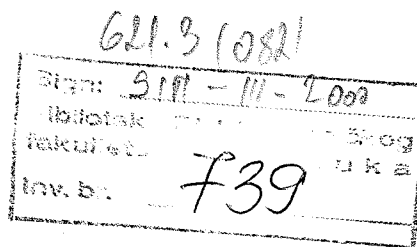


Универзитет у Бањалуци
Електротехнички факултет Бањалука
Патре 5
Тел./ Факс 387 51 211 408

III СИМПОЗИЈУМ
ИНДУСТРИЈСКА ЕЛЕКТРОНИКА
ИНДЕЛ 2000
ЗБОРНИК РАДОВА

БАЊАЛУКА
РЕПУБЛИКА СРПСКА
16 - 18. НОВЕМБАР 2000.



ISBN 86-7122-020-6

CIP - Каталогизација у публикацији
Народна и универзитетска библиотека
Републике Српске, Бањалука

621.3(082)

621.3.049.77(082)

СИМПОЗИЈУМ индустријска електроника ИНДЕЛ 2000 (3; 2000; Бањалука)

Зборник радова / III симпозијум Индустријска електроника
Индел 2000, Бањалука, 16-18. новембар 2000; организатор
Електротехнички факултет Бањалука. - Бањалука: Електротехнички факултет,
2000 (Бањалука: Матић граф). - 230 стр. : граф. прикази; 29 cm

На врху насл. стр.: Универзитет у Бањалуци. - Тираж: 100. - Резиме.

ISBN 86-7122-020-6

П.О.: ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ материјали - Зборник
МИКРОЕЛЕКТРОНИКА - Зборник
MFN=000329



4269

ОРГАНИЗАТОР

Електротехнички факултет Бањалука

ОРГАНИЗАЦИОНИ ОДБОР:

Проф. др Бранко Докић, *Електротехнички факултет Бањалука*

Проф. др Александар Илишковић, *Електротехнички факултет Бањалука*

Проф. др Јеленко Влајић, *Електротехнички факултет Бањалука*
Ђурађ Бањац, *министар индустрије и технологије у Влади Републике Српске*

Драгољуб Давидовић, *градоначелник Бањалуке*

Бранко Панић, *секретар Удружења енергетичара Републике Српске*

Жељко Каталина, *директор Медицинске електронике Бањалука*

Стево Ковачевић, *директор Мобилне Српске Бањалука*

Стево Радивојша, *директор Космоса Бањалука*

Никола Дрча, *директор Чајавца Бањалука*



ПРОГРАМСКИ ОДБОР:

Проф. др Бранко Докић, *Елекџроџехнички факулџеџ Бањалука*

Проф. др Александар Илишковић, *Елекџроџехнички факулџеџ Бањалука*

Проф. др Јеленко Влајић, *Елекџроџехнички факулџеџ Бањалука*

Проф. др Слободан Вукосавић, *Елекџроџехнички факулџеџ Беоџрад*

Проф. др Владимир Катић, *Факулџеџ џехничких наука Нови Сад*

Проф. др Вујо Дрндаровић, *Инсџиџуџ за нуклеарне науке "Винча" Беоџрад*

Проф. др Петар Марић, *Елекџроџехнички факулџеџ Бањалука*

Проф. др Милош Миланковић, *Елекџроџехнички факулџеџ Бањалука*

СЕКРЕТАРИЈАТ:

Мр Наташа Бановић, дипл. ел. инж.

Игор Крчмар, дипл. ел. инж.

Бранко Блануша, дипл. ел. инж.

Петар Матић, дипл. ел. инж.

Електротехнички факултет Бањалука
Патре 5, Бањалука, Република Српска, БиХ

Тел./ Фах 387 51 211 408

indel@etf-bl.rstel.net

ГЕНЕРАЛНИ ПОКРОВИТЕЉИ:

- ◆ **Министарство индустрије и технологије у Влади Републике Српске**
- ◆ **Град Бањалука**

ГЕНЕРАЛНИ СПОНЗОР:

- ◆ **Удружење енергетичара Републике Српске**

СПОНЗОРИ:

- ◆ **Медицинска електроника, Бањалука**
- ◆ **Мобилна Српске, Бањалука**
- ◆ **Космос, Бањалука**
- ◆ **Чајавец Холдинг, Бањалука**
- ◆ **Фруктона, Бањалука**
- ◆ **Електропренос, Бањалука**
- ◆ **Телеком Српске, Бањалука**

САДРЖАЈ

1. EQUAL RIPPLE OPTIMIZATION OF GENERALIZED CHEBYSHEV LOW-PASS FILTERS	1
<i>Ђурађ Будимир, Наташа Николић, WESTMINSTER UNIVERSITY LONDON</i>	
2. FAULT INJECTION INTO VHDL	5
<i>Зоран Стаменковић, Електронски факултет Ниш</i>	
3. HARDWARE VOTER ARCHITECTURE WITH IMPLEMENTED HAMMING CODE LOGIC	11
<i>Миле Стојчев, Милош Крстић, Горан Ђорђевић, Иван Андрејић Електронски факултет Ниш</i>	
4. МОГУЋНОСТИ СИНТЕЗЕ ТЕРНАРНИХ ЛОГИЧКИХ МРЕЖА	15
<i>Д. Бундало, Бањалучка банка З. Бундало, Електротехнички факултет Бањалука</i>	
5. FH SS TRANSMISION SYSTEM WITH GAUSSIAN INTERPOLATION FILTER	20
<i>Драгиша Крстић, Милош Крстић, Електронски факултет Ниш</i>	
6. СВЈЕТЛОСНО-КАПАЦИТИВНИ КОНВЕРТОРИ	23
<i>Александар Илишковић, Ферид Софтић, Електротехнички факултет Бањалука</i>	
7. СВЈЕТЛОСНО КОНТРОЛИСАНИ КОНВЕРТОРИ КАРАКТЕРА ИМПЕДАНСЕ	27
<i>Ферид Софтић, Александар Илишковић, Електротехнички факултет Бањалука</i>	
8. КОНВЕРТОРИ ИМПЕДАНСЕ СА ОПТОПАРОВИМА	32
<i>Ферид Софтић, Александар Илишковић, Бранко Блануша, Електротехнички факултет Бањалука</i>	
9. РЕГУЛАТОР БРЗИНЕ АСИНХРОНОГ МОТОРА РЕАЛИЗОВАН КОРИШЋЕЊЕМ ИНФОРМАЦИЈЕ О СТРУЈИ ЈЕДНОСМЕРНОГ МЕЂУКОЛА	35
<i>Владан Р. Димитријевић, Стеван М. Механџић, ЛОЛА Институт Београд Слободан Вукосавић, Електротехнички факултет Београд</i>	
10. ПАРАЛЕЛНА ЕСТИМАЦИЈА БРЗИНЕ И ОТПОРНОСТИ СТАТОРА ПРИМЕНОМ МРАС ОБСЕРВЕРА У ПОГОНУ БЕЗ ДАВАЧА НА ВРАТИЛУ АСИНХРОНОГ МОТОРА	40
<i>Веран Васић, Факултет техничких наука Нови Сад Слободан Вукосавић, Електротехнички факултет Београд</i>	

- 11. АНАЛИЗА СТАЦИОНАРНОГ СТАЊА ПОГОНА СА АСИНХРИМ МОТОРОМ И ПАРАЛЕЛНИМ МРАС ОБСЕРВЕРОМ БРЗИНЕ И ОТПОРНОСТИ СТАТОРА** _____ **46**
Веран Васић, *Факултет техничких наука Нови Сад*
Слободан Вукосавић, *Електротехнички факултет Београд*
- 12. НОВИ МЕТОД ЗА РЕКОНСТРУКЦИЈУ НАМОТАЈА ХИБРИДНИХ КОРАЧНИХ МОТОРА** _____ **52**
Петар Матић, *Електротехнички факултет Бањалука*
Радиша Јевремовић, *Факултет техничких наука Нови Сад*
Милош Миланковић, *Електротехнички факултет Бањалука*
- 13. РЕАЛИЗАЦИЈА МОДУЛА ЗА МЕРЕЊЕ И ПРИКАЗ БРЗИНЕ ОБРТАЊА ВРАТИЛА МОТОРА ПРОГРАМАБИЛНИМ ЛОГИЧКИМ КОЛОМ ВИСОКОГ СТЕПЕНА ИНТЕГРАЦИЈЕ** _____ **56**
Горан Латишко, Жељко Грбо, *Факултет техничких наука Нови Сад*
- 14. ЗНАЧАЈ ПОЗНАВАЊА КАРАКТЕРИСТИКА МАГНЕЋЕЊА МАГНЕТСКИХ КОЛА ПРИ РЕМОНТУ ТРАНСФОРМАТОРА** _____ **60**
Зоран П. Стајић, Саша Александров, *Електронски факултет Ниш*
Ђукан Р. Вукић, *Пољопривредни факултет Земун*
Никола Рајакковић, *Електротехнички факултет Београд*
- 15. ЈЕДНО РЕШЕЊЕ МЕРЕЊА ВИБРАЦИЈА ИНДУСТРИЈСКИХ ПОСТРОЈЕЊА** _____ **66**
Мирослав Лазић, Сања Радошевић, Миодраг Скендер,
ИРИТЕЛ, А. Д. Београд
- 16. КВАЛИТЕТ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ - МЕРЕЊЕ И АНАЛИЗА ПРОПАДА НАПОНА** _____ **69**
Владимир Катић, *Факултет техничких наука Нови Сад*
- 17. АНАЛИЗА ЕФИКАСНОСТИ МЕТОДА ЗА ЕЛИМИНИСАЊЕ ЕФЕКТА ПРОПАДА НАПОНА У ЕЛЕКТРОМОТОРНОМ ПОГОНУ СА АСИНХРОНИМ МОТОРОМ** _____ **79**
Дејан Раца, *Електротехнички факултет Бања Лука*
Владимир Катић, *Факултет техничких наука Нови Сад*
- 18. МОДЕЛОВАЊЕ И АНАЛИЗА УТИЦАЈА ТРОФАЗНОГ РЕГУЛАТОРА НАПОНА НА КВАЛИТЕТ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ** _____ **85**
Петар Матић, *Електротехнички факултет Бања Лука*
Владимир Катић, *Факултет техничких наука Нови Сад*
- 19. УРЕЂАЈИ ЗА НАПАЈАЊЕ ПРИОРИТЕТНИХ ПОТРОШАЧА** _____ **90**
Слободан Н. Вукосавић, Љиљана С. Перић, *Електротехнички факултет Београд*
- 20. НОВА ГЕНЕРАЦИЈА АЦ/ДЦ ПРЕТВАРАЧА ЗА ЕЛЕКТРИЧНА ВУЧНА ВОЗИЛА** _____ **102**
Зоран Милићевић, *Електротехнички факултет Бањалука*
Милорад Миљуш, *"Инџел" Ниш*
Драгослав Пејчић, *ЖТП "Београд"*

- 21. ПРИКАЗ РЕАЛИЗАЦИЈЕ САВРЕМЕНОГ ТРОФАЗНОГ НАПОНСКОГ ИНВЕРТОРА** _____ **107**
Владо Поробић, Дарко Марчетић, Владимир Катић,
Факултет техничких наука Нови Сад
- 22. ПРИМЕНА ПРИНЦИПА АПСОРПЦИЈЕ У СИНТЕЗИ СИСТЕМА СА НЕМЕРЉИВИМ ПОРЕМЕЋАЈИМА** _____ **114**
Милић Стојић, *Електротехнички факултет Београд*
Милан Матијевић, *Машински факултет Крагујевац*
- 23. СТАТИЧКА ЕСТИМАЦИЈА ПАРАМЕТАРА СИНХРОНОГ ГЕНЕРАТОРА КАО ФУНКЦИЈА УПРАВЉАЊА РЕАЛНОГ ВРЕМЕНА У ЕЛЕКТРОПРИВРЕДИ** _____ **121**
Горан Ђукић, Бранко Ковачевић, Владимир Терзија,
Електротехнички факултет Београд
- 24. ПРЕЛАЗНИ ПРОЦЕСИ СИНХРОНОГ ГЕНЕРАТОРА У СЛУЧАЈУ ЗАКАЗИВАЊА ПОЛОВА ВИСОКОНАПОНСКОГ ПРЕКИДАЧА** _____ **126**
Горан Ђукић, Миленко Ђурић, *Електротехнички факултет Београд*
- 25. НЕКЕ ПРЕПОРУКЕ ЗА ИЗБОР ПЕРИОДЕ ДИСКРЕТИЗАЦИЈЕ У СИСТЕМИМА АУТОМАТСКОГ УПРАВЉАЊА** _____ **131**
Милица Наумовић, *Електронски факултет Ниш*
- 26. ПРИМЕНА ДИСКРЕТНИХ РЕГУЛАТОРА ПРОМЕНЉИВЕ СТРУКТУРЕ У СИСТЕМИМА УПРАВЉАЊА СА НЕПОТПУНОМ ИНФОРМАЦИЈОМ** _____ **135**
Зоран Јовановић, Бобан Веселић, *Електронски факултет Ниш*
- 27. АКВИЗИЦИОНО-УПРАВЉАЧКИ СИСТЕМ СА АУТОМАТСКОМ КОНФИГУРАЦИЈОМ НА БАЗИ МИКРОКОНТРОЛЕРА** _____ **139**
Вујо Дрндаревић, Миодраг Болић, Бранко Самарџић
Институт за нуклеарне науке "Винча" Београд
- 28. РЕАЛИЗАЦИЈА ЗАДАТКА КОМУНИКАЦИЈЕ У ДИСТРИБУИРАНОМ СИСТЕМУ ЗА РАД У РЕАЛНОМ ВРЕМЕНУ MULTI-POINT ТОПОЛОГИЈЕ** _____ **143**
Марко Д. Цветковић, Милун С. Јевтић, *Електронски факултет Ниш*
- 29. МЕХАНИЗМИ ЗАШТИТЕ МОБИЛНИХ АГЕНАТА ОД МАЛИЦИОЗНИХ СЕРВЕРА** _____ **148**
Здравко Кордић, Славко Јокић, *Електротехнички факултет Бањалука*
- 30. МИКРОПРОЦЕСОРСКИ КОРЕКТОР ФАКТОРА СНАГЕ** _____ **152**
Мирослав Равлић, Радослав Мајкић, Саша Варјачић
Партнер Инжењеринг, Београд
- 31. МОДЕЛОВАЊЕ МИНИМАЛНОГ ФАКТОРА ШУМА МИКРОТАЛАСНИХ МЕСФЕТ-ТРАНЗИСТОРА ПОМОЋУ НЕУРОНСКИХ МРЕЖА** _____ **155**
Братислав Миловановић, Вера Марковић, Златица Маринковић, Зоран Станковић
Електронски факултет Ниш
- 32. СТРУКТУРНА ИСПИТИВАЊА КЕРАМИКЕ НА БАЗИ ВаTiO₃** _____ **159**
Љиљана Живковић, *Електронски факултет Ниш,*

- 33. ДЕГРАДАЦИЈА ОКСИДА ГЕЛТА ВИСОКИМ ЕЛЕКТРИЧНИМ ПОЉИМА** _____ **163**
Љ. Врачар, Б. Пешић, *Електронски факултет Ниш*
М. Пецовска-Ђорђевић, Н. Новковски, *Institute of Physics, Faculty of Natural Science, Skopje, Macedonia*
Н. Стојадиновић, *Електронски факултет Ниш*
- 34. МОДЕЛ БИПОЛАРНОГ ТРАНЗИСТОРА СА РАСПОДЕЉЕНИМ ПАРАМЕТРИМА ЗА ПРОИЗВОЉНЕ НИВОЕ ИЊЕКЦИЈЕ** _____ **166**
Татјана Пешић, Југослав Карамарковић, Небојша Јанковић
Електронски факултет Ниш
- 35. О ПРИМЕНИ НЕУРОНСКИХ МРЕЖА У АНАЛИЗИ ВРЕМЕНСКИХ СЕСИЈА** _____ **172**
Милан Милосављевић, *Електротехнички факултет Београд*
- 36. ПРИМЕНА ТЕХНИКА SUPPORT VECTOR MACHINE У ПРЕПОЗНАВАЊУ СИГНАЛА** _____ **179**
Милан Милосављевић, *Електротехнички факултет Београд*
- 37. ПОСТУПЦИ ЗА ИЗРАЧУНАВАЊЕ ЕЛЕКТРОМАГНЕТНИХ ПОЉА У БЛИСКОЈ ЗОНИ АНТЕНА ДТ, СТ И КТ ПРЕДАЈНИКА ВЕЛИКИХ СНАГА** _____ **184**
Јован Сурутка, А. Р. Ђорђевић
Електротехнички факултет Београд
- 38. ДЕТЕКЦИЈА АСК СИГНАЛА У БЕЛОМ ГАУСОВОМ ШУМУ У ПРИСУСТВУ МОДНОГ ШУМА** _____ **191**
Драган Драча, Александра Панајотовић, Михајло Стефановић
Електронски факултет Ниш
- 39. НУМЕРИЧКО РЕШЕЊЕ ФОКЕР-ПЛАНКОВЕ ЈЕДНАЧИНЕ У КОХЕРЕНТНИМ ОПТИЧКИМ СИСТЕМИМА** _____ **194**
Михајло Стефановић, Дејан Милић, Даниела Миловић
Електронски факултет Ниш
- 40. ДЕГРАДАЦИЈА ПЕРФОРМАНСИ КОХЕРЕНТНОГ МСК ПРИЈЕМНИКА УСЛЕД НЕСТАБИЛНОСТИ РЕФЕРЕНТНОГ НОСИОЦА ПРИЈЕМНИКА И ИНТЕРФЕРЕНЦИЈЕ** _____ **198**
Драган Драча, Александра Видовић, Михајло Стефановић
Електронски факултет Ниш
- 41. ON THE EFFECT OF THE PHASE NOISE AND CARRIER FREQUENCY OFFSET TO BER SENSITIVITY IN OFDM SYSTEMS** _____ **203**
Бојан Димитријевић, Ивана Арсић
Електронски факултет Ниш
- 42. ПРИМЕНА АНАЛОГНИХ ОПТИЧКИХ ЛИНИЈСКИХ ТЕРМИНАЛА У ЈАВНОЈ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОНОЈ МРЕЖИ** _____ **207**
Ненад Симић, Ненад Марић, А.Д. Телефонија

**43. ПРИМЕНЕ ПРОШИРЕНОГ СПЕКТРА У ПРИСТУПНИМ
МРЕЖАМА**

211

Ненад Симић, Ненад Марић, *А.Д. Телефонија*

44. УТИЦАЈ ЗРАЧЕЊА МОБИЛНОГ ТЕЛЕФОНА НА ЧОВЕКА

Радиша Стефановић, Младен Арнаутовић, *Војноинженерска академија ВЈ, Београд*

Бранислав Тодоровић, *Војноинженерски институт ВЈ, Београд*

215



EQUAL RIPPLE OPTIMIZATION OF GENERALIZED CHEBYSHEV LOW-PASS FILTERS{PRIVATE }

DJURADJ BUDIMIR and NATASA NIKOLIC

Wireless Communications Research Group, Department of Electronic Systems,
University of Westminster, London, United Kingdom.

Abstract-A numerical method for the optimization of a symmetrical lumped element lowpass filters with Generalized Cheyshev response is considered. By exploiting the fact that a network based on generalized Chebyshev prototype has a prescribed number of turning points in the insertion loss and an identical number of independent parameters which can be assigned as variables to adjust their levels the method gives fast convergence.

1. INTRODUCTION

When a common approach to the design of filters results in a design passband which differs considerably from that which is specified, optimization is required to tune the filter elements to achieve a design that meets certain requirements. Most microwave filters have not yielded exact optimum synthesis. Taking into account parasitic effects, high frequency operation, frequency dependent elements, a narrow range of element values, and so on, a common approach to design provides, at best, only approximate answers. Not infrequently, a common approach may be used to great advantage in providing the initial points for optimization.

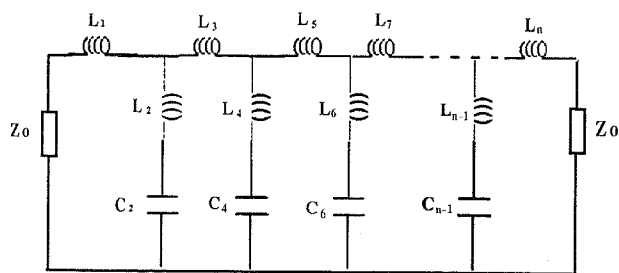


Figure 1a. Generalised Chebyshev low pass prototype

In this paper, we introduce an optimization procedure based on equal ripple optimisation to optimise filters based upon Generalized Chebyshev (see Figure 1b) function prototype. This method searches for tuning points in the filter transfer function and forces the ripple levels at these points to have specified values. The method requires knowledge of the filter insertion or return loss at these points. The method will generate a set of equations which are solved to give a new set of parameter values. The cycle is then repeated, until the filter characteristic is within an arbitrarily close value to the desired specification. This technique requires less calculation of the electrical parameters of filter discontinuity than generalised optimization routines so far applied [1].

2. DESCRIPTION OF THE ALGORITHM

The double terminated low-pass prototype network shown in Figure 1a satisfies a generalized Chebyshev insertion loss response. This characteristic in terms of insertion loss, L , is given by

$$L = 1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left\{ (n-1) \cosh^{-1} \left[w \left(\frac{w_0^2 - 1}{w_0^2 - w^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right] + \cosh^{-1} w \right\} \quad (1)$$

where the transmission zeros are of order $(n-1)$ at $w = \pm w_0$ and one at infinity. n is an odd number equal to the degree of the network, $\varepsilon = \left[10^{(R.L./10)} - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$ and R.L. is the minimum return loss level (dB) in the passband.

A typical insertion loss response is illustrated in Figure 1b, where w_m is the frequency of the minimum insertion loss level in the stopband and w_1 is the bandedge frequency of the stopband.

In general, approximate methods based on the synthesis of a generalized Chebyshev prototype to the design a symmetrical filter will not meet the specifications satisfied by (1). Assume that an n th degree symmetrical lowpass filter has an insertion loss response L_I of the form shown in Figure 1b. It exhibits $m-1$ ($m=n-1$) zeros and $m-2$ ripples, the maxima of which occur at the frequencies f_2, f_3, \dots, f_m .

For a symmetrical lowpass filter all of these $m-2$ frequencies lie within the specified passband $f_i \Rightarrow f_u$. The deviation of a ripple maximum from the maximum allowed insertion loss in the passband, L_{lr} , is a function of the $m=n+1$ symmetrical filter parameter values required to specify the bandpass filter. There are $n-1$ such functions for the symmetrical case:

$$E_i = L_I(f_i) - L_{lr}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n-3. \quad (2)$$

E_c and E_m are defined by:

$$E_c = L_I(f_c) - L_{lr} \quad (3)$$

$$E_m = L_I(f_m) - L_m \quad (4)$$

E_c, E_m are also functions of the $m=n-1$ parameter values of the symmetrical filter.

The specifications

$$\begin{aligned} L_l(f) &\leq L_{lr} \quad , \quad 0 \leq f \leq f_c & (5) \\ L_l(f) &\geq L_m \quad , \quad f_o \leq f \leq f_m \end{aligned}$$

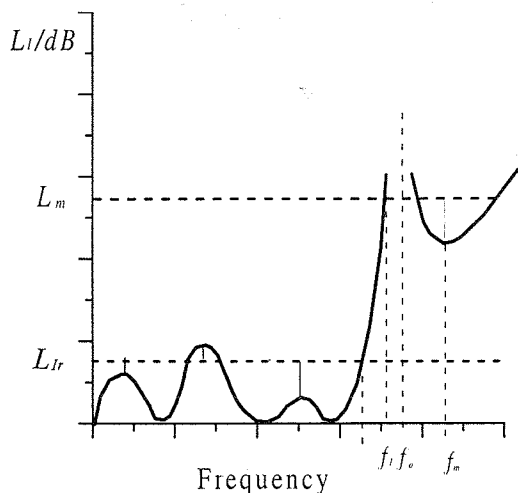


Figure 1b. Insertion loss of generalized Chebyshev low pass filter.

are satisfied when

$$E_i = 0 \quad , \quad i = 1, 2, 3 \quad \dots, \quad m \quad . \quad (6)$$

This is a system of $m=n-1$ nonlinear equations in $m=n-1$ variables for the symmetrical case. Solving (6) gives the parameter values of a filter satisfying (5). The E_i ($i = 1, \dots, m$) can be regarded as the components of an m dimensional error vector. Optimization is carried out by equating each of these components to zero (a vector process) rather than minimizing the magnitude of the vector (a scalar process). Thus equal ripple optimization can be regarded as a vector procedure whereas general purpose optimization routines are scalar procedures. Usually the convergence criterion applied in general purpose optimization routines is that the gradient, with respect to the filter elements, of the magnitude of the error vector is zero. However a zero gradient may correspond to a local minimum and the error may not be truly minimized. The convergence criterion applied in equal ripple optimization is that each component of the error vector is zero. Thus on convergence the error is reduced to zero. The problem of local minima does not arise..

To apply an iterative nonlinear equation solver it is necessary for a given set of filter parameter values to know the insertion loss only at the bandedge frequency, f_m (minimum) and at the ripple maxima. However, the frequencies at which the ripple maxima occur are unknown and are functions of the filter parameter values.

For a given set of filter parameter values these frequencies can be approximately located by calculating the insertion loss on a coarse sample of frequency points in the passband. The ripple maxima and minima are shown in Figures 2a, 2b, 2c and 2d respectively.

Figure 2a shows f_i correctly centred at the maximum with $L_l(f_i - \Delta f), L_l(f_i + \Delta f) < L_l(f_i)$ (7)2

for maximum. In Figure 2b the sample frequency, f_i , is a little off, so the function is sampled at frequencies slightly higher and lower.

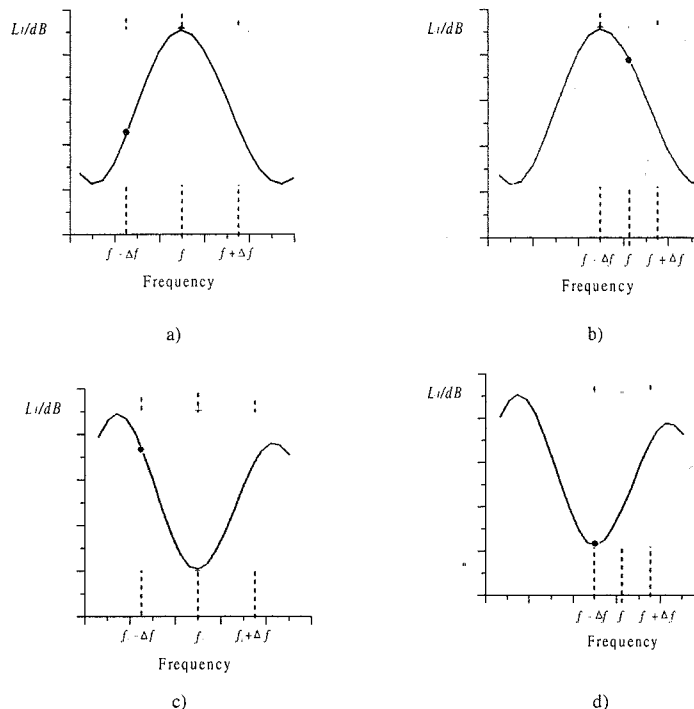


Figure 2. (a) f_i on maximum, (b) f_i off maximum, (c) f_i on minimum and (d) f_i off minimum.

By finding an equivalent parabola

$$L_l = a + b f + c f^2 \quad (8)$$

passing through the three points at $f_i - \Delta f$, f_i and $f_i + \Delta f$ a correction is derived which can be applied to the frequency f_i to bring it closer to the extreme (maxima). The necessary condition for the maximum of $L_l(f)$ is that

$$\frac{dL_l}{df} = b + 2 c f = 0 \quad (9)$$

i.e.,

$$f = -\frac{b}{2a} \quad (10)$$

where f locates the maximum of $L_l(f)$. The sufficiency condition for the maximum of $L_l(f)$ is that

$$\frac{d^2 L_l}{d f^2} < 0 \quad (11)$$

The correct location and amplitude of the ripple maxima can be found, by using the above procedure (quadratic interpolation [5]) in the last few iterations.

Figures 2a and 2c show f_i correctly centred at the maximum and minimum with (7) for maximum and

$$L_l(f_i - \Delta f), L_l(f_i + \Delta f) > L_l(f_i) \quad (12)$$

for minimum.

In Figures 2b and 2d the sample frequency, f_i , is a little off, so the function is sampled at frequencies slightly higher and lower. By finding an equivalent parabola (8) passing through the three

points at $f_i - \Delta f$, f_i and $f_i + \Delta f$ a correction is derived which can be applied to the frequency f_i to bring it closer to the extreme (minima or maxima). The necessary condition for the maximum (or minimum) of $L_i(f)$ is given by (9) and (10). The sufficiency condition for the maximum of $L_i(f)$ is given by (11) and

$$\frac{d^2 L_i}{d f^2} > 0 \quad (13)$$

for the minimum.

By using the above procedure (quadratic interpolation [6]) in the last few iterations, the correct location and amplitude of the ripple maxima and minima can be found.

3. THE ALGORITHM FOR SOLVING THE SYSTEM OF NONLINEAR EQUATIONS

The Newton-Raphson method [5] is a rapidly convergent technique for the solution of a system of nonlinear equations if a good initial approximation is available. The number of times the function is evaluated in the process of finding its root is the usual measure of computational effort. This includes function evaluations required to calculate derivatives numerically.

By using finite difference the Jacobian matrix of the $n-1$ nonlinear functions defined by equations (2)-(5) can be calculated numerically. For a given set of filter parameters the finite difference calculation of the Jacobian matrix requires the evaluation of

$$E_i(x_1, x_2, \dots, x_j + \delta x_j, \dots, x_{n-1}), \quad i=1, 2, \dots, n-1, \quad j=1, 2, \dots, n-1 \quad (14)$$

where x_1, x_2, \dots, x_{n-1} denote the $n-1$ parameters required to specify a symmetrical filter.

By using sampling and quadratic interpolation, as outlined in the previous section, the evaluation of (E_i) generates as a by-product the value of

$$f_i(x_1, x_2, \dots, x_j + \delta x_j, \dots, x_{n-1}), \quad i=1, 2, \dots, n-1, \quad j=1, 2, \dots, n-1 \quad (15)$$

The partial derivatives

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_j}, \quad i=1, 2, \dots, n-1, \quad j=1, 2, \dots, n-1 \quad (16)$$

can thus be readily evaluated using finite difference. Denoting by x and E the $n-1$ dimensional vectors with components $x_{i=1, 2, \dots, n-1}$ and $E_{i=1, 2, \dots, n-1}$ the Newton-Raphson method has the general form [5]

$$x^k = x^{k-1} - J^{-1}(x^{k-1}) E(x^{k-1}) \quad (17)$$

where k is the iteration number ($k=1, 2, \dots$) and J^{-1} is the inverse of the $m \times m$ Jacobian matrix evaluated at x^{k-1} . Once x^k has been calculated using (17) $f_i(x^k)$ ($i=1, 2, \dots, n-1$) can be approximated by

$$f_i(x^k) = f_i(x^{k-1}) + \sum_{j=1}^{n-1} \left(\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right)_{x=x^{k-1}} (x_j^k - x_j^{k-1}) \quad (18)$$

The above identifies the regions within the passband which need to be sampled in order to calculate $E(x^k)$ (and $J(x^k)$). The response and errors after each iteration are computed again with

the new corrected parameters, until the errors are judged to be sufficiently small.

4. EVALUATION OF THE JACOBIAN

In the Newton-Raphson method [5], the most complex task is evaluating the Jacobian J of $E(x)$ in (6). This can be done either numerically or, when possible, analytically. In this work, a numerical approach has been adopted because we do not have analytic expressions for the functions. In general, an m -dimensional system of equations requires $m-1$ function evaluations to calculate $E(x)$ and J numerically using finite difference. The Jacobian matrix of the m nonlinear functions is defined by

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_1}{\partial y_1} & \frac{\partial E_1}{\partial y_2} & \dots & \frac{\partial E_1}{\partial y_m} \\ \frac{\partial E_2}{\partial y_1} & \frac{\partial E_2}{\partial y_2} & \dots & \frac{\partial E_2}{\partial y_m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_m}{\partial y_1} & \frac{\partial f_m}{\partial y_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial y_n} \end{bmatrix} \quad (19)$$

All blocks defined by (19) can be calculated numerically using finite difference for a given set of filter parameter values.

5. NUMERICAL IMPLEMENTATION OF EQUAL RIPPLE OPTIMIZATION

To apply the equal ripple optimization technique described above to the design of lumped element lowpass filters it is necessary, for a given set of filter element values, to be able to calculate the insertion loss on a sample of frequency points within the specified passband. For a lumped element lowpass filter (Figure 1a) the insertion loss and return loss can be expressed in terms of an ABCD matrix. The overall filter response (insertion loss (L_I) and return loss (L_R)) can be expressed in terms of elements of the total ABCD matrix of the filter at each frequency (by directly combining the ABCD matrices of the individual filter elements) as

$$L_I = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{A + B + C + D}{2} \right) \quad (20)$$

$$L_R = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{A + B + C + D}{A + B - C - D} \right) \quad (21)$$

6. NUMERICAL RESULTS

In order to illustrate our approach, a fifth order lumped element lowpass filter with the following specifications

- Cut-off frequency: 15 GHz
- Passband return loss: 10 dB
- Insertion loss: 40 dB at 30 GHz.
- Source and load impedances: 50 Ω

has been designed. The filter can be described by 4 parameters: inductors (L_1, L_3) and capacitor (L_2, C_2) as marked in Figure 3. We used equal ripple optimization with L_1, L_2, L_3 and C_2 as variables for filter shown in Figure 3. The optimization variables before and after optimization are listed in Tables 1 and 2. Figure 4 shows the calculated return loss (dashed line) and insertion loss (solid line) of filter before optimization. The return loss (dashed line) and insertion loss (solid line) calculated using the filter elements obtained on convergence are shown in Figure 5.

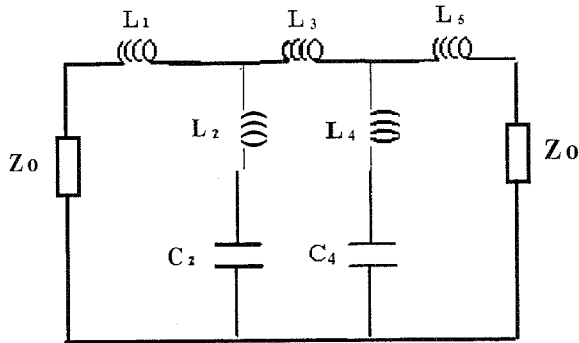


Figure 3. Generalized Chebyshev low-pass filter

Table 1. Parameter values for the 5th order lowpass filter before optimization

Parameters	Parameter values
L_1 (nH)	0.4546
L_2 (nH)	0.4500
C_2 (pF)	0.1650
L_3 (nH)	0.8890
L_4 (nH)	0.4500
C_4 (pF)	0.1650
L_5 (nH)	0.4546

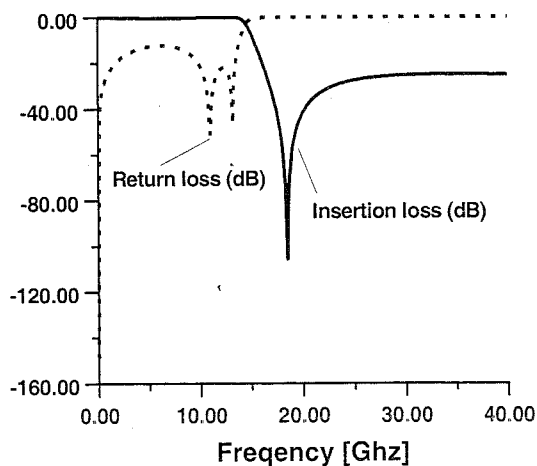


Figure 4. Simulated Insertion and Return loss of generalized Chebyshev low pass filter before optimization.

Table 2. Parameter values for the 5th order lowpass filter after optimization.

Parameters	Parameter values
L_1 (nH)	0.7887
L_2 (nH)	0.1920
C_2 (pF)	0.2290
L_3 (nH)	1.1599
L_4 (nH):	0.1920
C_4 (pF)	0.2290
L_5 (nH)	0.7887

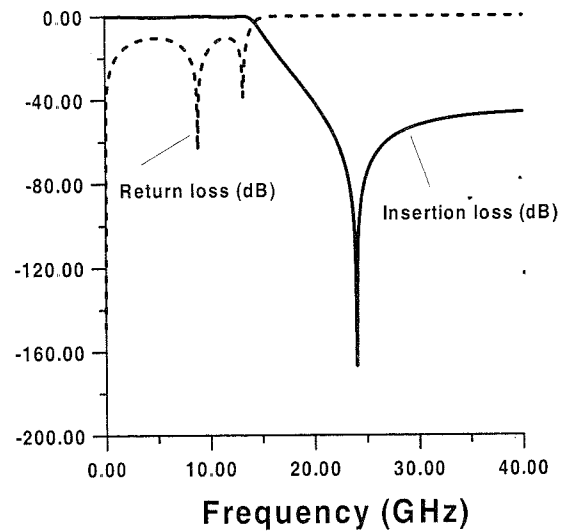


Figure 5. Simulated Insertion and Return loss of generalized Chebyshev low pass filter after optimization

7. CONCLUSION

The method presented here offers a simple but reliable method for optimization of lowpass filters with Generalized Chebyshev function prototype. The method provides fast convergence.

