bočne snopove autokorelacione funkcije za nulti Doplerov pomak postaju veoma osetljive već za male brzine cilja, tj. za male Doplerove pomake. Takođe je pokazano i da razdešeni filteri zadržavaju niske bočne snopove samo za male Doplerove pomake, a za veće Doplerove pomake bočni snopovi mogu postati i viši nego kod prilagođenog filtera. Odsečak funkcije neodređenosti fazno modulisanog radarskog signala, kao i uticaj Doplerovog pomaka na nivoe bočnih snopova na izlazu radarskih kompresionih filtera, za slučaj kada se za kodovanje koristi Barkerova sekvenca dužine 13, dat je na slikama 1-3.



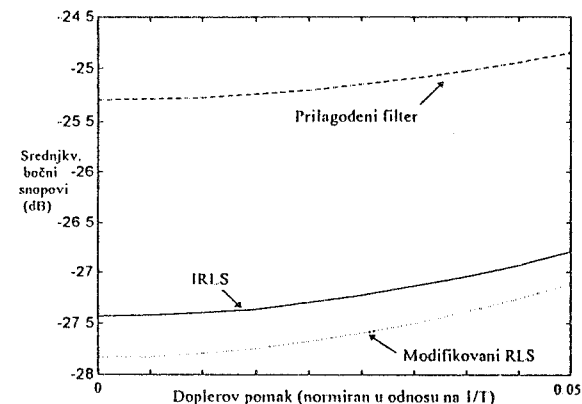
Slika 1. Odsečak funkcije neodređenosti prilagođenog filtera za Barkerovu sekvencu dužine 13

Većina do sada objavljenih radova bavi se analizom Doplerove osetljivosti kompresionih filtera [1,3,5] da bi se odabrao filter koji je najmanje osetljiv na Doplerov pomak frekvencije. S druge strane, u radovima [6,7] data je metodologija za projektovanje kompresionih filtera čija se dobra svojstva za nulti Doplerov pomak ne bi kvarila usled većih Doplerovih pomaka, tj. data je optimizaciona

metoda potiskivanja bočnih snopova u definisanom Doplerovom opsegu. Algoritam po kojem se vrši optimizacija nazvan je Doplerovski optimizovani iterativni ponderisani algoritam najmanjih kvadrata (DIRLS).



Slika 2. Maksimalni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka kompresionih filtera projektovanih za nulti Doplerov pomak, Barkerova sekvenca dužine 13



Slika 3. Srednjekvadratni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka kompresionih filtera projektovanih za nulti Doplerov pomak, Barkerova sekvenca dužine 13

Osnovna formulacija DIRLS algoritma [7] data je sa

$$\hat{x}_k = (S_f^T R_{k-1} S_f)^{-1} S_f^T R_{k-1} \delta \quad (8)$$

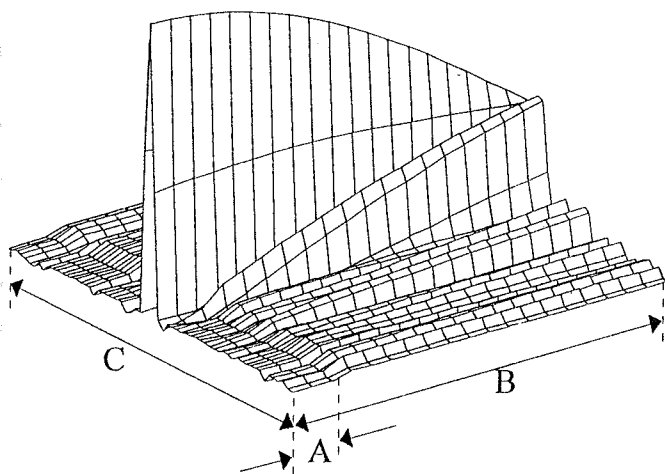
gdje je S_f^T matrica signala koja sadrži informaciju o Doplerovom pomaku primljenog signala, R_{k-1} je težinska matrica koja se podešava iterativno, δ je vektor željenog izlaza sa jediničnim centralnim snopom za svaki Doplerov presek, a \hat{x}_k je vektor procenjenih koeficijenata razdešenog filtera.

Ovaj pristup je pokazao dobre rezultate u smislu dobijanja razdešenih filtera koji su, u opsegu unutar koga je vršena optimizacija, skoro neosetljivi na Doplerov pomak. Osnovni problem ovog pristupa je velika numerička složenost algoritma u slučaju kada se vrši optimizacija nad velikim brojem Doplerovih preseka (preseka funkcije neodređenosti po osi frekvencije), jer tada matrica signala S_f^T postaje vrlo velikih dimenzija, pa

je izračunavanje "pseudoinverzije" numerički vrlo zahtevno.

3. PROJEKTOVANJE DOPLEROVSKI OPTIMIZOVANIH KOMPRESIONIH FILTERA PRIMENOM MODIFIKOVANOG RLS ALGORITMA

U radu [8] pokazano je da se za projektovanje razdešenih filtera za potiskivanje bočnih snopova može uspešno primeniti modifikovani RLS algoritam. Kako je reč o vektorski orijentisanom algoritmu, namera nam je bila da izvršimo generalizaciju ovog pristupa na problem projektovanja Doplerovski optimizovanih razdešenih filtera, uz očekivanje da će se dobiti slični rezultati ali numerički manje zahtevan algoritam od matrično orijentisanog DIRLS algoritma.



Slika 4. Oblikovanje odsečka funkcije neodređenosti
 A optimizovani segment funkcije neodređenosti
 B ukupni segment funkcije neodređenosti i C osa daljine.

Našu nameru da optimizujemo razdešeni filter na određenom Doplerovom opsegu možemo definisati kao postupak oblikovanja odsečka funkcije neodređenosti (slika 4, [4]), za razliku od standardnih razdešenih filtera gde je predmet oblikovanja (auto)korelaciona funkcija.

Modifikovani RLS algoritam za projektovanje radarskih kompresionih filtera opisan je detaljno u radu [8], a ovde se daje samo konačna forma algoritma, radi lakšeg praćenja daljeg teksta:

Neka je $j=1,2, \dots, N$, i

neka je $k=1,2, \dots, L+M-1$

$$e_k = d_k - \hat{x}_{k-1}^H u_k, \quad (9)$$

$$G_k = \begin{cases} \lambda^{-1} P_{k-1} u_k / (1 + \lambda^{-1} u_k^H P_{k-1} u_k), & |e_k| \geq Th_{j-1} \\ G_{k-1}, & \text{za ostale } e_k \end{cases}, \quad (10)$$

$$\hat{x}_k = \begin{cases} \hat{x}_{k-1} + G_k e_k, & |e_k| \geq Th_{j-1} \\ \hat{x}_{k-1}, & \text{za ostale } e_k \end{cases}, \quad (11)$$

$$P_k = \begin{cases} \lambda^{-1} (P_{k-1} - G_k u_k^H P_{k-1}), & |e_k| \geq Th_{j-1} \\ P_{k-1}, & \text{za ostale } e_k \end{cases}, \quad (12)$$

$$err_k = |e_k|, \quad (13)$$

$$\max_err_j = \max (err_j), \quad (14)$$

$$Th_j = \delta \max_err_j, \quad (15)$$

gde su:

λ - faktor zaboravljanja, u_k je vektor ulaza dužine L , x_k je vektor procenjenih koeficijenata filtera dužine M , d_k je vektor željenog izlaza dužine $L+M-1$, err je vektor greške dužine $L+M-1$, $\max(\cdot)$ označava maksimalni element odgovarajućeg vektora, N je ukupan broj iteracija, $(\cdot)_j$ označava aktuelnu iteraciju, $(\cdot)_k$ označava k -ti trenutak unutar jedne iteracije.

Da bi se modifikovani RLS algoritam primenio za projektovanje Doplerovski optimizovanih razdešenih filtera, nije potrebno vršiti izmenu u samoj strukturi algoritma datog jednačinama (9)-(15). Potrebno je samo drugačije definisati vektor ulaza u .

U slučaju projektovanja razdešenog filtera za nulti Doplerov pomak, vektorom ulaza u predstavljen je prolazak jednog fazno kodovanog radarskog impulsa kroz liniju za kašnjenje FIR filtera, što odgovara jednoj iteraciji algoritma. Vrednosti vektora u su vrednosti kompleksne obvojnice primljenog signala i kada nema Doplerovog pomaka odgovaraju sekvenci kojom je modulisan signal. Ukupan broj iteracija N odgovara broju fazno kodovanih radarskih impulsa koje smo upotrebili za dobijanje koeficijenata razdešenog filtera.

U slučaju projektovanja razdešenog filtera optimizovanog po Doplerovom pomaku frekvencije, vektorom ulaza u predstavlja se prolazak grupe od n fazno kodiranih impulsa kroz liniju za kašnjenje FIR filtera, pri čemu prvi impuls u paketu ima nulti Doplerov pomak tj. $F_D=0$, drugi impuls ima Doplerov pomak $F_D=B_D/n$, a zadnji impuls ima Doplerov pomak $F_D=B_D$, pri čemu B_D označava izabrani Doplerov opseg unutar koga se vrši optimizacija, a n broj presjeka funkcije neodređenosti unutar izabranog Doplerovog opsega B_D . Ukupan broj iteracija odgovara ukupnom broju paketa od po n impulsa koji se koriste u procesu dobijanja koeficijenata Doplerovski optimizovanog razdešenog filtera željenih karakteristika. Potrebno je i redefinisati izgled vektora željenog izlaza, da bi se obezbedilo da za svaki impuls iz paketa željeni izlaz bude jedinični centralni snop i nulti bočni snopovi.