REFERENCES

- [1] Bandler, J. W., and S.H. Chen, "Circuit Optimization: The State of the Art," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol. MTT-36, 1988, pp.424-443.
- [2] Rhodes J. D. and S. A. Aalseyab, "The Generalized Chebyshev Low-pass Prototype Filter" *Microwave Theory and Applications, Microwave Journal.*, September 1989, pp.197-201
- [3] Budimir, D., "Generalized Filter Design by Computer Optimization", ISBN 0-89006-579-9, Artech House Books, 1998.
- [4] DBFILTER., "Reference Manual", Tesla Communications Ltd., London, UK.
- [5] Gupta K. C, R.Garg and R.Chadha, "CAD of Microwave Circuits", Artech House, Dedham, MA, 1981.

Оптимизација генералисаних Чебишевљебих филтера пропусника ниских учестаности
 Ђурађ Будимир и Наташа Николић
 Електротехнички факултет, Вестминистарског
 Универзитета у Лондону,
 Лондон, Велика Британија

Fault Injection into VHDL

Zoran Stamenkovic
 University of Nis, Department of Microelectronics
 Beogradska 14, 18000 Nis, Yugoslavia

Abstract

Fault Injection in VHDL descriptions is increasingly common due to the popularity of top-down design flows exploiting this language. This paper presents some methods, techniques and tools for Fault Injection into VHDL. We describe two software tools (MEFISTO and VERIFY) and a new technique for accelerating fault injection.

1. Introduction

Hardware simulations typically occur in a high level description of the circuit. This high level description is turned into a transistor level description of the circuit, and faults are injected into the circuit. Typically these are stuck-at or bridging faults, as software simulation is most often used to detect the response to manufacturing defects. The system is then simulated to evaluate the response of the circuit to that particular fault. Since this is a simulation, a new fault can then be easily injected, and the simulation re-run to gauge the response to the new fault. This consumes time to construct the model, insert the faults, and then simulate the circuit, but modifications in the circuit are easier to make than later in the design cycle.

The software-based fault injection techniques [1], [2] can be separated in *software-implemented* fault injection, where data is altered and/or timing of an application is influenced by software while running on real hardware, and *simulation-based* fault injection, where the whole system behavior is modeled using simulation. Simulation-based fault injection can provide good control over the time and the location of the injected faults and good observability over the internal system state and behavior. Moreover, the simulation-based approach normally allows to avoid any undesired change in the examined system, due to the presence of the fault injection mechanisms, which is seldom possible with software-implemented techniques.

In the last years, VHDL has become a de-facto standard for describing systems in particular when automatic synthesis tools are exploited; therefore, several researchers have addressed the problem of how to perform fault injection campaigns on VHDL descriptions [3], [4]. These approaches are *simulator-independent*, i.e., injection is performed through the adoption of special data types or fragments of VHDL code that are dedicated to modify the system behavior. They do not rely on simulator features, nor require the modification of simulation tools, therefore can easily fit on any design

flow. This paper presents some methods, techniques and tools for simulator-independent fault injection into VHDL.

2. Available Methods, Techniques and Tools

For hardware simulation most tools will take a hardware specification and inject faults into it for simulation. One such tool is MEFISTO (Multi-level Error and Fault Injection Simulation TOol), which injects faults into VHDL descriptions of circuits and simulates them [3]. A new methodology to inject transient and permanent faults in digital systems is implemented in the simulation based fault injector VERIFY (VHDL-based Evaluation of Reliability by Injecting Faults efficiently), which allows fault injection at several abstraction levels of a digital system [5]. Finally, some techniques for reducing the time to perform the required simulation experiments are presented [6].

2.1 MEFISTO Fault Injection Techniques

MEFISTO is a package of programs for fault injection into VHDL simulation models. Two categories of fault injection techniques are identified: the first one covers two techniques that require *modification of the VHDL model* and the second one covers two other techniques that instead use the *built-in commands of the simulator*.

2.1.1 Modification of the VHDL model

In this category, two techniques can be distinguished. The first one is based on the addition of dedicated fault injection components, called *saboteurs*, to the VHDL model. The second one is based on the mutation of existing component descriptions in the VHDL model, which generates modified component descriptions called *mutants*. Any change made to an existing component description is regarded as a mutation.

A *saboteur* is a VHDL component that alters the value or timing characteristics of one or several signals when activated. It is usually inactive during normal system operation and activated only to inject a fault. A *serial saboteur* breaks up the signal path between a driver (output) and its corresponding receiver (input) (Figure 1a) or a set of drivers and its corresponding set of receivers (Figure 1b). A *parallel saboteur* is simply added as an additional driver for a resolved signal, as shown by Figure 1c. Another way to achieve the same effect is to assign a modified resolution function to signals that are potential fault targets.

A *mutant* is a component description that replaces another component description. When inactive, it

behaves as the component description it replaces and, when activated, it imitates the component's behavior in presence of faults. It is easy to implement this replacement technique in VHDL using the configuration mechanism. Mutation may be accomplished in several ways by: 1) adding saboteur(s) to structural or behavioral component descriptions, 2) mutating structural component descriptions by replacing subcomponents (e.g., a NAND-gate replaced by a NOR-gate), 3) automatically mutating statements in behavioral component descriptions, e.g., by generating wrong operators or exchanging variable identifiers; this is similar to the mutation techniques used by the software testing community, 4) manually mutating behavioral component descriptions to achieve complex and detailed fault models.

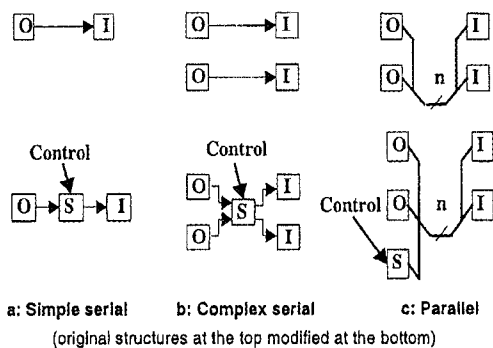


Figure 1: Insertion of saboteurs

Both signal and variable manipulations can be used for controlling, i.e., activating and deactivating, saboteurs and mutants. In this way, the injection of faults can be controlled by the built-in commands of the simulator also when mutants and saboteurs are used. This can be achieved by means of global signals or shared global variables. The latter is a new capability introduced in the latest version of VHDL, called VHDL'93 (IEEE Std. 1076-1993).

2.1.2 Use of built-in commands of the simulator

The main reason for using the built-in commands of the simulator for fault injection is that this does not require the modification of the VHDL code; however, the applicability of these techniques depends strongly on the functionality offered by the command languages of the simulators. Two techniques based on the use of simulator commands can be identified: *signal* and *variable* manipulation. For each technique, the required sequence of simulator pseudo-commands is described in Figure 2 and is explained below.

Signal manipulation: In this technique, faults are injected by altering the value of signals in the VHDL model. This is done by simulating the system until the time of injection is reached and all processes have

stopped on a WAIT statement (Figure 2up, step 1), then the signal is disconnected from its driver(s) and forced to a new value (step 2); the system is simulated for the duration of the fault (step 3); finally, the signal's driver(s) is (are) reconnected when the fault injection is completed (step 4) and the simulation is continued until the end of the observation time (step 5). For a permanent fault, steps 3 and 4 are skipped. Intermittent faults can be injected using a more complex command sequence.

- [1] **SimulateUntil** <fault injection time>
- [2] **FreezeSignal** <signal name> <signal value>
- [3] **SimulateFor** <fault duration>
- [4] **UnFreezeSignal** <signal name>
- [5] **SimulateFor** <observation time>

- [1] **SimulateUntil** <fault injection time>
- [2] **AssignVariable** <variable name> <variable value>
- [3] **SimulateFor** <observation time>

Figure 2: Fault injection using simulator commands: Signal manipulation for a temporary stuck at fault (up) Variable manipulation for a temporal variable (down)

Variable manipulation: This technique allows injection of faults into behavioral models by altering values of variables defined in VHDL processes. In the simulation phase, the execution of the sequential code in a process takes no time as viewed by the simulator since time increments only when a process stops at a WAIT statement.

A variable is termed *atemporal* when it holds valid information over a number of sequential statements in the process, but never over any WAIT statements. Thus, the variable will not be susceptible to changes made to its contents when the process has stopped. A variable is termed *temporal* if it always holds valid information over WAIT statements. As a result, the variable will be susceptible to changes made to its contents when the process has stopped. In other words, a variable is temporal or atemporal depending whether it is used to transfer information through simulation time space or code space, respectively. Furthermore, a variable is termed *mixed-mode* if it is sometimes temporal and sometimes atemporal.

In the case of temporal variables, faults are injected by the same means as signals, i.e., when all processes are stopped on a WAIT statement (Figure 2down). By definition, this technique cannot be used for atemporal variables since they are only used between two WAIT statements, therefore some extra fine-grained synchronization is required. To manipulate an atemporal variable, the main idea is to (i) simulate the system until one of the statements where the target variable is assigned a value is reached and (ii) then assign a faulty value to it.

The injection of faults into mixed-mode variables is achieved by a combination of the above methods.

2.1.3 Comparison of the fault injection techniques

The fault injection techniques considered are compared in terms of *fault modeling capacity*, *effort required for setting up an experiment* and *simulation time overhead*.

Considering the *fault modeling capacity*, mutants can be designed using the full strength of the VHDL language, and are thus well suited for implementing any behavioral and structural fault models provided they can be expressed within the VHDL semantics. This is also the case for the saboteurs, although they have a very restricted view of the system due to their limited number of input and output ports. Signal manipulation is suited for implementing simple fault models (e.g., permanent or temporary stuck-at faults). Variable manipulation offers a simple way for injecting behavioral faults.

Considering the *effort for setting up an experiment*, the signal and variable manipulations do not require any modification of the VHDL code, whereas much effort is needed for mutants and saboteurs, as they require (i) creation/generation of saboteurs/mutants, (ii) inclusion of saboteurs/mutants in the model and (iii) recompilation of the VHDL model. The creation of saboteurs and the automatic generation of mutants are relatively easy tasks, provided that simple fault models are considered. It is also worth noting that a saboteur is a reusable component, while a mutant has to be specifically generated for each target component; on the other hand, the inclusion of saboteurs requires the modification of the component description while mutants are easily included in the model by means of the VHDL configuration mechanism.

Considering the *simulation time overhead* induced by the injection mechanisms, signal and variable manipulations impose a model-independent overhead due to the fact that the simulation has to be stopped and started again for each fault injected. The simulation time overhead imposed by saboteurs and mutants depends on several factors such as (i) the amount of additional generated events (signal changes), (ii) the amount of code to execute per event (e.g., a complex behavioral mutant may require many statements to be executed per event), and (iii) the complexity of the injection control.

2.2 Fault Injection Using VERIFY

VERIFY introduces a new technique of fault description, injection and evaluation of the fault manifestation. It is based on dynamic mutants, where the fault description is an integrated part of the behavioral description of the components. For this purpose, the language of VHDL has been extended in order to be able to describe the type, rate of occurrence and mean duration time of

the faults. A compiler and a simulator, which is able to inject the faults according to this description have been developed.

This approach enables the hardware manufacturers which provide the design libraries, i.e. the AND-gates, OR-gates and other basic behavior-described components to express their knowledge of fault occurrences in these components. By extending the models by their fault behavior, a simulator can be used in an early design phase to evaluate the reliability of dependable systems, investigate the manifestation of faults and to compare several design alternatives regarding the overhead and benefit of fault tolerance mechanisms. It should be noted that the parameters of the faults, i.e. frequency and duration, can easily be adjusted according to the environment the dependable system will be used (e.g. space-mission systems, controllers for nuclear power plants, etc.), by exchanging the design library modules.

After the faults, their parameters and their behavior have been described for the behavioral components of the VHDL-model, the simulator can inject the faults during simulation time. There are two basic alternatives to make these fault injection signals (FIS) and their parameters visible for the simulator: include the signals in the entity declaration or keeping the FIS transparent to other components. In the first alternative the FIS would be declared as VHDL-ports of the component's entity. This would require to make the FIS of all behavioral components of a digital circuit visible to the testbed, which is the highest level in the description hierarchy. For each of the FIS, there would have to be a "path" through all levels of hierarchy to its behavioral component. Several problems would arise with this kind of implementation:

- The ability of describing a complex model hierarchically is an integrated part of the philosophy of modeling with VHDL. The principle of encapsulating component-specific data (and the fault parameter fulfill these criteria) would be violated. The exchange of a behavioral components due to adjustments of the fault behavior would eventually force the modeler to redesign all structural components containing the exchanged component.
- As the fault parameters would also have to be visible outside the correlated component, they would have to be described at the highest level of hierarchy, i.e. the testbed in order to determine the time and duration of injection. The description of faults would therefore be distributed over several components.

To avoid these problems, they chose the second alternative, i.e. keeping the complete fault description of one component transparent to all other components. For this purpose, they introduced a new signal type to the

VHDL-syntax. In this approach, the FIS are described like internal signals but have the extension of two additional parameters: the mean time of the occurrence of the fault and its mean duration. The encapsulation of component-specific data is therefore ensured and there is no need to change the description of higher leveled components due to an exchange of their internal entities. Figure 3 gives an example of a VHDL description of a NOT-gate which has been extended by its fault description. As it can be seen by this example, the entity declaration and therefore the interface with other components need not be modified for describing the faults. For this demonstration, they used the widely accepted stuck-at fault model but it should be noted that any other fault behavior can also be described using this technique. As it can be seen from the behavioral description, the signal named *i_stuck_at_0* denotes the case, where a stuck-at-0 fault occurs at the input of the NOT-gate. The mean time between the occurrence of this fault type is given as 10000 hours and its mean duration is 5 ns.

For the VERIFY-tool they developed a compiler which is able to handle the described extensions to VHDL and a simulator for running the fault injection experiments. In the current implementation, the compiler translates the VHDL-source code to a program in the C-programming language. The FIS are extracted automatically by the compiler and supplied for the simulator which is linked to the executable. Using this technique, the simulator has access to all fault parameters described for the system. Figure 4 gives an overview of the different phases and modules of VERIFY.

```

ENTITY not_gate IS
    PORT ( input: IN bit;
          output: OUT bit
        );
END not_gate;

ARCHITECTURE behaviour OF not_gate IS
    SIGNAL i_stuck_at_0: BOOLEAN INTERVAL 10000 h DURATION 5 ns;
    SIGNAL i_stuck_at_1: BOOLEAN INTERVAL 15000 h DURATION 5 ns;
    SIGNAL o_stuck_at_0: BOOLEAN INTERVAL 20000 h DURATION 5 ns;
    SIGNAL o_stuck_at_1: BOOLEAN INTERVAL 30000 h DURATION 5 ns;
BEGIN
    PROCESS (input) BEGIN
        IF i_stuck_at_0 OR o_stuck_at_1 THEN
            output <= '1';
        ELSIF i_stuck_at_1 OR o_stuck_at_0 THEN
            output <= '0';
        ELSE
            output <= NOT input AFTER 10 ns;
        END IF;
    END PROCESS;
END behaviour;
    
```

Figure 3: Example code of a NOT-gate

During the experiments of fault injection a trace of all signal values will be logged for the fault free run (golden run) and for the time after a fault has been injected. In order to speed up the simulation time, the experiments are carried out by a technique called *multi-*

threaded fault injection. In addition to this, design goal of efficiency for the simulation has been reached by avoiding the generation of any additional events faults during the time the fault is not activated by the simulator. The traces produced by the simulator are evaluated by a tool called *tracediff*, which enables the evaluation of the propagation of errors and the evaluates the probability of system crash, recovery and the mean time needed for recovery.

The new technique implemented by VERIFY enables a completely automated evaluation of system dependability features. After the designer of the system has compiled the source code of the system's model, the execution of all fault-injection experiments is performed without any need of interaction with the user of the tool. Once the experiments have been started, the simulator injects independently the required number of faults. The time and the location for injecting the next fault will be determined automatically by the simulator according to the weighting of the described fault intervals. This approach ensures that if a fault occurs twice as often as another one, it will be injected twice as often. Due to this reason, only the relative frequency of faults compared with all possible faults is needed to determine the time and location of the next injection. The dependability of the complete system can therefore be evaluated by injecting several thousands of faults within a simulation time which is representative for the service it has to provide.

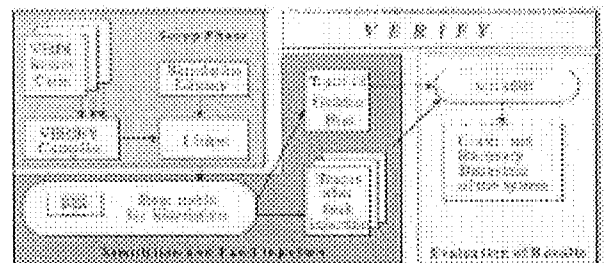


Figure 4: Overview of the VERIFY fault injection tool

2.3 New Techniques for Accelerating Fault Injection

The developed technique analyzes the faults that will be injected in order to identify fault effects as early as possible and exploits the features provided by modern commercial VHDL simulators to speed-up injection operations. This approach comprises three steps:

1. golden run executions: the system is simulated without injecting any faults and a trace file is produced, recording information on the system behavior. Moreover, the state of the simulator is sampled and stored allowing to resume the simulation at a given time instant;

2. static fault analysis: given an initial fault list, by exploiting the information gathered during golden run computation, faults which effects on the system are known a-priori are identified, and removed from the fault list. This step exploits a sub-set of fault collapsing rules [7];

3. dynamic fault analysis: during fault injection, the behavior of the system is periodically compared with the golden run. The simulation is stopped as early as the effect of the fault on the system becomes known, i.e., either the fault alters the system behavior or the fault does not produce any effect

The purpose of the approach is to minimize the time required for performing fault injection campaigns. This problem is addressed by performing fault analysis (before starting and during the fault injection campaign) and resorting to simulator commands that can be used to quickly reach injection time. The proposed approach is based on the assumption that the simulation runs are deterministic, i.e. for a given set of inputs there is only one trace of the system golden execution.

2.3.1 Golden run execution

The purpose of this step is to gather information on the behavior of the system: given a set of input stimuli that will remain constant in the following fault injection campaigns, two sets of information are gathered, one for performing static fault and one for performing dynamic fault analysis.

Static fault analysis requires: 1) *data accesses*: whenever a data is accessed, the time, the type of access (read or write) and the address are stored; 2) *register accesses*: whenever a register is accessed, the time, the register name and the type of access are stored; 3) *code accesses*: at each instruction fetch, the address of the fetched instruction is stored in a trace file.

The needed information resorting are collected to ad-hoc modules written in VHDL, called *code/data watchers*, and inserted in the system model (Figure 5). This approach is not intrusive, since code/data watchers work in parallel with the system and do not affect its behavior.

Conversely, for performing *dynamic fault analysis* the state of the system is sampled with a given sampling frequency. The state of the system reports the content of the processor registers and the content of the data memory. This information are gathered by periodically stopping the simulation and observing the system state resorting to simulator commands. The values gathered during sampling are stored in main memory, where the time at which the sample is taken, the contents of processor control registers and the content of the processor memory are recorded.

This approach is very simple and effective because allows to capture snapshots of the system with zero intrusiveness. On the other hand, when addressing very large systems, it could require the availability of large amounts of both memory and disk space. As a consequence, the sampling frequency should be carefully selected.

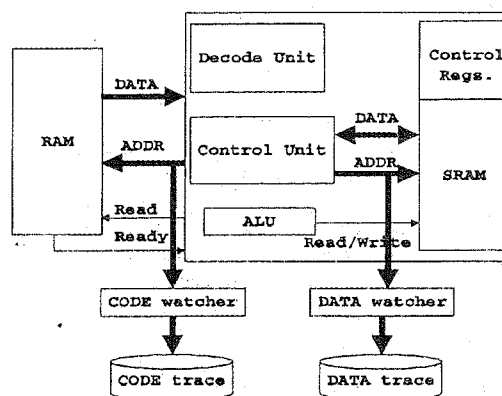


Figure 5: Modified system architecture

2.3.2 Static fault analysis

Faults are removed from an initial fault list according to two sets of rules; one for faults intended to be injected in the data and one for faults in the code. The rules are applied by analyzing the information gathered during golden run execution. A fault affecting data are removed from the fault list if it verifies at least one of the following conditions:

1. given a fault f to be injected at time T at address A , remove f from the fault list if A is no longer read after time T : this rule allows removing the faults that:
 - do not affect the system behavior, or
 - remain latent at the end of the simulation;
2. given a fault f to be injected at time T at address A , remove f from the fault list if the very first operation that involves A after time T is a write operation.

Conversely, a fault in the code is removed if it verifies the following condition: given a fault f to be injected at time T at address A , remove f from the fault list if the address A corresponds to an instruction that is no longer fetched after time T . This rule identifies faults that do not produce any effect and whose injection is therefore useless.

2.3.3 Dynamic fault analysis

Dynamic fault analysis is based on the idea of identifying as early as possible the effect of the injected fault. As soon as the effect of a fault become evident, the simulation is stopped, potentially saving a significant

amount of simulation time. The fault injection routine is described in Figure 6.

The fault injection routine starts by settings a set of breakpoints in the VHDL code of the system. Breakpoints are a feature of modern VHDL simulators that offers a simple mechanism to capture the following situations:

```

result Inject( SAMPLE *L, fault F)
{
    set_breakpoints();
    simulate( F->time );
    FlipBit( F->loc );
    P = get_snapshot( L, F->time );
    do {
        Simulate( P->time );
        res = Compare( P->regs, P->mem);
        if( res == MATCH && F->area == DATA )
            return(NO_FAILURE);
        if( res == MATCH && F->area == CODE )
            if( F->loc is never fetched again )
                return(NO_FAILURE);
        if( res == FAILURE ) return(FAILURE);
        /* res is LATENT */
        P = P->next;
    } while( P != end );
    return(LATENT);
}

```

Figure 6: Fault injection routine

1. *program completion*: a breakpoint is set so that simulation is stopped after the execution of the last instruction of the program running on the system;
2. *interrupt*: in order to detect asynchronous events, a breakpoint is set to the VHDL statements implementing the interrupt mechanism activation;
3. *time out*: the simulation is started with a simulation time higher than the time required for program completion. A time out condition is detected if simulation ends and no breakpoint has been reached.

After all the required breakpoints have been properly set, the system is simulated up to the injection time, then the fault is injected. Injection is done by exploiting the VHDL simulator commands to modify signals/variables in the VHDL source. After injection, a loop is started where the system is simulated up to a sample point and the state of the system is compared with the information gathered during golden run execution. At each sample point, the following situations are checked for:

1. *no failure*: the state of the system is equal to the state of the golden run at the same time, this implies that the fault effects disappeared from the system and that the fault has no effect on the system behavior; as a consequence, the simulation can be stopped;
2. the state of the system does not match the golden run; in this case two alternatives are available:
 - *failure*: the fault has affected system outputs, therefore its effect on the system is known, and simulation can be stopped;

- *latent fault*: the fault is still present in the system but it has not affected system outputs, and therefore further simulation is still required.

3. Conclusions

A tool named MEFISTO, which covers the fault injection techniques of two categories (modification of the VHDL-model and the use of built-in commands of the VHDL simulator) is described.

The VERIFY tool described in this paper allows the evaluation of the dependability features even in the design phase of a digital system. The designer of the system has only to develop the behavior description of the system. After an automatic generation of the gate-level model using a synthesis tool, the dependability of the system can be automatically evaluated using VERIFY.

Finally, this paper presented some techniques for reducing the time required for performing simulation-based fault injection campaigns. Static and dynamic methods are proposed to analyze the list of faults to be injected, removing faults as soon as their behavior is known.

References

1. Z. Segall, D. Vrsalovic, D. Siewiorek, D. Yaskin, J. Kownacki, J. Barton, R. Dancey, A. Robinson, T. Lin, "FIAT: Fault Injection Based Automated Testing Environment", *Proc. FTCS-18*, Tokyo, 1988, pp 102-107.
2. G.A. Kanawati, N.A. Kanawati, J.A. Abraham, "FERRARI: A Flexible Software-Based Fault and Error Injection System", *IEEE Trans. on Computers*, Vol 44, N. 2, 1995, pp. 248-260
3. E. Jenn, J. Arlat, M. Rimen, J. Ohlsson, J. Karlsson, "Fault Injection into VHDL Models: the MEFISTO Tool", *Proc. FTCS-24*, Austin (USA), 1994, pp. 66-75.
4. T.A. Delong, B.W. Johnson, J.A. Profeta III, "A Fault Injection Technique for VHDL Behavioral-Level Models", *IEEE Design & Test of Computers*, Winter 1996, pp. 24-33.
5. V. Sieh, O. Tschäche, F. Balbach, "VERIFY: Evaluation of Reliability Using VHDL-Models with Embedded Fault Descriptions", *Proc. FTCS-27*, Seattle (USA), 1997, pp. 32-36.
6. B. Parrotta, M. Rebaudengo, M. Sonza Reorda, M. Violante, "New Techniques for Accelerating Fault Injection in VHDL Descriptions", *Proc. International On-Line Test Workshop*, 2000.
7. A. Benso, M. Rebaudengo, L. Impagliazzo, P. Marmo, "Fault-List Collapsing for Fault Injection Experiments", *Annual Reliability and Maintainability Symposium*, 1998, pp. 383-388

HARDWARE VOTER ARCHITECTURE WITH IMPLEMENTED HAMMING CODE LOGIC

Mile K. Stojčev, Miloš D. Krstić, Goran Lj. Djordjević, Ivan D. Andrejić, Faculty of Electronic Engineering Niš

Abstract-Voting in the presence of output values dissemination among redundant sensor elements (SEs) is one of the main problem associated with the design of triple modular fault tolerant data acquisition system (DAS). Although over the past few years many different algorithms have been proposed for overcoming this problem, they are not suitable for real-time DAS due to their excessive time overhead.

To remedy this problem we propose a new method in this paper that : i) requires little time overhead by using hardware instead of software mid-value selection algorithm, ii) need installation of four instead of three sensor elements in order to detect transmission error during data transfer between SE and voter logic, and iii) uses two types of output signals, a voted value and a congruency status level. The method is significant in that the voter logic can be implemented as a VLSI IC with redundancy designed into the internal chip architecture. To show the feasibility of our method, an example of hardware implementation is shown. This implementation turns out to be simpler than the other software and hardware methods and also retain the voting capabilities of the fault tolerant DAS. The efficacy of the voting algorithm was established not only by analysis but also by means of simulations of error injection, and a possibility of the hardware to detect & correct errors, and report them.

1. INTRODUCTION

Hardware redundancy may be used in a variety of manners to achieve fault tolerance. One of the best known techniques is a triple modular redundancy (TMR) scheme. TMR divides a nonredundant circuit into modules and replicates each module thrice. A majority voter is used on the outputs of the triplicated modules. Such a scheme has also been referred to as masking redundancy because failures that affect only one of the three modules are masked by the majority of the nonfailed modules. Most of the published works [1,2] on TMR make one crucial assumption: In fault-free operation all three inputs to the voter are equal. In fault tolerant data acquisition systems (FTDASs) the remote sensor (SE) is replicated at each location of the monitored technological process with goal to allow tolerance of SE failure. However, it is well known that the outputs of redundant SEs cannot be guaranteed to match even in the absence of faults. Namely, the SE readings differs due to slight differences in their calibration, physical location (of SEs) in respect to referent one, induced noise, inserted errors during data transfer between remote SE and input-interface-module (input stage of FTDAS), or because the system reads the respective SEs at slightly different times or of course, due to failure of one of the SEs [3]. The proposed TMR design solutions of SEs' data handling are based on median-select or similar selection rule [1,3,4] so that redundant voters can pick a common input value for processing by the rest of the FTDAS. But, the majority voting based on median-select is

not an appropriate design choice in a case of simultaneous presence of any two different classical and non-classical failures since there is no signal selection rule that can pick a common input values. (We assume that SEs' output value disagreement and data transfer errors are typical non-classical failures, while hardware failures of SEs or hardware failures of input-interface-modules (IMs) are classical failures). In environment requiring extremely high reliability, such as FTDAS, voting methods must be provided which can give tolerance against two arbitrary different failure types (classical and non-classical). In order to cope with this problem we propose implementation of two-steps processing. During the first step, a single non-classical data transfer error per each channel (channel is a serial connection between SE and IM) can be detected and corrected. We treat a double error as an unrecoverable transmission error and in a case when it is unique for all four input channels, we substitute one of the three primary erroneous channels with a fourth spare one. The second step involves a voting on three selected channels based on mid-value select scheme.

This paper present the design of a voter circuit referred as a hardware mid-value select architecture (HMVSA) with implemented Hamming code logic.

2. RELATED WORK

Over the past twenty-five years, several hardware/software techniques for voting, when the non-faulty SEs outputs are unequal, have been developed. A large volume of work concerning this type of voting exists, covering different types of FTDASs and methods of implementation [1,2,5] We will focus now, by our opinion, to short analysis of six design solutions that are more typical. The first called arithmetic middle value (AMV) is based on selection of AMV of the three as the correct value [1]. In the second approach, referred as weighted average scheme (WAS), a corresponding weight is assigned to each SE's output value according to how close the SE's output was to the selected value in the previous cycle [4]. The third, called the mid-value selection (MVS) approach chooses a mid-value from the three available in the TMR system by selecting the value that lies between the remaining two [1]. In the fourth, called quorum-majority voting (QMV) a threshold defining a quorum is set such that the non-faulty tasks will always control the majority vote [6]. In the fifth, most significant bits voting (MSBV), voting is only performed on the k most significant bits of the SEs output data, while the least significant bits of the information are ignored [1]. In the sixth, referred as common voter module (CVM), the voting procedure is based on a bit-by-bit principal and out-of-range checking [3]. The AMV, WAS, MVS and QMV are software techniques, while MSBV and CVM are hardware techniques. Software techniques are time consuming, so when events happen quickly the MSBV and CVM approaches are preferable.

3. GLOBAL STRUCTURE

Figure 1a presents a single channel block diagram of the input section of the FTDAS assumed in the development of the HMVSA. The channel consists of four identical SEs and single HMVSA. The HMVSA is composed of two entities, denoted as *input_subsystem* and *voter_subsystem*. The *input_subsystem* consists of four interface modules (IMs). The SEs are located in lieu of a process. To each SE one IM is appended. Data transfer between SE and IM is serial. For detection and correction of data transfer errors we use Hamming Coding technique. It allows us to detect and correct a single error in each of the transferred SE's output data, and to detect double errors. Double error is treated as an unrecoverable transmission error. To overcome the situation when one double error during data transfer appears we have extended the number of redundant SEs to four. In this case, the erroneous data is substituted with a correct data accepted from a spare channel. The IM is implemented as a double buffer with mutually switchable input and output sections. The pair $SE_4:IM_4$ is used as a spare one. If during simultaneous serial data transfer through any of the input channels a single error appears it can be detected and corrected. Appearance of a double error in any one of the three channels X_1, X_2 or X_3 can be bypassed by substituting the erroneous data with the spare one coming from channel X_4 . The mid-value-select-voter logic is composed of two building blocks, status-forming logic (SFL) and voter logic MVV. For each sensed value two types of information are presented to the host, a voted_status, $Vstat$, and voted_value, $Vout$. The voted_status: (a) points to the congruency level of the accepted SEs values; and (b) signals the unrecoverable error(s) in a corresponding channel(s). The voted_value corresponds to the mid-value selected SE input.

A total time needed the data to pass from input to output of the HMVSA is referred as a processing-cycle. It includes, as is sketched in Figure 1b), three overlapping phases of

equal time duration called as *data_in*, *status_forming*, and *voting*. Pipeline technique is used as a principle of data processing. The interface modules are involved in a *data_in* processing phase, while the hardware of MUX-section and mid-value-select-voter take part during *status_forming* and *voting* processing phases. An architectural organization, based on phase overlapping of all three different activities, allows us to use efficiently the HMVSA's hardware resources.

4. DATAPATH OF THE INTERFACE MODULE

The hardware structure of the IM's datapath is given in Figure 2. It is composed of three constituents: (a) *channel_A_logic* (light shaded blocks); (b) *channel_B_logic* (dark shaded block); and (c) *common_logic* (not shaded blocks). Each IM performs the following three functions:

(1) *data buffering* - provided by two pairs of shift registers $sr_inA:sr_outA/sr_inB:sr_outB$;

(2) *error detecting and correcting* - constituents MUX3, EXOR array and logic gates C3, C2 and C1 take part in error detecting process, while the building blocks $Dec_5/22$ and logic gates from X1 to X16 are involved in a process of error-correction.

(3) *status forming*- for the selected channel A/B the coder $Cod_3/2$ generates an communication status which is latched in dual flip-flop FA/FB and then passed through the MUX2 at the output as a two-bits status signal st_i . Communication status may indicate: correct operation, handshake error between SE and IM, corrected single transmission error or unrecoverable transmission error.

If the SE operates too slowly, so that it exceeds the *a priori* time limit imposed by the IM, the interval timer, I_Timer , generates a *term-count* that drives the $Cod_3/2$. Otherwise the I_Timer , which operates as a programmable one-shot circuit, is retriggered, hence the *term-count* output will remain low;

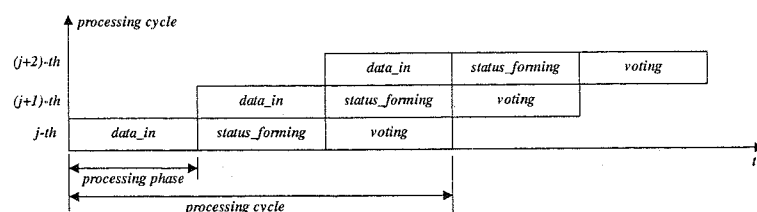
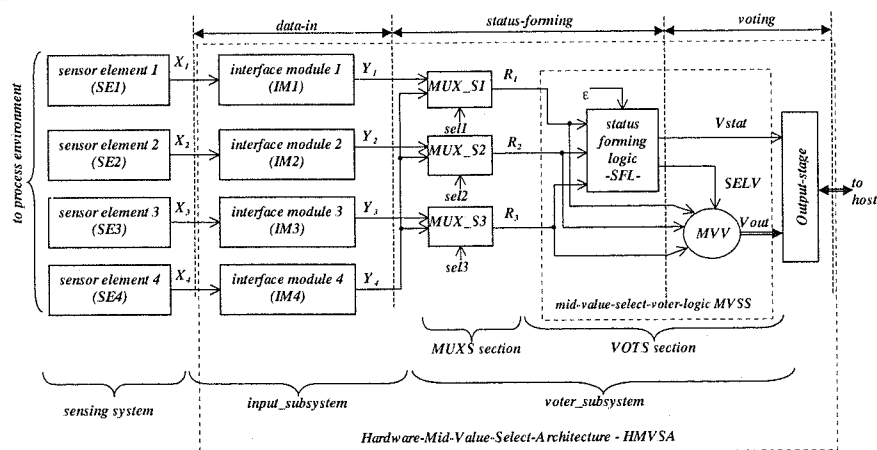


Fig. 1 Hardware structure of input section and processing of fault-tolerant data acquisition system

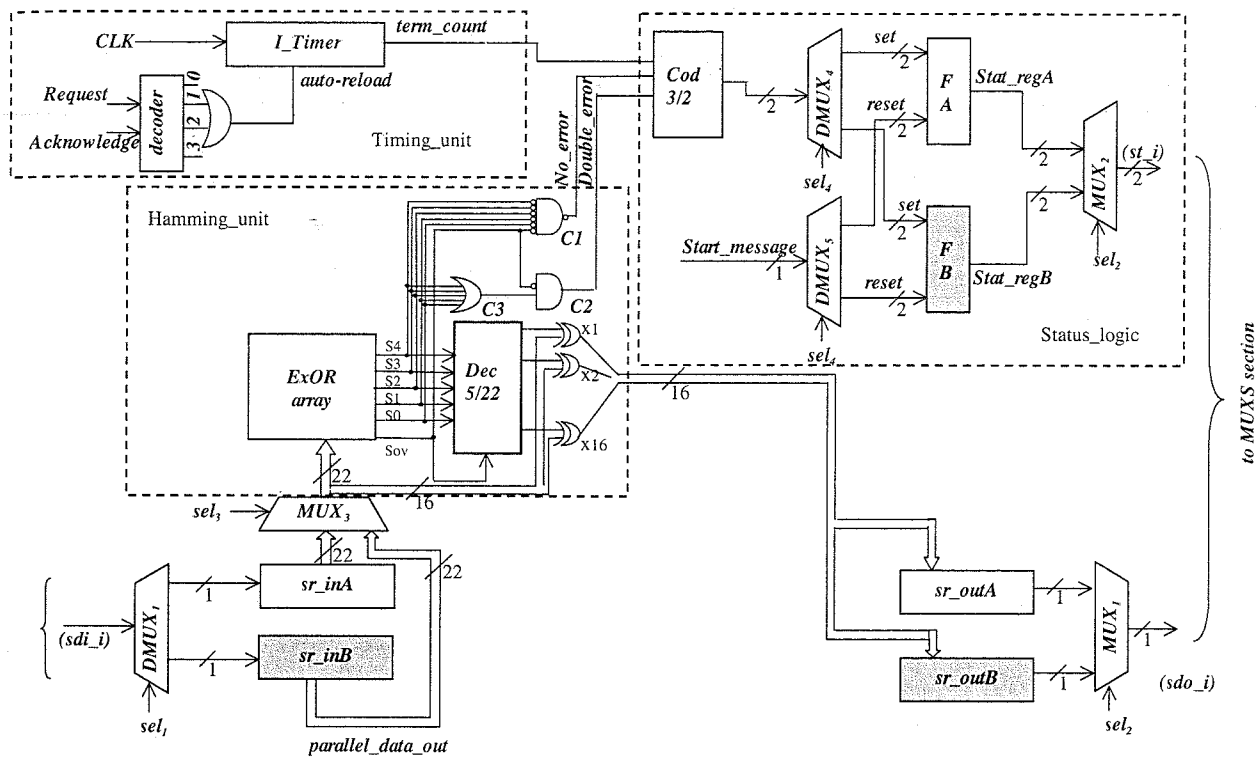


Fig. 2 Datapath of the interface module (IM)

Notices: Abbreviations *sdi_i*, *st_i*, and *sdo_i* stand for *serial_data_in*, *status_error_i* and *serial_data_out*, of the *i*-th input channel, respectively

5. THE VOTING ALGORITHM

Let *Vmin*, *Vmid* and *Vmax* represent, a minimal, mid (voted) and maximal input sensed values, respectively. HMVSA from input values generates two main output values:

- (1) $R = g(Vmin, Vmid, Vmax) = Vmid$ - voted value; and
- (2) $L = p(Vmin, Vmid, Vmax)$ - congruency level.