Da bi mogli uporediti rezultate, izabrali smo istu širinu Doplerovog opsega B_D kao i u radu [6]. Odabrani Doplerov opseg je

$$B_D = 0.05 * f_D \quad (16)$$

gde je f_D rastojanje između susednih harmonika spektra komprimovanog signala i naziva se granica između uskog i širokog Doplerovog opsega, a jednaka je

$$f_D = \frac{1}{NT_i} = \frac{1}{T} \quad (17)$$

gde je N -broj subimpulsa, T_i je širina subimpulsa odnosno $T=NT_i$ je širina radarskog impulsa.

Za slučaj hipotetičkog radara koji bi imao frekvenciju nosioca 5 GHz i širinu impulsa $T=NT_i=10 \mu s$, Doplerov opseg B_D koji smo odabrali odgovarao bi maksimalnoj radijalnoj brzini cilja od oko 150 m/s.

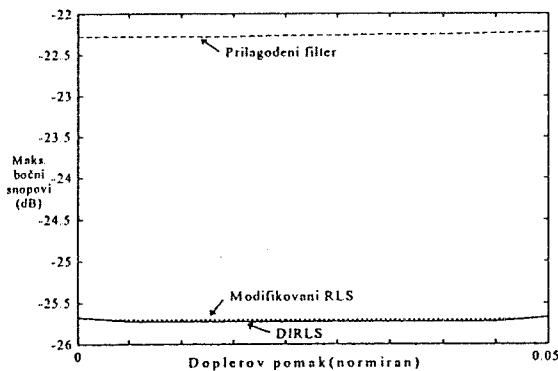
4. REZULTATI PROJEKTOVANJA DOPLEROVSKI OPTIMIZOVANIH RADARSKIH FILTERA

U nastavku su dati rezultati primene modifikovanog RLS algoritma na projektovanje Doplerovski optimizovanog razdešenog filtera za potiskivanje sopstvenog klatera fazno modulisanog radarskog signala za neke tipične realne i kompleksne kodne sekvence.

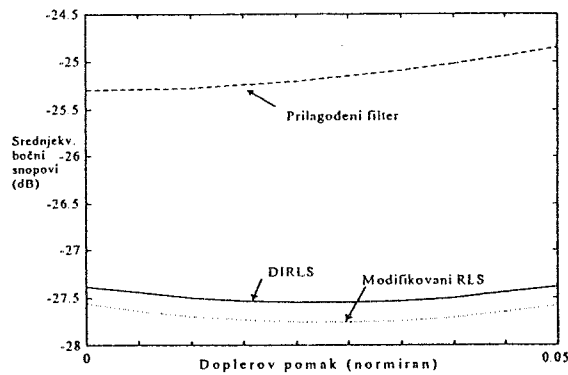
Barkerova sekvenca dužine 13

Projektovan je transversalni filter za potiskivanje sopstvenog klatera fazno modulisanog radarskog signala Barkerovom sekvencom dužine 13, koji je optimizovan za izabrani Doplerov pomak B_D , prema (16). Dužina filtera M jednaka je dužini sekvence N . Inicijalne vrednosti su bile: $TH_0=0$, $\delta=0.995$, $\lambda=1$, $\hat{w}(0)=0$ i $P_0=100 \cdot I$, gde je I jedinična dijagonalna matrica dimenzija (M,M) . Optimizacija je izvršena na 10 Doplerovih preseka.

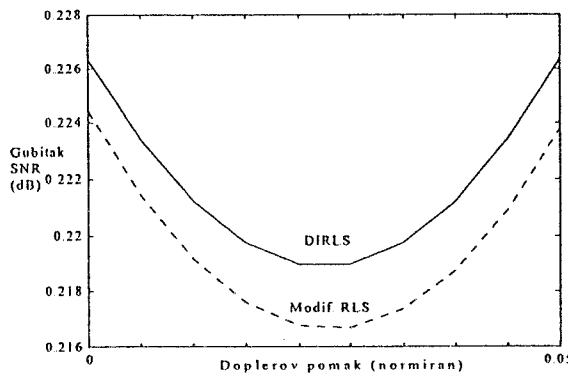
Na slikama 5 i 6 prikazani su nivoi bočnih snopova, u zavisnosti od Doplerovog pomaka, prilagođenog filtera i razdešenih filtera dobijenih modifikovanim RLS algoritmom i DIRLS algoritmom, a na slici 7 gubitak odnosa signal/šum u zavisnosti od Doplerovog pomaka.



Slika 5. Maksimalni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka, Barker 13



Slika 6. Srednjekvadratni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka, Barker 13

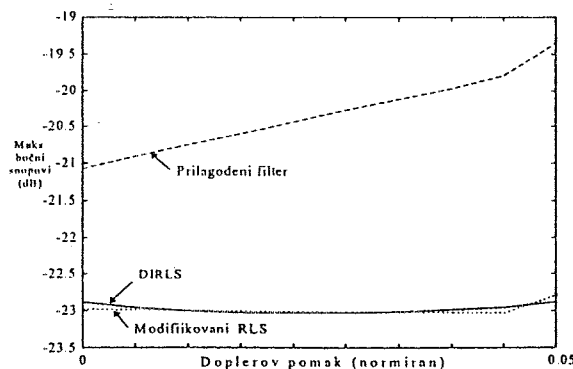


Slika 7. Gubitak odnosa signal/šum u zavisnosti od Doplerovog pomaka, Barker 13

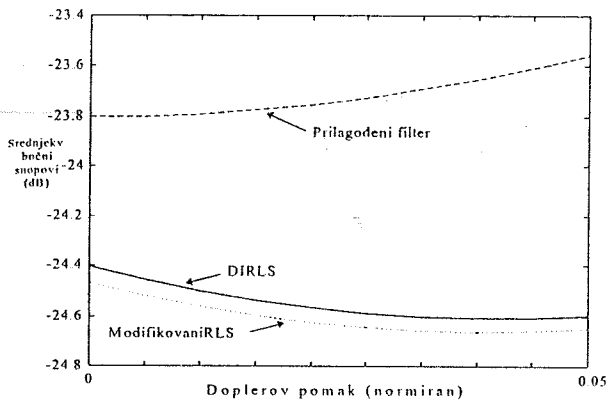
PI sekvenca

Projektovan je transversalni filter za potiskivanje sopstvenog klatera fazno modulisanog radarskog signala PI sekvencom dužine 16, za slučaj kada postoji Doplerov pomak frekvencije primljenog signala. Dužina filtera, početni uslovi kao i širina Doplerovog opsega i broj preseka su isti kao u prethodnom slučaju.

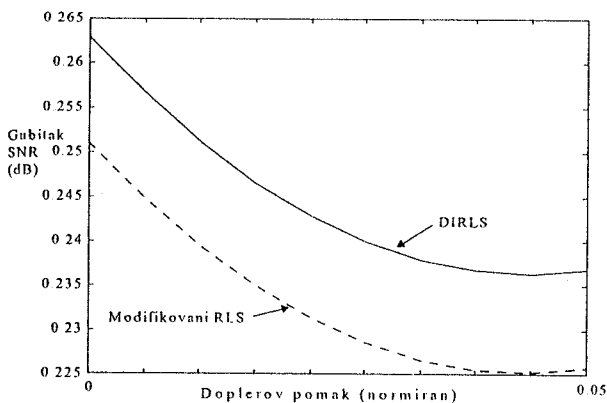
Na slikama 8 i 9 prikazani su nivoi bočnih snopova, u zavisnosti od Doplerovog pomaka, prilagođenog filtera i razdešenih filtera dobijenih modifikovanim RLS algoritmom i DIRLS algoritmom, a na slici 10 gubitak odnosa signal/šum u zavisnosti od Doplerovog pomaka.



Slika 8. Maksimalni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka, PI sekvenca



Slika 9. Srednjekvadratni bočni snopovi u zavisnosti od Doplerovog pomaka, P1 sekvenca



Slika 10. Gubitak odnosa signal/šum u zavisnosti od Doplerovog pomaka, P1 sekvenca

5. ZAKLJUČAK

Dobijeni rezultati ukazuju na konkurentnost predloženog pristupa u odnosu na DIRLS jer se za relativno isti nivo maksimalnih bočnih snopova dobija nešto niži nivo srednjekvadratne vrednosti bočnih snopova i nešto manji gubitak odnosa signal/šum. Uočava se da je u oba slučaja nivo maksimalnih bočnih snopova praktično neosetljiv na Doplerov pomak na izabranom intervalu optimizacije. Potrebno je naglasiti da manji numerički i memorijski zahtevi novog pristupa, u odnosu na DIRLS, posebno dolaze do izražaja pri projektovanju ove klase razdešenih filtera.