If all three differences (differences between *Vmin*, *Vmid* and *Vmax*) are less than ϵ we conclude that high congruency among the sensed values exists. When $Vmax - Vmin > \epsilon$ while $Vmid - Vmin < \epsilon$ and $Vmax - Vmid < \epsilon$ we say that a decreased level of congruency appears. This case corresponds to the situation when all SEs generate output values that are within a range of the allowed full-scale inaccuracy limits (boundaries). The voting is characterized with low level of congruency when one of the difference $Vmid - Vmin$ or $Vmax - Vmid$ is less than ϵ , while the other is greater than ϵ . In this case one of the SE generates a value which is out-of-range concerning the specified full-scale inaccuracy. In a classical sense this means that its value is outvoted as an unacceptable quantity, so some actions concerning system integrity are needed. For example, replacement of a defective SE with a correct one. If the differences $Vmid - Vmin$ and $Vmax - Vmid$ are greater than ϵ we say that a failure is detected. This case signals to a catastrophic situation, i.e. operator intervention is obligatory.

6. SIMULATION MODEL

In a concrete case we have decomposed the complete simulation procedure into two steps. The first one deals with

operation of the IM and points to justification of the Hamming code implementation. Also it shows Hamming coding superiority in respect to the IM scheme which involve single parity bit encoding.

The second step relates to performance evaluation of the HMVSA. It considers the overall HMVSA operation taking into account both the dissemination of SEs' output values and communication errors.

6.1 STEP ONE

Our simulation model treats the IM as an interconnection network with four input and three output ports. The IM's response is simulated by injecting a specified number of errors in each set of four input coded data at arbitrary bit positions.

Figure 3 plots the expected number of correct IMs' out data, as a function of the number of injected errors, for two coding schemes: coding based on involving a single parity check bit [7], and coding based on Hamming-code.

As can be seen from Fig. 3, in both cases, due to implementation of a spare channel the system tolerates existence of single error. The system which uses Hamming-coding can tolerate two errors. In both cases as the number of injected errors increases - the expected number of correctly generated results at the IMs output decreases. It is evident that implementation based on Hamming-code has superior performance in respect to single parity check bit coding as we implemented in [7]. Note that for correct voting operation at least two communication error-free data are needed. For single parity check bit coding scheme this system's threshold of two correct results is reached just with two errors. By implementing Hamming coding the threshold of two correct results is moved to six errors.

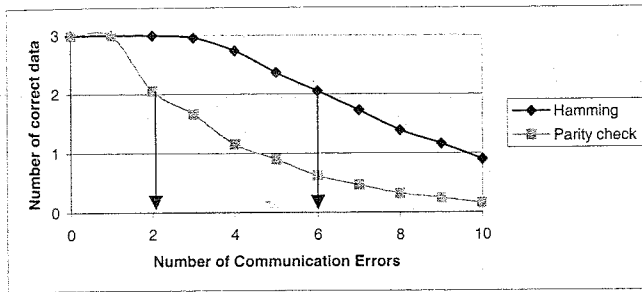


Fig. 3 Expected number of correct IMs' out data, as a function of the number of injected errors

6. 2 STEP TWO

The second simulation step assumes that dissemination of IM's output data is direct consequence of:

- (1) SE's full-scale inaccuracy
- (2) number of errors that appear during data transfer

The obtained results during simulation are given in Fig. 4. The results relate to the congruency level of the values obtained at the HMVSA output in term of the number of injected errors for various SEs full-scale inaccuracies.

In general the congruency level decreases as the number of errors increases, and full-scale inaccuracy decreases.

Finally let note that implementation of one spare channel and Hamming-coding significantly improves system tolerance to communication errors. The involved congruency level of output data, as an additional voting status attribute, improves in a great-deal the diagnostic capability of the HMVSA.

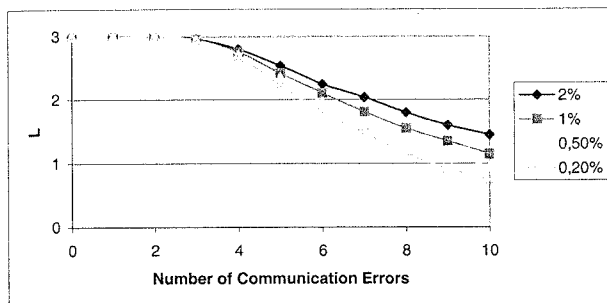


Fig. 4 Congruency level L as a function of injected errors

6 IMPLEMENTATION

For 0,8 μ m CMOS technology the chip encompasses a complexity of about 6850 gates (input section 4620, MUXS section 14, MVSS section 1339, output section 377, and control logic 495 (details concerning control logic implemented as a multiple FSMs (finite state machines) organized in a pipeline fashion are omitted in this paper).

7. CONCLUSION

The work presented here was inspired by the observations that data generated at the output of remote sensor elements in triple-modular real-time fault tolerant data acquisition system cannot be guaranteed to match even in the absence of faults. This paper presents an algorithm and voter hardware structure thanks to which we implement a mid-value voting selection criterion. The voter logic is implemented as a linear interconnection structure with three processing stages connected to form a pipeline. The hardware mid-value select architecture as an ASIC has been synthesized from a pure algorithmic-level specification. It has to be pointed that voting principle presented in this paper includes only part related to voter data path since datapath design is our major concern. The salient feature of the proposed mid-value select voter is that only data transfer to the host is implemented parallel, while the interface with remote sensor elements and other signal processing activities related to multiplexing, voting, and status forming (deals with congruency level) are performed bit serially. Significant energy and hardware reductions have been achieved using bit-serial datapath, as compared with the traditional approach where parallel voter, multiplexers and other logic is used.

Additionally we have studied both the effects related to the number of injected transmission errors, between sensor elements and voter module, and the effects of dissemination of sensor elements' output data on voter performance. Simulation results confirm the validity of implementation of both the Hamming-coding logic and voter-status logic.

REFERENCES

- [1] B. Johnson: *Design and Analysis of Fault-Tolerant Digital Systems*, Addison Wesley, Reading, Mass., 1989
- [2] D. Pradhan, ed.: *Fault-Tolerant Computing: Theory and Techniques Vol. I, II*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1986
- [3] Z. Georgiev, M. Stojcev: VLSI Common Voting Module for Fault-Tolerant TMR System in Industrial System Control Applications, *International Journal of Electronics*, Vol. 76, No. 2, 1994, pp. 163-205
- [4] Davis D., Wakerly J. F: Synchronization and matching in redundant systems, *IEEE Trans. on Computers*, Vol. C-27 No 6, June 1978, pp. 531-539
- [5] P. Lala: *Fault Tolerant and Fault Testable Hardware Design*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1985
- [6] Shin K., Dolfer J.: Alternative Majority-Voting Methods for Real-Time Computing Systems, *IEEE Trans. in Reliability*, Vol. 38, No. 1, April 1989, pp. 58-64
- [7] M. Stojcev, G. Lj. Djordjevic, M. Krstic, I. Andrejic, HMVSA: A hardware mid-value select voter architecture, *Proceedings of ETAI'2000 Conference*, pp. 54-59, Ohrid, 2000

MOGUĆNOSTI SINTEZE TERNARNIH LOGIČKIH MREŽA

D. M. Bundalo, *Banjalučka banka, Banja Luka*
Z. V. Bundalo, *Elektrotehnički fakultet, Banja Luka*

Sadržaj - U radu se opisuju principi i mogućnosti sinteze i realizacije ternarnih logičkih mreža i sistema. Prvo se razmatraju opšti principi sinteze takvih mreža i sistema. Zatim se razmatraju mogućnosti sinteze CMOS ternarnih logičkih mreža. Predložen je jedan jednostavan princip sinteze CMOS ternarnih logičkih mreža sa bilo kojom ternarnom logičkom funkcijom. Opisana su dva postupka realizovanja konkretne CMOS ternarne logičke mreže bazirana na predloženom principu sinteze. Dati su neki rezultati kompjuterske simulacije kojim su potvrđena navedena razmatranja.

1. UVOD

Dobre osobine i prednosti MV logičkih kola i sistema su odavno stvorile veliki interes za njihovu praktičnu realizaciju i primjenu [1-4]. Veliki broj autora je radio i radi na tim problemima [1-4]. Sa razvojem mikroelektronskih tehnologija i povećanjem stepena integracije stvaraju se veće mogućnosti za praktičnu realizaciju takvih kola i sistema. Najveći interes je izražen za ternarne MV logičke sisteme koji koriste osnovu 3 i za njihovu implementaciju u CMOS tehnologiji. To je i razumljivo jer je ternarna logika najbliža standardnoj binarnoj, a CMOS tehnologija je pokazala svoje prednosti u binarnim logičkim kolima i sistemima.

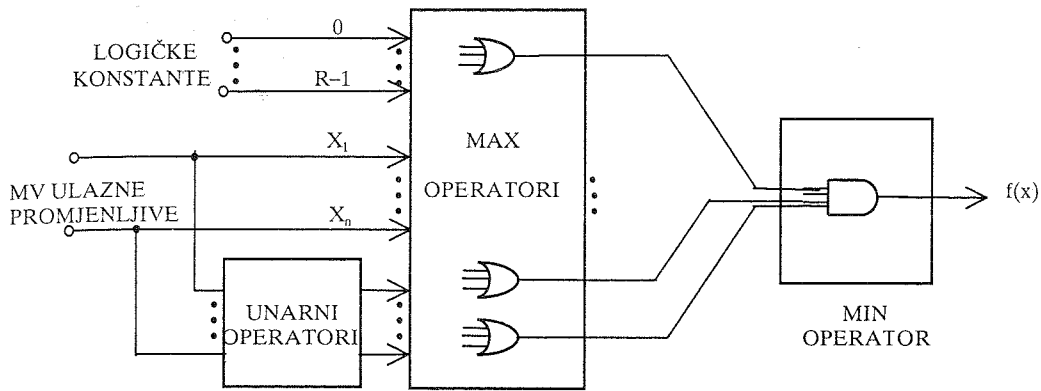
U ovom radu se razmatraju mogućnosti i načini sinteze ternarnih logičkih mreža sa težištem na sintezu CMOS ternarnih logičkih mreža. Prvo se ukratko opisuju opšti principi i metode sinteze ternarnih logičkih mreža i sistema. Zatim se predlaže i detaljnije opisuje jedan postupak sinteze ternarnih CMOS logičkih mreža. Predloženi princip daje mogućnost sinteze CMOS ternarne mreže sa bilo kojom ternarnom funkcijom korišćenjem istih postupaka koji se primjenjuju pri sintezi binarnih logičkih mreža. Predložena su i opisana dva postupka sinteze. Prvi, osnovni postupak sinteze se bazira na korišćenju standardnih binarnih CMOS logičkih kola za upravljanje izlaznim ternarnim stepenom. Kod drugog,

poboljšanog postupka sinteze za upravljanje izlaznim ternarnim stepenom se koristi mreža standardnih CMOS tranzistora. Postupci sinteze su ilustrovani na primjeru jedne konkretne ternarne logičke funkcije i ternarne logičke mreže. Svi predloženi principi i rješenja su analizirani a svi izloženi rezultati su potvrđeni PSPICE simulacijama za jedan konkretan tehnološki proces [5]. U radu su dati neki rezultati tih simulacija.

2. SINTEZA TERNARNIH LOGIČKIH MREŽA I SISTEMA

Ternarne logičke mreže i sistemi se mogu realizovati kao potpuno ternarne mreže i sistemi ili kao mješovite mreže i sistemi [1-4]. Ovdje će biti razmatrani jedino potpuno ternarni sistemi i mreže. Potpuno ternarne logičke mreže i sistemi, slično kao i binarni, se mogu sintetizovati na više načina, u zavisnosti od osnovne logičke komponente koja se pri tome koristi. Takve mreže i sistemi se mogu realizovati: korišćenjem max, min i unarnih operatora (kola); korišćenjem operatora tipa suma po modulu i proizvod po modulu; korišćenjem T operatora ; korišćenjem višepragovskih operatora[1-3]. Na sl.1 je kao ilustracija prikazan princip sinteze ternarnih logičkih mreža korišćenjem max, min i unarnih kola za realizovanje ternarne prekidačke mreže sa logičkom funkcijom u obliku proizvoda suma.

Metode i postupci za sintezu standardnih ternarnih logičkih mreža i sistema su slični onim koji se koriste kod standardnih binarnih sistema i mreža[1-4]. Uglavnom se vrši minimizacija odgovarajuće logičke funkcije, a onda sinteza logičke mreže, u zavisnosti od toga koja se osnovna logika kola koriste. Svakako, kao osnovna logička kola koja se koriste pri sintezi i praktičnoj realizaciji upotrebljavaju se ternarna logička kola.



Sl.1. - Realizovanje ternarnih logičkih mreža korišćenjem max, min i unarnih kola.

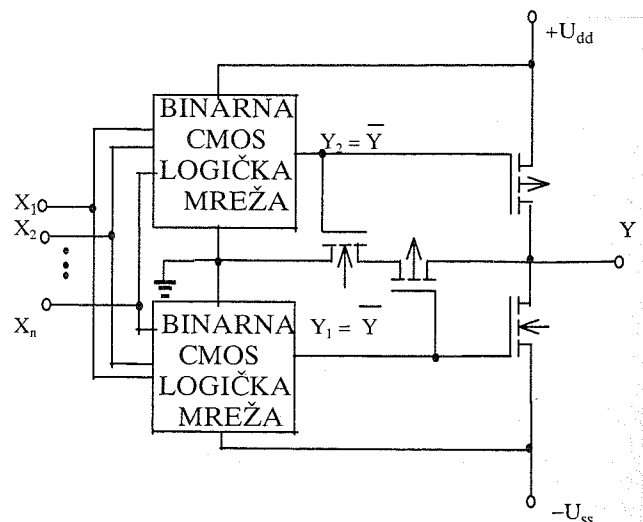
3. SINTEZA TERNARNIH CMOS LOGIČKIH MREŽA

Standardni postupak sinteze ternarnih CMOS logičkih mreža u principu je sličan kao i kod binarnih CMOS logičkih mreža i sistema. Vršiti se sinteza odgovarajuće logičke mreže korišćenjem standardnih ternarnih CMOS logičkih kola. Prethodno se obično izvrši minimizacija odgovarajuće logičke funkcije ili njena transformacija u oblik najpovoljniji za sintezu uz korišćenje odabranih osnovnih ternarnih logičkih kola. Najčešće se koriste standardna ternarna logička kola tipa max, min i unarna kola. Jedan takav primjer je prikazan na sl.1. Pri tome se primjenjuju CMOS standardna ternarna logička kola. Svakako, potrebno je i to se podrazumijeva da se ta standardna ternarna logička kola, tj. standardne CMOS ternarne logičke ćelije, prethodno adekvatno sintetizuju, projektuju i realizuju.

3.1. Predloženi postupci sinteze

Ovdje se predlaže jedan novi princip sinteze CMOS ternarnih logičkih mreža koji se razlikuje od opisanog standardnog postupka ali koji omogućava primjenu metoda koje se koriste za sintezu standardnih binarnih logičkih mreža. Taj princip sinteze CMOS ternarnih logičkih mreža daje mogućnost dobivanja takve mreže koja može imati bilo koju ternarnu logičku funkciju. On ne koristi standardna CMOS ternarna logička kola već standardna CMOS binarna logička kola i odgovarajući ternarni izlazni stepen. Predloženi metod sinteze je principijelno prikazan na sl.2.

Očigledno je da se kod predloženog principa sinteze na ulazima ternarne CMOS logičke mreže koriste dvije binarne CMOS logičke mreže a na izlazu CMOS stepen koji obezbjeđuje ternarni izlazni signal. Obe ulazne binarne CMOS logičke mreže realizuju istu binarnu logičku funkciju jedino su vezane između po dva različita pola izvora za napajanje. One adekvatno upravljaju izlaznim stepenom cjelokupne mreže i tako se realizuje odgovarajuća ternarna izlazna funkcija. Obzirom da izlazni ternarni stepen u mreži ima invertujuću logičku funkciju, obe ulazne CMOS binarne logičke mreže trebaju realizovati binarnu logičku funkciju koja je komplement logičke funkcije koju treba realizovati na izlazu cjelokupne mreže.



Sl.2. - Predloženi princip sinteze ternarnih CMOS logičkih mreža.

Kako obe binarne CMOS logičke mreže koje se nalaze na ulazu realizuju istu binarnu funkciju, koja je inverzna funkcija ternarne izlazne funkcije kola, tj. binarnu funkciju

$$Y_1 = Y_2 = \overline{Y} = f(X_1, X_2, \dots, X_n), \quad (1)$$

onda se postupak sinteze ternarne CMOS logičke mreže svodi na sintezu CMOS binarnih logičkih mreža sa izlaznom funkcijom datom prethodnim izrazom (1).

Ovdje se predlažu dva postupka sinteze CMOS ternarnih logičkih mreža zasnovana na opisanom principu sa sl.2. To su tzv. osnovni i poboljšani postupak. Ta dva postupka će ovdje biti prikazana na primjeru sinteze jedne konkretne ternarne logičke mreže sa ternarnom logičkom funkcijom koja ima tri promjenljive X_1, X_2, X_3 , tj. na primjeru sljedeće ternarne logičke funkcije

$$Y = X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_2 \overline{X_3} + X_1 X_2 X_3. \quad (2)$$

Pri sintezi je potrebno realizovati binarne CMOS logičke mreže sa sljedećim binarnim logičkim funkcijama

$$Y_1 = Y_2 = \overline{Y} = \overline{X_1 X_2 + X_2 X_3 + X_1 X_2 \overline{X_3} + X_1 X_2 X_3}. \quad (3)$$

Prethodno je potrebno, ako je to moguće, izvršiti minimizaciju binarne logičke funkcije. Za ovdje datu logičku funkciju se dobiva

$$Y = X_1 X_2 (1 + \overline{X_3} + X_3) + X_2 X_3 = X_1 X_2 + X_2 X_3. \quad (4)$$

Prema tome, treba realizovati CMOS binarne logičke mreže sa binarnom logičkom funkcijom

$$Y_1 = Y_2 = \overline{Y} = \overline{X_1 X_2 + X_2 X_3} = \overline{X_2 (X_1 + X_3)}. \quad (5)$$

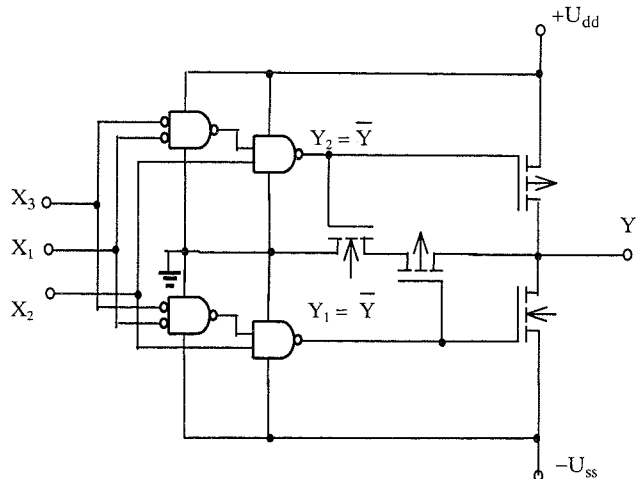
a) Osnovni postupak sinteze

Kod ovog postupka sinteze ulazne binarne CMOS logičke mreže se realizuju pomoću standardnih CMOS binarnih logičkih kola.

Na sl.3 je prikazana realizacija ternarne CMOS logičke mreže korišćenjem ovakvog postupka, za mrežu sa prethodno razmatranom ternarnom logičkom funkcijom datom izrazom (2). Za sintezu ulaznih binarnih mreža korišćena su CMOS binarna logička kola tipa NI jer se logičke funkcije binarnih mreža koje ovdje treba realizovati, na osnovu De Morganovih teorema, mogu napisati u sljedećem obliku

$$Y_1 = Y_2 = \overline{Y} = \overline{X_2 (X_1 + X_3)} = \overline{X_2} + \overline{(X_1 + X_3)} = \overline{X_2} + \overline{X_1} \overline{X_3} = \overline{X_2} + \overline{X_1} \overline{X_3}. \quad (6)$$

Jasno, odgovarajuće ulazne binarne CMOS logičke mreže se mogu realizovati i korišćenjem drugih tipova binarnih logičkih kola.



Sl.3. - Sinteza ternarne CMOS logičke mreže korišćenjem binarnih CMOS logičkih kola.

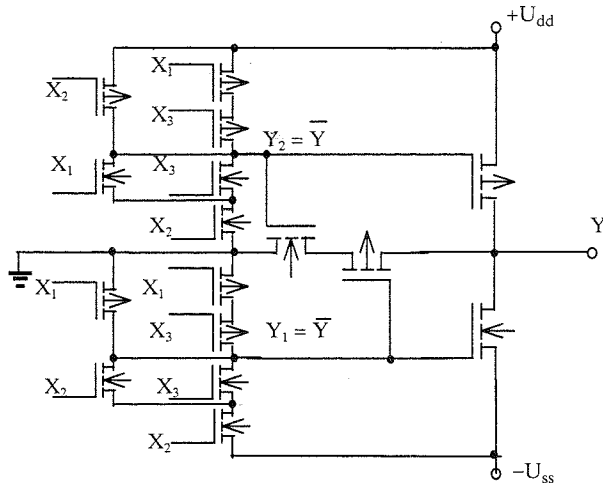
b) Poboljšani postupak sinteze

Kod ovog postupka sinteze ulazne binarne CMOS logičke mreže se realizuju kao matrice CMOS tranzistora. Time se smanjuje ukupan broj potrebnih MOS tranzistora i ukupan broj stepeni u ulaznim binarnim CMOS logičkim mrežama u odnosu na prethodno opisan način realizovanja. Sve to umanjuje ukupnu površinu i povećava brzinu rada ternarne CMOS logičke mreže.

Na sl.4 je prikazan način praktične sinteze ternarne CMOS logičke mreže sa logičkom funkcijom datom izrazom (2) koja koristi ovaj princip sinteze. Naime, pomoću matrice CMOS tranzistora jednostavno se realizuje potrebna binarna logička funkcija

$$Y_1 = Y_2 = \overline{Y} = \overline{X_2 (X_1 + X_3)}. \quad (7)$$

Pri tom se koriste isti postupci i metode koji se primjenjuju pri standardnoj sintezi binarnih CMOS logičkih mreža sa složenijim binarnim logičkim funkcijama uz upotrebu i projektovanje adekvatnih matrica CMOS tranzistora.

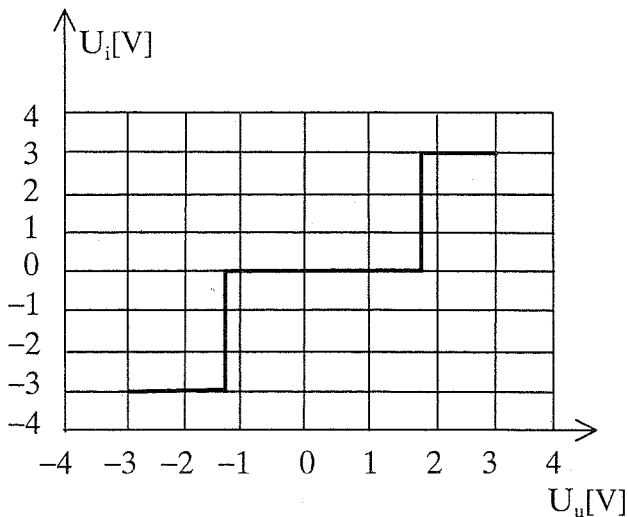


Sl.4. - Sinteza ternarne CMOS logičke mreže korišćenjem matrice CMOS tranzistora.

3.2. Rezultati simulacije

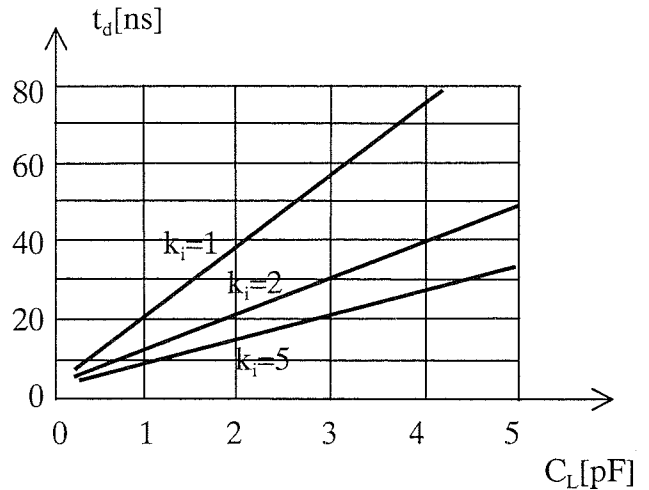
Predloženi i opisani principi sinteze i dobivene CMOS ternarne logičke mreže su analizirani pomoću PSPICE simulacija za jedan konkretan CMOS tehnološki proces [5] i napone napajanja $+U_{dd} = +5V$ i $-U_{ss} = -5V$. Simulirane su statičke i dinamičke karakteristike realizovanih CMOS ternarnih logičkih mreža. Sve analize su potvrdile prethodno izložena razmatranja i zaključke.

Na sl.5 je prikazana statička naponska karakteristika ternarne CMOS logike mreže sa sl.4 dobivena simulacijom kada je samo jedan ulaz X_2 aktivan a ostali su na nivou logičke 2.



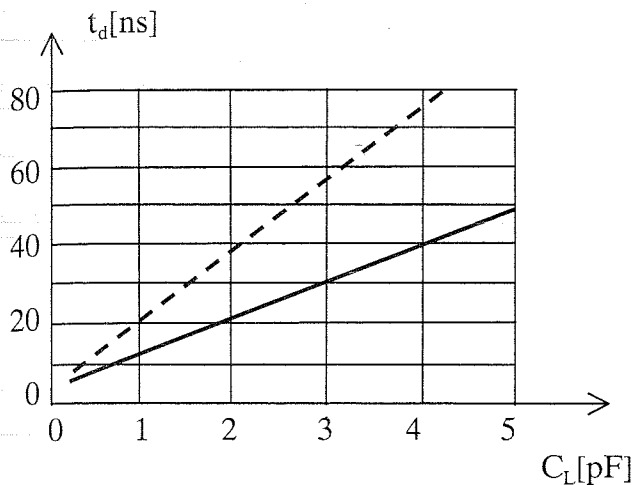
Sl.5. Statička naponska prenosna karakteristika ternarne CMOS logičke mreže sa sl.4. za $X_1=X_3=2$ i $X_2=U_u$.

Srednje vrijeme kašnjenja iste ternarne CMOS logičke mreže sa sl.4 pri istim uslovima pri kojim je dobivena i statička prenosna karakteristika sa sl. 5, u zavisnosti od kapacitivnog opterećenja C_L i snage izlaznih tranzistora, prikazano je na sl.6. Snaga izlaznih tranzistora je ovdje izražena preko koeficijenta k_i koji predstavlja odnos snaga izlaznih MOS tranzistora i standardnih MOS tranzistora za korišćeni tehnološki proces).



Sl.6. Srednje vrijeme kašnjenja ternarne CMOS logičke mreže sa sl.4. za $X_1=X_3=2$ i $X_2=U_u$.

Kao ilustracija prednosti korišćenja poboljšanog postupka sinteze, na sl.7 je prikazano srednje vrijeme kašnjenja dobiveno simulacijom za dvije CMOS ternarne logičke mreže realizovane na dva prethodno opisana principa. Ti rezultati su dobiveni za približno iste uslove kao i pri određivanju srednjeg vremena kašnjenja mreže sa sl.4 i za $k_i=2$, što je prikazano na sl.6. Očigledno je da poboljšani postupak sinteze daje manje srednje vrijeme kašnjenja dobivene mreže pri približno istim uslovima rada ternarnih logičkih mreža. To još više dolazi do izražaja sa povećanjem kapacitivnog opterećenja ternarne CMOS logičke mreže. Na sl.7 je punom linijom prikazano srednje vrijeme kašnjenja za ternarnu CMOS logičku mrežu sa sl.4, a isprekidanom linijom je prikazano to vrijeme za mrežu sa sl.3.



Sl.7. Srednja vrijeme kašnjenja ternarnih CMOS logičkih mreža sa sl.4. i sa sl.3.

4. ZAKLJUČAK

Predloženi princip i postupak sinteze ternarnih CMOS logičkih mreža je vrlo jednostavan. U suštini sinteza ternarnih CMOS logičkih mreža se svodi na sintezu binarnih CMOS logičkih mreža.

Mogu se u principu koristiti isti postupci sinteze koji se primjenjuju pri sintezi standardnih binarnih CMOS logičkih mreža. Poboľšani postupak sinteze omogućava dobivanje ternarnih CMOS logičkih mreža sa manjim ukupnim brojem MOS tranzistora i manjim brojem stepeni. Tako se dobivaju rješenja sa manjom ukupnom površinom i manjim vremenima kašnjenja. Predloženi postupci sinteze omogućavaju lako dobivanje ternarne CMOS logičke mreže sa bilo kojom izlaznom ternarnom logičkom funkcijom. Pogodni su za realizovanje pomoću računara.

LITERATURA

- [1] D. C. Rine, "Computer science and multiple-valued logic: theory and applications", North-Holland Publishing Company, Amsterdam, 1984.
- [2] K. C. Smith, "Multiple-valued logic: a tutorial and appreciation", *Computer*, april 1988, pp. 17-27.
- [3] C. N. Rozon, H. T. Mouftah, "Realization of a three valued logic built-in testing structure", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, no. 3, june 1990, pp. 814-820.
- [4] Z. V. Bundalo, D. M. Bundalo, "I/ILI ternarna CMOS logička kola", Zbornik radova 38. konferencije ETRAN, Niš, 1994. str. 65-66.
- [5] C. H. Diaz et all. "An accurate analytical delay model for BiCMOS driver circuits", *IEEE Transaction on Computer-Aided Design*, no. 5, 1991, pp.577-588.

Abstract - The principles and possibilities of synthesis and realization of ternary logic networks and systems are described in the paper. The general principles of synthesis of such networks and systems are considered first. Then the possibilities of synthesis of CMOS ternary logic networks are considered. One simple principle of synthesis of CMOS ternary logic networks with any ternary logic function is proposed. Two methods of realization of concrete CMOS ternary logic network based on the proposed principle of synthesis are described. Some results of computer simulation confirming stated considerations are given.

POSSIBILITIES OF SYNTHESIS OF TERNARY LOGIC NETWORKS

D. M. Bundalo, Z. V. Bundalo

PLL FH GENERATOR WITH LAGUERRE INTERPOLATION FILTER AS THE APPROXIMATION OF GAUSSIAN FILTER

Dragiša Krstić, Miloš Krstić, Faculty of Electronic Engineering, Niš

Abstract - This paper considers modeling and simulation of the PLL FH generator with the interpolation filter in MATLAB. Special attention is paid to the IF error which is direct consequence of the mismatch between the receiver and transmitter PLL characteristics. It is shown that FH system with Laguerre filter gives better results than the system without filter. Paper consist explains about Laguerre filters.

I INTRODUCTION

Spread Spectrum (SS) transmission technique, a good base of CDMA (Code Division Multiple Access), has become very popular because of certain advantages in comparison with other techniques such as FDM (Frequency Division Multiplex) or TDM (Time Division Multiplex). By using SS transmission techniques it is possible to get the following characteristics in transmission: resistance to jamming; multiple use of the common wide spectrum with the small interference among the users that is very important for CDMA which is future transmission technique; resistance on nongaussian noise and for unintentional interference from other signals. A significant disadvantage is the need for bandwidth expansion roughly proportional to the degree of performance improvement in any of these areas. For that reason SS modulation needs a high frequency carrier.

There are a number of SS techniques: frequency hopping (FH), time hopping (TH) and direct - sequence spreading (DSS). In this paper, special attention is paid to the FH systems, which have many applications for both military purposes and mobile radio systems.

As a source of FH signals PLL frequency synthesizer will be used. The transfer characteristics of the system will be given, for both transmitter and receiver, and based on these transfer characteristics the simulation of FH system in MATLAB will be done. Great attention in this paper will be paid to introduction of the interpolation filter [1] in FH system and its influence on the FH system error. Additionally, it will be obtained the analysis of usage of the interpolating filter to the reducing of the error caused due the mismatch of the PLL transfer characteristics. Interpolating filter used in this paper is the approximation of the Gaussian filter and gives good impulse response. Gaussian filter is used in [1], but it can be directly realized and we used a well-known approximation [2]. These filters may be referred as generalized Laguerre filters. It will also be shown that with Laguerre filter the obtained output error is considerably less than in [1].

II PLL FH GENERATOR

For FH generator is used standard PLL. The loop input signal is the signal from quartz oscillator f_{REF} . Detected phase

difference between this signal and the signal $f_{OUT}(s)/N$ is passed through the LF filter and then through the VCO which output gives $f_{OUT}(s)$.

If the transfer function of the loop $H(s)$ is taken into consideration the output frequency f_{OUT} can be written as:

$$f_{OUT}(s) = f_{REF}(s) \cdot H(s) \cdot n(s) \quad (1)$$

where $n(s)$ is division ratio, which can be expressed as:

$$n(s) = N_0 + n_{VAR}(s) \quad (2)$$

N_0 is constant part and n_{VAR} is variable part of division ratio.

Variation in time of n_{VAR} causes variation in output frequency; in other words, variation of the n_{VAR} causes the frequency hops. The division ratio variation is driven by the pseudorandom pattern. Division ratio is filtered through interpolation filter, in order to interpolate step variation of that ratio.

Transfer function $H(s)$ is given by expression [3]:

$$H(s) = \frac{k \cdot F(s)}{s + k \cdot F(s)} \quad (3)$$

where $F(s)$ is a transfer function of the PLL loop (LF) filter, which mainly determines the PLL functioning. By the order of this function PLL can be of the first, second, third or higher order. For the applications in PLL FH systems, it can be shown that it is convenient to use second order PLL with one real pole and one real zero.

In Fig. 1 and Fig. 2 block diagrams of FH transmitter and FH receiver are presented, respectively. They are both with the interpolation filters and based on the PLL frequency synthesizer. Frequency hops occur by changing the PLL frequency synthesizer division ratio. The transmitter and receiver must use the same pseudorandom pattern, i.e. code, division ratio changing (generated in hopping code generator) and receiver must be synchronous with the transmitter signal. Controlling code, if it is pseudorandomly generated, must be protected while it is in use. When the pseudorandom code is changed, all users must change pattern at the same time.

Let we assume that the transmitter output signal don't have modulated data. Its frequency $f_T(s)$, based on (1), can be written as:

$$f_T(s) = H_T(s) \cdot f_{REF} \cdot n(s) \cdot INF(s) + f_{IF} \quad (4)$$

where $H_T(s)$ is transfer function of the transmitter frequency synthesizer, $INF(s)$ is transfer function of the interpolation filter and f_{IF} is intermediate frequency. At the output of the receiver frequency synthesizer frequency $f_R(s)$ is obtained as:

$$f_R(s) = H_R(s) \cdot f_{REF} \cdot n(s) \cdot INF(s) \quad (5)$$

where $H_R(s)$ is transfer function of the receiver frequency synthesizer. If it is assumed that there is a perfect synchronization in the transmitter and receiver hopping pattern, and that the only error is the product of the difference between transmitter and receiver PLL transfer characteristics, at the output of the receiver IF filter we can get:

$$IF(s) = f_{REF} \cdot n(s) \cdot INF(s) \cdot (H_T(s) - H_R(s)) + f_{IF} \quad (6)$$

That means that output signal error can be expressed as:

$$\Delta I F = f_{REF} \cdot n(s) \cdot INF(s) \cdot (H_T(s) - H_R(s)) \quad (7)$$

The best solution for interpolating filter is the usage of the ideal Gaussian filter, because of its impulse response without oscillations. Unfortunately ideal Gaussian filter is not realizable and we have only some approximations of it. One of them, Laguerre filters are obtained as least square magnitude approximation of the ideal Gaussian filter when we apply Laguerre polynomials [2]. Magnitude squared function of the n^{th} order Laguerre filter is:

$$A_n^2(\omega^2) = \frac{1}{\left(\frac{\beta}{\beta-2}\right)^{\alpha+1} \sum_{r=0}^n \frac{1}{r!} \left(\frac{2}{2-\beta}\right)^r L_r(\alpha)(\beta\omega)^2} \quad (8)$$

where $L_r(\alpha)$ are generalized Laguerre polynomials. Transfer function (8) also has two parameters (α and β), which are used for control of the impulse response. Analysis showed [2] that α is equal to the first and second amplitude overshoots, and parameter β controls its amplitude (attenuation α_s) relating to the impulse response amplitude. Additionally, all analysis is connected with function order n . Analysis results are given in Table 1 for filters of the third and fifth order.

Table 1: Pole locations for different overshoot attenuation

Order	α_s	Pole locations	
3	20 dB	-0.4550463	+j0.0000000
		-0.3333378	±j1.0341586
5	20 dB	-0.3999099	+j0.0000000
		-0.3038155	±j0.8998570
		-0.2919705	±j2.0004262
3	30 dB	-0.7050447	+j0.0000000
		-0.6188066	±j1.2040005
5	30 dB	-0.59882826	+j0.0000000
		-0.53698825	±j0.9785287
		-0.5061261	±j2.1378043
3	40 dB	-0.9057006	+j0.0000000
		-0.8477935	±j1.2073181
5	40 dB	-0.7773552	+j0.0000000
		-0.7383759	±j0.9947756
		-0.6896054	±j2.1380748

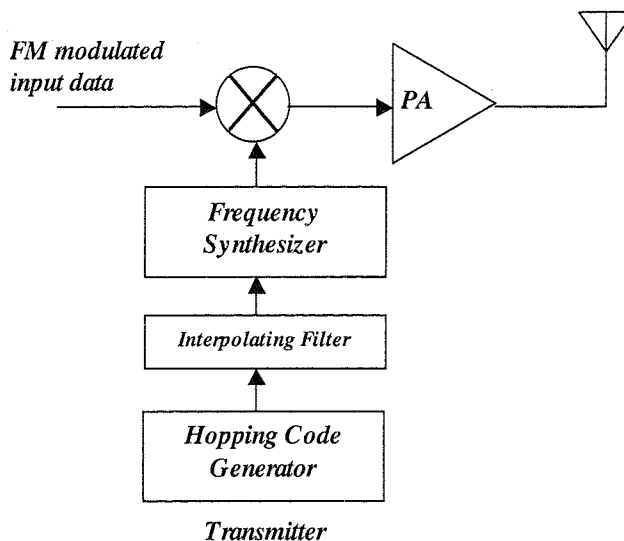


Figure 1: An interpolated FH transmitter

III RESULTS

Simulation of the FH system, from Fig. 1 and Fig. 2, is performed in SIMULINK, which is the part of the user package MATLAB. Simulation is done by using very simple visual tools of SIMULINK.

It is very important to notice the improvements that a filter introduces to the system performance. In order to observe the error caused by the difference between transmitter and receiver PLL transfer function, it is assumed that there is a difference of 10% in the transmitter and receiver PLL transfer function coefficients.

First we should consider the FH system without interpolation filter ($INF(s)=1$) [4]. For the second order PLL, with one pole and one zero LF filter (often case [5]) and cut-off frequency $f_c=10^7$ rad/s, the obtained results are shown in Fig. 3 and Fig. 4. In Fig. 3 the receiver output signal frequency versus time is shown, and frequency hops and influence of the PLL transfer characteristics on their distortion can be noticed.

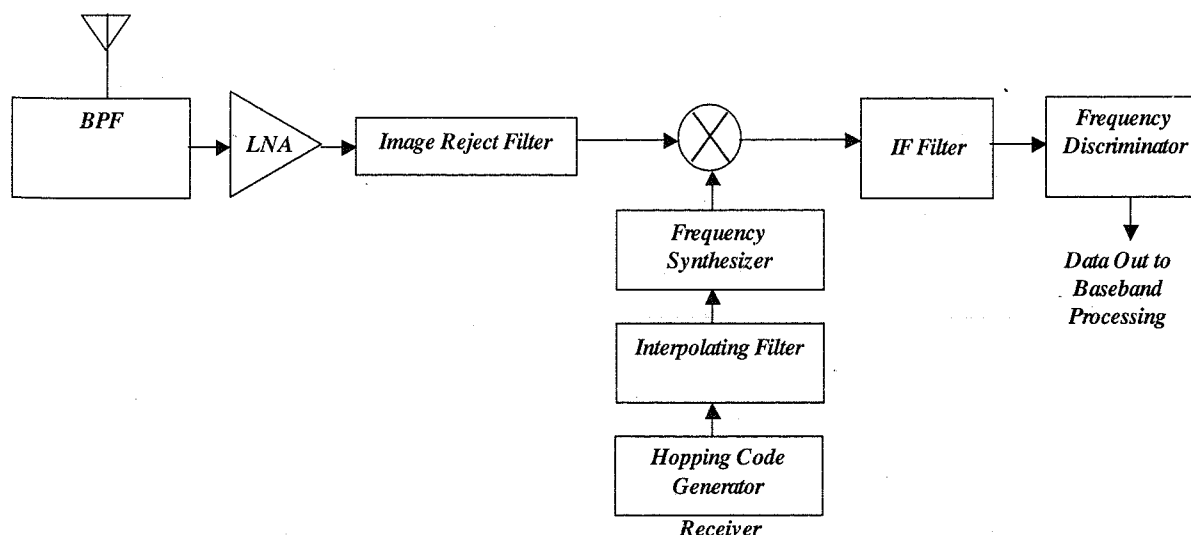


Figure 2: An interpolated FH receiver

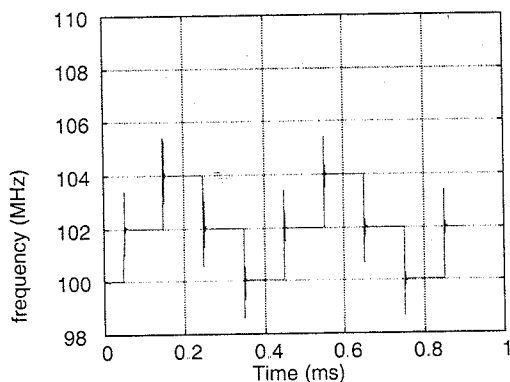


Figure 3: Output receiver signal (INF=1)

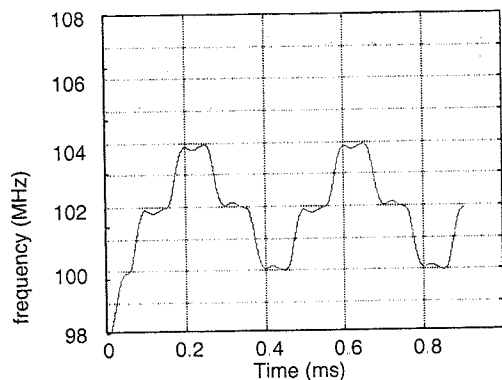


Figure 5: Output receiver signal when Laguerre interpolation filter is used

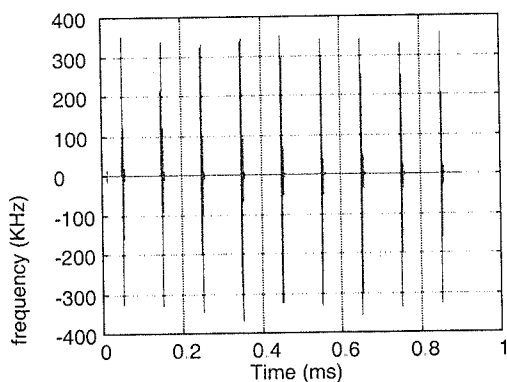


Figure 4: Error in the receiver (INF=1)

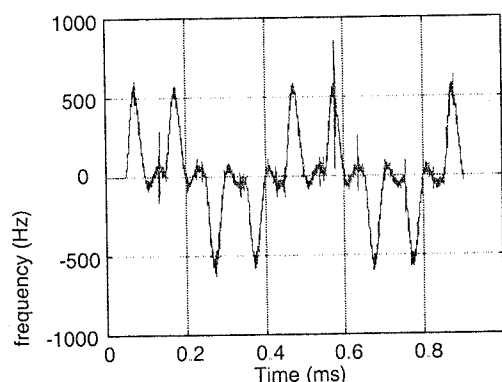


Figure 6: Error at the receiver when Laguerre interpolation filter is used

This phenomenon is known as spectral splatter and results in a loss of useful transmitter energy during each hop as well as adjacent channel interference. In Fig. 4 the error caused by difference between transmitter and receiver PLL transfer function is shown. It can be noticed that this error has peak value in the moments of frequency hops.

If the Laguerre filter of third order is used ($n=3$, $\alpha_s=20\text{dB}$ and $f_c=10^5\text{ rad/s}$), the results as shown in Fig. 5 and Fig. 6 are obtained. In Fig. 5 receiver output signal frequency versus time is shown and it can be noticed, compared to the Fig. 3 that frequency hops distortions are reduced. In Fig. 6 the error caused by difference between transmitter and receiver PLL transfer function is shown and it is visible that this error compared with the results from Fig. 4 is reduced for the value of about 10^3 . Also the system with the interpolating filter has less distortion at the receiver output, i.e. spectral splatter is reduced:

IV CONCLUSIONS

In this paper the modeling and simulation of the FH system based on PLL frequency synthesizer is described. Great attention is paid to introduction of the interpolation filter in FH system and its influence to the FH system error. It can be concluded that FH system with Laguerre filter gives significantly better results than the system without filter, as well as from the results obtained in [3]. The Laguerre interpolation filter, which is used, is the approximation of ideal Gaussian filter with the best impulse response.

REFERENCES

- [1] 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
- [2] B. Raković, D. Krstić, M. Popović, "Pulse-forming networks using generalized Laguerre polynomials", *Radio and Electronic Engineer*, Vol. 49, pp. 157-164, March 1979.
- [3] R. Best, *Phase-Locked Loops - Theory, Design, and Applications*, McGraw-Hill, 1993
- [4] M. Krstić, D. Krstić, "Simulation of the PLL FH generator in MATLAB", *Proceedings of INDEL 98*, pp. 163-165, 1998
- [5] D. Krstić, M. Krstić, M. Paunović, "The interpolation filter influence on the PLL FH generator characteristics", *Proceedings of Telfor 98*, pp. 207-210, 1998

SVJETLOSNO - KAPACITIVNI KONVERTORI

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

Sadržaj: U radu su data nova rješenja svjetlosno upravljanih kapacitivnih senzora kao i njihovi modeli. Dobijena je familija elektronskih kola čija je kapacitivnost svjetlosno upravljana. Postignuta je linearna zavisnost izlaznog napona senzora od intenziteta osvjetljenja. Analizirana je temperaturna zavisnost kapacitivnosti kao i zavisnost komponenata senzora.

1. FOTODIODA I VARIKAP DIODA

U linearnom režimu rada, kod poluprovodničkih struktura koje pokazuju fotoelektrične osobine, kvantna efikasnost i osjetljivost direktno su proporcionalne. Zavisno od specifičnosti struktura detaljna analiza linearnog odziva opisana pripadajućim sistemom jednačina, koje čine kompletan fenomenološki model, rješava se numerički [1]. Silicijumske fotodiode, su kvantni detektori osjetljivi na svjetlost u širokom spektralnom i dinamičkom domenu, konvertuju optički signal u naponski ili strujni signal. Dinamički opseg primjene kreće se od 1pW/cm² do nekoliko desetina mW/cm² gustine optičke snage. Standardna primjena je pri detekciji svjetlosti od 200 nm do 1100 nm. PIN dioda je najmasovniji korišten fotodetektor.

U fotodiodnom režimu rada, kada je p-n spoj inverzno polarisan, fotodiode se modeluje kontrolisanim strujnim izvorom konačne admitanse koju čini paralelna otpornost i kapacitivnost. Pri malim brzinama rada, gdje kapacitivnost fotodiode nema uticaja na njen odziv, postiže se linearnost konverzije optičke snage u fotostruju u širokom dinamičkom opsegu. Vrijednost struje kroz foto diodu, pri naponu inverzne polarizacije V_{inv} , iznosi:

$$I_{DF} = I_F + I_S(1 - e^{-V_{inv}/\eta\Phi_T}) \approx I_F + I_S \quad (1)$$

gdje je: I_F struja proporcionalna intenzitetu osvjetljenja L , I_S inverzna struja zasićenja fotodiode, V_D napon na p-n spoju, η faktor korekcije, $\Phi_T = kT/q$ temperaturni potencijal. Pri inverznoj polarizaciji $V_{inv} = -V$ dolazi do proširenja područja potencijalne barijere $d_n = d_n(V_{inv})$ tako da je potrebno uzeti u obzir i pripadajuću komponentu struje koja je proporcionalna svjetlosnom fluksu fotona Φ_0 , a data je u [4] kao:

$$|I_F| = qS\Phi_0 \frac{\alpha L_p}{1 + \alpha L_p} e^{-\alpha d_n(V_{inv})} \quad (2)$$

Ukupna struja foto diode postaje:

$$I_{DF} = qS\Phi_0 \left[1 - \frac{e^{-\alpha d_n(V_{inv})}}{1 + \alpha L_p} \right] + I_S \quad (3)$$

Povećavanjem napona inverzne polarizacije povećava se širina potencijalne barijere tako da je eksponencijalni član bez značaja. Praktično ostaje samo linearni član uticaja osvjetljenja:

$$I_{DF} = qS\Phi_0 + I_S = K_L L + I_S \quad (4)$$

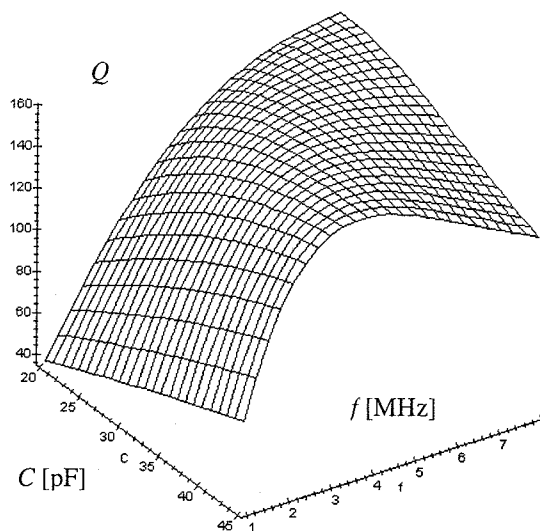
gdje je K_L konstanta proporcionalnosti. Foto dioda se koristi, dakle, kao konvertor optičkog signala u električni tj. u strujni ili naponski signal pri čemu linearnost konverzije nije ista. Naime, fotostruja je srazmjerna optičkoj snazi u širokom dinamičkom dok je napon linearno zavisna pri malim signalima.

Ekvivalentna šema varikap diode može se predstaviti paralelnom vezom kondenzatora kapacitivnosti C_v i otpornika otpornosti R_0 kojim se modeluje gubitak snage u području prostornog naboja. Serijskom otpornošću r_b opisuju se gubici snage u uvodnicima, te u oblastima baze i emitora ($r_b \gg R_0$) [2]. Q faktor varikap diode je dat sa:

$$Q = (\omega C_v r_b + \frac{1}{\omega C_v R_0})^{-1} \quad (5)$$

Faktor dobrote Q na niskim frekvencijama je linearna funkcija određena sa R_0 . Maksimalna vrijednost faktora $Q_{max} = (2\sqrt{R_0/r_b})^{-1}$ se dobija pri učestanosti:

$\omega_{max} = (C\sqrt{R_0 r_b})^{-1}$. U području viših frekvencija dominira uticaj r_b . U tom domenu Q faktor je obrnuto proporcionalan učestanosti. Dijagram zavisnosti Q faktora za $r_b = 3 \Omega$, $R_0 = 300 \text{ k}\Omega$, $C_v = 20 \text{ pF}$ do 45 pF pri frekvenciji od 1 MHz do 8 MHz dat je na sl.1. Ista zavisnost se dobija pri nižim vrijednostima frekvencija ako se kapacitivnost poveća za identičan red veličine.



Sl. 1. Zavisnost Q faktora od učestanosti pri promjeni kapacitivnosti od 20 pF do 45 pF.

2. MODELI FOTOSENZORA

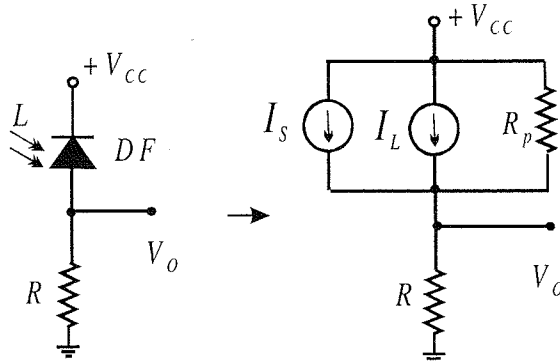
Pogodan električni model fotodiode u režimu malih signala sadrži pored generatora fotostruje i generator fotonapona iako su oni posljedica iste fizičke realnosti [3]. Pri malim brzinama rada, gdje kapacitivnost fotodiode nema uticaja na njen odziv, modelovanje strujnim ili naponskim generatorom je

ekvivalentno. Pri većim brzinama rada koristi se metod superpozicije djelovanja datih generatora.

Vezivanjem otpornika R u seriju sa fotodiodom dobija se fotosenzor čiji je model predstavljen na sl. 2. U fotodiodnom režimu rada kod inverzne polarizacije dioda DF predstavlja se strujnim generatorom čija je struja jednaka inverznoj struji zasićenja I_S , te strujnim generatorom čija je fotostruja linearno zavisna optičkoj snazi odnosno intenzitetu osvjetljenja.

Uz zanemarenje velike vrijednosti paralelne otpornosti R_p , dobija se da kroz otpornik R protiče struja $I_{DF} = K_L L + I_S$ gdje se stvara pad napona

$$V_0 = (K_L L + I_S) R. \quad (6)$$



Sl. 2. Fotosenzor i njegov model.

Ovakvo kolo temperaturno je zavisno jer se inverzna struja zasićenja mijenja sa promjenom temperature. Inverzna struja zasićenja može se izraziti prema [1]:

$$I_S = q S N_c N_v e^{-\frac{E_{go}}{kT}} \left(\frac{D_n}{L_n N_a} + \frac{D_p}{L_p N_d} \right), \quad (7)$$

gdje su D_n i D_p difuzione konstante, L_n i L_p difuzione dužine za elektrone i šupljine, N_c i N_v efektivne gustine stanja elektrona i šupljina, E_{go} energetski procjep pri temperaturi apsolutne nule, S površina poprečnog presjeka. Uzimajući u obzir da je uticaj temperature u eksponencijalnom članu dominantniji od uticaja temperature na efektivne gustine stanja N_c i N_v , dobija se da je inverzna struja zasićenja:

$$I_S = I_{ST} e^{-\frac{E_{go}}{kT}}, \quad (8)$$

$$I_{ST} = q S N_c N_v \left(\frac{D_n}{L_n N_a} + \frac{D_p}{L_p N_d} \right).$$

Ako se, pak, uzme da su difuzione konstante obrnuto proporcionalne temperaturi sa koeficijentom proporcionalnosti k , inverzna struja zasićenja $p-n$ spoja je data sa:

$$I_S = q S \left[\frac{D_p(T)}{L_p N_d} + \frac{D_n(T)}{L_n N_a} \right] C \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_{go}}{kT}}, \quad (9)$$

$$I_S = K_1 T^2 \cdot e^{-\frac{E_{go}}{kT}} \quad (10)$$

Konstanta $K_1 = k S C \left[\frac{\mu_p^*}{L_p N_d} + \frac{\mu_n^*}{L_n N_a} \right]$ je nezavisna od

temperature. Za silicijum $C = C_{Si} = 1,5 \cdot 10^{33} \text{ cm}^{-6} \text{ K}^{-3}$. Promjena inverzne struje zasićenja i njen temperaturni koeficijent određeni su sa:

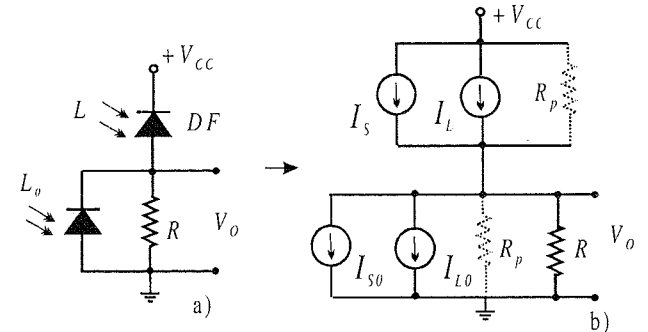
$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = I_{ST} e^{-\frac{E_{go}}{kT}} \cdot \frac{E_{go}}{kT^2}, \quad (11)$$

$$\gamma_I = \frac{1}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} = \frac{1}{T} \frac{E_{go}}{kT} \quad (12)$$

Kompenzacija uticaja temperature na izlazni napon može se ostvariti kolom sa dvije fotodiode koje je dato na sl.3a, a čiji je model predstavljen na sl.3b. Izlazni napon $V_0 = V_R$ određen je padom napona na otporniku R koji u ovom slučaju iznosi:

$$V_R = R (K_L L + I_S - I_{S0} - K_L L_0). \quad (13)$$

Napon će biti linearna funkcija intenziteta osvjetljenja L i nezavisan od temperature ako su diode istih inverznih struja zasićenja pri $L_0 = 0$. Tada je $V_R = K_L R L$.

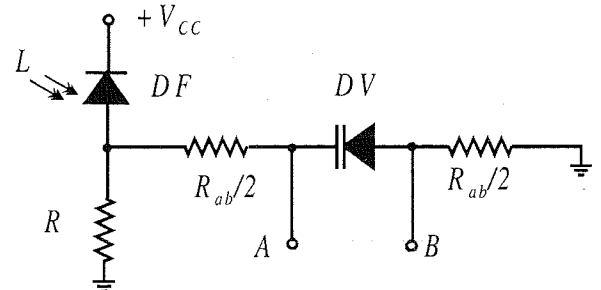


Sl. 3. Model senzorskog kola sa kompenzacionim elementom.

3. SVJETLOSNO UPRAVLJANA APACITIVNOST

Ako se napon svjetlosno upravljano elementa dovede na varikap diodu dobiće se konvertor promjene intenziteta osvjetljenja u promjenljivu kapacitivnost (sl.4). Pad napona na R sada zavisi i od inverzne struje zasićenja I_{SV} varikap diode DV :

$$V_R = (I_{DF} - I_{SV}) R = (K_L L + I_S - I_{SV}) R \quad (14)$$



Sl. 4. Skop svjetlosno upravljane kapacitivnosti.

Varikap dioda DV je vezana tako da je napon na njoj jednak naponu V_R ako se može zanemariti pad napona na otpornicima $R_{ab}/2$. Iz gornjeg izraza je vidljivo da će se sa promjenom intenziteta osvjetljenja L linearno mijenjati napon V_R . Time je kapacitivnost

inverzno polarisane varikap diode upravljana naponom V_R . Ako se odabere fotodiode i varikap diode tako da su njihove inverzne struje zasićenja jednake, proizlazi da napon V_R linearno zavisi od intenziteta osvjetljenja L . Napon na varikap diodi je dat sa:

$$\begin{aligned} V_v &= V_R - I_{SV} R_{ab} = I R - I_{SV} R_{ab} \\ V_v &= K_L L R + I_S R - I_{SV} (R_{ab} + R) \end{aligned} \quad (15)$$

Neophodno je uzeti da je $R_{ab} \gg R$ tako da se dobije napon na varikap diodi:

$$V_v = K_L L R - I_{SV} R_{ab}, \quad (16)$$

dok se njegova potpuna proporcionalnost sa intenzitetom osvjetljenja dobija pri:

$$I_{SV} R_{ab} \ll K_L L R. \quad (17)$$

Kapacitivnost C_v varikap diode sa skokovitim promjenom koncentracije primjesa određena je sa:

$$C_v = C_o \sqrt{\varphi_o / (\varphi_o + V_{inv})} \quad (18)$$

$$C_v = S \sqrt{\frac{q \epsilon N_a N_d}{2 N_a + N_d} \frac{1}{\varphi_o + V_v}} = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_o + V_v}} \quad (19)$$

gdje je konstanta $K_v = S \sqrt{\frac{q \epsilon N_a N_d}{2 N_a + N_d}}$, zavisna od

koncentracije akceptorskih N_a i donorskih primjesa N_d . Uvrštavanjem napona V_v slijedi da je kapacitivnost:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_o - I_{SV} R_{ab} + K_L L R}} \quad (20)$$

Zavisnost kapacitivnosti od temperature dobija se u sljedećem obliku:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{C_{Si} T^3 e^{-E_{go}/kT}} - R_{ab} I_{ST} e^{-E_{go}/kT} + K_L L R}} \quad (21)$$

gdje je, k Bolcmanova konstanta, C_{Si} konstanta za silicijumski materijal. Vidljivo je da bi za dobijanje temperaturno nezavisne kapacitivnosti bilo dovoljno da bude ispunjen uslov $\varphi_o = I_{SV} R_{ab}$, odnosno:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{C_{Si} T^3 e^{-E_{go}/kT}} = R_{ab} K_1 T^2 e^{-E_{go}/kT}. \quad (22)$$

Mnogo povoljnija temperaturna stabilnost parametara postiže se kolom sa kompenzacionom fotodiodeom datim na sl.5. Naime, sada je napona na otporniku R dat sa:

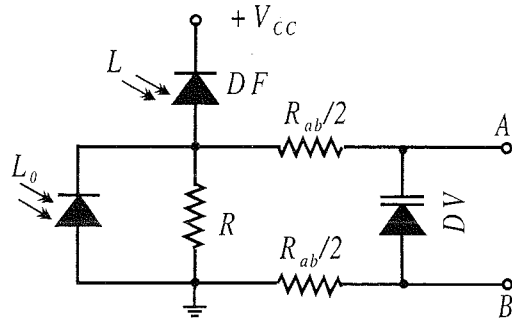
$$V_R = R(K_L L - K_L L_o + I_S - I_{S0}) - I_{SV} R \quad (23)$$

tako da se za napon na varikap diodi može napisati da je:

$$\begin{aligned} V_v &= V_{AB} = V_R - I_{SV} R_{ab} \\ V_v &= R(K_L L - K_L L_o + I_S - I_{S0}) - I_{SV} (R_{ab} + R) \end{aligned} \quad (24)$$

Kada je $I_S = I_{S0}$ pri $L_o = 0$ dobija se kapacitivnost varikap diode u obliku:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_o + K_L L R - I_{SV} (R_{ab} + R)}} \quad (25)$$

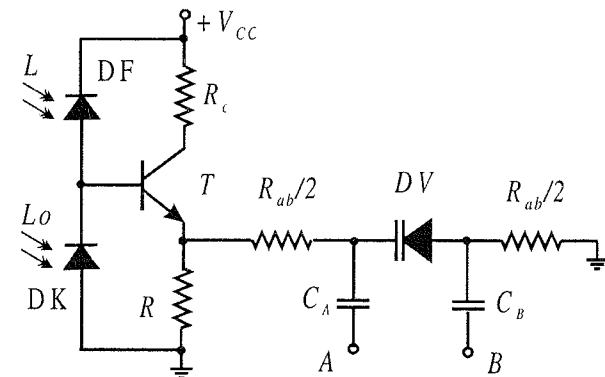


Sl. 5. Temperaturno kompenzovana svjetlosno upravljana kapacitivnost.

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

varikap diode iznosi:
$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{K_L L R}} \quad (26)$$

Pojačanje djelovanja osvjetljenosti na kapacitivnost postiže se temperaturno kompenzovanim kolom sa bipolarnim tranzistorom T kao pojačavačkim elementom prikazanim na sl. 6. Diode DF je osvjetljena svjetlošću intenzita L dok je kompenzaciona diode DK osvjetljena sa L_o .



Sl.6. Temperaturno kompenzovani svjetlosno-kapacitivni senzor sa pojačanjem.

Struja emitera je data sa:

$$\begin{aligned} I_E &= (\beta + 1)(I_B + I_{CS}) \\ I_E &= (\beta + 1)[(K_L L + I_{SDF} - K_L L_o - I_{SDO}) + I_{CS}] \end{aligned} \quad (27)$$

pri čemu je: β faktor strujnog pojačanja tranzistora, L i L_o intenziteti osvjetljenja, I_{SDF} inverzna struja zasićenja diode DF, I_{SDO} inverzna struja zasićenja kompenzacione diode DK, I_{CS} inverzna struja zasićenja tranzistora. Napon na varikap diodi je dat sa:

$$V_v = I_E R - I_{SV} (R + R_{ab}). \quad (28)$$

Kapacitivnost $p-n$ spoja sa skokovitim promjenom koncentracije primjesa iznosi:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_o + (\beta + 1) R [(K_L L + I_{SDF} - K_L L_o - I_{SDO}) + I_{CS}] - I_{SV} (R + R_{ab})}} \quad (29)$$

Ako su diode DF i DK istih inverznih struja tada će, pri $L_o = 0$, kapacitivnost biti data izrazom (30):

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\phi_o + (\beta + 1) R K_L L + (\beta + 1) R I_{CS} - I_{SV} (R + R_{ab})}}$$

Uz uslov:

$$\phi_o + (\beta + 1) R I_{CS} = I_{SV} (R + R_{ab})$$

kapacitivnost postaje funkcija osvjetljenja čime je dobijen kvalitetan svjetlosno-kapacitivni senzor čija kapacitivnost ima vrijednost:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{(\beta + 1) R K_L L}}$$

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

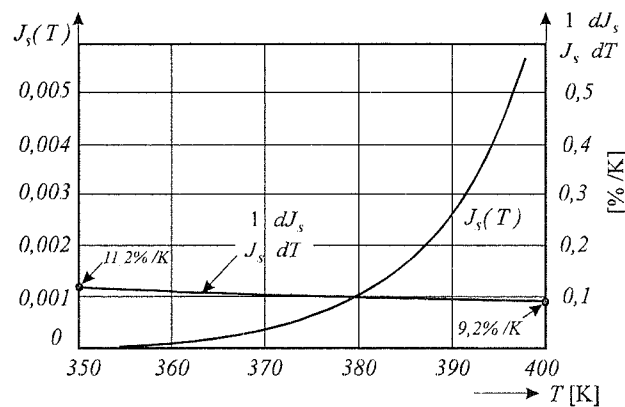
Mjerenjima uticaja temperature na inverznu struju zasićenja fotodioda i varikap diode dobija se da temperaturni koeficijent gustine inverzne struje zasićenja struje u funkciji temperature definisan sa:

$\frac{1}{J_s} \frac{dJ_s}{dT}$ ima vrijednost 0,1 % / K. Numerički izraz za

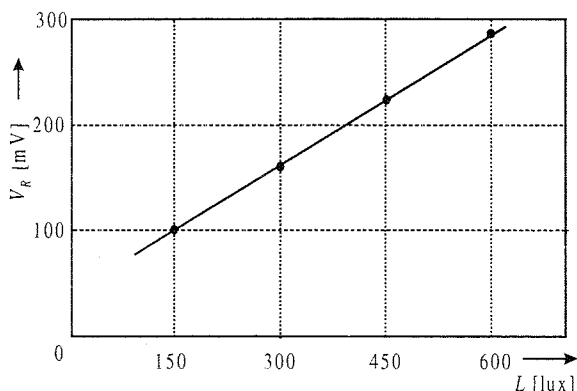
inverznu struju zasićenja, kada se uzimaju u obzir i promjene pokretljivosti sa temperaturom dobija oblik:

$$J_s = 207 \cdot 10^5 \cdot T^4 \cdot e^{-\frac{14037}{T}} (7,66 \cdot T^{-2,7} + 70 \cdot T^{-2,5}) \quad (33)$$

Graf dobijenih zavisnosti uz: $C_{Si} = 1,5 \cdot 10^{33} \text{ cm}^{-6} \text{ K}^{-3}$, $N_a = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_d = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, $L_p = L_n = 3 \cdot 10^{-5} \text{ cm}$, dat je na sl.7.

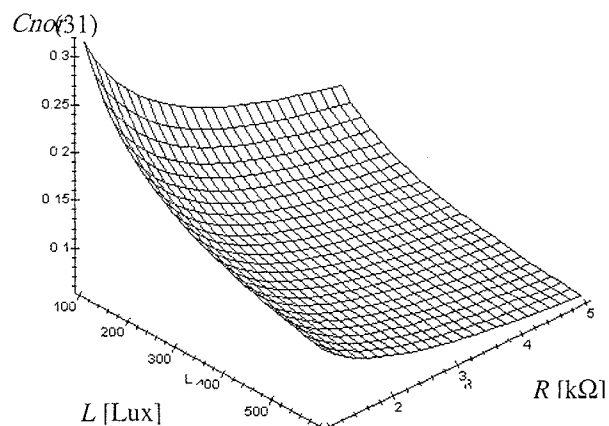


Sl.7. Temperaturna zavisnost gustine inverzne struje i njen temperaturni koeficijent.



Sl.8. Zavisnost napona na varikap diodi o osvjetljenju.

Na sl. 8 je data zavisnost napona na varikap diodi o intenzitetu osvjetljenja. Dobijena je dobra linearnost napona što pokazuje da se izborom komponenata uticaj inverznih struja praktično može zanemariti. Zavisnost kapacitivnosti od intenziteta osvjetljenja L i vrijednosti otpornosti R prikazana trodimenzionalnim grafikonom na sl. 9.



Sl.9. Zavisnost kapacitivnosti od intenziteta osvjetljenja L i otpornosti R .

5. ZAKLJUČAK

Predstavljen je novi svjetlosno-kapacitivni konvertor. Dati su modeli fotosenzora, kao i model fotosenzora sa kompenzacionim elementom. Analizirana je i varijanta svjetlosno-kapacitivnog senzora sa kompenzacionim kolom koji omogućava temperaturnu komenzaciju inverznih struja poluprovodničkih foto elemenata. Pokazana je i eksperimentalno potvrđena linearna zavisnost upravljanog napona u funkciji intenziteta osvjetljenja. Takođe je prezentovan i analiziran temperaturno kompenzovani svjetlosno-kapacitivni senzor sa pojačanjem.

Ispitana je temperaturna zavisnost gustine inverzne struje i njenog temperaturnog koeficijenta od temperature $p-n$ struktura.

LITERATURA

- [1] Y. Leblbici, M.S. Unlu, S.M. Kang, B.M. Onat: *Transient Simulation of Heterojunction Photodiodes - Part I: Computational Methods*, Journal of Lightwave Technology, vol. 13, 1995.
- [2] A. Ilišković: *ELEKTRONIKA I-Fizika poluprovodnia i diode*, ETF Banjaluka, 1995.
- [3] Z. Tomić: *Električni model P-I-N fotodiode za male signale*, XLII Konferencija za ETRAN, Vrnjačka banja, 1998.
- [4] P. Karageorgiy, A. Leyderman: *Fotočuvstvitelnost poluprovodnikovih struktur*, FAN, Taškent, 1981.

Abstract: The family of the optical-capacitance sensors is presented in this paper. The precise mathematical analysis is presented as well. Linear function of voltage and optical intensity are confirmed through experimental results. The temperature analysis is also made.

Aleksandar Ilišković, Ferid Softić

SVJETLOSNO KONTROLISANI KONVERTORI KARAKTERA IMPEDANSE

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

Sadržaj: U radu su data nova rješenja konvertora karaktera impedanse sa svjetlosno upravljanim kapacitivnim sensorima. Izvršena je analiza i proračun svjetlosno kontrolisanih induktivnih konvertora impedanse. Takođe je data temperaturna analiza.

1. UVOD

Konvertori kapacitivne impedanse u induktivnu impedansu, pri čemu je kapacitivnost naponski upravljana, daju veoma dobre rezultate pri korištenju u sklopovima za dobijanje projektovane frekventne karakteristike [1].

Svjetlosno-kapacitivnim sensorom se omogućava dobijanje promjenljive kapacitivnosti C_v u zavisnosti od intenziteta osvjetljenja L . Kombinaciono kolo predstavlja svjetlosno kontrolisani konvertor kapacitivne impedanse u induktivnu impedansu. Za povećanje faktora dobrote dobijene induktivnosti neophodno je koristiti konvertor negativne impedanse.

2. SVJETLOSNO UPRAVLJANI INDUKTIVNI KONVERTOR IMPEDANSE

Elektronska šema svjetlosno kontrolisanog konvertora karaktera impedanse data je na sl.1. Uporebljen je operacioni pojačavač I između čijih krajeva A i B je vezan svjetlosno-kapacitivni senzor, dok je operacioni pojačavač II upotrebljen kao konvertor negativne impedanse. Svjetlosno kapacitivni senzor sastavljen je od fotodiode DF , varikap diode DV te otpornika za polarizaciju R podijeljenog u dva dijela, te otpornika R_{IF} na kome se stvara pad napona uslijed proticanja struje fotodiode koja zavisi od intenziteta svijetlosti na fotiodiodi [4], [5]. Matrična analiza sklopova sa operacionim pojačavačima [3] se pokazuje kao vrlo pogodna i kod kapacitivno-induktivnih konvertora.

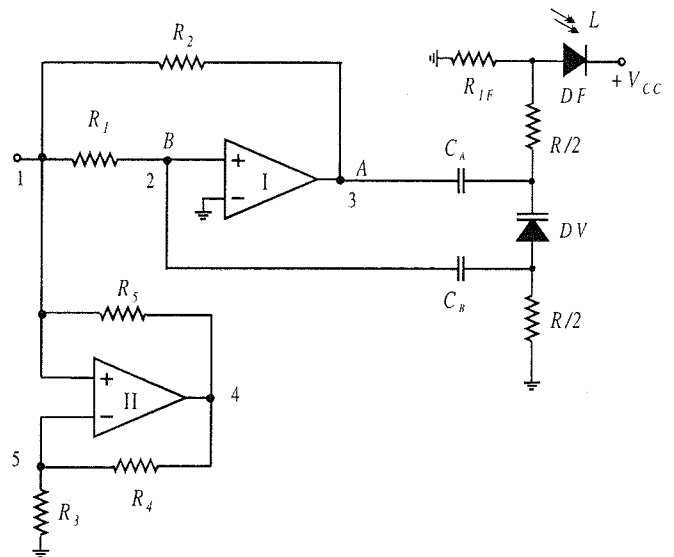
Za analizu sklopova sa operacionim pojačavačima korištenjem neodređena matrice provodnosti potrebno je, pored konačnog pojačanja operacionog pojačavača A , ulazne $R_I = 1/G_I$ i izlazne otpornosti $R_O = 1/G_O$, uzeti u obzir i otpornosti R_p na ulazu prema pozitivnom polu napajanja te otpornost R_n prema negativnom polu napajanja [3].