LITERATURA

1. Rihaczek A.: Principles of High-Resolution Radar, McGraw-Hill, New York, 1969
2. Price R., Hofstetter E.M.: Bounds on the Volume and Height Distributions of the ambiguity Function, IEEE Trans. on Information Theory, pp. 207-214, April 1965.
3. Zejak A. J., Zentner E.: Komparativna analiza Doplerove osjetljivosti faznih sekvenci za kompresiju radarskog impulsa, 33. konferencija ETAN, IV sveska, Novi Sad, pp. 389-396, 1989.
4. Simić I.: Kompresioni filteri za radare i sonare sa frekvencijskim skakanjem, magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Beograd, 1996
5. Ching-Tai Lin: The ambiguity function of random binary phase coded waveforms, Record of the IEEE 1985 International radar conference, Arlington, USA, May 1985
6. Zejak J. A.: Razdešeni filteri u radarima sa fazno kodovanim signalom optimizovani po Doplerovom pomaku frekvencija, Doktorska disertacija, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, 1994
7. Zejak J.A., Zentner E., Rapajić P.B.: Doppler optimized mismatched filters, Electronics letters, Vol 21, No. 7, pp. 558-560, 1991.
8. Zrnić M. B.: Potiskivanje sopstvenog klatera u radarima sa kompresijom impulsa primenom metode najmanjih kvadrata, magistarski rad, Elektrotehnički fakultet Univerziteta u Beogradu, Beograd, 1998

Abstract- A new approach for design Doppler optimized radar compression filters is proposed. This approach is applicable both real and complex sequence. Additional benefit in application of the proposed algorithm is its reduced computational complexity compared with DIRLS approach.

DOPPLER OPTIMIZED RADAR COMPRESSION FILTERS

Bojan Zrnić, Aleksa Zejak

РАДИО-РЕЛЕЈНИ УРЕЂАЈИ ИМТЕЛ РРУ-13 и ИМТЕЛ РРУ-23 ЗА ПРЕНОС ДИГИТАЛНИХ СИГНАЛА

Владимир Смиљаковић, Институт ИМТЕЛ, Нови Београд

Садржај - Рад приказује особине фамилије микроталасних радио-релејних уређаја РРУ-23 и РРУ-13 потпуно самостално развијених у Институту за микроталасну технику и електронику ИМТЕЛ у Новом Београду. Наведене су досадашње примене, као и неке нове могућности шире примене ових уређаја за пренос сигнала.

1. УВОД

Радио релејни уређаји треба да омогуће пренос сигнала од тачке до тачке, за разлику од дифузног преноса који треба да омогући покривање сигналом одређене територије [1]. Сведоци смо наглог ширења безжичних комуникација у разним областима досадашњих примена и појаве нових примена са тежињом одржавања таквог тренда. Зато долази до загушења на нижим фреквенцијским опсезима, што је посебно изражено у области до 2 GHz. То проузрокује неминовно померање фреквенцијских опсега бројних примена на више фреквенцијске опсеге, што је праћено и изменама у одговарајућим прописима.

У Институту за микроталасну технику и електронику ИМТЕЛ из Новог Београда у последњих седам година развијени су, произведени и пуштени у експлоатацију на више од двадесет релација микроталасни радио-релејни уређаји на опсезима 23 GHz и 13 GHz [2]. Уређаји имају битски проток 2 Mb/s и 8 Mb/s, док је уређај са протоком од 34 Mb/s у развоју. Уређај РРУ 23/2 на 23 GHz са протоком од 2 Mb/s је и атестиран код Заједнице југословенских ПТТ 1995. године, а поступак за атестирање осталих развијених типова је у току.

Од релација пуштених у експлоатацију највећи број укључен је у јавни телефонски саобраћај и за повезивање базних станица пејџинг система Телекома Србије, а остале за пренос података. У случајевима посебно високих захтева за расположивост постављене су удвојене везе (тзв. конфигурација 1+1 са врућом резервом).

За праћење стања исправности уређаја и квалитета везе користи се систем за даљински надзор мреже којим се путем службених канала са удаљених станица може очитати како тренутно стање уређаја и веза у оквиру мреже, тако и локално трајно меморисани подаци о њиховом понашању током времена. Ово је значајно у случајевима сложенијих мрежа, затим релејних станица без људске посаде и то нарочито када су уређаји постављени на тешко доступном терену.

Захтеви корисника и услови простирања на различитим опсезима микроталасног подручја диктирају

особине уређаја за поједине намене: у комуникационим системима за јавни телефонски саобраћај, затим за затворене (тзв функционалне) мреже као на пример за потребе војске, полиције, електропривреде, железнице и сличних организација, као и за даљински надзор и управљање у системима просторно дистрибуираним на већим растојањима, а у последње време за повезивање рачунарских мрежа [3]. Државни органи надлежни за доделу фреквенција одређују намену појединих опсега фреквенција и услове коришћења у конкретним случајевима. Институт за микроталасну технику ИМТЕЛ определио се за развој уређаја нижег и средњег капацитета, јер су они и код нас најзаступљенији у експлоатацији. Као типичне групе њихових примена можемо издвојити усмерене везе у градским подручјима, са релативно кратким растојањима, везе у руралне подручјима на кратким и средњим растојањима и везе између централа на средњим растојањима.

Стандардно је обезбеђен РСМ прикључак са HDB3 интерфејсом по ССИТ препоруци G.703, а по потреби се може обезбедити интерфејс прилагођен и посебним захтевима.

2. ОСНОВНЕ ОСОБИНЕ УРЕЂАЈА ИМТЕЛ РРУ 23

За пренос сигнала у урбаним условима густог радио саобраћаја намењени су радио-релејни уређаји РРУ 23/2 и РРУ 23/8, који раде на фреквенцијама из опсега од 21,2 до 23,6 GHz. Донедавно је преовлађивало схватање да због изражених слабљења у атмосфери, посебно за време падавина, на фреквенцијама изнад 20 GHz ти опсежи нису погодни за реализацију радио-релејних веза. Међутим, савремени приступ је такав да се баш та особина користи да би се реализовале везе краћег домета (у нашим климатским условима реда величине максимално до 14-22 км зависно од захтеване расположивости везе и брзине преноса) у условима густог саобраћаја. Наиме, на тим фреквенцијама простирање сигнала је јако усмерено (ширина главног снопа је око 1°), тако да је смањена могућност интерференције, а слабљење је толико да се већ после растојања једнаког домету везе може поставити веза са истом носећом фреквенцијом.

Основне карактеристике уређаја овог типа су:

- ширина канала је већа него на нижим опсезима, па је могућ пренос већим битским брзинама
- због краће таласне дужине димензије антена су мање. Тиме се смањује тежина уређаја, а то олакшава и убрзава монтажу и смањује цену
- усмереност везе је велика, гј висока је просторна резолуција, што смањује међусобно ометање веза
- домет везе је ограничен (због великог слабљења на том опсегу учестаности) па се могу остварити велике густине мрежа на малом простору

јединица
монтажу
повезане
и предај
напајање
брзину о
многим
начинал
релејних
видљивос
истакнуте
јединица
опремом
брицези
стандард
са мерни
се уград
мемориса
LCD по
4x2Mb/s,
врућом р
I
монтажу,
верзије п
околише
I
антеном
цилиндрич
сместен
компонен
која носи
Њега чи
демодулат
сигнализа
везе и DC
Д
компактни
[5]. Сви с
сместени
висине 30
различите
од жељен
заштитном
релације у
у значајн
лед. У гов
антенским
компактниј
равна кру
кућишта у
смањење т
може мон
Зн
модуларнос
јединице з
случају п
реконфигу
основна ко
повећања к

Радио релејни уређај РРУ 23 чине две дела: јединица за унутрашњу монтажу и јединица за спољну монтажу са антенским системом. Јединице су међусобно повезане посебним каблом кроз који пролази пријемни и предајни сигнал у основном опсегу, сигнализација и напајање. Дужина кабла може бити до 500 m за битску брзину од 8 Mb/s, односно до 1200 m за 2 Mb/s, што у многим случајевима значајно олакшава избор места и начина монтаже уређаја. За рад микроталасних радио-релејних уређаја потребно је остварити оптичку видљивост између антена па се оне смештају на истакнуте положаје (брдо, кров зграде), док је јединица за унутрашњу монтажу у истој просторији са опремом на коју се везује (централе, мултиплексери, брицјеви за рачунарске мреже и слично).

Јединица за унутрашњу монтажу смештена је у стандардни рек од 19 инча, а чине је: прикључна кутија са мерним тачкама и алармна јединица. Опционо могу се уградити: јединица службених канала, склоп за меморисање индикација о исправности рада уређаја са LCD показивачем "data logger" [4], мултиплексер 4x2Mb/s, као и склоп за рад у режиму 1+1 (рад са врућом резервом).

Постоје две верзије јединице за спољну монтажу, зависно од врсте антенског система. Обе верзије предвиђене су за рад у температурском опсегу околине од -30°C до +55°C и брзину ветра до 200 km/h.

Прва верзија је са off-set параболичном антеном у чијој жижи је микроталасни модул цилиндричног облика. У микроталасном модулу је смештен примарни радијатор и микроталасне компоненте пријемника и предајника. На конструкцију која носи антену поставља се међуфреквентни модул. Њега чине: међуфреквентни део пријемника са демодулатором, модулатор, јединица за слање сигнализације стања исправности уређаја и квалитета везе и DC/DC конвертор за напајање.

Друга верзија јединице за спољну монтажу је компактнија јер је реализована са casse-grain антеном [5]. Сви елементи примопредајног ланца су исти, али су смештени у кућиште цилиндричног облика пречника и висине 30 cm на задњој страни антене. Ова верзија има различите величине параболичног рефлектора (зависно од жељеног домета) а опционо се испоручује са заштитном прекривком, што је нарочито погодно за релације у подручјима са оштром климом на којима се у значајном делу године задржава снежни покривач и лед. У току је развој антенског система са штампаним антенским низом, чији резултат треба да буде још компактнији уређај, јер је предвиђено да антена буде равна кружна плоча величине основе цилиндричног кућишта уређаја. Смањење димензија уз истовремено смањење тежине омогућиће да се на истом носачу може монтирати много већи број уређаја него до сада.

Значајна карактеристика уређаја је и модуларност, како јединице за спољну монтажу, тако и јединице за унутрашњу монтажу. То значи да се у случају потребе мрежа може релативно брзо реконфигурисати заменом одговарајућих модула, док се основна конструкција не мења (на пример у случају повећања капацитета са 2 Mb/s на 8 Mb/s).

3. ОСНОВНЕ ОСОБИЦЕ УРЕЂАЈА РРУ 13

Основна разлика између уређаја РРУ 23 и РРУ 13 је што је слабљење сигнала у атмосфери на фреквенцији 13 GHz много мање од слабљења на опсегу 20 - 26 GHz, чиме је омогућен знатно већи домет веза на 13 GHz при једнаким осталим условима. Зато је РРУ 13 предвиђен за дуже релације - стандардно до 60 km, а са параболичним рефлекторима већег пречника и предајницима веће снаге и за већа растојања. Опционо РРУ 13 може се конфигурирати за дуплексни пренос композитног ТВ сигнала који садржи један ТВ канал и четири тонска канала.

Поједини склопови у јединици за спољну монтажу уређаја РРУ 13 другачије су решени од РРУ 23, док је јединица за унутрашњу монтажу потпуно иста. Антенски систем уређаја РРУ 13 је само cassegrain типа. Развој штампан антене је у току.

4. СИГНАЛИЗАЦИЈА ИСПРАВНОСТИ, СЛУЖБЕНИ КАНАЛИ И ДАЉИНСКИ НАДЗОР

Да би се обезбедила расположивост везе која се тражи у јавном телефонском саобраћају у уређајима на оба краја везе непрекидно се помоћу микропроцесорски подржаног система прати исправност свих виталних склопова и о томе путем сигналних LED сијалица и LCD дисплеја на предњој плочи јединице за унутрашњу монтажу обавештава служба одржавања. Такође се непрекидно прати и квалитет везе тако што се мери колико је бита погрешно пренето у јединици времена (BER-bit error rate). Сви подаци се бележе заједно са временом и датумом настанка промене у меморију са резервним напајањем, тако да остају сачувани од нежељеног брисања и могу се корелисати са спољним догађајима (атмосферске падавине, нестанак мрежног напајања и слично). Тиме је обезбеђено дугорочно праћење рада уређаја и промене у понашању уређаја могу се читати на LCD дисплеју.

Сачувани подаци се путем RS232 интерфејса могу пренети у РС рачунар ради лакшег анализирања, графичког представљања и статистичке анализе и знатно олакшавају одржавање јер се предисторија квара и понашање уређаја при настанку квара једноставније откривају. Наравно, могуће је и да је рачунар стално повезан са уређајем и да прати његов статус у реалном времену, што је нарочито погодно за везе вишег нивоа важности.

Службени канали омогућавају комуникацију људима који раде на одржавању, без ремећења јавног саобраћаја односно комуникација других редовних корисника система преноса сигнала. Дигиталним мултиплексирањем основној РСМ прилози додају се канал капацитета 64+8 kb/s који се може користити за говорну комуникацију или пренос података (верзија са 8 Mb/s има два оваква канала) и 8 kb/s канал намењен за даљински надзор [5].

Кроз канал за даљински надзор из било ког уређаја у мрежи састављеној од уређаја из фамилије ИМТЕЛ РРУ може се прочитати тренутно стање било ког уређаја у мрежи као и садржај његове меморије у коју се бележе нерегуларности у раду тог уређаја. Осим тога, може се задати команда да се у било којем уређају у мрежи у основном опсегу затвори петља, чиме се у мрежи са више деоница даљински може дијагностиковати квар. Ово је посебно значајно када су релејне станице на тешко приступачном терену и без људске посаде.

5. ПЕКЕ МОГУЋЕ ПРИМЕНЕ УРЕЂАЈА ИМТЕЛ РРУ И ЊИХОВА ИСПЛАТИВОСТ

Радио релејни уређаји малог и средњег капацитета (2 и 8 Mb/s) првенствено се користе за пренос сигнала примарног и секундарног РСМ мултиплекса (30 и 120 телефонских канала), тј за везу између крајњих и чворних (веза класе 4) и чворних и главних телефонских централа (веза класе 3) и то РРУ 23 за краћа растојања (до 14 km за 8 Mb/s односно 22 km за 2 Mb/s), а РРУ 13 за средња растојања (до 60 km), као и за повезивање базних станица у системима пејџинга, мобилне (GSM) и бежичне телефонije (WLL)[7]. Нарочито је примена радио-релејних уређаја погодна у руралним срединама и у брдовитим и планинским крајевима. Будући да се ради о преносу дигитализованог говорног сигнала, јасно је да се могу преносити сви сигнали који могу да прођу кроз телефонски канал, на пример факсимил, па и споро променљиве слике (уз примену компресије), као и било који на одговарајући начин претходно дигитализовани подаци. Паравно, могућ је уз примену одговарајућих спремних уређаја и комбиновањем пренос података било ког порекла (телемерења, телекоманде, повезивање рачунарских мрежа, односно њихових рутера и бридева) и то како у јавној мрежи, тако и у затвореним функционалним мрежама посебне намене за потребе привредних или финансијских делатности, као и за државне органе.

Према тренутним ценама набавке опреме, припремних и монтажних радова у СР Југославији, за капацитете од 2 Mb/s и 8 Mb/s коришћење класичних каблова са бакарним парама се исплати само ако постоје неискоришћене параце у већ постављеним кабловима. Коришћење оптичких каблова је исплативије од радио-релејних веза за краћа растојања (до 4 - 8 km ако се каблови полажу у постојеће цеви, а до 2 - 4 km ако претходно треба полагати цеви, и то у случају најмањих трошкова - за постављање по најкраћем-праволинијском путу између тачака које треба повезати по равничарском земљишту) за стандардне везе, а ако су ради обезбеђења расположивости неопходне радио-релејне везе типа 1+1 одговарајућа растојања су 8 - 12 km и 4 - 8 km [8]. У пракси се оваква ситуација врло ретко дешава, па су реални трошкови постављања оптичког кабла обично знатно већи. При томе треба имати на уму да је укупно трајање радова на успостављању радио-релејне везе далеко краће, као и процедура за добијање потребних дозвола и решавање имовинско-правних односа.

6. ЗАКЉУЧАК

Институт за микроталасну технику и електронику ИМТЕЛ-Нови Београд осим модернизације и реконструкција великог броја линкова скоро свих реномираних светских произвођача за последњих седам година самостално је развио и произвео фамилију радио релејних уређаја ИМТЕЛ РРУ. У примени на преко 20 релација показало се да они представљају ефикасно, поуздано и исплативо решење за пренос дигиталних сигнала и то ИМТЕЛ РРУ 23 на растојањима до 14 km

за брзину преноса података од 8 Mb/s, односно 22 km за 2 Mb/s, а ИМТЕЛ РРУ 13 за растојања до 60 km. Поред стандардних примена у системима јавних комуникација (телефонија, повезивање базних станица пејџинга, мобилне телефонije и бежичне телефонije) ови уређаји могу се користити и у функционалним мрежама, како појединих привредних делатности, тако и државних органа, за телеметрију, повезивање локалних рачунарских мрежа (LAN) или мрежа на ширем подручју (WAN) и уопште пренос дигиталних података било које врсте наведеним битским брзинама. Једна верзија уређаја РРУ 13 предвиђена је за дуплексни пренос композитног телевизијског сигнала.

Да би се обезбедила висока расположивост везе и ефикасно одржавање обезбеђено је непрекидно рачунарски подржано праћење рада уређаја, као и надзор над квалитетом преноса сигнала и исправношћу уређаја.