Izdvojimo podsklop koga čini prvi operacioni pojačavač I sa pripadajućim otpornostima R_1, R_2 i kapacitivnošću C_{AB} između tačaka A i B. Ako označimo invertujući ulaz kao čvor 1, neinvertujući ulaz kao čvor 2, a izlaz operacionog pojačavača brojem 3, određena matrica provodnosti takvog podsklopa data je sa $[Y_{i1}]$:

	1	2	3
$[Y_{i1}] =$	$G_1 + G_2$	$-G_1$	$-G_2$
	$-G_1$	$G_1 + G_p + G_1 + \underline{Y}_C$	$-\underline{Y}_C$
	$-G_2$	$\underline{A} G_O - \underline{Y}_C$	$\underline{Y}_C + G_2 + G_O$

Za ulaznu provodnost se dobija:

$$\underline{Y}_{i1} = \frac{G_1 G_2}{\underline{Y}_C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{\underline{A} G_O} \right) + (G_1 + G_2) \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{\underline{A} G_O} \right) \quad (1)$$



Sl.1. Svjetlosno upravljani konvertor impedanse.

Vidljivo je, prema izrazu (1), da je admitansa induktivnog karaktera, kao funkcija impedanse $1/\underline{Y}_C$. Njoj je paralelno vezana provodnost koja je datom zbirom provodnosti $(G_1 + G_2)$ pomnoženim korekcionim faktorom: $\left(1 - \frac{G_1 + G_2}{\underline{A} G_O} \right)$. Korekcionni faktor je zavisan o proizvodu pojačanja \underline{A} i izlazne provodnosti operacionog pojačavača G_O .

Za dobijanje većih vrijednosti faktora dobrote Q neophodno je umanjiti uticaj paralelnih otpornosti u elektronskom kolu. Zbog toga je neophodna ugradnja konvertora negativne impedanse. Operacioni pojačavač II sa pripadajućim otpornicima ima provodnost između tačke 1 i mase datu sa:

$$Y_{i2} = -\frac{G_3 G_5}{G_4} + \frac{G_5^2 (G_3 + G_4)}{\underline{A} G_O G_4} \quad (2)$$

Da bi se dobila kvalitetna konverzija kapacitivnosti i induktivnost potrebno je da bude ispunjen uslov:

$$(G_1 + G_2) \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{\underline{A} G_O} \right) - \frac{G_3 G_5}{G_4} + \frac{G_5^2 (G_3 + G_4)}{\underline{A} G_O G_4} = 0 \quad (3)$$

Tada ulazna admitansa iznosi:

$$\underline{Y}_i = Y_{i1} + Y_{i2} = \frac{G_1 G_2}{\underline{Y}_C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{A G_o} \right) \quad (4)$$

Kod realnih operacionih pojačavača neophodno je uzeti u obzir frekventnu zavisnost pojačanja A [2] u obliku:

$\underline{A} = \frac{A_o}{1 + j\omega/\omega_o}$, tako da tada ulazna admitansa posmatranog sklopa iznosi:

$$\underline{Y}_i = \frac{G_1 G_2}{\underline{Y}_C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{A_o G_o} (1 + j \frac{\omega}{\omega_o}) \right) \quad (5)$$

$$\underline{Y}_i = \frac{G_1 G_2}{j\omega C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{A_o G_o} \right) - \frac{G_1 G_2 (G_1 + G_2)}{\omega_o C A_o G_o} \quad (6)$$

Da bi se dobio kompletan uvid u model ovakvog konvertora impedanse pogodno je koristiti cjelokupnu admitansu dobijenu sabiranjem svih komponenata. Uvrštavanjem kompleksnog oblika pojačanja dobija se da je ulazna admitansa:

$$\underline{Y}_i = \frac{G_1 G_2}{j\omega C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{A_o G_o} \right) - \frac{G_1 G_2 (G_1 + G_2)}{\omega_o C A_o G_o} + G_1 + G_2 - \frac{G_3 G_5}{G_4} + \frac{G_e}{A_o} + j\omega \frac{G_e}{\omega_o A_o} \quad (7)$$

gdje je provodnost:

$$G_e = \frac{G_5^2 (G_3 + G_4)}{G_o G_4} - \frac{(G_1 + G_2)^2}{G_o} \quad (8)$$

Model kompletnog konvertora predstavljen je, dakle, paralelnom vezom induktiviteta, otpornosti i parazitne kapacitivnosti.

Induktivna komponenta ulazne admitanse je data sa:

$$\underline{Y}_{iL} = \frac{G_1 G_2}{j\omega C} \left(1 - \frac{G_1 + G_2}{A_o G_o} \right) \quad (9)$$

Da bi se eliminisao nepovoljan uticaj parazitne provodnosti neophodno je modifikovati uslov (3) tako da se dobije da je ulazna impedansa data paralelnom vezom induktivnosti $L = C K_1 K_2$ i parazitne kapacitivnosti.

Ako je proizvod AG_o dovoljno velik u odnosu na ugrađene provodnosti proizlazi slučaj kada se, pri uslovu:

$G_1 + G_2 = \frac{G_3 G_5}{G_4}$, dobija da je ulazna admitansa

$\underline{Y}_i = \frac{G_1 G_2}{\underline{Y}_C}$. Ulazna impedansa tako iznosi:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_i &= j\omega C R_1 R_2 \\ \underline{Z}_i &= j\omega L, \quad L = C R_1 R_2 \end{aligned} \quad (10)$$

Upotrebom svjetlosno-kapacitivnog senzora [4], kod koga se promjenom intenziteta svjetlosti utiče na promjenu

kapacitivnosti vezane između tačaka A i B, dobija se njena vrijednost $C_{AB} = C_v$:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_0 - I_{SV} R + K_L L R_{1F}}}, \quad (11)$$

gdje je: φ_0 kontaktni potencijal, I_{SV} inverzna struja zasićenja varikap diode.

Konstanta $K_v = S \sqrt{q \epsilon N_a N_d / 2(N_a + N_d)}$ zavisna je od koncentracije akceptorskih N_a i donorskih primjesa N_d , L intenzitet osvjetljenja, K_L pripadajuća konstanta, $R_{1F} \ll R$ ugrađeni otpornici (sl.1).

Inverzna struja zasićenja data sa:

$$I_{SV} = I_{ST} e^{-E_{go}/kT}, \quad I_{ST} = q S N_c N_v \left(\frac{D_n}{L_n N_a} + \frac{D_p}{L_p N_d} \right) \quad (12)$$

Tada se zavisnost kapacitivnosti od temperature dobija u sljedećem obliku:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{C_{Si} T^3 e^{-E_{go}/kT}} - R I_{ST} e^{-E_{go}/kT} + K_L L R_{1F}}} \quad (13)$$

pri čemu je: k Bolcmanova konstanta, q naboj elektrona, $C_{Si} = 1,5 \cdot 10^{33} \text{ cm}^{-6} \text{ K}^{-3}$ konstanta za silicijumski materijal, $E_{go} = 1,21 \text{ eV}$ energetski procjep na temperaturi apsolutne nule, T temperatura.

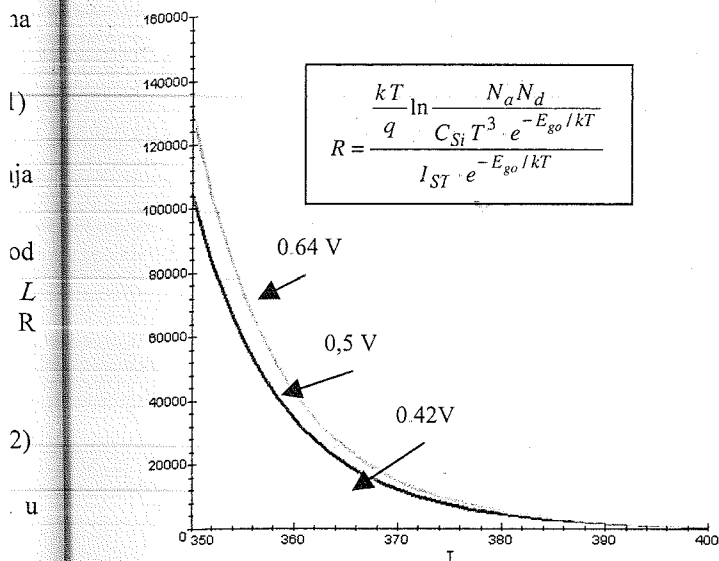
Uz $\varphi_0 = I_{SV} R$, odnosno $R = \varphi_0 / I_{SV}$, kapacitivnost varikap diode iznosi:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{K_L L R_{1F}}} \quad (13a)$$

Dakle, kapacitivnost bi postala temperaturno stabilna ako bi se ispunio uslov da je :

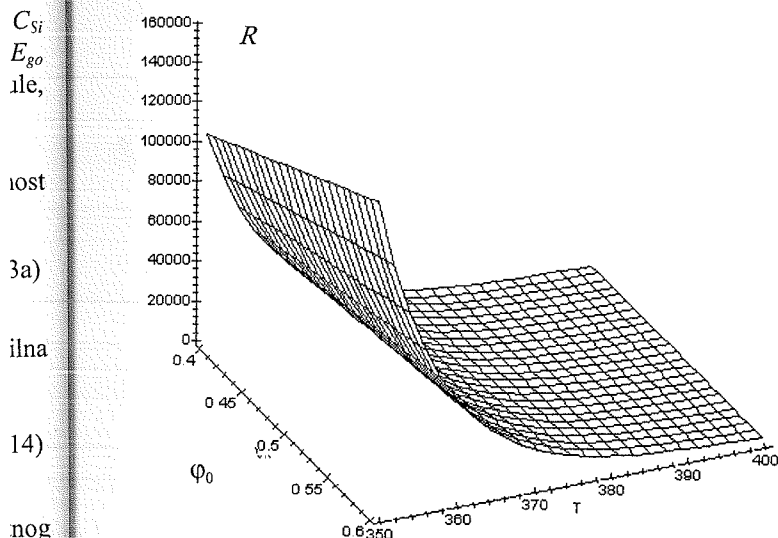
$$\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{C_{Si} T^3 e^{-E_{go}/kT}} = R I_{ST} e^{-E_{go}/kT} \quad (14)$$

Međutim, treba imati na umu da se vrijednost kontaktnog potencijala u opsegu temperatura od 300 K do 400 K, mijenja od 0,64 V do 0,42 V za standardne koncentracije donorskih i akceptorskih primjesa (10^{15} cm^{-3} i 10^{16} cm^{-3}). U istom opsegu inverzna struja zasićenja se mijenja mnogo brže. To znači da gornji uslov, u datom temperaturnom opsegu, ne može zadovoljiti stalna vrijednost otpornosti R , nego bi ona trebalo da se smanjuje sa temperaturom (sl. 2).



Sl. 2. Zavisnost otpornosti R od temperature.

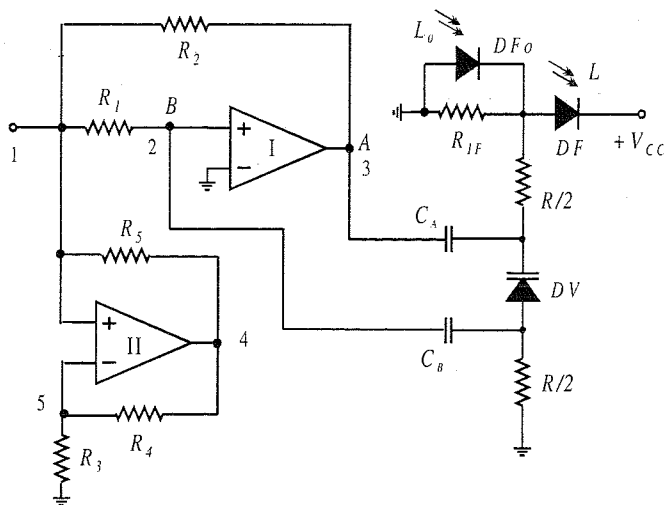
Dijagram trodimenzionalne zavisnosti otpornosti R od kontaktnog potencijala i temperature T dat je na sl. 3. U posmatranom temperaturnom opsegu vrijednost otpornosti R se smanjuje od 100 k Ω do 20 k Ω .



Sl. 3. Trodimenzionalna zavisnost otpornosti od kontaktnog potencijala i temperature.

3. KOMPENZOVANI SVJETLOSNO UPRAVLJANI KONVERTOR

Svjetlosno upravljani konvertor induktivne impedanse sa fotodiodom može se temperaturno kompenzovati upotrebom dodatne kompenzacije fotodiode sa stalnim osvjetljenjem L_o (sl. 4).



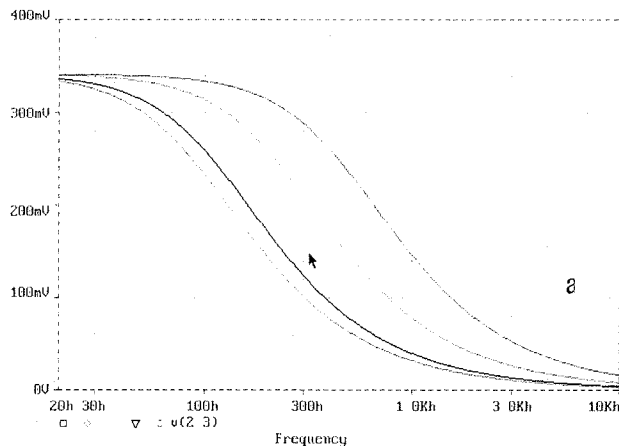
Sl. 4. Temperaturno kompenzovani konvertor karaktera impedanse.

Napon na varikap diodi je sada dat sa:

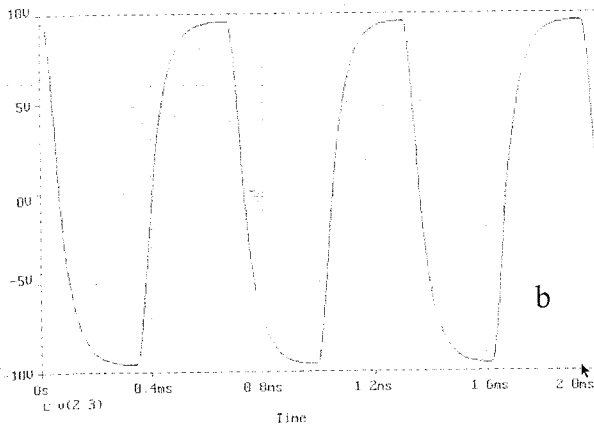
$$V_v = V_R - I_{SV} R_{ab} \tag{15}$$

$$V_v = R_{1F} (K_L L - K_L L_o + I_S - I_{S0}) - I_{SV} (R + R_{1F})$$

Frekventna zavisnost napona na varikap diodi data je na sl. 5a pri čemu je kapacitivnost data parametarski, dok je na sl.5b predstavljen vremenski oblik napona na C_v .



Sl.5a. Frekventna zavisnost napona na varikap diodi.



Sl.5b. Vremenska zavisnost napona na varikap

Kada je $I_S = I_{S0}$, pri $L_0 = 0$, dobija se kapacitivnost varikap diode u obliku:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\varphi_0 + K_L L R_{1F} - I_{SV} (R_{1F} + R)}} \quad (16)$$

Uz uslov: $\varphi_0 = I_{SV} (R_{1F} + R)$, kapacitivnost varikap diode iznosi:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{K_L L R_{1F}}} \quad (17)$$

Ulazna induktivnost sklopa određena je, dakle, sa:

$$L_i = C_v R_1 R_2 = \frac{K_v}{\sqrt{K_L L R_{1F}}} R_1 R_2 \quad (18)$$

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

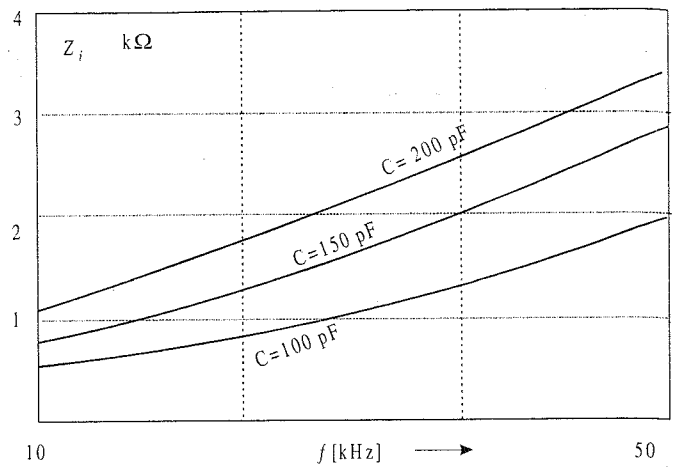
Dobijena ulazna impedansa za kola na sl.1 i sl.4 ima induktivan karakter. Frekventna zavisnost ulazne impedanse ukazuje na domen u kome je ona približno linearna.

Na linearnost u oblasti nižih frekvencija utiču vrijednosti ugrađenih kondenzatora C_A i C_B . Da bi se izbjegla zakrivljenost karakteristike u opsegu nižih frekvencija potrebno je uzeti da je vrijednost razdvojnih kondenzatora reda nekoliko mikrofaraada.

Upotrebjeni su operacioni pojačavači $\mu A 741 C$ čije pojačanje iznosi $A_o = 200000$, $\omega_o = 37,6$ rad/s, izlazna otpornost $R_o = 75 \Omega$ te ulazna otpornost $R_i = 2 M\Omega$. Varikap dioda BA 102 ima inverznu struju manju od $5 \mu A$, promjenu kapacitivnosti C od 20 pF do 40 pF. Serijska otpornost varikap diode je manja od 3Ω dok je serijska parazitna induktivnost manja od 6 nH.

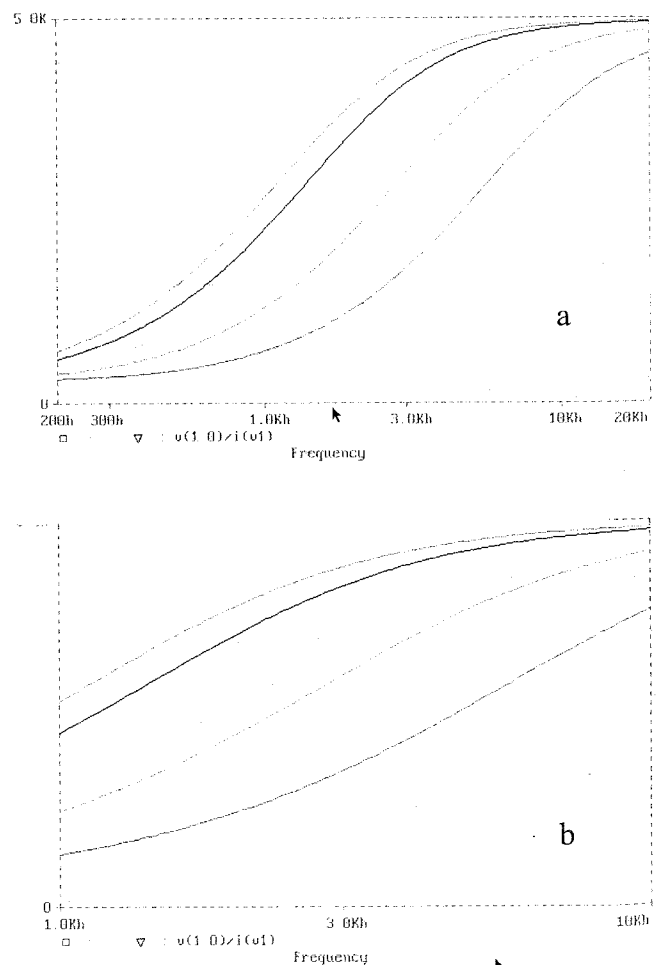
Dobijene vrijednosti induktivnosti kreću se do 80 mH pri frekvenciji od 10 kHz. Pri tome je kontrolisana vrijednost upravljane kapacitivnosti bila u opsegu od 20 pF do 40 pF. Intenzitet svjetlosti se mijenjao u opsegu od 100 Luxa do 700 Luxa.

Kada se kapacitivnost C_v mijenja u opsegu od 100 pF do 200 pF tada se linearnost karakteristike postiže u oblasti viših frekvencija. Dijagram frekventne zavisnosti ulazne impedanse predstavljen je na slici 6.



Sl. 6. Zavisnost ulazne impedanse od frekvencije pri C kao parametru.

Povećanjem vrijednosti kapacitivnosti, reda nanoafarada, može se postići da frekventna zavisnost ulazne impedanse bude linearizovana u nižem frekventnom opsegu. Na sl.7a data je ulazna impedansa Z_i u frekventnom opsegu od 200 Hz do 20 kHz. Ista zavisnost prikazana je i na sl.7b ali u frekventnom domenu od 1 kHz do 10 kHz gdje se može uočiti bolja linearnost naročito pri manjim vrijednostima kapacitivnosti.



Sl. 7. Frekventna zavisnost ulazne induktivne impedanse pri kapacitivnosti C_v kao parametru.

5. ZAKLJUČAK

Novi konvertori karaktera impedanse, koji su predstavljeni u ovom radu, omogućavaju dobijanje svjetlosno kontrolisane induktivne impedansi pri čemu je kapacitivna impedansa upravljana i zavisna od intenziteta svjetlosti. Povećanje Q faktora je obezbjeđeno upotrebom konvertora negativne impedanse. Za postizanje povoljnije temperaturne karakteristike impedanse upotrebljen je temperaturno kompenzovani optosenzor sa dvije fotodiode.

Linearnost frekventne karakteristike ulazne impedanse uslovljena je na srednjefrekventni domen ako je vrijednost kapacitivnosti reda 100 pF do 200 pF. U području niskih frekvencija dolaze do uticaja konačne vrijednosti ugrađenih razdvojnih kondenzatora, dok u području viših učestanosti dolazi do uticaja granična učestanost operacionih pojačavača i ekvivalentnih parazitnih kapacitivnosti.

LITERATURA

- [1] F. Softić, A. Ilišković: *Naponsko kontrolisani induktivni konvertor impedanse*, XL Konferencija za ETRAN, Budva, 1996.

- [2] J.C. Marchais: *L' amplificateur operationnel et ses applications*, Masson et C^{ie}, Editeurs, Paris, 1971.
- [3] F. Softić, A. Ilišković: *Matrična analiza sklopova sa operacionim pojačavačima*, XL Konferencija za ETRAN, Budva, 1996.
- [4] A. Ilišković, F. Softić: *Svjetlosno-kapacitivni konvertori*, INDEL 2000, Banjaluka, 2000.
- [5] J. Wilson, J.F.B. Hawkes : *Optoelectronics an Introduction*, New York –London– Toronto– Tokyo, Singapore, Prentice Hall, 1989.

Abstract: The family of the optical-capacitance convertors impedance is presented in this paper. The precise mathematical analysis is presented as well.

Ferid Softić, Aleksandar Ilišković

KONVERTORI IMPEDANSE SA OPTOPAROVIMA

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

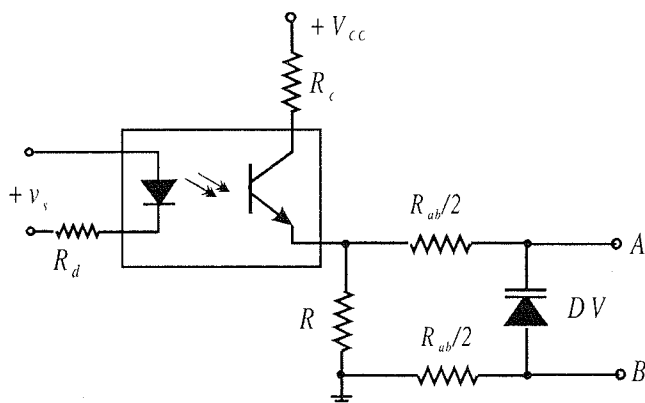
Sadržaj: U radu su data nova rješenja optički izolovanih konvertora karaktera impedanse sa opto-parovima. Realizovan je kapacitivni senzor sa optoparovima. U oblasti viših frekvencija omogućeno je dobijanje velike linearnosti pri manjim vrijednostima kapacitivnosti kapacitivnog senzora.

1. UVOD

Konvertori kapacitivne impedanse u induktivnu impedansu, imaju veoma veliku primjenu i daju dobre rezultate kada je kapacitivnost naponski upravljana [1],[3]. Korištenjem optoelektronskih komponenata dobija se svjetlosno upravljana kapacitivnost što čini poseban domen primjene. Takvi sklopovi omogućavaju dobijanje promjenljive kapacitivnosti C_v u zavisnosti od intenziteta osvjetljenja L . Međutim primjena izolacionih sklopova, kakvi su optoparovi, omogućava eliminaciju uticaja izlaznog dijela sklopa na njegov ulazni dio [2].

2. KAPACITIVNI SENZOR SA OPTOKAPLEROM

Upotreba optokaplera u senzorskim kolima u sklopovima konvertora karaktera impedanse pogodna je uvijek kada je potrebno da ulaz kola bude galvaniski razdvojen od izlaznog dijela sklopa. Kapacitivni dio senzora realizovan je korištenjem varikap diode kojoj su sa obe strane vezana dva otpornika $R_{ab}/2$. Senzorsko kolo sa optokaplerom kog koga je kapacitivnost zavisna od upravljajućeg senzorskog napona je dat na sl. 1.



Sl.1. Kapacitivni senzor sa optokaplerom.

Struja emitera je zavisna o unutrašnjoj osvjetljenosti baze. Pri tome je intenzitet osvjetljenja proporcionalan struji kroz diodu odnosno vrijednosti kontrolnog napona v_s na ulazu senzora. Od značaja za kapacitivnost varikap diode je zavisnost napona na otporniku R od ulazne struje kroz diodu. Struja emitera iznosi:

$$I_E = (\beta + 1)(I_B + I_{CS}) = (\beta + 1)(K_L L + I_{CS}), \quad (1)$$

gdje je K_L koeficijent proporcionalnosti struje baze sa intenzitetom unutrašnjeg osvjetljenja L .

Inverzna struja kolektorskog $p-n$ spoja I_{CBS} sastavljena je od struje ekstrakcije tog spoja pri otvorenom kolu emitera, njegove termičke struje i površinske struje istog $p-n$ spoja.

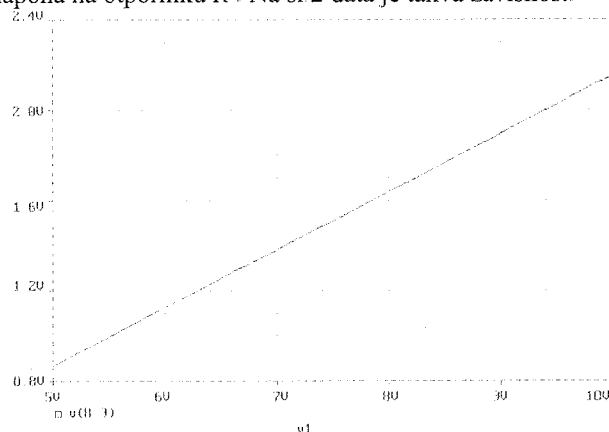
Obično se kod optoparova definiše zavisnost struje emitera o struji kroz diodu. Kako je intenzitet osvjetljenja L proporcionalan upravljačkoj struji kroz diodu I_D tj. $L = K_i I_D$ gdje je K_i koeficijent proporcionalnosti, tada se dobija da je:

$$I_E = (\beta + 1)(K_L K_i I_D + I_{CS}). \quad (2)$$

Veza struje emitera i ulaznog napona u kolo senzora v_s je:

$$I_E = (\beta + 1)(k_v v_s + I_{CS}), \quad (3)$$

gdje je k_v koeficijent proporcionalnosti. Izlazna struja optokaplera, kao struja emitera fototranzistora, stvara pad napona na otporniku R . Na sl 2 data je takva zavisnost.



Sl. 2. Napon na otporniku R (PSPICE).

Pri proračunu je potrebno uzeti u obzir inverznu struju zasićenja varikap diode I_{SV} , tako da je napon na otporniku R dat sa V_R dok je napon na varikap diodi određen sa V_v :

$$V_R = I_E R - I_{SV} R, \quad (4)$$

$$V_v = I_E R - I_{SV} (R + R_{ab}). \quad (5)$$

Prema kolu na sl. 1 napon na varikap diodi iznosi:

$$V_v = R(\beta + 1)(k_v v_s + I_{CS}) - I_{SV} (R + R_{ab}) \quad (6)$$

Kapacitivnost C_v varikap diode sa skokovitom promjenom koncentracije primjesa iznosi:

$$C_v = S \sqrt{\frac{q\epsilon}{2} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d} \frac{1}{\phi_o + V_v}} = K_v \sqrt{\frac{1}{\phi_o + V_v}} \quad (7)$$

$$K_v = S \sqrt{\frac{q\epsilon}{2} \frac{N_a N_d}{N_a + N_d}}$$

gdje je konstanta K_v , zavisna od površine S , koncentracije akceptorskih N_a i donorskih primjesa N_d , naboja q i dielektrične konstante ϵ . Konačno kapacitivnost varikap diode iznosi:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{\phi_o + R(\beta + 1)(k_v v_s + I_{CS}) - I_{SV} (R + R_{ab})}} \quad (8)$$

Kapacitivnost C_v je temperaturno zavisna veličina jer su kontakti potencijal ϕ_o , te inverzna struja zasićenja kolektorskog $p-n$ spoja I_{CS} kao i inverzna struja zasićenja

varikap diode I_{SV} temperaturno zavisne veličine. U opštem slučaju inverzne struje se mogu dati u obliku:

$$I_S = K_1 \cdot T^m \cdot e^{-\frac{V_{go}}{\eta \phi_T}}, \quad V_{go} = E_{go}/q, \quad (9)$$

gdje je K_1 konstanta nezavisna od temperature. Pri $T=300$ K za silicijumski materijal, dobija se da promjena data sa:

$$\frac{dI_S}{dT} = K_1 T^m e^{-\frac{V_{go}}{\eta \phi_T}} \left(\frac{m}{T} + \frac{V_{go}}{\eta T \phi_T} \right) = I_S \left(\frac{m}{T} + \frac{V_{go}}{\eta T \phi_T} \right). \quad (10)$$

uz $\eta = 2$, $m = 1,5$, iznosi: $\frac{d(\ln I_S)}{dT} = 8,2\%/^{\circ}\text{C}$.

Kapacitivnost bi bila nezavisna o temperaturi pri uslovu:

$$\phi_o + R(\beta+1)I_{CS} = I_{SV}(R + R_{ab}),$$

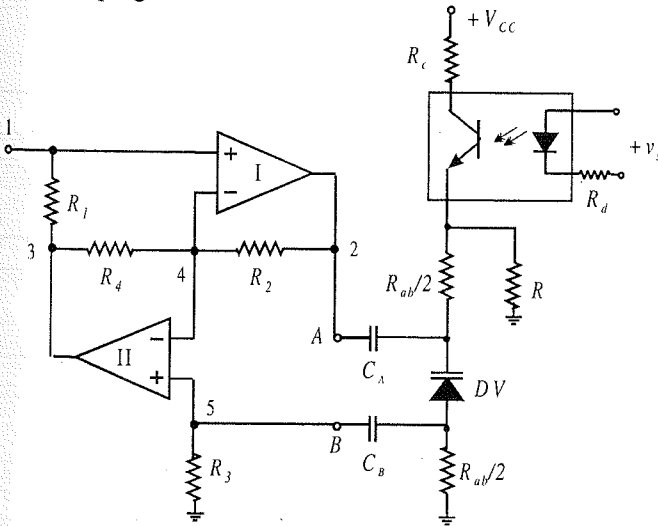
tako da bi tada iznosila:

$$C_v = \frac{K_v}{\sqrt{R(\beta+1)k_v v_s}} = \sqrt{\frac{\epsilon q N_a N_d}{2 N_a + N_d} \frac{1}{R(\beta+1)k_v v_s}}. \quad (11)$$

Vidljivo je da se mijenjanjem ulaznog napona dobija promjenljiva vrijednosti kapacitivnosti C_v .

3. MODELOVANJE INDUKTIVNOSTI

Na sl. 3 predstavljen je kompletan sklop konvertora karaktera impedanse na bazi standardnog žiratora i kapacitivnog senzora sa varikap diodom DV te sa optokaplerom kao izolacionim kolom. Za dobijanje što manjih izobličenja optokapler treba biti u linearnom radnom opsegu.



Sl.3. Sklop za modelovanje inuktivnosti sa optokaplerom.

U idealnom slučaju, kada je pojačanje operacionih pojačavača beskonačno, ulazna otpornost beskonačna a izlazna otpornost jednaka nuli, ulazna impedansa čvora 1 prema masi iznosi:

$$\underline{Z}_i = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_4 Z_v} = \frac{k}{Z_v}, \quad k = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_4}, \quad (12)$$

gdje je Z_v impedansa kapacitivnog senzora. Uzimajući da je: $R_1 = R_2 = R_3 = R$ dobija se da je ulazna impedansa inuktivnog karaktera:

$$\underline{Z}_i = j\omega L, \quad L = R^2 C. \quad (13)$$

Međutim, pojačanje operacionih pojačavača se može

opisati relacijom: $\underline{A} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$. Takođe, treba uzimati u

obzir njihovu ulaznu otpornost R_i te izlaznu otpornost R_o kao i otpornosti R_p neinvertujućeg i R_N invertujućeg ulaza prema masi [3]. Tako su y parametri za dio sklopa bez kapacitivnog senzora dati kao [4]:

$$y_{11} \approx \frac{1}{R_{p1}} + \frac{1}{A_0 R} \left(2 + \frac{R_o}{R} \right) - \frac{1}{R_{N1}} - \frac{1}{R_{N2}} + \frac{2\omega^2}{A_0^2 \omega_0^2 R} \left(1 + \frac{4R_o}{R} \right) + \frac{j\omega}{A_0 \omega_0 R} \left(2 + \frac{R_o}{R} \right), \quad (14)$$

$$y_{12} \approx \frac{1}{R} + \frac{2\omega^2}{A_0^2 \omega_0^2 R} \left(1 - \frac{R_o}{R} \right) - \frac{j\omega R_o}{A_0 \omega_0 R^2}, \quad (15)$$

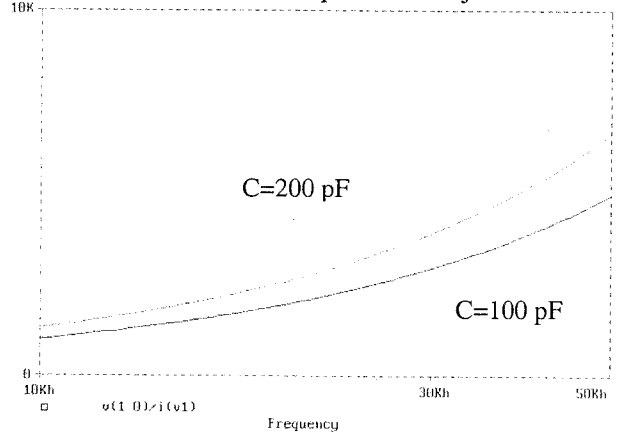
$$y_{21} \approx -\frac{1}{R} - \frac{2\omega^2}{A_0^2 \omega_0^2 R} \left(1 - \frac{R_o}{R} \right) + \frac{j\omega(R_o R_i - R^2)}{A_0 \omega_0 R^2 R_i}, \quad (16)$$

$$y_{22} \approx \frac{2}{A_0 R} + \frac{3R_o}{A_0 R^2} + \frac{2\omega^2(R + 6R_o)}{A_0^2 \omega_0^2 R^2} + \frac{j\omega(2R + 3R_o)}{A_0 \omega_0 R^2} \quad (17)$$

Priključivanjem kapacitivnog senzora kapacitivnosti C_v i otporom gubitaka $1/G_v$ između tačaka A i B ukupna ulazna admitansa kompletnog sklopa postaje:

$$\underline{Y}_i = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + G_v + j\omega C_v} \quad (18)$$

Frekventna zavisnost ulazne impedanse data je na slici 4.



Sl.4. Frekventna zavisnost ulazne impedanse.

Uzimajući u obzir predhodne izraze proizlazi da je ukupna ulazna admitansa kompletnog sklopa određena sa:

$$\underline{Y}_i = G_p + j\omega C_p + \frac{1}{r_1 + r_2 + j\omega(L_0 + L_p)}, \quad (19)$$

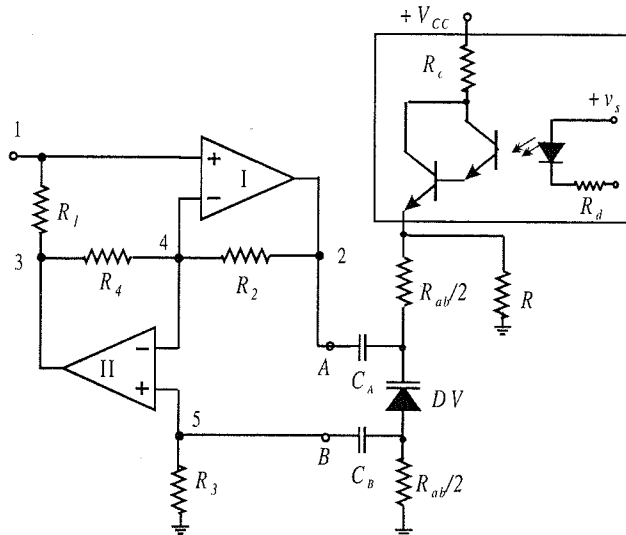
gdje su:

$$C_p \approx \frac{1}{A_0 \omega_o R} \left(2 + \frac{R_o}{R} \right), \quad L_0 = R^2 C_v, \quad L_p = \frac{2R + 3R_o}{A_0 \omega_o},$$

$$r_1 = \frac{2R + 3R_o}{A_0} + G_v R^2, \quad r_2 = \frac{2\omega^2}{A_0^2 \omega_0^2} (R + 6R_o). \quad (20)$$

Upotrebljen je optokapler CNY 17 sa otpornikom u kolu diode ($R_d = 47\Omega$) i vrijednošću kolektorskog otpornika ($R_c = 75\Omega$ pri $V_{CC} = 5V$). Za operacione pojačavače $\mu A 741$ C pojačanje iznosi $A_0 = 200000$, $\omega_0 = 37,6$ rad/s, izlazna otpornost $R_o = 75\Omega$, te ulazna otpornost $R_I = 2M\Omega$.