Модуларна реализација уређаја омогућује ефикасну и брзу реконфигурацију уколико је потребна промена капацитета релације.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ivanek Ferdo, *Terrestrial Digital Microwave Communications*, Norwood, MA, Artech House, 1989.
- [2] М.Перић, Д.Перић, Д.Обрадовић, Б.Јокановић, В.Смиљковић, И.Чугура, "Дигитални радио-релејни уређај РРУ23/8 и његова примена", Зборник радова ЈУЖЕЛ96, Ниш, pp137-141, 1996.
- [3] Перић Д., Перић М. "Повезивање рачунарских мрежа помоћу радио-релејног уређаја на 23 Ghz", XXXVIII Конференција ЕТРАН, Ниш, 1994.
- [4] Витошевић Г., Смиљковић В., Обрадовић Д., "Data logger - уређај за дугорочно праћење рада радио-релејног уређаја ИМТЕЛ РРУ 23/2", XL Конференција ЕТРАН-а, Будва, 1996.
- [5] Драгаш С., Микавица М., Нешић А., "Конусна левак антена са два ортогонална мода као примарни радијатор за Cassegrain антенски систем", XL Конференција ЕТРАН-а, Будва, 1996.
- [6] Перић М., Перић Д., "Један метод за додавање дигиталних службених канала дигиталним радио-релејним уређајима", XL Конференција ЕТРАН-а, Будва, 1996.
- [7] Јокановић Б., Поповић Н., Напијало В., Јовановић С., "Примена микроталаса у системима за мобилне комуникације", Информатор ЈУМТГ секције, Београд, октобар 1995.
- [8] Јовановић С., Перић М., "Порчење односа цена/перформанса за различите системе преноса", Информатор ЈУМТГ секције, Београд, јуни 1998.

Abstract - Characteristics of microwave digital radio-relay equipment IMTEL RRU 23 and IMTEL RRU 13 developed and produced by Institute of microwave technique and electronics-IMTEL, Belgrade are described. Possibilities for application of these radio-relay equipment for voice and data transmission networks are given.

RADIO-RELAY LINKS IMTEL RRU 13 AND IMTEL RRU 23 FOR DIGITAL DATA TRANSMISSION

Vladimir Smiljaković

Sadržaj
aparata
analizi
aparati
kuki i ol
ovaj na
osoba

1. UVO

Kon
osnovu
uho za
odreden
slušanje
aparati
omoguć
Sluš
pojačav
te slušal
Nag
aparata
slušni
sklopov
Frek
korigov
slušalica
elektroa
omoguć

2. M

Raz
optimal
piezoele
od elek
razvoja
mikrofo
Elektret
perman
materija
perman
tempera
mogu k
napona.
karakter
osjetljiv

Po
dvije gr

• 1
• 1
Prednos

• 1
• 1
• 1
• 1

AKUSTIČKE MODIFIKACIJE KOD SLUŠNIH APARATA

Ferid Softić, *Elektrotehnički fakultet Banja Luka*
 Gojko Gavrić, Dejan Đogatović, *Medicinska elektronika Banja Luka*

Sadržaj: U cilju prilagođavanja elektronskog slušnog aparata dinamičkom području uha (slušnih ostataka uha) analizirane su i izvršene akustičke modifikacije na slušnim aparatima. Modifikacije su vršene na mikrofona, slušalici, kuki i olivi. Korekcija frekventnih karakteristika dobijenih na ovaj način je pokazala dobre efekte kod slušno oštećenih osoba.

1. UVOD

Komunikacija ljudi normalna sluha i govora odvija se na osnovu prijema i emitovanja zvučnih informacija. Ljudsko uho zapauža i razlikuje te informacije na osnovu prijema određenih zvučnih frekvencija, njihovih amplituda. Dakle, slušanje uslovljava prijem zvučnih informacija. Slušni aparati pojačavaju zvučne informacije i na taj način omogućavaju njihov prijem.

Slušni aparat se sastoji od mikrofona, elektronskih pojačavačkih podsklopova sa mogućnostima za podešavanje te slušalice čiji je izlazni dio priljubljen uz slušni kanal.

Naglašavanjem elektronskih karakteristika slušnih aparata često se gube iz vida njihove akustičke osobine. Ako slušni aparat ima slabe akustičke osobine elektronski sklopovi to ne mogu nadoknaditi.

Frekventna karakteristika odziva, međutim, može se korigovati pomoću akustičkih modifikacija mikrofona, slušalice, kuka i slušnog modula (oliva) [1]. Pravilan izbor elektroakustičkih pretvarača mikrofona i slušalice omogućava optimalno akustičko podešavanje.

2. MIKROFON SLUŠNOG APARATA

Razvoj mikrofona za slušne aparate je omogućavao optimalan frekventni opseg za dobru razumljivost. Tako piezoelektrični keramički mikrofona ima širi frekventni odziv od elektromagnetskog (iste veličine). To je dovelo do razvoja slabo vibracionih sistema kakvi su elektret mikrofona kao specijalna vrsta kondenzatorskih mikrofona. Elektret je posebna vrsta materijala koji posjeduje permanentni elektricitet analogno stalnom magnetu. Neki materijali kao što su fluorokarbonati, uspostavljaju permanentni elektricitet ako se izlože uticaju povišene temperature i visokog polarišućeg napona. Zbog toga se mogu koristiti u mikrofona kapacitivnog tipa bez spoljnog napona. Ovi mikrofona nisu skupi a imaju veoma dobre karakteristike (ravnu karakteristiku, mali šum i malu osjetljivost na vibracije).

Po svojoj konstrukciji mikrofona možemo podijeliti u dvije grupe. To su:

- neusmjereni mikrofona (senzori pritiska)
- usmjereni mikrofona (senzori gradijenta pritiska)

Prednosti i nedostaci neusmjerenih mikrofona su slijedeće:

- malih su dimenzija
- puna zvučnost
- dobra transmisija niskih frekvencija
- dobro prigušene vibracije

- nizak nivo šuma
- sferna karakteristika direktivnosti je problematična u prisustvu šuma okoline.

Prednosti i nedostaci usmjerenih mikrofona su slijedeće:

- dobra razumljivost govora u bučnoj sredini
- slabo prigušenje vibracija
- efekat usmjerenosti nije poželjan u svim situacijama (npr. pri slušanju muzike).

Rezimirajući karakteristike raznih mikrofona možemo zaključiti slijedeće: Elektret mikrofona koji se danas koriste u slušnim aparatima su najboljeg kvaliteta. Oni daju željenu ravnu frekventnu karakteristiku odziva iznad 10 kHz i ekvivalentni ulazni nivo šuma od 23 dBA SPL. Ovaj nivo ekvivalentnog ulaznog šuma od 23 dBA SPL je skoro uvijek dominantan izvor šuma u slušnom aparatu. Treba napomenuti da je mikrofonski šum (23 dBA SPL) daleko ispod nivoa veličine prirodnih šumova okoline pa se tako ne može otkriti u njihovom prisustvu.

Današnja istraživanja u ovoj oblasti idu u pravcu razvoja silikonskog mikrofona sa tehnologijom izrade sličnom onom za izradu integralnih kola. Prednost silikonskog mikrofona je "jednostavna" mehanička proizvodnja i manja tolerancija osjetljivosti. Nedostatak je još uvijek prevelik šum.

3. SLUŠALICA SLUŠNOG APARATA

Slušalica slušnog aparata mora imati veliku efikasnost da bi dala što veći izlazni nivo zvučnog pritiska (SPL).

Pri radu slušalice javljaju se različite tipovi rezonancije:

- električna rezonancija između induktivnosti zavojnice i njene sopstvene kapacitivnosti
- mehanička rezonancija: veličine membrane i materijal
- akustička rezonancija: zapremina slušalice, dužina i prečnik tube i ostatak slušnog kanala.

Ove rezonancije formiraju frekventnu karakteristiku koja je takođe promjenljiva zavisno od spoljnih faktora: kuke slušnog aparata, prečnika i dužine cjevčice, olive i ventilacionog otvora.

Slušalice slušnih aparata dijelimo prema režimu rada izlaznog pojačavačkog sistema: klase A, klase B i klase D. Prednosti i nedostaci slušalice u klasi A:

- mala izobličenja
- slušalica u klasi A sa izlaznim stepenom ima fiksnu radnu struju koja je prilično velika.

Prednosti i nedostaci slušalice u klasi B (push-pull)

- veći maksimalni izlazni nivo zvučnog pritiska (SPL), za 6 dB veći od klase A
- zanemariva struja mirovanja
- veća izobličenja
- visoka potrošnja struje kad postoji signal

Danas se mnogo koriste elektromagnetske slušalice sa integrisanim pojačavačem u klasi D. Ovu vrstu slušalice posebno karakteriše mala potrošnja i male dimenzije.

4. PROSTIRANJE TALASA

Prostiranje talasa kroz cijevčice zvukovoda može se analizirati rješavanjem talasne jednačine prostiranja. Ako se presjek zvukovoda vrlo postepeno mijenja i ako je talasna dužina zvuka mnogo veća od dimenzija presjeka tada se promjene pritiska mogu smatrati funkcijom jedne koordinate [2]:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial p}{\partial x} \frac{\partial (\ln S)}{\partial x} - c^2 \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = 0 \quad (1)$$

gdje je c brzina zvuka. Kod realizovanih cijevčica u slušnim aparatima korišteni su eksponencijalni zvukovodi čija je zavisnost površine data sa: $S = S_0 e^{-gx}$ a dužina mnogo veća od radijusa presjeka tako da se uvrštavanjem u (1) dobija:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - c^2 (-g) \frac{\partial p}{\partial x} - c^2 \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = 0. \quad (2)$$

Rješenje ove jednačine nalazimo u stacionarnom režimu u obliku koji važi za dovoljno duge (teorijski beskonačno duge) zvukovode:

$$p = \underline{p}(x) e^{j\omega t} \quad (3)$$

Tada relacija (2) postaje:

$$\frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} + (-g) \frac{\partial p(x)}{\partial x} + k^2 p(x) = 0, \quad (4)$$

gdje je $k = \omega/c = 2\pi f/c$, $c = \lambda \cdot f$, $k = 2\pi/\lambda$. Ovo je linearna diferencijalna jednačina II reda sa konstantnim koeficijentima čiji su korijeni:

$$r_{1,2} = \frac{g}{2} \pm \sqrt{\frac{g^2}{4} - k^2}. \quad (5)$$

Kako brzina zvuka u vazduhu pri $T = 0$ °C iznosi $c = 331,4$ m/s a pri temperaturi uha $T = 37$ °C brzina je $c = 353,6$ m/s tada su u tabeli 1 izračunate pripadajuće talasne dužine i koeficijenti k :

Tabela 1

f [Hz]	50	1000	5000	10 000	15 000
λ [m]	7,07	0,353	0,0707	0,0353	0,023
k [1/m]	0,888	17,75	88,8	17,76	266,4

Kod upotrebljenog zvukovoda je $S_0 = 1,2$ mm², $S = 1$ mm², $x = L = 3$ cm, tako da je $g = 0,182/3 = 0,06$ [1/cm] pa je za navedene vrijednosti frekvencija u domenu slušnog polja u važnosti:

$$\frac{g^2}{4} - k^2 = \frac{0,06^2}{4} - 17,75^2 < 0 \quad (6)$$

što znači da korijeni $r_{1,2}$ imaju realni i imaginarni dio:

$$r_{1,2} = \frac{g}{2} \pm jk_1, \quad k_1 = k \sqrt{1 - \left(\frac{g}{2k}\right)^2} \quad (7)$$

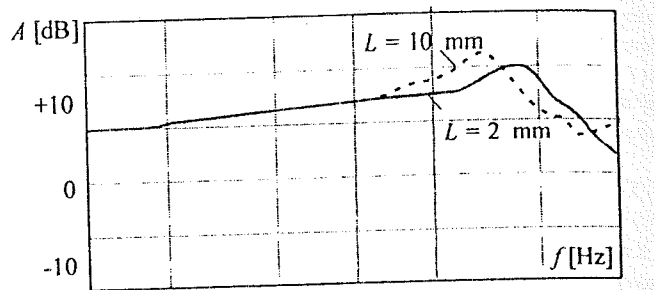
gdje je k_1 koeficijent. Kod dovoljno dugog zvukovoda može se zanemariti član sa r_1 tako da se rješenje dobija u obliku:

$$p = p_0 e^{\frac{g}{2}x + j(\omega t - k_1 x)} \quad (8)$$

pri čemu je p_0 pritisak na početku zvukovoda za $x = 0$. Vidi se da duž eksponencijalnog zvukovoda pritisak raste po eksponencijalnom zakonu. Ovakav zvukovod ne apsorbuje energiju ako je $2k/g > 1$ nego je prenosi. Najniža prekidna frekvencija za koju je ispunjen ovaj uslov iznosi $f_p = gc/4\pi$.

5. AKUSTIČKA MODIFIKACIJA MIKROFONA I SLUŠALICE

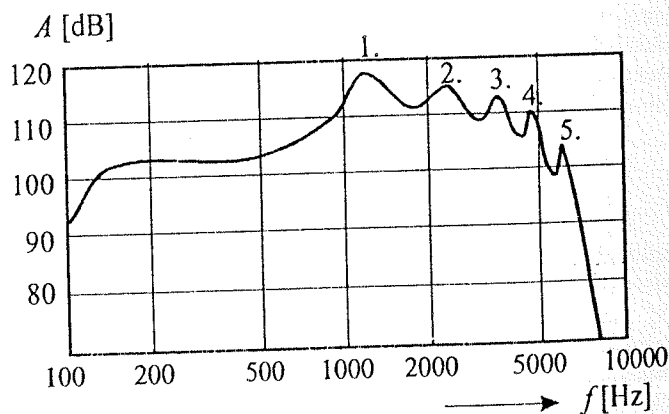
Akustička modifikacija mikrofona i slušalice sastoji se u pogodnom izboru cjevčica koje se stavljaju na ulaz mikrofona odnosno izlaz slušalice. Izbor cjevčice mikrofona (dužina/prečnik) određuje u velikoj mjeri frekventnu karakteristiku mikrofona. Frekventni odziv je zavisan od dužine cijevčice. Povećanje dužine utiče na frekventnu karakteristiku A (dB) = $f(f)$ tako što rezonantnu frekvenciju pomera ka niskim frekvencijama (sl.1).



Sl.1. Frekventni odziv pri različitim vrijednostima dužine cijevčice.

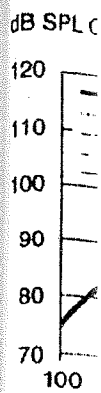
U slučaju neprigušenog frekventnog odziva slušalice izaušnih (BTE) slušnih aparata javlja se pet tipičnih vrhova (rezonancija) što prikazuje sl.2.

- prva rezonancija zvučne cjevčice na oko 1200 Hz
- druga rezonancija zvučne slušalice na oko 2500 Hz
- treća rezonancija zvučne cjevčice na oko 3600 Hz
- četvrta rezonancija zvučne cjevčice na oko 4800 Hz
- peta rezonancija zvučne cjevčice na oko 6000 Hz



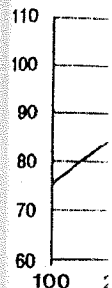
Sl.2. Rezonantni vrhovi neprigušene slušalice.

Mjesta gdje se javljaju rezonantni vrhovi zavise od prečnika membrane slušalice kao i od dužine i prečnika cjevčice koja se stavlja na otvor slušalice gdje se nalazi membrana. Slušni aparati sa takvim rezonancijama korisnici često doživljavaju kao neprirodan zvuk i neugodan kvalitet zvuka. Slušalice sa prigušivačima prigušuju te rezonancije pomoću akustičkog prigušivača. Prigušenje ovih rezonancija često je dobar način da se slušni aparat korisnika lakše podnosi. Ove rezonanse slušalice-cjevčice mogu biti prigušene specijalnim filterima u zvučnoj kuki (Sl.3). Prednost ovakve korekcije frekventnih karakteristika-prigušenja rezonancija je u tome što ni jedan vrh ne dostiže nivo neugodnosti ("UCL"). Dinamičko područje slušnog aparata se ovim ne smije nepotrebno smanjiti [3].



Od vel pomoću i elemenata mjesta filt su različite postavljaj

dB SPL



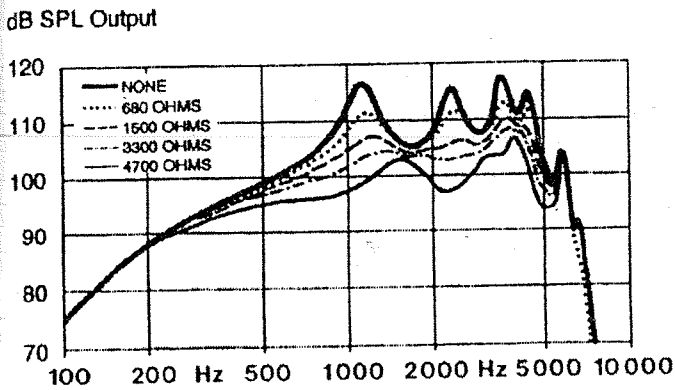
Sl.4.

Dakle, karakteristi bliže olivi javlja vel dimenzioni zv. etimots

6. ETIM

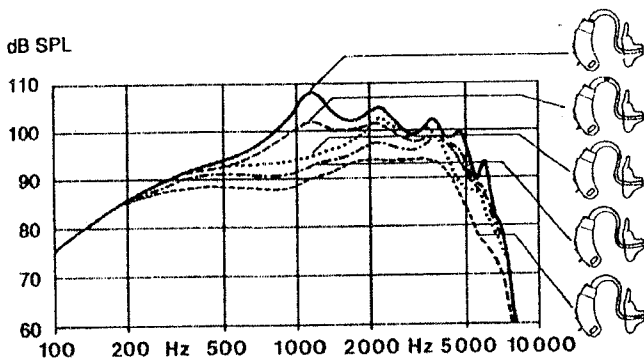
Ova kar rha na 100 a slušnom cjevčicom i rezonanse p

Specijal ombinuju s ešenja za f štećenja sl elike te og učajevima.



Sl.3. Razni prigušivački elementi u kuki.

Od velikog je značaja na efekat "izravnjanja" rezonancije pomoću prigušivačkih elemenata mjesto postavljanja tih elemenata u kuku ili olivu aparata [1]. Naime mijenjanjem mjesta filtra mijenja se frekventni odziv. Na sl. 4 prikazane su različite frekventne karakteristike postignute istim filtrom postavljanim na različita mjesta.