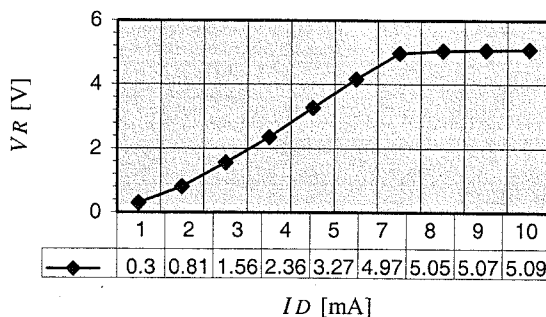
Za postizanje većeg strujnog pojačanja korišten je optokalper (sl.5) sa Darlingtonovom spregom tranzistora [5].



Sl.5. Modelovanje induktivnosti sa optokalperom sa Darlingtonovim tranzistorom.

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Zavisnost napona na otporniku R o ulaznoj struji kroz diodu kod kapacitivnog senzora sa sl.1 eksperimentalno je određena i prikazana je na sl.6.



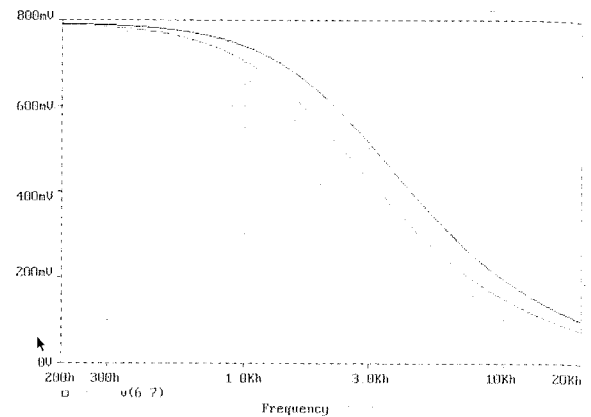
Sl.6. Zavisnost izlaznog napon o struji ulazne diode.

Zavisnost induktivne impedanse od frekvencije, u opsegu od 200 Hz do 20 kHz data je na sl. 8 a postiže se pri vrijednostima kapacitivnosti od 100 nF do 250 nF. Vrijednosti ugrađenih otpornika su: $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = R_4 = 5k\Omega$. Razdvojni kondenzatori C_A i C_B imaju vrijednosti reda mikrofaraada te imaju uticaj na nelinearnost u niskofrekventnom području.

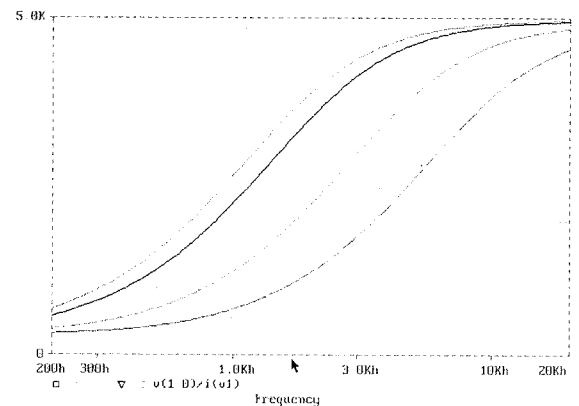
5. ZAKLJUČAK

Izvršena analiza pokazuje da konvertori karaktera impedanse korištenjem optoparova mogu da imaju linearizovanu frekventnu karakteristiku u području koje

definiše vrijednost kapacitivnosti kapacitivnog senzora. Dobijene su vrijednosti impedanse do $5k\Omega$ u opsegu frekvencija do 20 kHz. Smanjivanjem kapacitivnosti linearizovano područje se pomijera prema višim učestanostima.



Sl.7. Frekventna zavisnost napona na varikap diodi.



Sl. 8. Frekventna zavisnost ulazne impedanse.

LITERATURA

- [1] F. Softić, A. Ilišković: *Naponsko kontrolisani induktivni konvertor impedanse*, XL Konferencija za ETRAN, Budva, 1996.
- [2] W. Olschewski: *Optokoppler für analoge Signale*, Elektronik, Heft 9, 1978.
- [3] F. Softić, A. Ilišković: *Matrična analiza sklopova sa operacionim pojačavačima*, XL Konferencija za ETRAN, Budva, 1996.
- [4] A. Antoniou, K.S. Najdu: *Modeling of a Gyrator Circuit*, IEEE Transactions on Circuit, vol. CT-20, 1973.
- [5] K. Laker, W. Sansen: *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*, Mc Graw Hill, 1994.

Abstract: The family of the sensors and impedance converters is presented in this paper. The precise mathematical analysis is presented as well. Linear function in certain range of inductive impedance is confirmed through experimental results

Ferid Softić, Aleksandar Ilišković, Branko Blanuša

REGULATOR BRZINE ASINHRONOG MOTORA REALIZOVAN KORIŠĆENJEM INFORMACIJE O STRUJI JEDNOSMERNOG MEĐUKOLA

Vladan R. Dimitrijević*, Stevan M. Mehandžić*, Slobodan Vukosavić**
 *LOLA Institut , Kneza Višeslava 70A, Beograd**Elektrotehnički fakultet, Beograd

Sadržaj - U radu je opisano i prikazano jedno rešenje regulatora brzine asinhronog motora korišćenjem samo jednog senzora struje u jednosmernom međukolu. Na osnovu informacije o struji jednosmernog međukola i perioda vođenja nenultih vektora, pri modulaciji metodom prostornog vektora, moguće je odrediti trenutne vrednosti aktivne i reaktivne snage motora. Informacije o snazi nisu dovoljne za realizaciju regulatora brzine asinhronog motora, neophodno je estimirati potrebne veličine brzinu, moment i fluks motora. Sa ovim estimiranim vrednostima u radu je realizovana povratna sprega regulatora brzine asinhronog motora. Izlaz iz regulatora brzine je komanda za učestanost napajanja motora a izlaz iz regulatora fluksa je komanda za indeks modulacije.

1. UVOD

Cilj istraživanja u prethodnom periodu je bila mogućnost realizacije regulatora brzine asinhronog motora skalarnog ili vektorskog bez senzora na osovini motora. Kako je postojanje senzora struje u jednosmernom međukolu pretvarača snage neophodno, najbolje rešenje je koristiti informaciju o struji sa ovog senzora. Struja jednosmernog međukola može se predstaviti kao suma proizvoda prekidačkih funkcija grana invertorskog mosta i linijskih struja motora[1]. Na osnovu informacije o struji jednosmernog međukola i stanja prekidača u invertorskom mostu, odnosno prekidačkih funkcija grana, moguće je verno rekonstruisati linijske struje motora. Ovako dobijene informacije o vrednostima linijskih struja pogodne su za estimaciju momenta brzine i fluksa motora sa ciljem realizacije regulatora brzine asinhronog motora korišćenjem samo jednog senzora struje u jednosmernom međukolu.

Kod modulacije metodom prostornog vektora struja jednosmernog međukola u jednom periodu se sastoji iz odabiraka dve linijske struje. Odabiranjem linijskih struja iz struje jednosmernog međukola dva puta u svakom periodu i realizacijom srednje vrednosti sume i

razlike odabiraka moguće je dobiti informacije o trenutnim vrednostima aktivne i reaktivne snage motora[2,3]. Izlaz iz kola kojim je realizovana srednja vrednost sume odabiraka jednak je proizvodu:

$$p = k_1 \cdot i \cdot \cos \varphi \quad (1)$$

Izlaz iz kola kojim je realizovana srednja vrednost razlike odabiraka jednak je proizvodu:

$$q = k_2 \cdot i \cdot \sin \varphi \quad (2)$$

U literaturi [4] je opisano više metoda estimacije brzine momenta i fluksa na osnovu informacije o linijskim naponima i strujama motora. Prvi je skalarni metod kojim se na osnovu vrednosti iz ekvivalentne T šeme motora R_s , X_{ys} , X_{yr} , R_r i uz zanemarivanje struje magnećenja određuju napon rotora U_r i aktivna snaga rotora P_r . Sa ove dve veličine iz izraza za snagu rotora određuje se klizanje i brzina motora.

$$s = \frac{P_r \cdot R_r}{U_r^2} \quad (3)$$

Drugi metod je estimacija klizanja merenjem faznog ugla između statorskog napona i odgovarajuće statorske struje. Učestanost klizanja pri ovakvoj analizi je složena funkcija faznog ugla φ :

$$\omega_k = f(\varphi) \quad (4)$$

Regulacija brzine asinhronog motora grupe autora u radu [5] bazira se na merenju struje jednosmernog međukola i poznavanja stanja prekidača u invertorskom mostu. Fazni naponi su predstavljeni kao funkcije napona jednosmernog međukola i stanja prekidača u invertorskom mostu. Na osnovu poznavanja fazora struje i napona u sistemu vezanom za stator formirani su regulatori fluksa i momenta po principu vektorskog upravljanja.

2. ESTIMACIJA MOMENTA, FLUKSA I BRZINE

Ako posmatramo električni sistem asinhronog motora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu u stacionarnom stanju i ako pretpostavimo da se fazor napona poklapa sa d osom koordinatnog sistema odnosno da je napon u q osi jednak nuli, tada izrazi za komponente statorskog napona i izrazi za snage postaju:

$$u_d = u = R_s \cdot i_d - \omega_s \cdot \Psi_q, \quad (5)$$

$$u_q = 0 = R_s \cdot i_q - \omega_s \cdot \Psi_d, \quad (6)$$

$$P = \frac{3}{2} \cdot u_d \cdot i_d, \quad (7)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot u_d \cdot i_q, \quad (8)$$

Iz predhodnih izraza pod pretpostavkom da indeks modulacije odgovara amplitudi fazora napona statora moguće je odrediti komponente statorske struje i statorskog fluksa u d i q osi.

$$i_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{P}{u_d}, \quad (9)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{Q}{u_d}, \quad (10)$$

$$\Psi_d = -\frac{R_s \cdot i_q}{\omega_s}, \quad (11)$$

$$\Psi_q = -\frac{u_d - R_s \cdot i_d}{\omega_s}. \quad (12)$$

Amplituda fazora fluksa i moment motora iznose:

$$\Psi = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2}, \quad (13)$$

$$M_e = \frac{3}{4} \cdot p \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (14)$$

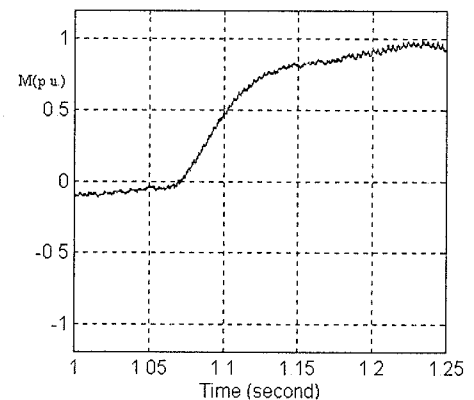
Na osnovu poznavanja momenta motora i zavisnosti klizanja od momenta u radnom delu karakteristike motora, kružna učestanost klizanja se u ovom delu karakteristike može izraziti kao:

$$\omega_k = k_k \cdot M_e \quad (15)$$

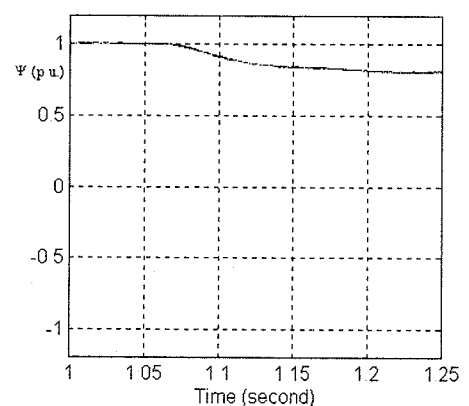
Kružna učestanost rotora je jednaka razlici između sinhrono učestanosti, koja je poznata, i učestanosti klizanja :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_k \quad (16)$$

Ovim je opisana teorijska mogućnost za estimaciju fluksa momenta i brzine motora koristeći informaciju o trenutnim vrednostima aktivne i reaktivne snage motora. Na osnovu prethodne analize, modela asinhronog motora, kola za estimaciju trenutnih vrednosti aktivne i reaktivne snage izvršena je simulacija u paketu matlab simulink.



Slika 1. Promena estimiranog momenta motora pri promeni momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$.

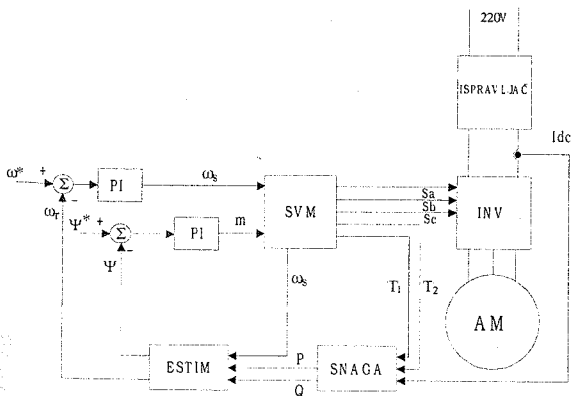


Slika 2. Promena estimirane amplitude fazora fluksa motora pri promeni momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$.

Rezultati simulacije dobijeni su za promenu momenta opterećenja motora od nule do nominalnog momenta.

3. REGULACIJA BRZINE ASINHRONOG MOTORA KORIŠĆENJEM ESTIMIRANIH VREDNOSTI FLUKSA I BRZINE

Na osnovu modela opisanog u prethodnom delu i rezultata simulacije praktično je realizovan regulator brzine asinhronog motora prema blok šemi na slici 3. Informacija o struji jednosmernog međukola i perioda vođenja nenultih vektora pri modulaciji prostornog vektora su ulazne veličine u blok SNAGA. Izlaz iz ovog bloka su trenutne vrednosti aktivne i reaktivne snage dobijene metodom realizacije srednje vrednosti sume i razlike odabiraka struje jednosmernog međukola. U bloku ESTIM se iz informacija o snagama i sinhrono učestanosti statora prema izrazima 9 do 16 dobijaju informacije o estimiranim vrednostima ,amplitude fluksa i brzine rotora motora. Sa ovim estimiranim vrednostima je zatvorena povratna sprega regulatora brzine asinhronog motora. Izlaz iz regulatora brzine je komanda za učestanost napajanja motora a izlaz iz regulatora fluksa je komanda za indeks modulacije. Zadata učestanost i indeks modulacije su ulazne vrednosti u modulator prostornog vektora. Izlaz iz kola za generisanje modulacije prostornog vektora su signali za paljenje tranzistora u invertorskom mostu i periodi trajanja nenultih vektora. Kompenzacija klizanja pri promeni opterećenja motora u ovom slučaju se vrši promenom učestanosti napajanja statora. Promenom indeksa modulacije fluks statora se zadržava konstantnim.



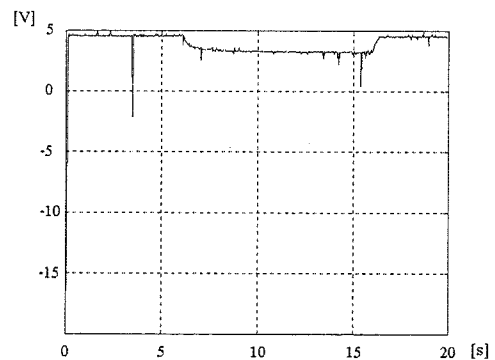
Slika 3. Blok šema regulatora brzine asinhronog motora.

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

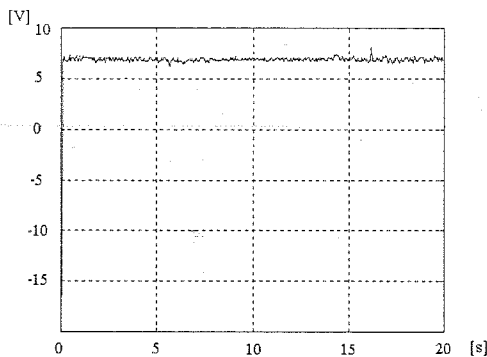
U cilju verifikacije rezultata teorijske analize i simulacije praktično je realizovano kolo za odabiranje delova struje jednosmernog međukola. Struja jednosmernog međukola odabira se analognim prekidačima dva puta u svakom periodu modulacije i odabirci odgovaraju delovima linijskih struja. Srednje vrednosti sume i razlike odabiraka odnosno signali proporcionalni trenutnim vrednostima aktivne i reaktivne snage izvedeni su analogno kao niskopropusni filteri prvog reda.

Regulator brzine prikazan u ovom radu realizovan je pomocu PC računara i dodatne kartice. Kartica je povezana sa adresnom magistralom i magistralom podataka PC računara i služi za komunikaciju računara sa periferijom. Kartica se sastoji iz osmorbitnog analogno digitalnog konvertora kojim se vrši merenje trenutnih vrednosti aktivne i reaktivne snage, desetorbitnog digitalno analognog konvertora, trostrukog šesnaestorbitnog brojača i kola programibilne logike kojima je realizovana modulacija metodom prostornog vektora.

U eksperimentalnim rezultatima izvršena su merenja estimiranog momenta, fluksa i brzine motora. U eksperimentu je korišćen motor ZKB71, a merenja su vršena za slučaj nominalnog momenta opterećenja sa regulatorom i bez regulatora. Prikazani su signali estimiranog fluksa za slučaj bez regulatora, slika 4. i za slučaj sa regulatorom, slika 5. i signal estimiranog momenta motora, slika 6.



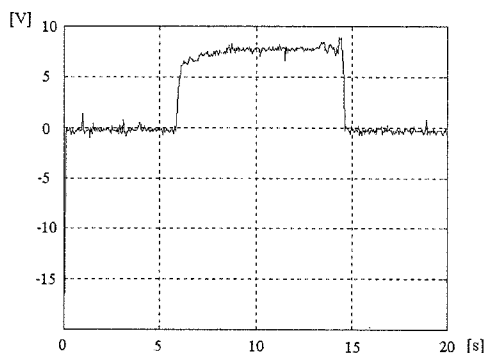
Slika 4. Estimirani fluks motora bez regulatora za promenu momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$ na $M_m=0$.



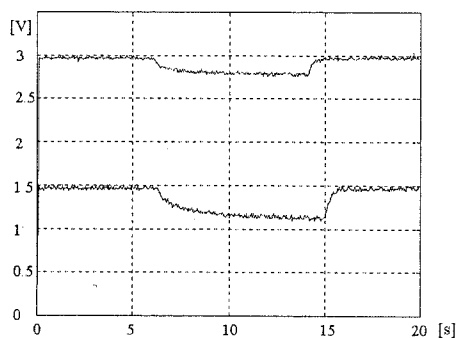
Slika 5. Estimirani fluks motora sa regulatorom za promenu momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$ na $M_m=0$.

Slika 6. Estimirani moment motora za promenu momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$ na $M_m=0$.

Slika 7. Brzina motora za učestanost 50Hz i



25Hz, bez regulatora brzine, pri promeni momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$ na $M_m=0$.

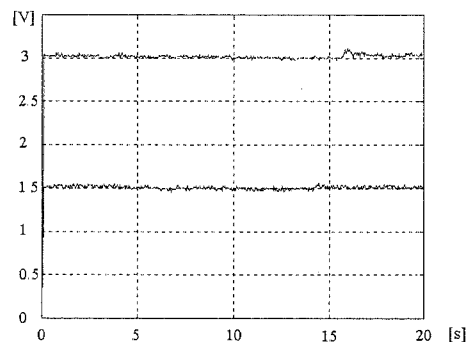


Vrednosti estimiranih veličina, momenta i fluksa, merene su na digitalno analognom konvertoru. Vrednosti brzina motora mereni su na taho generatoru elektromagnetne kočnice. Brzina motora snimana je pri promeni momenta opterećenja od nule na vrednost nominalnog

momenta za slučaj bez regulatora slika 7. i sa regulatorom brzine slika 8. Merenja su napravljena za dve vrednosti učestanosti

napajanja motora 50Hz i 25Hz. Promena brzine motora pri nominalnom opterećenju bez regulatora iznosi 13%, a sa regulatorom manje od 2%.

Slika 8. Brzina motora za učestanost 50Hz i 25Hz, sa regulatorom brzine, pri promeni momenta opterećenja sa $M_m=0$ na $M_m=M_n$ na $M_m=0$.



5. ZAKLJUČAK

U ovom radu prikazano je rešenje regulatora brzine asinhronog motora bez senzora na osovini motora. Ovo rešenje je realizovano na osnovu informacije sa senzora struje u jednosmernom međukolu pogonskog pretvarača snage. U realizaciji je korišćen već postojeći senzor struje i jednostavno dodatno kolo za realizaciju srednje vrednosti sume i razlike odabiraka. U eksperimentalnim rezultatima izmerena je greška, pri nominalnom opterećenju i učestanosti osnovnog izlaznog harmonika 25Hz, manja od 2%. Osnovni problem pri ovoj metodi je određivanje signala proporcionalnih trenutnim vrednostima aktivne i reaktivne snage motora. Nedostatak ovakvog načina realizacije srednje vrednosti je velika vrednost ripla u signalu proporcionalnog reaktivnoj snazi na niskim učestanostima osnovnog harmonika, što predstavlja ograničenje u korišćenju ovog signala na učestanostima ispod 10Hz.

LITERATURA

- [1] T. C. Green and B. W. Williams, "Derivation of motor line-current waveforms from the DC-link current of an inverter", IEE Proc., Vol. 136, Pt. B, No.4, July 1989.
- [2] J. T. Boys, "Novel current sensor for PWM AC drives", IEE Proc., Vol. 135, Pt. B, No.1, January 1988.

[3] S. N. Vukosavić, Ljiljana S. Perić, Vladan Vučković: "Single Sensor Three Phase Inverters with Reactive Power Feedback", Proceedings of the 8th International Power Electronics & Motion Control Conference, PEMC 98, Prague, September 1998, pp 2.224 - 2.228.

[4] P. Vas, "Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines", Clarendon press, Oxford, 1993.

[5] Y. Xue, X. Xu, T. G. Habelter, D. M. Divan, "A stator field-oriented voltage source variable-speed drive based on dc link measurement", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 27 September/October 1991.

[6] V. Dimitrijević "Estimator brzine obrtanja indukcionog motora zasnovan na merenju struje

jednosmernog međukola pogonskog pretvarača snage" Magistarski rad, Beograd 1999.

Abstract - This paper present a solution of control algorithm for induction motor drives based on the converter DC link current feedback. The practical results of this realisation are also included in this paper.

SPEED CONTROL IN INVERTER INDUCTION MOTOR DRIVES WITH DC CURRENT FEEDBACK LOOP

Dimitrijević Vladan, Mehandžić Stevan,
Vukosavić Slobodan

PARALELNA ESTIMACIJA BRZINE I OTPORNOSTI STATORA PRIMENOM MRAS OBSERVERA U POGONU BEZ DAVAČA NA VRATILU ASINHRONOG MOTORA

Veran Vasić, *Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu*
Slobodan Vukosavić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

Sadržaj - U ovom radu prikazana je struktura novog, paralelnog MRAS observera za estimaciju brzine i identifikaciju otpornosti statora. Brzina estimirana MRAS observerom koristi se za zatvaranje povratne sprege po brzini i za sinhronizaciju u vektorskom kontroleru (određivanje položaja prostornog vektora fluksa). Da bi se brzina rotora estimirala sa zadovoljavajućom tačnošću i uz odgovarajući kvalitet odziva brzine rotora i momenta motora u oblasti malih brzina (ispod 5 Hz), potrebno je istovremeno (paralelno) sa estimacijom brzine rotora estimirati i otpornost statora, kako bi se ostvarila korekcija vrednosti R_s u MRAS observeru. U predloženom paralelnom MRAS serveru referentni i podesivi model su izmenljivi. Za estimaciju R_s , ova dva modela menjaju svoje uloge u odnosu na uloge koje imaju pri estimaciji brzine. Ukupan sistem je testiran na stabilnost u smislu hiperstabilnosti, čime je obezbeđen stabilan rad pogona u širokom opsegu brzina uključujući i rad pri malim brzinama. Provedena analitička izračunavanja, računarske simulacije kao i eksperimentalni rezultati usredsređeni su na najkritičniji radni režim, rad pri malim brzinama i pri opterećenju motora. Sveobuhvatne računarske simulacije i intezivna eksperimentalna istraživanja pokazuju efikasnost predloženog paralelnog MRAS observera za estimaciju brzine rotora i pri brzini od svega 1-2 [Hz].

1. UVOD

Asinhroni motor upravljani prema algoritmu indirektno vektorske kontrole masovno se koristi u industrijskim aplikacijama. Za realizaciju vektorskog upravljanja neophodna je informacija o brzini obrtanja rotora. Upotreba senzora brzine na vratilu motora smanjuje pouzdanost a u nekim pogonima za vrlo velike brzine postoji problem da se davač brzine montira. Danas se više različitih metoda koristi za realizaciju pogona sa vektorski upravljanim asinhronim motorom koji ne poseduje davač na vratilu. Većina ovih metoda za estimaciju brzine, ima problema sa tačnošću estimirane brzine i kvalitetom odziva brzine i momenta pri malim brzinama usled termički izazvane razdešenosti R_s u modelu observera i u motoru. Ovi problemi se mogu uspešno izbeći uz istovremenu estimaciju ω i R_s .

Nekoliko autora se bavilo *off-line* ili *on-line* estimacijom R_s asinhronog motora u pogonu bez davača brzine i predložilo i testiralo više različitih rešenja koja su neadekvatna za primenu pri estimaciji brzine MRAS observerom. Shauder je, u pionirskom radu [1] o primeni MRAS observera brzine u elektromotornim pogonima, dao i jedan predlog *off-line* estimacije R_s . Međutim, znatno je interesantnija *on-line* estimacija R_s i ω kao što predlažu [2-4]. U [2] ω je estimirana potpunim observerom i paralelno sa

ovom estimacijom, estimiraju se R_s ili R_r [5]. Razlika između stvarne struje statora i estimirane struje zajedno sa estimiranim fluksom rotora služi za pokretanje odgovarajućeg adaptivnog mehanizma. Kubota u [5] za istovremenu estimaciju ω i T , koristi test signal injektiran u referentnu struju po d- osi. U [3] ista kriterijumska funkcija, neosetljiva na varijacije induktivnosti rasipanja, se koristi u adaptivnim mehanizmima za ω i za R_s , pri čemu ova dva adaptivna mehanizma nisu istovremena. Pri ovako zamišljenom načinu estimacije R_s i brzine, tokom estimacije R_s pogon ostaje bez estimacije ω koristeći se sa vrednošću koju je estimirana pre početka estimacije R_s . Ohmori [4] za kriterijumsku funkciju koristi razliku snaga sračunatu koristeći se fluksevima koji su estimirani pomoću dva različita estimatora fluksa. Bose u [6] predlaže takođe estimaciju R_s , asinhronog motora koji je vektorski upravljani u odnosu na prostorni vektor fluksa statora, koristeći se signalima koje dobija sa termistora postavljenih u motor.

U ovom radu se predlaže nov paralelni MRAS observer, koji poseduje dva modela (referentni i podesivi) i dva adaptivna mehanizma za istovremenu estimaciju ω i R_s . Uloge referentnog i podesivog modela su izmenljive. Tokom estimacije ω jedan estimator fluksa rotora se koristi kao referentni model a drugi kao podesivi dok se pri estimaciji R_s uloge estimatora promene. Predloženi observer omogućuje uspešnu estimaciju ω i pri malim brzinama. *On-line* estimacija R_s sa paralelnim MRAS observerom ne isključuje estimaciju ω . Ova dva adaptivna procesa estimacije su prirodno raspregnuta usled sporosti termičkih procesa. Za ispravno funkcionisanje oba adaptivna procesa nije potrebno stacionarno stanje kao u [3] odnosno oba adaptivna procesa su u funkciji kako tokom stacionarnog stanja tako i tokom prelazne pojave. Pulsirajući karakter opterećenja ne utiče na procese estimacije a za samu realizaciju nije potrebna ugradnja dodatnog senzora ili upotreba test signala. Predloženi adaptivni mehanizam se može jednostavno implementirati u pogonu sa vektorski upravljanim asinhronim motorom bez davača brzine. Računarske simulacije kao i eksperimentalni rezultati pokazuju efikasnost paralelnog MRAS observera.

2. IZBOR ADAPTIVNIH MECHANIZAMA ZA PARALELNU ESTIMACIJU BRZINE ROTORA I OTPORNOSTI NAMOTA STATORA

Estimatori ω primenom MRAS observera međusobom se razlikuje po veličini koja je izabrana za izlaznu veličinu referentnog odnosno podesivog modela. Ta veličina može biti rotorski fluks [1], indukovana elektromotorna sila ili reaktivna snaga [7]. Najčešće se koriste MRAS observeri koji u kriterijumskoj funkciji koriste flukseve rotora ili

indukovanu elektromotornu silu. U radu je korišćen MRAS observer, sa fluksom rotora kao izlaznom veličinom, koji je ujedno najjednostavniji za dizajn i implementaciju. Tačnost estimirane brzine, ovim MRAS observerom, uslovljena je sa tačnošću sa kojom se poznaju parametri motora pre svega R_s .

Merenje napona i struje uz matematički model asinhronog motora su neophodni za estimaciju ω i R_s primenom MRAS observera. Napon statora se uobičajeno ne meri već rekonstruiše na osnovu upravljačkih PWM signala prekidača invertora uz zanemarenje mrtvog vremena. Većina predloženih rešenja sa MRAS observerom koristi R_s kao konstantan parametar motora. Međutim, teškoće nastaju pri malim brzinama kada omski pad napona na R_s predstavlja dominantan udeo napona statora što se uspešno prevazilazi uvođenjem adaptivnog mehanizma za estimaciju R_s .

Adaptivni mehanizmi koji se koriste za paralelnu estimaciju ω i R_s primenom teorije hiperstabilnosti Popova uspostavljeni su u ovom delu. MRAS observer brzine se realizuje u stacionarnom koordinatnom sistemu (α - β) a potrebni estimatori rotorskog fluksa su opisani sa sledećim space vector jednačinama.

Referentni model (naponski u_s - i_s) estimator rotorskog fluksa:

$$p\hat{\psi}_{rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s^s - (\hat{R}_s + \sigma L_s p) i_s^s \right]; \quad \sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r. \quad (1)$$

Podesivi model (strujni i_s - ω) estimator rotorskog fluksa:

$$p\hat{\psi}_{rI}^s = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \hat{\psi}_{rI}^s \quad (2)$$

Adaptivni mehanizam:

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{p} \right) e_\omega;$$

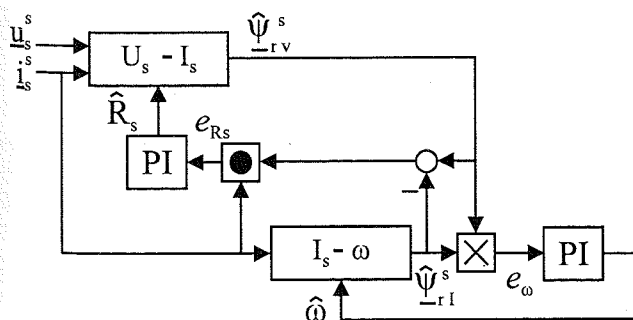
$$e_\omega = \hat{\psi}_{rI}^s \times \hat{\psi}_{rV}^s = \hat{\psi}_{\alpha I}^s \hat{\psi}_{\beta V}^s - \hat{\psi}_{\beta I}^s \hat{\psi}_{\alpha V}^s; \quad (3)$$

gde su:

- $K_{p\omega}$ i $K_{I\omega}$ PI parametri adaptivnog mehanizma za estimaciju brzine;

- V, I u indeksu označavaju rotorski fluks estimiran naponskim odnosno strujnim estimatorom;

- ^ označava estimiranu veličinu.



Sl. 1. Paralelni MRAS observer brzine i otpornosti statora

Razlika flukseva ova dva modela (referentnog i podesivog) koristi se u adaptivnom mehanizmu da bi se postigla konvergencija estimirane brzine $\hat{\omega}$ ka stvarnoj vrednosti. Da bi se obezbedila tačna estimacija brzine i pri malim brzinama, R_s je estimirana istovremeno (paralelno) sa estimacijom ω

pomoću novog adaptivnog mehanizma kao što je prikazano na sl.1.

Jednačine asinhronog motora uz izbor flukseva rotora kao promenljivih stanja su:

$$p\hat{\psi}_{rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s^s - (R_s + \sigma L_s p) i_s^s \right]; \quad (4)$$

$$p\hat{\psi}_{rI}^s = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \hat{\psi}_{rI}^s. \quad (5)$$

Pretpostavlja se da su sve induktivnosti u modelu MRAS observera (1)-(2) jednake sa induktivnostima u motoru (4)-(5). Razdešenost rotorske vremenske konstante neće uticati na orijentaciju vektora fluksa rotora u pogonu bez davača brzine [1] ali se takođe pretpostavlja da je rotorska vremenska konstanta poznata. Posmatra se isključivo razdešenost R_s u motoru i u modelu MRAS observera. Adaptivni mehanizmi na sl. 1. određeni su na osnovu teorije hiperstabilnosti Popova. Brzina rotora ω je u opštem slučaju promenljiva tako da je sistem jednačina (4)-(5) u opštem slučaju sa promenljivim koeficijentima. Pri izboru adaptivnog mehanizma opravdano je tretirati ω kao konstantan parametar. Otpornosti motora R_s se menja sa temperaturom ali su te promene tako spore da se R_s može takođe posmatrati kao konstantan parametar. Nepoznavanje tačne vrednosti otpora motora R_s usloviće grešku u estimiranoj brzini. Kada se razmatra razdešenost R_s , jednačina stanja greške naponskog estimatora se dobija oduzimanjem jednačine (4) od (1):

$$p\epsilon_V = -\frac{L_r}{L_m} (R_s - \hat{R}_s) i_s^s; \quad (6)$$

gde je $\epsilon_V = \hat{\psi}_{rV}^s - \hat{\psi}_{rI}^s = \epsilon_{\alpha V} + j\epsilon_{\beta V}$. Slično se dobija jednačina stanja greške strujnog estimatora kada se (5) oduzme od (2):

$$p\epsilon_I = \left(j\omega - \frac{1}{T_r} \right) \epsilon_I + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\psi}_{rI}^s; \quad (7)$$

gde je $\epsilon_I = \hat{\psi}_{rI}^s - \hat{\psi}_{rV}^s = \epsilon_{\alpha I} + j\epsilon_{\beta I}$. Jednačine (6) i (7), mogu se prikazati u znatno praktičnijoj matricnoj notaciji:

$$p \begin{bmatrix} \epsilon_{\alpha I} \\ \epsilon_{\beta I} \\ \epsilon_{\alpha V} \\ \epsilon_{\beta V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_{\alpha I} \\ \epsilon_{\beta I} \\ \epsilon_{\alpha V} \\ \epsilon_{\beta V} \end{bmatrix} - W = A \cdot \epsilon - W; \quad (8)$$

gde je $\epsilon^T = [\epsilon_{\alpha I} \quad \epsilon_{\beta I} \quad \epsilon_{\alpha V} \quad \epsilon_{\beta V}] = [\epsilon_I^T \quad \epsilon_V^T]$, a W je nelinearni blok definisan kao:

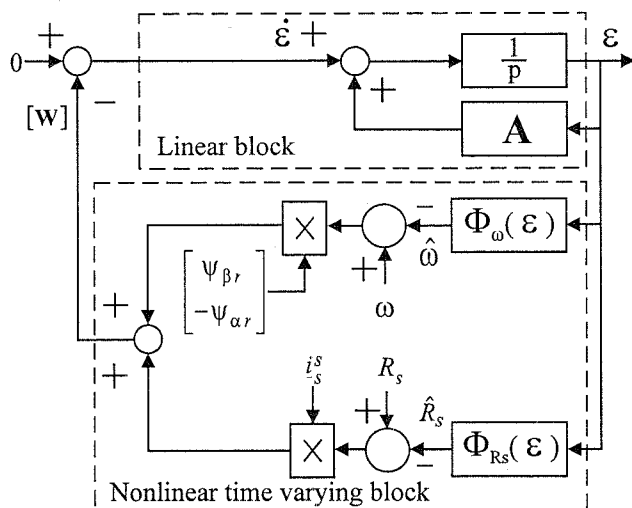
$$W = \begin{bmatrix} -\Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ 0 & \frac{L_r}{M} \Delta R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha I} \\ \hat{\psi}_{\beta I} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix};$$

$$W = \begin{bmatrix} -\Delta\omega J & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{M} \Delta R_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{rI}^s \\ i_s^s \end{bmatrix}; \quad (9)$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}; \quad \Delta R_s = R_s - \hat{R}_s; \quad \Psi_{rl}^s = [\hat{\psi}_{\alpha r l} \quad \hat{\psi}_{\beta r l}]^T;$$

$$\mathbf{i}_s^s = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s}]^T; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Koristeći se sa (8) MRAS observer za paralelnu estimaciju ω i R_s , je prikazan na sl. 2. Ovakvo prikazan sistem sastoji se od linearnog dela i nelinearnog dela koji predstavlja povratnu vezu. Funkcije $\Phi_\omega(\boldsymbol{\varepsilon})$ i $\Phi_{R_s}(\boldsymbol{\varepsilon})$ predstavljaju adaptivne mehanizme za paralelnu estimaciju brzine rotora i R_s . Sistem sa sl. 2. je hiperstabilan ako je matrica \mathbf{A} striktno pozitivno realna a ulaz i izlaz nelinearnog bloka \mathbf{W} zadovoljavaju kriterijum Popova (10) [1]:



Sl. 2. Paralelni MRAS observer kao nelinearni sistem

$$S = \int_0^{t_1} \boldsymbol{\varepsilon}^T \cdot \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2, \quad \forall t_1; \quad (10)$$

$$\text{gde je } \boldsymbol{\varepsilon}^T \cdot \mathbf{W} = -\Delta\omega \left(\boldsymbol{\varepsilon}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \Psi_{rl}^s \right) + \frac{L_r}{M} \Delta R_s \left(\boldsymbol{\varepsilon}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right); \quad (11)$$

Uz (11) integral Popova (10) je:

$$S = -\int_0^{t_1} \Delta\omega \left(\boldsymbol{\varepsilon}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \Psi_{rl}^s \right) dt + \frac{L_r}{M} \int_0^{t_1} \Delta R_s \left(\boldsymbol{\varepsilon}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right) dt;$$

$$S = S_1 + \frac{L_r}{M} S_2 \geq -\gamma^2. \quad (12)$$

Tačnost tvrdjenja iz (12) može se proveriti uz primenu nejednakosti (13) i (14) i adaptivnih mehanizama (15) i (16) za paralelnu estimaciju brzine rotora i R_s , respektivno.

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \Delta\omega \left(\boldsymbol{\varepsilon}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \Psi_{rl}^s \right) dt \geq -\gamma_1^2; \quad (13)$$

$$S_2 = \int_0^{t_1} \Delta R_s \left(\boldsymbol{\varepsilon}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right) dt \geq -\gamma_2^2; \quad (14)$$

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{p} \right) \left(\boldsymbol{\varepsilon}_I^T \cdot \mathbf{J} \cdot \Psi_{rl}^s \right);$$

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{p} \right) \left(\hat{\psi}_{rl} \times \hat{\psi}_{rV} \right); \quad (15)$$

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{p} \right) \left(-\boldsymbol{\varepsilon}_V^T \cdot \mathbf{i}_s^s \right);$$

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{p} \right) \left[\mathbf{i}_s^s \cdot \left(\hat{\psi}_{rV} - \hat{\psi}_{rI} \right) \right]; \quad (16)$$

gde su $K_{p\omega}$, $K_{I\omega}$, K_{pR_s} , K_{IR_s} PI parametri za adaptivni mehanizam za paralelnu estimaciju ω i R_s .

Brzina ω i R_s , se mogu paralelno estimirati pomoću (15) i (16) pri bilo kojoj ω , jer svaki algoritam uključuje samo merene veličine. Adaptivni mehanizam za ω (15) je identičan kao kod MRAS observera kod koga se estimira samo ω .

3. REZULTATI SIMULACIJA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Na sl. 3. prikazana je struktura brzinskog pogona vektorski upravljano asinhronog motora sa regulacijom struja u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu. Rezultati računarskih simulacija i eksperimentalnih istraživanja, prikazani u ovom radu dobijeni su za pogon sa strukturom kao na sl. 3.

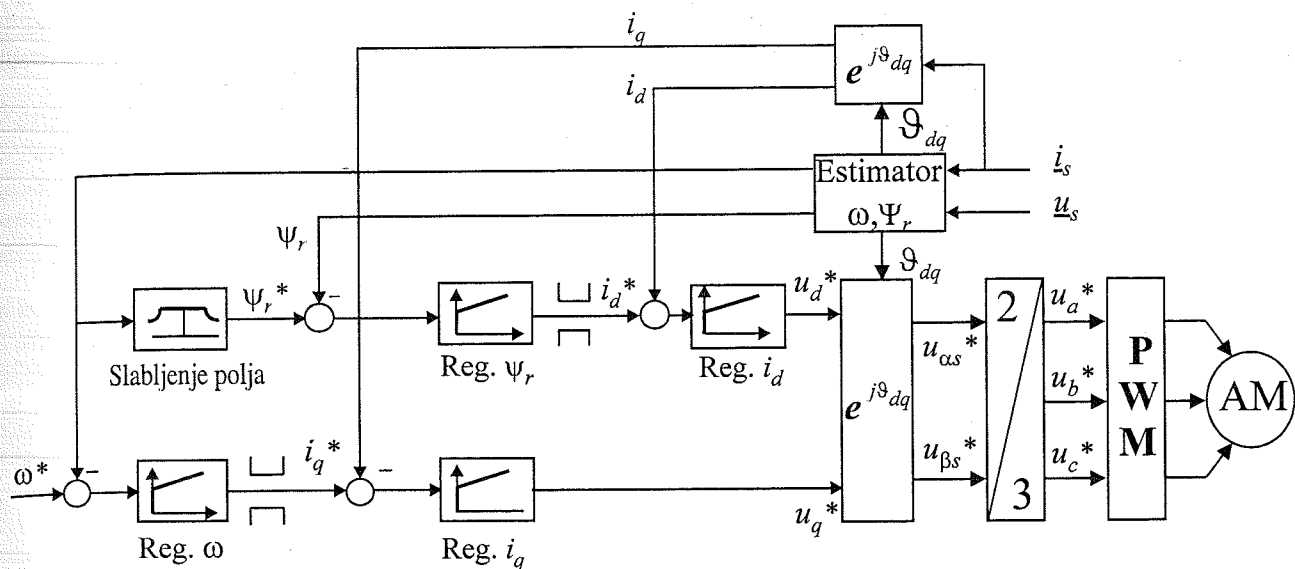
Prikazani pogon pripada kategoriji direktne vektorske orijentacije. Struktura estimatora vektora fluksa rotora, kao i MRAS observera za paralelnu estimaciju ω i R_s , prikazani su u prethodnom delu. Model pogona napravljen u MATLAB-ovom *tool box*-u Simulink, omogućuje simulacija vremenskog odziva pogona sa asinhronim motorom koji ne poseduje davač brzine. Parametri motora su dati u Tabeli 1.

Tabela 1. Parametri motora

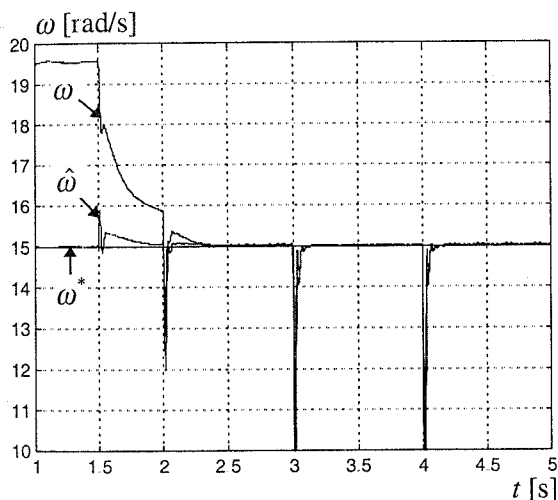
U_n [V]	380	T_n [Nm]	5	L_m [H]	0,421
I_n [A]	2,1	L_s [H]	0,464	R_s [Ω]	10
P_n [W]	750	L_r [H]	0,461	R_r [Ω]	6,3

U nastavku rada biće prikazani rezultati simulacije vremenskog odziva pogona sa paralelnom estimacijom otpora statora i brzine rotora, predloženim adaptivnim mehanizmom.

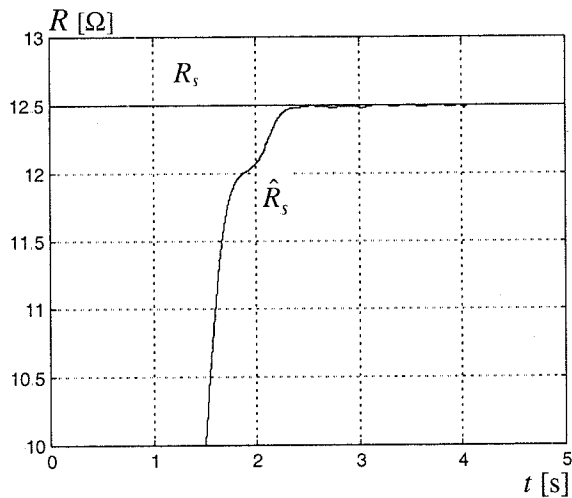
Simulirana je prelazna pojava gde asinhroni motor startuje neopterećen uz uvećan otpor statora za 25 % u odnosu na vrednost u modelu MRAS observera. Ova razdešenost uslovljava da stvarna brzina motora odstupa od referentne i od estimirane brzine. Kako je povratna sprega po brzini, u pogonu sa sl. 3., zatvorena po estimiranoj veličini to je estimirana brzina u stacionarnom stanju jednaka sa referentnom vrednošću. Adaptivni mehanizam za estimaciju R_s aktiviran je počev od 1,5 s. Pogon se opterećuje sa 1 Nm u 2 s, sa 3 Nm u 3 s i sa 5 Nm u 4 s. Na estimaciju R_s nije uticala promena opterećenja motora. Rezultati prikazani na sl. 4. pokazuju efikasnost predloženog MRAS observera za paralelnu estimaciju ω i R_s .



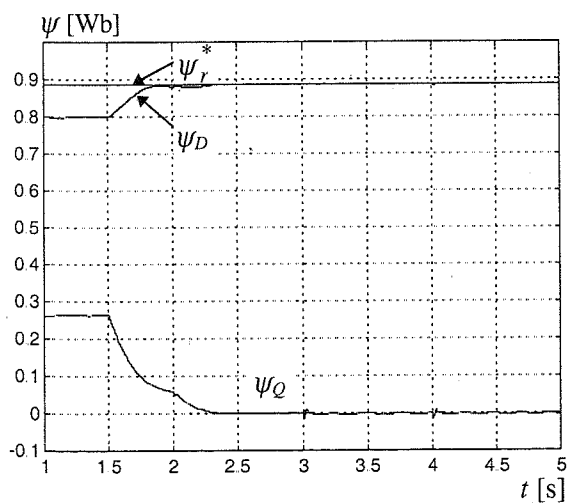
Sl. 3. Struktura pogona vektorski upravljano g asinhronog motora bez davača brzine



Sl. 4a. Brzine: stvarna, estimirana i referentna u uslovima istovremene estimacije brzine i otpora R_s

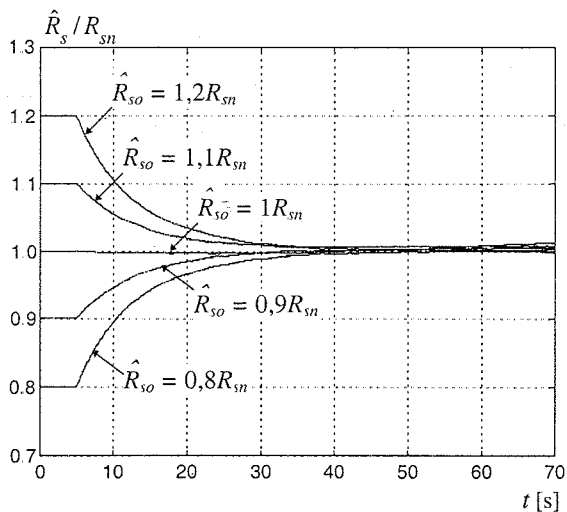


Sl. 4c. Stvarni i estimirani otpor R_s

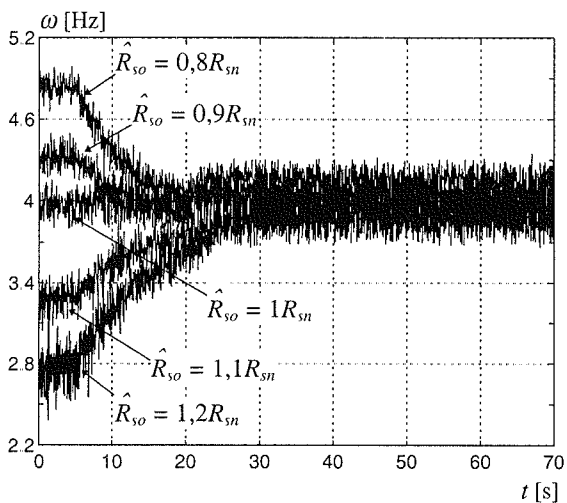


Sl. 4b. Fluksevi u motoru: referentni, ψ_D i ψ_Q u uslovima istovremene estimacije brzine i otpora R_s

Efikasnost predloženog paralelnog MRAS observera prikazana je na sl. 5.- 8. Prikazani rezultati dobijeni su na eksperimentalnom prototipu. Na sl. 5a. prikazana je estimirana otpornost, a na sl. 5b. stvarna brzina motora kada je primenjen paralelni MRAS observer ω i R_s . Eksperiment započinje sa razdešenom vrednošću otpornosti statora (\hat{R}_{s0}) u modelu estimatora rotorskog fluksa u odnosu na stvarnu vrednost u motoru. Usled razdešenosti statorskog otpora prisutna je greška u brzini motora tj. stvarna brzina motora se razlikuje od estimirane odnosno referentne brzine. Referentna kao i estimirana brzina iznose 4 Hz (u radu se navodi električna brzina). Adaptivni mehanizam za procenu otpornosti uključen je počev od $t = 5$ s. Procenjena vrednost statorskog otpora konvergira ka stvarnoj vrednosti. Sa ovom konvergencijom smanjuje se i razlika između ω motora i referentne vrednosti. Svaka od krivih prikazanih na sl. 5a. i 5b. dobijena je u zasebnom eksperimentu. Povratne sprege po brzini su zatvorene po estimiranoj veličini. Motor je neopterećen tokom eksperimenta.



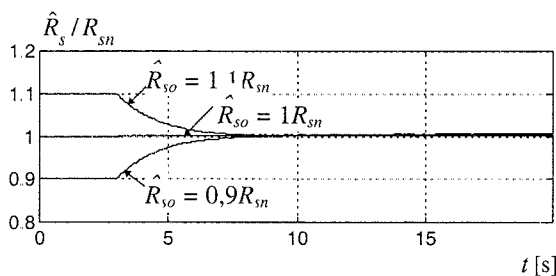
Sl. 5a. Estimirana otpornost statora; $\omega^* = 4 \text{ Hz}, m_m = 0$



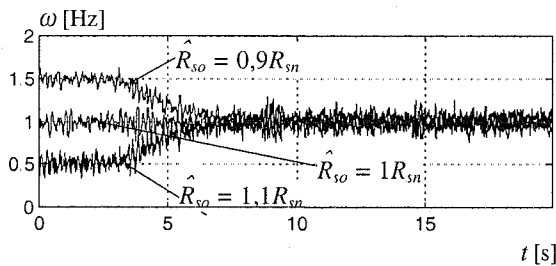
Sl. 5b. Stvarna brzina motora

rotorskog fluksa kao što je naznačeno na sl. 6. Estimacija R_s započinje u $t = 5 \text{ s}$. Paralelna estimacija brzine i identifikacija otpornosti statora realizovana je pri opterećenju na vratilu motora koje zahteva struju u poprečnoj osi od $0,9i_{qn}$.

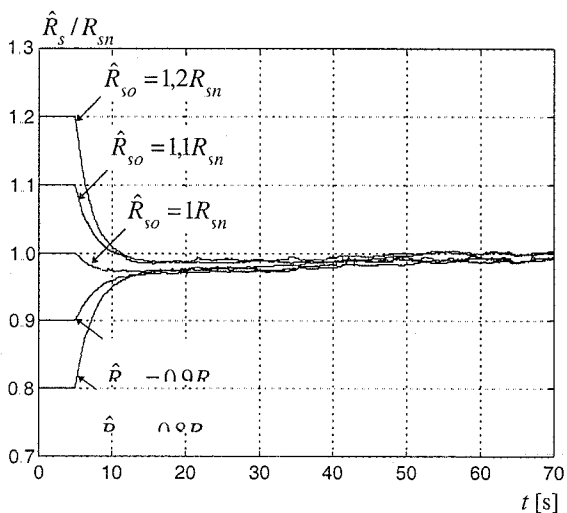
Eksperimentalnim istraživanjima je pokazano da paralelni MRAS observer ω i R_s uspešno funkcioniše i pri brzini od svega $\omega^* = 1 \text{ Hz}$, kao što je prikazano na sl. 7. Estimacija otpornosti statora je aktivirana počev od $t = 3 \text{ s}$. Tokom ovog eksperimenta motor je bio opterećen nominalnim momentom. Razdešenost R_s u MRAS observeru u odnosu na vrednost u motoru, od svega 10 % uslovljava grešku u stvarnoj brzini od 50 % (sl. 7.b). Nakon aktiviranja adaptivnog mehanizma za procenu R_s stvarna brzina, kao što se vidi na sl. 7b, konvergira brzo ka referentnoj vrednosti.



Sl. 7a. Estimirana otpornost statora; $\omega^* = 1 \text{ Hz}, i_q = i_{qn}$



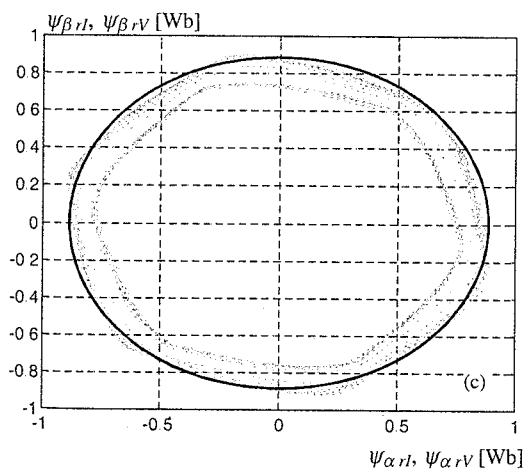
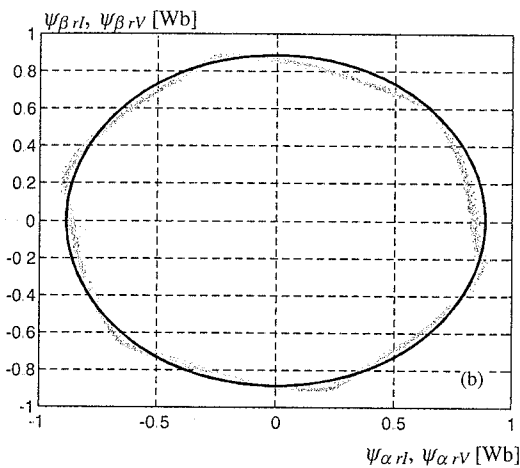
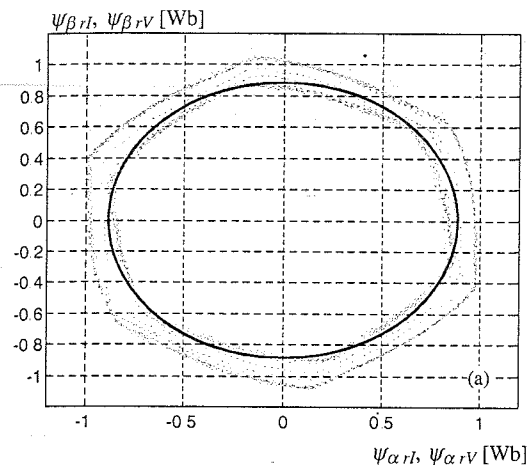
Sl. 7b. Stvarna brzina motora



Sl. 6. Estimirana otpornost statora; $\omega^* = 10 \text{ Hz}, i_q = 0,9i_{qn}$

Na sl. 6. prikazana je estimirana otpornost pomoću paralelnog MRAS observera pri referentnoj brzini od 10 Hz uz inicijalnu razdešenost otpornosti statora u estimatoru

Na sl. 8. prikazani su rezultati procene flukseva rotora $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorom ako je primenjena paralelna estimacija ω i R_s kao na sl. 7. Postojanje razdešenosti R_s u modelu MRAS estimatora u odnosu na vrednost u motoru dovodi do odstupanja između flukseva estimiranih $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorom sl. 8. Na fluks estimiran $i_s - \omega$ estimatorom nije uticala inicijalna razdešenost u vrednosti R_s tako da vrh vektora $\underline{\psi}_{rl}^s$ rotira po kružnici poluprečnika 0,88 koliko i iznosi nominalna vrednost fluksa rotora. Sa vektorom $\underline{\psi}_{rV}^s$ je nešto drugačija situacija. Postojanje razdešenosti R_s dovelo je do odstupanja amplituda vektora procenjenih $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorom. Ako je R_s u modelu MRAS observera za 10 % manja od vrednosti u motoru (sl. 8a.) amplituda vektora fluksa procenjenog $u_s - i_s$ estimatorom je veća od amplitude procenjene sa $i_s - \omega$. Kada se aktivira mehanizam za identifikaciju R_s amplituda vektora procenjenog $u_s - i_s$ konvergira ka amplitudi vektora procenjenog $i_s - \omega$. Slično se dešava ako je R_s u modelu MRAS observera veća od vrednosti u motoru (sl. 8c). Kada se vrednosti R_s u motoru i u MRAS observeru poklapaju rezultati su prikazani na sl. 8b.



Sl. 8. Fluksevi rotora estimirani $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorom

a) $R_{so} = 0,9 R_{sn}$; b) $R_{so} = R_{sn}$; $R_{so} = 1,1 R_{sn}$

$$\underline{\psi}_{rI}^s \quad \text{---} \quad \underline{\psi}_{rV}^s$$

4. ZAKLJUČAK

Predmet naučne rasprave u ovom radu je unapređenje karakteristika pogona sa asinhronim motorom bez davača brzine. Osetljivost motora, pogona i procesa na varijaciju parametara u toku rada zahteva razvoj i primenu naprednih algoritama za identifikaciju parametara motora i procesa pre i u toku rada pogona. Ovaj zahtev je naročito izražen kod pogona bez direktnog merenja brzine obrtanja rotora. Zato se

u cilju unapređenja karakteristika pogona u ovom radu odustalo od konstantnosti otpornosti statora u naponskom estimatoru prostornog vektora fluksa. U ovom radu su predloženi potrebni adaptivni mehanizmi koji omogućuju uspešno istovremenu estimaciju ω i identifikaciju R_s u paralelnom MRAS observeru. Adaptivni mehanizmi su dobijeni primenom teorije hiperstabilnosti Popova i Landau. U ovom radu pažnja je bila usredsređena na varijaciju R_s i njenu identifikaciju, usled termalnog drifta ili pogrešnog inicijalnog pogađanja.

LITERATURA

- [1] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1989, pp 493-499.
- [2] G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive Speed Identification Scheme for a Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 4, pp. 820-824, July/Aug. 1993.
- [3] L. Zhen and L. Xu, "Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme", *IEEE Trans. on Ind. El.*, vol. 45, no. 5, pp. 824-831, Oct., 1998.
- [4] Y. Ohmori, M. Takagi and T. Kiriya, "Improvement of Lower Side Speed Control Characteristics of an Induction Motor without a Speed Sensor", *IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997, pp. 531-534.
- [5] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor With Rotor Resistance Adaption", *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224., Sept./Oct. 1994.
- [6] B. K. Bose, N. R. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement", in *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Meet.*, 1997.
- [7] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, Sept./Oct. 1994.

Abstract - This paper proposes a novel MRAS for ω controlled sensorless induction motor drive sensor, with integral the adaptation mechanism for the on-line tuning of the R_s . In an intent to accurately estimate the ω at low speeds, without deterioration the drive performance, the R_s is also estimated, parallel with the ω estimation to compensate for the R_s fluctuation value used in the MRAS observer. The reference model and adjustable model are interchangeable for parallel ω and R_s estimation. For the stator resistance identification, the two models switch their roles. Extensive computer simulation and experiments prove the effectiveness of the proposed solution.

SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE WITH PARALLEL SPEED AND STATOR RESISTANCE ESTIMATION

Veran Vasić, Slobodan Vukosavić

ANALIZA STACIONARNOG STANJA POGONA SA ASINHRIM MOTOROM I PARALELNIM MRAS OBSERVEROM BRZINE I OTPORNOSTI STATORA

Veran Vasić, *Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu*
Slobodan Vukosavić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

Sadržaj - U ovom radu istraživana je uticaj nepoznavanja tačne vrednosti R_s i T_r na funkcionisanje pogona opšte namene sa asinhronim motorom bez davača brzine. Brzina ω je estimirana novo predloženim paralelnim MRAS-observerom iz rada [1]. Pokazano je da nepoznavanje T_r nije uticalo na procenu R_s . Dat je matematički model za stacionarno stanje koji omogućuje da se istraži uticaj nepoznavanja induktivnosti magnećenja i induktivnosti rasipanja na stacionarno stanje pogona. Opsežnim istraživanjima na eksperimentalnom prototipu pokazana je saglasnost sa rezultatima dobijenim pomoću matematičkog modela.

1. UVOD

Stacionarno stanje strujno napajano asinhronog motora sa primenjenom indirektnom vektorskom orijentacijom i davačem brzine (pozicije) izučavano je od strane većeg broja autora. U navedenom pogonu, na tačnu orijentaciju vektorskog kontrolera i na ispravan rad pogona znatan uticaj ima poznavanje rotorske vremenske konstante (otpornosti rotorskog namotaja). Rezultati kojima se izražava razdešenost rotorske vremenske konstante u modelu motora i u modelu vektorskog kontrolera (model rotorskog kola), mogu se prikazati u zatvorenom analitičkom obliku [2-4].

Stacionarno stanje i uticaj razdešenosti parametara asinhronog motora i parametara u modelu observera pogona opšte namene bez davača brzine izučavano je u znatno manjem obimu. Uticaj razdešenosti parametara, u modelu asinhronog motora i parametara u observeru brzine i odgovarajućim estimatorima, na funkcionisanje pogona bez davača brzine se u nekoliko razlikuje od uticaja razdešenosti parametara u pogonu sa davačem brzine. Razdešenost rotorske vremenske konstante u pogonu bez davača brzine praktično je bez uticaja na orijentaciju prostornog vektora fluksa dok njena razdešenost utiče na tačnost estimacije brzine. Znatno veći uticaj na funkcionisanje pogona bez davača brzine ima razdešenost otpornosti statorskog namotaja, dok je ova razdešenost bila od sekundarnog značaja na rad pogona sa davačem brzine. Rezultati kojima se kvantifikuje uticaj razdešenosti parametara pogona bez davača brzine mogu se samo grafički interpretirati zbog složenih nelinearnih analitičkih relacija koje se dobijaju.

U radu je istraživana uticaj razdešenosti R_s i T_r na stvarnu brzinu motora kada je primenjen MRAS- observer brzine. U drugom delu rada uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene kada je primenjena estimacija ω . U trećem delu je izvršena modifikacija matematičkog modela tako da je pored estimacije brzine uvažena i procena R_s . U četvrtom delu je prikazan detaljan opis eksperimentalnog prototipa i eksperimentalnih rezultata.

2. MATEMATIČKI MODEL ZA STACIONARNO STANJE POGONA SA MRAS OBSERVEROM BRZINE

Regulaciona struktura pogona opšte namene bez davača brzine prikazan je na sl. 3. u [1]. Povratne sprege po fluksu i po brzini zatvorene se po estimiranim veličinama. Estimacija fluksa realizovana je pomoću $u_s - i_s$ (naponskog) estimatora (1), dok je estimacija brzine realizovana MRAS observerom brzine prikazanom na sl. 1.

Referentni model ($u_s - i_s$) estimator rotorskog fluksa:

$$p\hat{\psi}_{rV}^s = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s^s - (\hat{R}_s + \sigma L_s p) i_s^s \right]; \quad \sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r \quad (1)$$

Podesivi model (strujni $i_s - \omega$) estimator rotorskog fluksa:

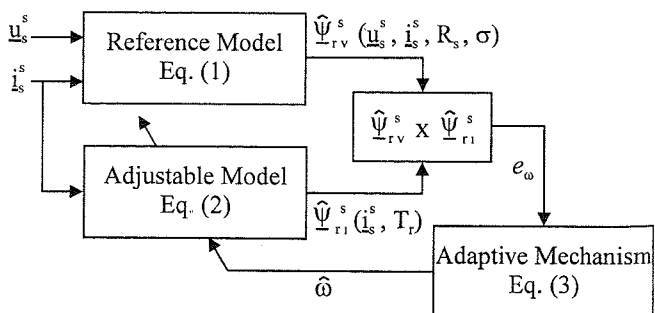
$$p\hat{\psi}_{rI}^s = \frac{L_m}{T_r} i_s^s - \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega} \right) \hat{\psi}_{rI}^s \quad (2)$$

Adaptivni mehanizam:

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{I\omega}}{p} \right) \cdot (\hat{\psi}_{\alpha r I} \hat{\psi}_{\beta r V} - \hat{\psi}_{\beta r I} \hat{\psi}_{\alpha r V}); \quad (3)$$

gde su:

- $K_{p\omega}$ i $K_{I\omega}$ PI parametri adaptivnog mehanizma za estimaciju brzine;
- V, I u indeksu označavaju rotorski fluks estimiran naponskim odnosno strujnim estimatorom;
- $\hat{}$ označava estimiranu veličinu.



Sl. 1. MRAS observer brzine

Uvažavajući regulacionu strukturu prikazanu na sl. 3. u [1] i matematičke modele odgovarajućih estimatora moguće je ispisati skup jednačina koje opisuju dati pogon i predstavljaju matematički model pogona za stacionarno stanje. Jednačine stacionarnog stanja asinhronog motora mogu se jednostavno dobiti iz jednačina dinamičkog matematičkog modela uvažavajući da su izvodi odgovarajućih veličina identički jednaki nuli, tako da

jednačine stacionarnog stanja asinhronog motora u sinhrono rotirajućem koordinatnom sistemu brzine ω_{dq} glase:

$$u_d = R_{sm}i_d - \omega_{dq}(L_s i_q + L_m i_Q); \quad (4)$$

$$u_q = R_{sm}i_q + \omega_{dq}(L_s i_d + L_m i_D); \quad (5)$$

$$0 = R_{rm}i_D - \omega_{kl}(L_r i_Q + L_m i_q); \quad (6)$$

$$0 = R_{rm}i_Q + \omega_{kl}(L_r i_D + L_m i_d); \quad (7)$$

$$m_e = \frac{3}{2} PL_m (i_q i_D - i_d i_Q); \quad (8)$$

gde su R_{sm} i R_{rm} otpornosti statora i rotora u modelu motora.

U jednačinama (4) - (8) nepoznate su sledeće veličine: naponi statora u_d i u_q , struje motora i_d , i_q , i_D i i_Q , sinhrona učestanost ω_{dq} i klizanje ω_{kl} (odnosno brzina). Ima ukupno osam nepoznatih u pet jednačina, ako se pretpostavi da je moment opterećenja poznat i jednak momentu koji motor razvija. Sad je potrebno napisati dodatne jednačine kako bi sistem postao rešiv. Dodatne jednačine se mogu napisati uvažavajući na adekvatan način postojanje odgovarajućih povratnih sprega i estimatora.

Dodatnu jednačinu je moguće napisati iz uslova da je stacionarna vrednost fluksa ψ_{QV0} estimirana $u_s - i_s$ estimatorom identički jednaka nuli. Kod MRAS observer brzine sa sl. 1. adaptivni mehanizam menja ugaonu brzinu u podesivom modelu sve dok se estimirani vektori fluksa rotora (estimirani $u_s - i_s$ i $i_s - \omega$ estimatorima) ne poklope i ne postave u pravac d- ose. Fluks ψ_{QV0} estimiran naponskim estimatorom u sinhronom koordinatnom sistemu je:

$$\psi_{QV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [-u_d + R_s i_d - \omega_{dq} \sigma L_s i_q] \equiv 0. \quad (9)$$

Iz jednačine (9) sledi da je napon motora u_d "uslovno poznat" i da iznosi:

$$u_d = R_s i_d - \omega_{dq} \sigma L_s i_q. \quad (10)$$

Još jedna dodatna jednačina se može napisati uvažavajući estimaciju fluksa. Estimacija fluksa se realizuje $u_s - i_s$ estimatorom i stacionarna vrednost fluksa ovog estimatora mora biti jednaka sa referentnom vrednošću ψ_r^* , jer se po ovoj estimiranoj veličini zatvara povratna sprega po fluksu:

$$\psi_{DV0} = \frac{L_r}{\omega_{dq} L_m} [u_q - R_s i_q - \omega_{dq} \sigma L_s i_d] \equiv \psi_r^*. \quad (11)$$

Za svaku vrednost momenta opterećenja m_m ($m_e = m_m$) na vratilu asinhronog motora, postoji jedna konkretna vrednost referentnog momenta odnosno struje i_q^* (koja je zbog strujne regulacije jednaka sa i_q). Prema tome, i_q se može posmatrati kao nezavisna ulazna veličina ali unapred nepoznata.

Poslednja nedostajuća jednačina može se napisati iz uslova da je sinhrona brzina:

$$\omega_{dq} = \omega^* + \omega_{kl}^*; \quad (12)$$

gde je ω^* referentna brzina, ali je klizanje još uvek nepoznato. Sinhrona brzina se može dosta jednostavno odrediti iz jednačina stacionarnog stanja $i_s - \omega$ estimatora. U stacionarnom stanju vrednost fluksa ψ_{Q10} estimirana $i_s - \omega$ estimatorom takođe mora biti identički jednaka nuli iz istih razloga kao i ψ_{QV0} . Stacionarna vrednost fluksa ψ_{Q10} je:

$$\psi_{Q10} = L_m \frac{i_q - (\omega_{dq} - W) T_r i_d}{1 + [(\omega_{dq} - W) T_r]^2} \equiv 0; \quad (13)$$

odakle se dobija da je sinhrona brzina:

$$\omega_{dq} = W + \frac{i_q}{T_r i_d}. \quad (14)$$

Sa W je označena stacionarna vrednost estimirane brzine, koja je jednaka sa referentnom (zadatom brzinom).

Sada je napisan dovoljan broj jednačina da bi se kompletirao matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene sa MRAS observerom brzine. Uvažavajući (10) i (4) dobija se:

$$0 = (R_{sm} - R_s) i_d - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) (L_s (1 - \sigma) i_q + L_m i_Q). \quad (15)$$

Kada se jednačina (5) smeni u (11), (14) u (6), (7) i (11) dobija se:

$$\frac{\omega_{dq} L_m \psi_r^*}{L_r} = (R_{sm} - R_s) i_q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} \right) (L_s (1 - \sigma) i_D + L_m i_d) \quad (16)$$

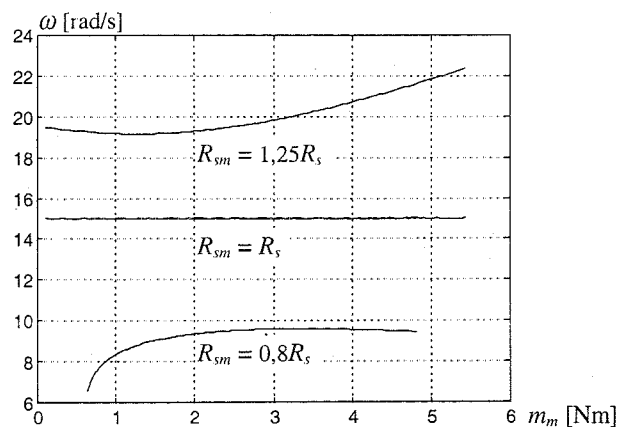
$$0 = R_{rm} i_D - \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - \omega \right) (L_r i_Q + L_m i_q); \quad (17)$$

$$0 = R_{rm} i_Q + \left(W + \frac{i_q}{T_r i_d} - \omega \right) (L_r i_D + L_m i_d). \quad (18)$$

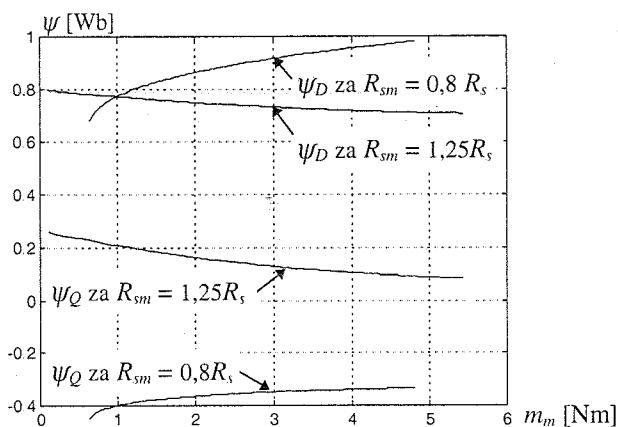
U jednačinama (8), (15) - (18) ulazne veličine su m_m (m_e), ψ_r^* i zadata brzina ω^* (W). Sistem jednačina treba rešiti po sledećim promenljivim i_d , i_q , i_D , i_Q i brzini motora ω .

Na narednim dijagramima (sl. 2.-3.) prikazani su rezultati dobijeni pomoću matematičkog modela za stacionarno stanje opisanog jednačinama (8), (15) - (18). Uspostavljeni matematički model omogućio je da se posmatra uticaj varijacije R_s i R_r na karakteristične veličine pogona vektorski upravljano asinhronog motora bez davanja brzine.

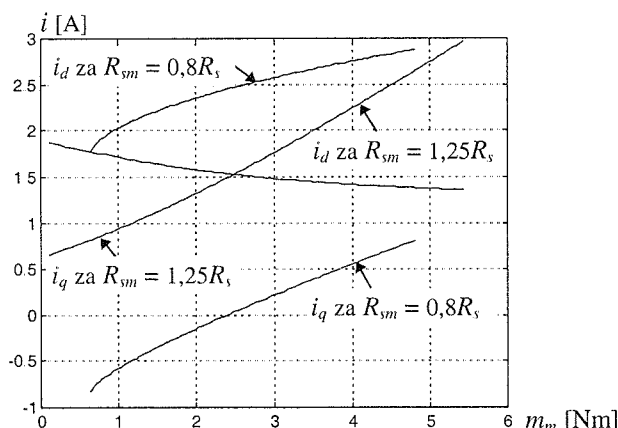
Rezultati prikazani na sl. 2a. - 2c. pokazuju znatan uticaj razdešenosti statorskog otpora u modelu observera (R_s) i u asinhronom motoru (R_{sm}). Greška u orijentaciji vektora fluksa rotora uslovljava pojavu znatnih vrednosti q- komponente fluksa rotora i opadanje d- komponente fluksa rotora. Ovo može biti uzrok nepovratnog kolapsa fluksa i momenta [5] koji motor razvija.