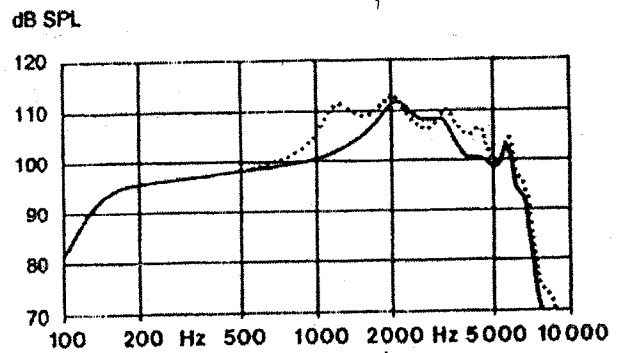
Sl.4. Frekventni odziv kao funkcija mjesta filtra

Dakle, ako je filter postavljen blizu slušalice, karakteristika je lagano "izgladena". Kad se filter pomjera bliže olivi pojavljuje se veće ukupno prigušenje. Naročito se javlja veliko smanjenje prve rezonancije. Pažljivim dimenzionisanjem kuke sa odgovarajućim filterom dobija se tzv. etimotska frekventna karakteristika.

6. ETIMOTSKA FREKVENTNA KARAKTERISTIKA

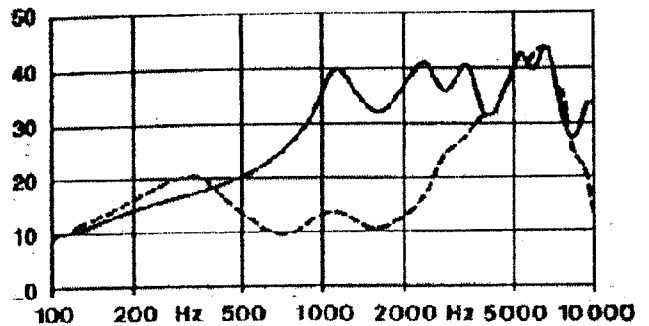
Ova karakteristika se dobija prigušenjem rezonantnog vrha na 1000 Hz pomoću kuke slušnog aparata. Kuka je dio na slušnom aparatu koja se nalazi između slušalice sa cjevčicom i olive sa cjevčicom. Ona kompenzuje nedostatak rezonanse prirodnog slušnog kanala.

Specijalne kuke kompanije "Etymotic Research" koje se kombinuju sa "BTE" aparatima nude jednostavna i efikasna rješenja za podešavanje slušnih aparata kod tri različita tipa oštećenja sluha. Međutim, ove kuke su skupe i prilično velike te ograničavaju njihovu upotrebu osim u ozbiljnijim slučajevima.



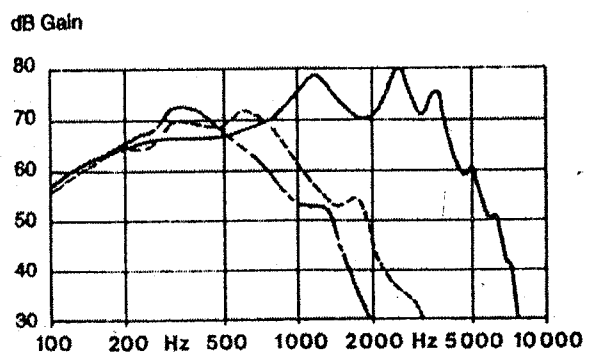
Sl.5. Etimotik frekventna karakteristika potpomognuta sa prigušivačkim elementom

Kuke za visoke tonove čini mogućim promjenu odziva frekventnog opsega slušnog aparata tako da ograniči pojačanje do frekvencija oštro padajući za frekvencije ispod 3000 Hz (Sl.6).



Sl.6. — Standardna kuka sa normalnom olivom.
----- Visokotonska kuka sa "Lybarger" olivom.

Kuka za niske tonove je razvijena zbog oštećenja sluha na niskim frekvencijama. Njihova prenosna frekventna karakteristika oštro pada poslije 800 Hz. (Sl.7.)

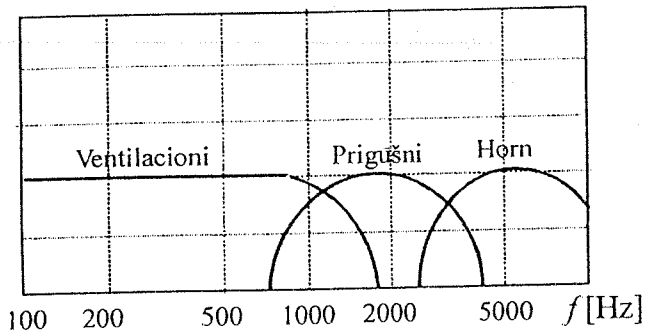


Sl.7. Frekventna karakteristika sa niskotonskom kukom
— kuka sa "horn" efektom
----- kuka sa običnim otvorom
..... kuka sa niskotonskim zvučnim otvorom.

Akustičke modifikacije slušne olive

Najvažnija akustička modifikacija koju slušni akustičar ili audiolog može provesti je promjena olive (slušnog modula). Pitanje koje se pri tome nameće je kako i u kojem frekventnom opsegu je to moguće postići. Na sl.8. ukazano

je na frekventne opsege na koje se može djelovati ventilacionim, prigušnim ili "horn" otvorima u olivi.

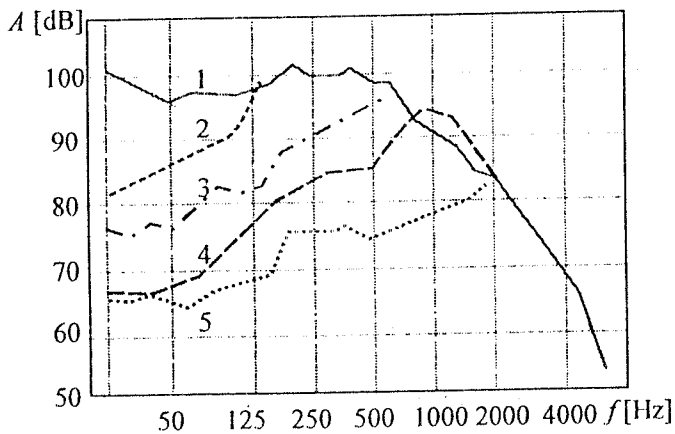


Sl.8. Uticaj akustičkih modifikacija.

Kako se ova tri opsega lagano preklapaju, jedna ili dvije modifikacije se mogu istovremeno izvoditi. Ventilacioni otvor je dodatno napravljen na olivi i daje dovod vanjskog vazduha. Otvor ima različite efekte s obzirom na njegovu veličinu i dužinu.

1° Izjednačavanje pritiska i eliminacija efekta začepljenja

Začepljenje slušnog kanala uzrokuje značajno povećanje glasnosti za zvuk koji se vodi koštano, uključujući zvukove koje korisnik pravi (sopstveni glas, šumovi žvakanja). Neki zvuci (npr. vokalizacija-izgovaranje vokala) mogu se pojačati skoro 30-40 dB na oko 125 Hz zbog zatvorenog kanala. Nasuprot osjećaju pritiska, kojeg se možemo osloboditi bušenjem male dodatne rupe u olivi efekat začepljenja se jedino može ukloniti potpunim otvaranjem olive (slušnog modula).



Sl.9. Akustičke modifikacije olive:

1- Zatvorena oliva, 2- ventil od 1mm, 3- ventil 2 mm, 4- ventil 3 mm, 5- otvoren slušni kanal.

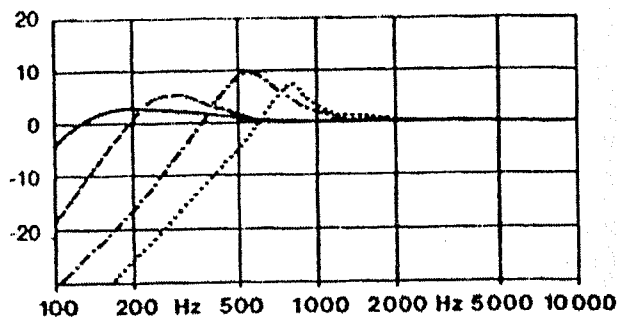
2° Prigušenje na niskim frekvencijama

Povećanje veličine ventilacionog otvora, gubi se pojačanje na niskim frekvencijama. Smanjenje pojačanja na niskim frekvencijama je funkcija prečnika i dužine otvora (sl.10.)

Izbjegavajući pretjerano pojačanje na niskim frekvencijama može se poboljšati razumljivost govora naročito u situacijama šuma na niskim frekvencijama. Promjene u NF odzivu slušnih aparata mogu se postići akustičkim ili elektronskim putem. Ostavljanje otvorenog

slušnog kanala do neke granice je akustička modifikacija koja se ogleda do 30 dB manjem pojačanju na 500 Hz. Iako se isti efekt može dobiti elektronskim filterima subjektivna poređenja sa akustičkom modifikacijom jasno pokazuju prednost akustičkog rješenja (gledajući na kvalitet zvuka i razumljivost govora kod oba postupka).

Korištenjem akustičkih elemenata za prigušenje (akustička otpornost) u olivi, mogu se prigušiti frekvencije iz opsega od 800 do 4000 Hz. Današnji prigušivački elementi su obično umetnuti u kuku slušnog aparata nego u olivu jer je izvedba jednostavnija.

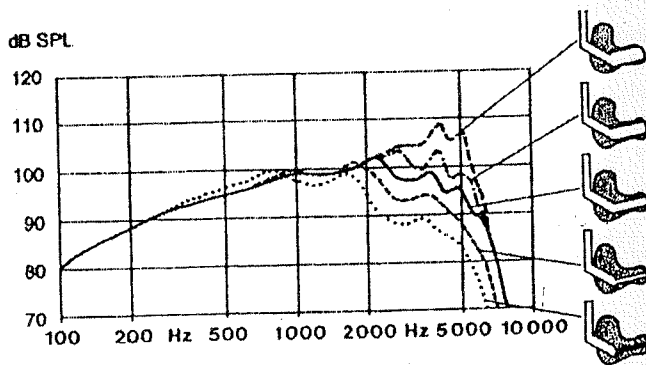


Sl.10. Prigušenje niskih frekvencija kao funkcija prečnika otvora (— 0,5 mm, - - - - 1, mm, - · - · - 2 mm, ····· 3 mm).

"Horn" otvor

Progresivnim povećanjem prečnika otvora olive pozitivno se utiče na prenos (transmisiju) visokih frekvencija ("horn" efekt). Efekti različitih prečnika "horn" otvora prikazani su na sl.11.

Po pravilu poželjna je najbolja transmisija (prenos) visokih frekvencija što se može postići. Problem sa ovakvim otvorima uključuju zahtjeve za relativno velikim prostorima i otpornost od povratne sprege.



Sl.11. Primjeri raznih mogućnosti "horn" efekta.

7. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

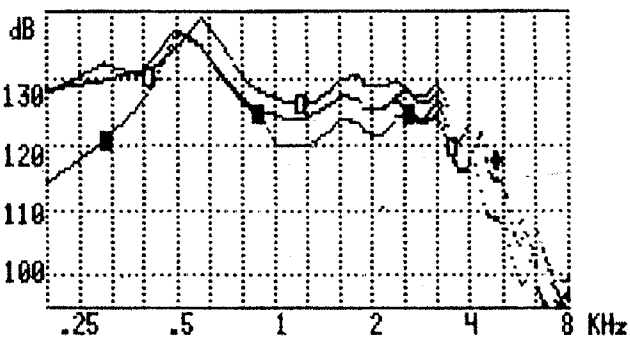
Efekti analiziranih i primjenjenih akustičkih modifikacija provjereni su eksperimentalnim putem. Mjerenja su vršena na test sistemu FONIX 6500.

Tako je na sl. 12 predstavljena frekventna zavisnost odziva za tri različita položaja filtra - prigušivača u kuki i olivi slušnog aparata tipa "SWING S3+". Kriva 1 je data za slučaj kada je filter na početku kuke, kriva 2 za filter na sredini kuke a kriva 3 za filter na izlazu olive. Svi rezultati se

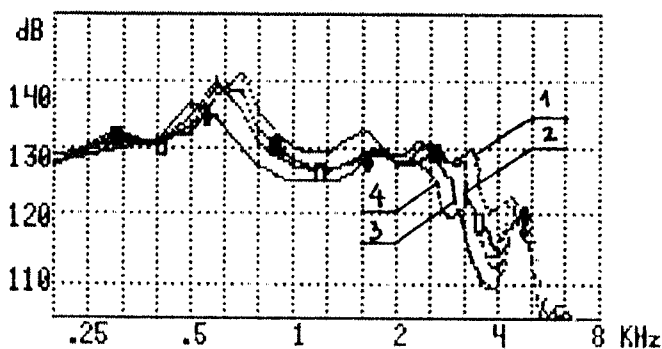
podudaraju sa analiziranim slučajevima što ukazuje na primjenljivost ovakve metode akustičkih modifikacija.

Sljedeći eksperiment se odnosi na mjerenje odziva slušnog aparata SWING S3+ u zavisnosti od prečnika otvora olive. Rezultati mjerenja su prikazani na sl.13. pri čemu kriva 1 odgovara prečniku otvora od 2,5 mm, kriva 2 prečniku otvora 2 mm, kriva 3 prečniku otvora od 1,5 mm te kriva 4 odgovara prečniku otvora olive od 1 mm.

Izvršena je akustička modifikacija olive kod osobe sa slušnim aparatom Pico-forte (Phonac) gdje je verifikovana teška senzoneuralna i obostrana nagluvost.



Sl. 12. Zavisnost izlaznog nivoa zvučnog pritiska u slušnom opsegu



Sl.13. Uticaj prečnika otvora olive na frekventnu karakteristiku.

Prije korektivnih izvedbi razumljivost je iznosila 50% na 3 m, dok je nakon akustičke modifikacije individualne olive takav procenat postignut na 6 m udaljenosti. Kao kontrolni test je korišten je govor ispitivača sa standardne liste dvosložnih riječi iz srpskog jezika.

8. ZAKLJUČAK

Data analiza akustičkih modifikacija kao i prezentirani eksperimentalni rezultati pokazuju da se korekcija frekventne karakteristike uha kod osoba sa oštećenim sluhom može efikasno provoditi kod postojećih elektronskih slušnih aparata. Posebna ugradnja filtara u raznim dijelovima zvukovoda omogućava povećanje izlaznog slušnog pritiska u odabranom frekventnom domenu. Takve modifikacije su dale objektivne i dobre subjektivne rezultate u željenom frekventnom području.

9. LITERATURA

- [1] A. Vonlanthen: Hearing instrument technology for the hearing healthcare professional, Zurich, 1995.
- [2] H. Kurtović: Osnovi tehničke akustike, Naučna knjiga, Beograd, 1989.
- [3] Berger, K.W.: The Hearing Aid, National Hearing Aid Society, 1984.

Abstract- This paper presents the analysis and experimental results of the influence of acoustic modifications on the electronic ear amplifier. The results of influence of vent diameter on the occlusion effect are given too. All results are confirmed in the experiment.

ACOUSTIC MODIFICATION ON THE ELECTRONIC EAR AMPLIFIER

Ferid Softić, Gojko Gavrić, Dejan Dogatović

ИНДЕКС АУТОРА

Арнаутовић М ,21
Бабић З 188, 192, 196
Бајић Н ,65
Бјеловук М 160
Блануша Б ,80
Бањац З 169
Бундало З 131, 137
Варјачић С 128
Веиновић М 169
Велимировић А 143,
Враговић И Д ,27
Вученовић С ,33
Вученовић Д ,33
Вукић Р 185
Гардашевић Г ,96
Гаврић Г ,213
Гмитровић М ,60
Голубовић Љ ,93, 117
Грабић С ,74
Граовац Д ,74
Грбо М , 124,
Докић Б ,1 ,65
Дракулић З 137,
Богатовић Д 213
Ђорђевић С ,87
Ђорђевић Г ,109,
Ђорђевић Б 143
Ђурашиновић М,109
Живанов М ,113, 124
Живанов Љ ,43, 49
Живковић Б 143
Живковић В 149
Зејак А 166 , 200, 205
Зрнић Б ,205
Илишковић А ,17,
Јефтић М , 143 , 149
Јефтовић М ,96,100
Јенеи С ,43, 49
Катић В ,74
Ковачевић Б 169, 173
Крстић Д 163
Крстић М 163
Куколеча Д ,109

Лазарев С Б ,27
Лиховић Г 155,
Литовски В ,11, 56,87
Мајкић Р 128
Манчић Г ,113
Манчић Д ,38
Марковић М 173,
Марковић П ,52
Милеуснић С, 113
Милосављевић М 169, 173
Милосављевић З ,60
Миловановић Д ,56
Мирјанић Д Љ ,27,33
Мујаковић В ,52,
Нађ Л ,21
Николић М, 113
Петковић П ,11, 87,
Петровић А 166,
Попов Д ,113
Рашета И 131,
Радетић Р ,71,122,
Радовановић И 179,
Радмановић М,38
Раковић Д ,33
Равлић М , 128,
Ристић С 104
Симић И С 200
Софтић Ф , 17, 213
Смиљаковић В 210
Станковић М 179
Стојчев М ,104
Стојановић Г ,43 ,49
Стојановић В 179
Стојковић С М ,27,33
Тошић Д , 11,
Хинић П , 192, 196
Џумбо З ,80,
Шетрајчић Ј П ,27,33
Шијачић Д ,27

СПОНЗОРИ

1. ЕЛЕКТРОПРИВРЕДА ТРЕБИЊЕ
2. РАФИНЕРИЈА НАФТЕ СРПСКИ БРОД
3. РАФИНЕРИЈА УЉА МОДРИЧА
4. КОСМОС БАЊАЛУКА
5. ХИДРО ТРЕБИЊЕ
6. ЕНЕРГОПЕТРОЛ БАЊАЛУКА
7. ОСИГУРАЊЕ "ЈАХОРИНА" СРПСКО САРАЈЕВО
8. КРАЈИНА ОСИГУРАЊЕ БАЊАЛУКА
9. ЕЛЕКТРОКРАЈИНА БАЊАЛУКА
10. ЕНЕРГОИНВЕСТ АУТОМАТИКА СРПСКО САРАЈЕВО
11. ЧАЈАВЕЦ МИКРОЕЛЕКТРОНИКА БАЊАЛУКА
12. КОСИГ-ДУНАВ ОСИГУРАЊЕ БАЊАЛУКА
13. ЕЛЕКТРОПРЕНОС БАЊАЛУКА
14. ЧАЈАВЕЦ ЛОГОС БАЊАЛУКА
15. ПИВАРА БАЊАЛУКА