Sl. 2a. Brzina pogona

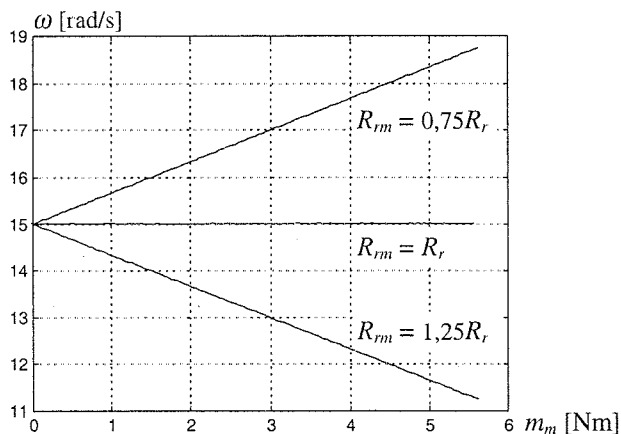


Sl. 2b. Fluxevi motora ψ_D i ψ_Q



Sl. 2c. Struje motora i_d i i_q

Razdešenost R_r (T_r) u modelu estimatora i u asinhronom motoru ima uticaja isključivo na estimiranu brzinu, tako da je od rezultata dobijenih stacionarnim matematičkim modelom na sl. 3. prikazana ω za različite vrednosti momenta opterećenja na vratilu motora.



Sl. 3. Brzina pogona u funkciji momenta opterećenja motora

3. MATEMATIČKI MODEL ZA STACIONARNO STANJE POGONA SA PARALELNO ESTIMACIJOM BRZINE I OTPORNOSTI STATORA

Estimacija brzine sa MRAS- observerom je osetljiva na nepoznavanje otpornosti statora. Matematički model za

stacionarno stanje iz drugog dela omogućuje da se istraži i kvantifikuje uticaj nepoznavanja R_s na stacionarno stanje pogona opšte namene. U ovom delu uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona sa sl. 3. iz [1], uz uvažavanje paralelne estimacije R_s i ω kao što je predloženo u [1]. Uspostavljeni matematički model omogućuje da se odredi stacionarna vrednost estimiranog R_s , kako bi se mogao istražiti uticaj nepoznavanja parametara motora na estimiranu R_s i ω i flukseve rotora ψ_D i ψ_Q , kada je u pogonu realizovana paralelna estimacija R_s i ω .

Da bi se odredila vrednost estimirane R_s u stacionarnom stanju potrebno je, u matematičkom modelu iz drugog dela (jednačine (8), (15) - (18)), R_s - vrednost otpornosti u matematičkom modelu observera, zameniti sa \hat{R}_s . Stacionarnu vrednost otpornosti \hat{R}_s treba posmatrati kao promenljivu koja se određuje iz matematičkog modela. Proglašavajući na ovaj način parametar R_s za promenljivu, potrebno je napisati još jednu jednačinu.

Uvažavajući da je zbog integralnog dejstva u PI regulatoru za estimaciju \hat{R}_s [1], signal greške na ulazu u regulator tokom stacionarnog stanja jednak sa nulom, može se doći do nedostajuće jednačine:

$$e_{R_s,0} = i_d(\hat{\psi}_{DV0} - \hat{\psi}_{DI0}) + i_q(\hat{\psi}_{QV0} - \hat{\psi}_{QI0}) = 0 \quad (20)$$

Uvažavajući jednačine (9) i (13) u jednačini (20) dobija se:

$$\hat{\psi}_{DV0} \equiv \hat{\psi}_{DI0} \quad (21)$$

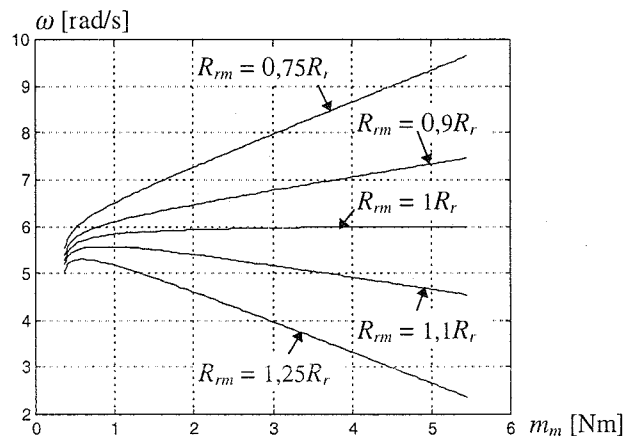
Stacionarna vrednosti fluxa u d- osi estimirana strujnim estimatorom je:

$$\hat{\psi}_{DI0} = L_m \frac{i_d + (\omega_{dq} - W) T_r i_q}{1 + [(\omega_{dq} - W) T_r]^2} \quad (22)$$

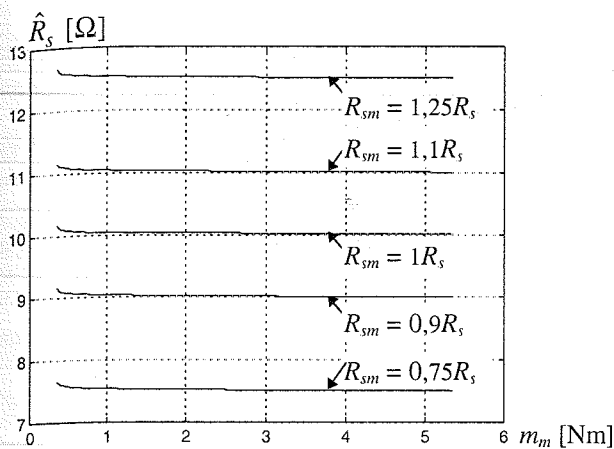
Konačno, nedostajuća jednačina uvažavajući jednačine (21), (22) i (14) glasi:

$$\psi_r^* = L_m i_d \quad (23)$$

Matematički model za stacionarno stanje, pogona opšte namene sa paralelnom estimacijom R_s i ω , dat je sa jednačinama (8), (15) - (18) i (23). Ulazne veličine su m_m (m_e), ψ_r^* i zadata brzina ω^* (W). Sistem jednačina treba rešiti po sledećim promenljivim i_d , i_q , i_D , i_Q , brzini motora ω i \hat{R}_s .



Sl. 4a. Brzina motora pri razdešenom R_r , primenjen paralelni MRAS- observer ω i R_s



Sl. 4b. Estimirani otpor statora; primenjena je paralelna estimaciju ω i R_s

Rezultati dobijeni matematičkim modelom za stacionarno stanje (8), (15) - (18) i (23) kada se R_s i ω estimiraju paralelnim MRAS observerom prikazani su na sl. 4. Na sl. 4a. je prikazana ω za $R_{sm} = 1,25 R_s$ i pri razdešenom R_{sm} . Isti rezultati bi se dobili i da je $R_{sm} = 0,75 R_s$, tj. stvarna brzina motora ω je nezavisna od vrednosti inicijalne razdešenosti R_{sm} , ako je primenjena estimacija R_s . Estimirani R_s pod okolnostima da je R_s razdešen u modelu motora i u modelu estimatora takođe se može prikazati sa sl. 4b, tj. nezavisan je od vrednosti R_s u modelu estimatora za razliku od ω .

4. OPIS PROTOTIPA I EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Eksperimenti su vršeni na grupi trofazni četvoropolni asinhroni motor - motor jednosmerne struje, gde je asinhroni motor pogonska mašina, a motor jednosmerne struje u generatorskom režimu predstavlja kočnicu. Parametri trofaznog asinhronog motora prikazani su u [1]. Promenom vrednosti struje indukta mašine jednosmerne struje postignuta je promena opterećenja asinhronog motora.

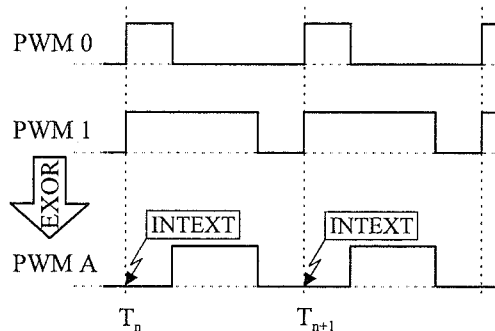
Asinhroni motor se napaja iz strujno regulisanog naponskog invertora. Invertor je realizovan sa IGBT-ovima kao prekidačima snage povezanim u trofazni prekidački most. Prekidačka učestanost iznosi 4 kHz. Kontrola stanja prekidača se vrši pomoću pojačavača impulsa, pri čemu je prenos upravljačkih signala, koje generiše dSPACE upravljačka kartica, rešen primenom opto-izolatora. Detekcija struja i_α i i_β vrši se Hall-ovim elementima, proizvođača Lem sa prenosnim odnosom 1:1000. Za potrebe kontrole valjanosti rezultata procenjene brzine, na vratilu asinhronog motora nalazi se optički enkoder sa 1000 impulsa po obrtaju.

Svi upravljački algoritmi realizovni su pomoću DSP (*Digital Signal Processor*) upravljačke kartice DS1102 proizvođača dSPACE GmbH. DS1102 kartica je postavljena u ISA slot PC računara. Srce kartice DS1102 je Texas Instrument-ov procesor TMS320C31 čiji takt iznosi 60 MHz.

Na kartici DS1102 se takođe nalazi i *slave* procesor TMS320P14 koji služi za kontrolu I/O portova, efikasnu

realizaciju tajmerskih funkcija kao što su *input captures*, *output compares* i funkcije PWM izlaza. DS1102 poseduje šest PWM izlaza kojima se realizuje asimetrični PWM. Rezolucija sa kojom TMS320P14 realizuje faktor ispune PWM-a iznosi 40 ns, a rezolucija periode PWM-a je 160 ns. Impulsi PWM-a se uvek uspostavljaju na početku periode PWM-a. Za potrebe realizacije simetričnog trofaznog PWM-a potrebno je iskoristiti svih šest PWM izlaza kao što je naznačeno u [6,7]. Upotrebom po dva PWM izlaza za svaku fazu i izvršavajući EXOR logičku operaciju nad njima, dobija se simetrični PWM signal jedne faze. Ovaj signal se zatim preko kola za pojačavanje signala i kola za opto-izolaciju dovodi na *gate* prekidača invertora. Na sl. 5. ilustrovano je generisanje simetričnog PWM-a. Prekidačka učestanost PWM-a generisanog sa DS1102 može se menjati u opsegu od 0,01 Hz do 1 MHz.

Generisanjem impulsa uz uzlaznu ivicu PWM-impulsa jednog kanala, recimo za PWM 0, i njegovim dovođenjem na pin DS1102 za spoljni *interurrupt*, obezbeđeno je da odabiranje struja i_α i i_β bude sinhrono sa PWM-om. Na ovaj način struje se odabiraju jednom tokom periode PWM-a i to po sredini trajanja nultog iznosa faze A PWM-a, kao što je naznačeno na sl. 5.

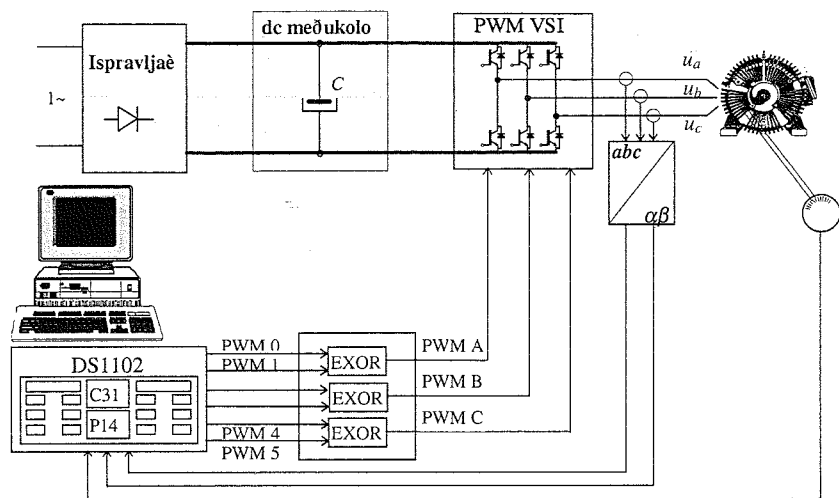


Sl. 5. Generisanje simetričnog PWM-a

DS1102 poseduje četiri AD konvertora od kojih su dva 16-bitna, a dva su 12-bitna. Vreme konverzije za 16-bitni AD ulaz je 4 μ s, a za 12-bitni ulaz je 1,2 μ s. Na ulazu AD konvertora očekuje se napon u intervalu ± 10 V. Na kartici postoje takođe i četiri DA izlaza. Za priključenje inkrementalnih enkodera postoje dva enkoderska ulaza. Za svaki enkoderski ulaz predviđene su po tri faze (A, B i marker) u diferencijalnom modu tj. po standardu RS422. U cilju poboljšanja rezolucije inkrementalnog enkodera primenjeno je učetrostručavanje broja impulsa po obrtaju (*fourfold pulse multiplication*).

Kompletan DSP *setup* baziran na DS1102 namenjen za realizaciju vektorski upravljanih pogona, bez davača brzine na vratilu motora, prikazan je na sl. 6. Svi eksperimentalni rezultati prikazani u ovom radu zasnivaju se na regulacionoj strukturi prikazanoj na sl. 3. u radu [1]. Estimacija brzine realizovana je pomoću paralelnog MRAS- observera brzine prikazanom u radu [1].

Eksperimentalni rezultati koji pokazuju uticaj radešenosti R_s i R_r na stvarnu ω , kada se MRAS observerom procenjuje isključivo ω , pokazani su na sl. 7. i sl.8.

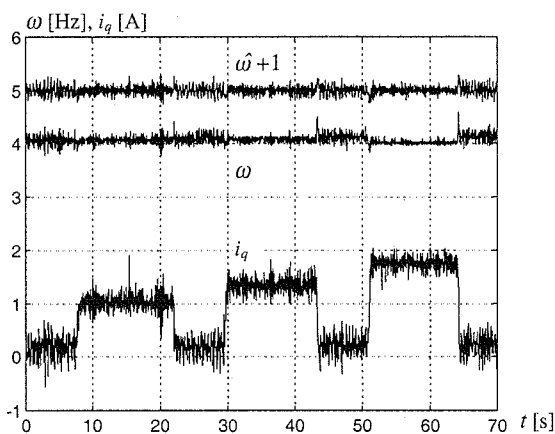


Sl. 6 DSP setup

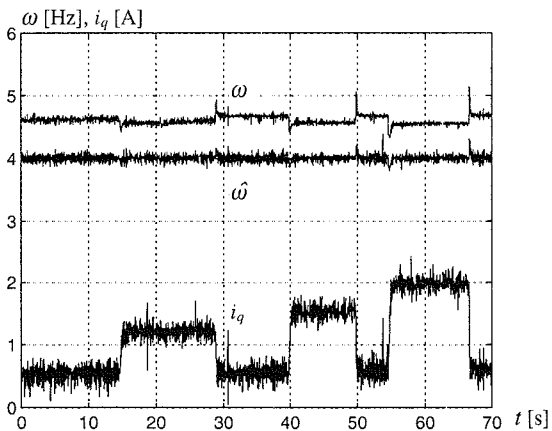
promenom otpornosti otpornika koji je priključen na krajeve rotora motora jednosmerne struje. "Step" promena opterećenja je izazvana uključanjem i isključenjem struje pobude DC motora. Promena opterećenja i njegova vrednost, na sl. 7. je ilustrovana sa strujom i_q . Kada je u model MRAS- observera i u blok za proračun klizanja izvršeno T_m , prema rezultatima sa sl. 7a promena opterećenja nije uzrokovala odstupanje brzine motora od referentne vrednosti.

U eksperimentima čiji su rezultati prikazani na sl. 7b u model MRAS- observera i u blok za proračun klizanja izvršeno je $1,3 T_m$. Razdešenost T_r uslovlila je da stvarna brzina motora odstupa od referentne vrednosti i to odstupanje raste sa porastom opterećenja.

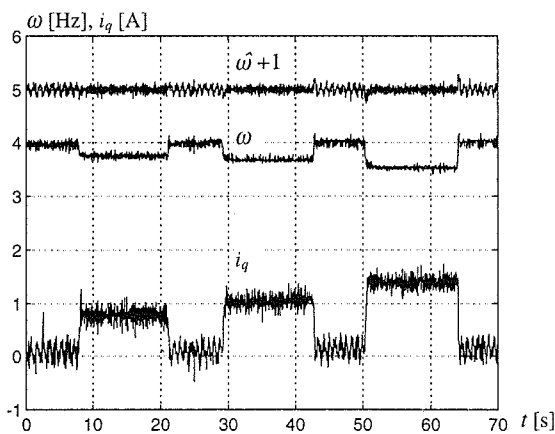
Na sl. 8a. pokazano je kako razdešenost otpornosti statora utiče na promenu stvarne brzine motora. Referentna brzina i estimirana brzina na sl. 8a. iznose 4 Hz električna, dok na sl. 8b. iznose 5 Hz. Može se zapaziti da je odstupanje brzine od referentne prilično nezavisna od opterećenja, a da procentualno raste sa smanjenjem referentne vrednosti.



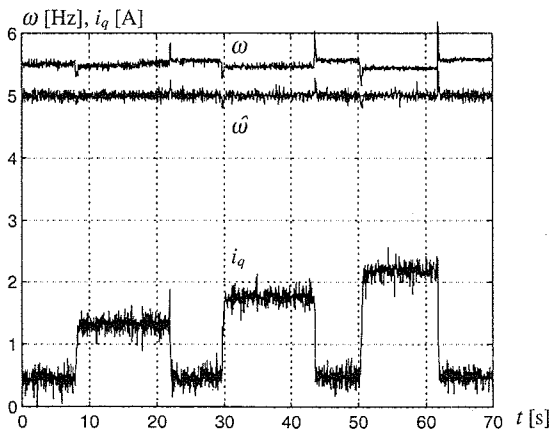
Sl. 7a. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora
 $R_s = R_{sm}, T_r = T_m$



Sl. 8a. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora
 $R_s = 0,85R_{sm}, T_r = T_m$

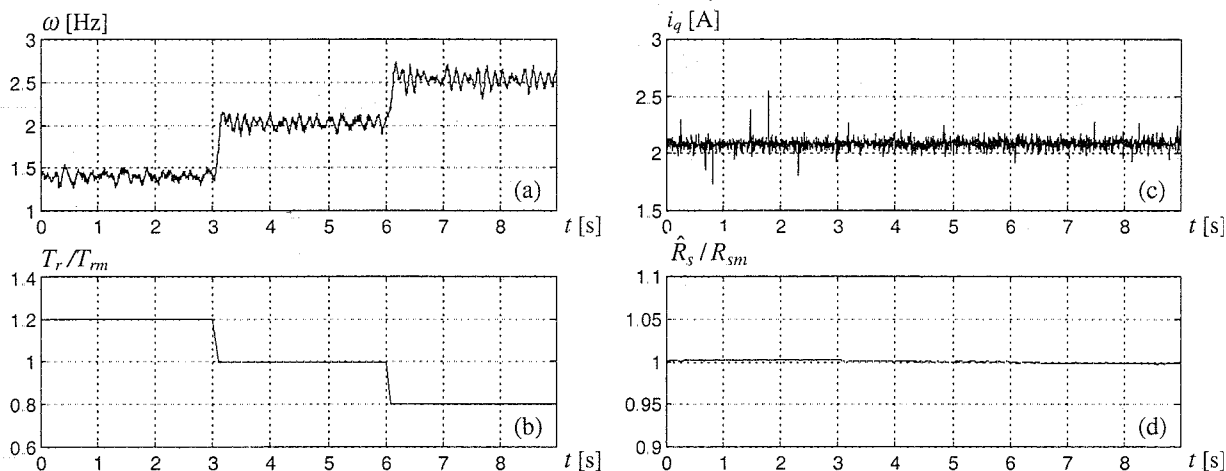


Sl. 7b. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora
 $R_s = R_{sm}, T_r = 1,3T_m$



Sl. 8b. Brzine i struja i_q tokom promene opterećenja motora
 $R_s = 0,85R_{sm}, T_r = T_m$

Na sl. 7. prikazan je uticaj razdešenosti T_r na funkcionisanje pogona u slučaju kada je otpornost statora nerazdešena (vrednost u naponskom estimatoru jednaka je sa stvarnom vrednošću u motoru). Referentna brzina iznosi 4 Hz električna. Prema sl. 7. estimirana brzina motora je jednaka sa referentnom. Ogledi započinjaju iz hladnog stanja. Promena opterećenja asinhronog motora realizovana je



Sl. 9. Uticaj razdešenosti T_r na rad pogona sa primenjenom paralelnom estimacijom ω i R_s ,
 a) brzina motora ;
 b) rotorska vremenska konstanta;
 c) struja statora u q- osi;
 d) estimirana otpornost statora.

Na sl. 9. prikazani su eksperimentalni rezultati dobijeni pri paralelnoj estimaciji ω i R_s , kada je T_r razdešena kao što je naznačeno na sl. 9.b. Prema tabličnim podacima iz [1] $T_{rm} = 0,0732$. Referentna vrednost ω iznosi 2 Hz električna. Zbog postojanja momenta opterećenja na vratilu motora ($i_{qm} = 2,1$ A) to je stvarna brzina motora sl. 9a. različita od referentne vrednosti kada je T_r razdešeno. Procenjena vrednost R_s , prikazana na sl. 9d. pokazuje da na procenu R_s nije uticala razdešenost T_r .

5. ZAKLJUČAK

U ovom radu uspostavljen je matematički model za stacionarno stanje pogona opšte namene bez davača brzine. Uspostavljeni matematički model predstavlja efikasan alat za ispitivanje uticaja razdešenosti parametara motora i parametara vektorskog kontrolera. U radu je posmatran uticaj razdešenosti R_s i R_r u modelu estimatora rotorskog fluksa u odnosu na vrednosti u samom asinhronom motoru. Intenzivnim istraživanjima na prototipu pokazno je da nepoznavanje tačne vrednosti R_s uslovljava odstupanje stvarne brzine motora od referentne vrednosti i da na veličinu ovog odstupanja vrednost momenta opterećenja malu utiče. Dok eksperimentalna istraživanja pokazuju da odstupanje stvarne ω motora od referentne zavisi od opterećenja.

LITERATURA

[1] V. Vasić, S. Vukosavić, "Paralelna estimacija brzine i otpornosti statora primenom MRAS- observera u pogonu bez davača na vratilu asinhronog motora" III simpozijum industrijske elektronike INDEL 2000, Banja Luka.
 [2] E. Levi, "Vektorsko upravljanje asinhronim mašinama u prisustvu magnetnog zasićenja", Doktorska disertacija, Beograd, 1990.
 [3] M. Sokola, "Vector control of induction machines using improved machine models", Ph. de. theses, Liverpool, 1998.

[4] M. Wang, E. Levi, "Evaluation of Steady-State and Transient Behaviour a MRAS Based Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Machine in the Presence of Parameter detuning" u štampi.
 [5] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 21, no. 4, pp. 610-616, May/June, 1985.
 [6] *DS1102 User's Guid*, Version 3.0, dSPACE GmbH, 1996.
 [7] J. Vater, "The Need for and Principle of High-Resolution Incremental Encoder Interfaces in Rapid Control Prototyping", Application Note by dSPACE GmbH.

Abstract - This paper proposes a novel MRAS for ω controlled sensorless induction motor drive sensor, with integral the adaptation mechanism for the on-line tuning of the R_s . In an intent to accurately estimate the ω at low speeds, without deterioration the drive performance, the R_s is also estimated, parallel with the ω estimation to compensate for the R_s fluctuation value used in the MRAS observer. The reference model and adjustable model are interchangeable for parallel ω and R_s estimation. For the stator resistance identification, the two models switch their roles. Extensive computer simulation and experiments prove the effectiveness of the proposed solution.

ANALYSIS OF STEADY STATE BEHAVIOUR A PARALLEL MRAS BASED SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE

Veran Vasić, Slobodan Vukosavić

НОВИ МЕТОД ЗА РЕКОНСТРУКЦИЈУ НАМОТАЈА ХИБРИДНИХ КОРАЧНИХ МОТОРА

Петар Матић, *Електироинженерски факултет у Бањалуци*, Радиша Јевремовић, *Факултет техничких наука у Новом Саду*, Милош Миланковић, *Електироинженерски факултет у Бањалуци*.

Садржај: У раду је представљен нови метод за прорачун намотаја хибридних корачних мотора који се може користити при реконструкцији (поправци) мотора. Применом овог метода одређује се број навојака и пресјек проводника у намотајима у случају да је оригинални намотај уклоњен. Познавајући податке са највише плочице и димензије магнетног кола, мотор се ремонтује иако да задржави све фабричке карактеристике. Теоријска анализа, обрађена у раду, експериментално је верификована на једном типичном корачном мотору.

1. УВОД

Корачни (степ) мотори представљају електромеханичке претвараче енергије, који омогућавају прецизно позиционирање вратила на основу задатих дигиталних управљачких сигнала. Захваљујући својој конструкцији, област примјене корачних мотора је веома широка, почев од погона штампача, плотера, хард дискова, затим у модерној, рачунарски управљаној индустрији и роботизици за прецизно вођење и позиционирање алата, те у медицини, војној индустрији итд.

Основне предности корачних мотора у односу на остале су:

- управљају се дигиталним сигналимa, тако да није потребан D/A конвертор приликом управљања помоћу рачунара;
- могућност реализације серво погона без повратне спреге;
- грешка позиције се не акумулише;
- механички су једноставни и имају дуг вијек трајања.

Недостаци корачних мотора су фиксирани инкремент, мали момент и релативно мала излазна снага, осцилације које се јављају у корачном погону, те мали степен корисног дејства.

Постоји више класификација корачних мотора, али се све могу свести на двије основне групе:

- корачни мотори са промјенљивом релуктансом, и
- хибридни корачни мотори.

Иако није могуће категорички тврдити који је тип мотора бољи, хибридни корачни мотори имају шири спектар примјене у већини захтјева. Типично имају мањи корак, те бољи однос момент/габарити у односу на моторе са промјенљивом релуктансом. Хибридни мотори развијају држећи момент без нападања. Због тога се првенствено користе у погонима код којих се захтијева мали корак, велики момент и држање у укоченом положају без нападања. Корачни мотори са промјенљивом релуктансом имају већи инкремент позиције, те се могу користити у случајевима када је потребно за кратко вријеме прећи веће растојање (нпр. неколико пуних окретаја вратила). Пошто не посједују перманенти магнет на ротору, имају мањи момент инерције него хибридни мотори, те имају веће убрзање.

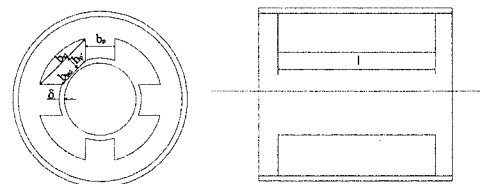
У овом раду ће се посматрати типичан хибридни корачни мотор са бифиларним намотајима, најзначајнији представник корачних мотора као класе специјалних електричних машина. Након теоријски изложеног метода за прорачун намотаја, биће извршен прорачун за један конкретан хибридни мотор. На основу прорачуна, те мјерења на премотаном мотору, обављено је поређење теоријских и експерименталних резултата.

2. ПРОРАЧУН НАМОТАЈА

Ако је дошло до прегоријевања мотора, а постојећи намотај је уклоњен, може се користити следећи прорачун. Подаци са натписне плочице су познати, и сматра се да се може извршити мјерење димензија магнетног кола.

Са натписне плочице треба очитати следеће податке: број фаза $n_{\text{фаза}}$, да ли је мотор бифиларно намотан ($k_{bf} = 1$ за једноструко, а $k_{bf} = 2$ за бифиларно намотан мотор), отпор и индуктивност намотаја једне фазе, и то једног бифиларног намотаја R и L , и номиналну струју кроз тај намотај i_n .

Податак који се добија визуелним прегледом је број зуба (полова) статора n_{PS} . За прорачун индуктивности потребно је измјерити ширину зазора δ , ширину пола b_p и дужину језгра l . Мјерењем дужине језгра l , те размака између статорских полова (дужине b_{z1} , b_{z2} и h_p') добијају се подаци потребни за проверу да ли усвојени намотај може физички да се смјести на полове статора (Сл. 2.1.).



Сл. 2.1. Димензије које је потребно измјерити за прорачун намотаја

Потребно је прорачунати број навојака на сваком полу, пресјек проводника у намотају, те одредити како се намотаји међусобно везују у фазе.

Да би се одредио број навојака на једном полу, прво је потребно израчунати индуктивност намотаја. Магнетно коло мотора направљено је од меког гвожђа, чија се пермеабилност може сматрати бесконачно великом. Тада се индуктивност намотаја на једном полу може прорачунати преко зазора као:

$$L_N = N^2 \frac{1}{\mathfrak{R}_m}, \quad (2.1)$$

гдје је N број намотаја на полу, а \mathfrak{R}_m магнетна отпорност ваздушног зазора дефинисана као:

$$\mathfrak{R}_m = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_0}{S_0}. \quad (2.2)$$

$l_0 = 2 \cdot \delta$ је ширина ваздушног зазора, док се за површину ваздушног зазора усваја $S_0 = l \cdot l_p$. (Уз занемарено расипање на ивицама пола) Тада је индуктивност намотаја на једном полу:

$$L_N = \mu_0 N^2 \frac{l \cdot l_p}{2 \cdot \delta}, \quad (2.3)$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Укупна индуктивност намотаја једне фазе представља збир индуктивности намотаја на свим половима који припадају тој фази:

$$L = L_N \frac{n_{PS}}{n_{faza}} \quad (2.4)$$

Да би намотај једне фазе имао потребну индуктивност L , потребно је да се на сваком полу налази:

$$N_{pola} = \sqrt{\frac{L \cdot n_{faza} \cdot 2\delta}{\mu_0 \cdot l \cdot l_p \cdot n_{PS}}} \quad (2.5)$$

навојака. Тада једна фаза мотора има укупно:

$$N = N_{pola} \frac{n_{PS}}{n_{faza}} \quad (2.6)$$

навојака.

Након што је одређен број навојака по полу (односно за сваку фазу), потребно је одредити пресјек проводника. Избор пресека одређен је максимално дозвољеном густином струје кроз проводник, и потребним отпором намотаја. Дозвољена густина струје кроз проводнике машина малих снага обично се налази у опсегу:

$$J_{dozv} = [10 - 20] \text{ A/mm}^2 \quad (2.7)$$

Релативно велика густина струје оправдава се чињеницом да су хибридни корачни мотори напајани из струјно регулисаног напонског извора и углавном раде у интермитентном погону. Може се сматрати да дужина намотаја једне фазе приближно износи:

$$l_{faze} = N \cdot 2(l + l_p) \quad (2.8)$$

Укупан отпор намотаја рачуна се по изразу:

$$R = \rho \frac{l_{faze}}{S_{Cu}} \quad (2.9)$$

гдје је:

$$\rho = \frac{1}{57} \left[\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}} \right] \text{ специфична отпорност бакрених проводника}$$

Да би намотај једне фазе, дужине l_{faze} имао потребан отпор R , потребно је да површина пресека проводника буде:

$$S_{Cu} = \rho \frac{l_{faze}}{R} \quad (2.10)$$

Из добијене површине рачуна се пресјек проводника као:

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4S_{Cu}}{\pi}} \quad (2.11)$$

Густина струје кроз проводник је:

$$J = \frac{i_n}{S_{prov}} \quad (2.12)$$

и не смије бити већа од дефинисане изразом (2.7).

Након што су добијени подаци о броју навојака на полу N_{pola} и пресеку проводника S_{prov} , потребно је провјерити да ли се прорачунати намотај може смјестити у кућиште мотора.

Површина намотаја који се налазе на једном полу мотора је:

$$S_{namotaja} = \frac{1}{k_{ispune}} k_{bf} \cdot N_{pola} \cdot S_{prov} \quad (2.13)$$

гдје су:

$S_{namotaja}$ - укупан пресјек прорачунатог намотаја;

$k_{ispune} = [0.4 \div 0.9]$ - коефицијент испуне за мале моторе којим се уважава постојање изолације проводника, те неидеалност слагања проводника.

Из измјерених димензија језгра површина у коју се смјешта намотај апроксимира се трапезом:

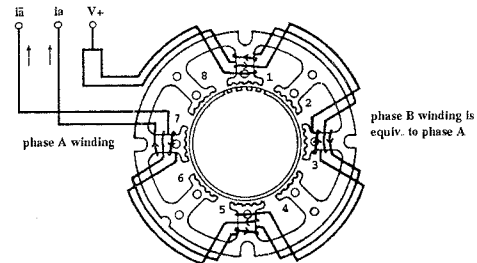
$$S_{zljeba} = \frac{b_{z1} + b_{z2}}{2} h_p \quad (2.14)$$

Да би намотај могао да се смјести у језгро, потребно је да буде:

$$S_{zljeba} \leq S_{jezgra} \quad (2.15)$$

Уколико услов (2.15) није испуњен, потребно је смањивати пресјек проводника, али тако да услов (2.7) не буде прекорачен. Тиме се повећава отпорност намотаја, али повећавање отпорности намотаја у односу на номиналну вриједност може се компензовати помоћу убрзавајућег отпорника R_f у енергетском колу.

На основу предложеног прорачуна, добијени су подаци потребни за премотавање мотора: број навојака једног бифиларног намотаја на полу, N_{pola} , и пресјек проводника у том намотају S_{prov} . Принцип везивања дијелова намотаја у намотај једне фазе приказан је на Сл. 2.2.



Сл. 2.2. Принцијска шема везивања намотаја фазе А двофазног, бифиларно намотаног корачног мотора

Хибридни корачни мотори најчешће се напајају из струјно регулисаних напонских извора, те се на тај начин регулише ниво флуksа у машини. Корачни мотори се такође граде за релативно ниске напоне (до 100V), тако да стандардна изолација и сам проводник (тзв. лак жица) у погледу напонских напрезања није угрожена ни у једном режиму рада.

3. ПРОРАЧУН НАМОТАЈА КОНКРЕТНОГ ХИБРИДНОГ КОРАЧНОГ МОТОРА

За типичан корачни мотор произвођача *Sigma Instruments*, ознаке 20 - 2235 D200 - E1.6, подаци са натписне плочице дати су у Табели 2.1. Ознаке појединих величина су сљедеће:

- M_D - момент којег развијају стални магнети,
- M_H - држећи момент,
- M_{50} - динамички момент при 50 корака у секунди,
- R - отпорност намотаја једне фазе (једног бифиларног намотаја),
- L - индуктивност намотаја једне фазе,
- J - момент инерције ротора,
- B_M - коефицијент фрикције,
- N_R - број зубаца на једном пакету ротора,
- $K_m = N_R \cdot \Phi_m$ - конструкцијска константа мотора,
- Φ_m - амплитуда флуksа сталних магнета на ротору.

Наведени корачни мотор је бифиларно намотан, те је $k_{bf} = 2$. На статору се налази осам полова, те је $N_{PS} = 8$, а мотор има двије фазе, те је $n_{faza} = 2$.

Табела 2.1. Подаци са највишење илочице хибридног корачног мотора произвођача Sigma Instruments, ознаке 20-2235 D200-E 1.6

Величина	Јединица	Вриједност
M_D	(Nm)	0.04
M_H	(Nm)	1.13
M_{50}	(Nm)	0.92
R	(Ω)	1.6
L	(mH)	4.2
i_n	(A)	2.3
J	(10^{-3} kgm^2)	0.026
B_m	(Nmrad $^{-1}$)	0.00293
N_r	-	50
K_m	(Nm/A)	0.455

Димензије језгра су следеће:

- Величина зазора: $\delta = 0.15 \text{ mm}$,
- Дужина језгра: $l = 57.1 \text{ mm}$,
- Ширина пола $b_p = 4.8 \text{ mm}$,
- Димензије размака између зуба су $b_{z1} = 10.5 \text{ mm}$, $b_{z2} = 4.9 \text{ mm}$ и сведена висина пола $h_p' = 5.2 \text{ mm}$.

На основу познатих података и израза (2.5) добија се потребан број навојака на једном полу, једног бифиларног намотаја:

$$N_{pola} = \sqrt{\frac{L \cdot n_{faza} \cdot 2\delta}{\mu_0 \cdot l \cdot l_p \cdot n_{PS}}} = 30.24$$

Усваја се да је $N_{pola} = 30$ навојака.

Једна фаза (за један бифиларни намотај) мотора на основу израза (2.6.) садржи:

$$N = N_{pola} \frac{n_{PS}}{n_{faza}} = 30 \frac{8}{2} = 120 \text{ навојака.}$$

На основу израза (2.8) приближно се рачуна дужина проводника у једној фази бифиларног намотаја:

$$l_{faze} = N \cdot 2(l + l_p) = 120 \cdot 2(57.1 + 4.8) = 14.86 \text{ m}$$

Да би бакарни проводник ове дужине имао потребну отпорност, мора да на основу израза (2.10) има површину пресека:

$$S_{Cu} = \rho \frac{l_{faze}}{R} = \frac{1}{57} \frac{14.86}{1.6} = 0.162 \text{ mm}^2$$

Тада је на основу израза (2.11) пресјек проводника:

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4S_{Cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.162}{\pi}} = 0.455 \text{ mm.}$$

Усваја се стандардни пресјек бакарног проводника од $d_{Cu} = 0.45 \text{ mm}$.

Густина струје кроз овако усвојен проводник је на основу израза (2.12):

$$J = \frac{i_n}{S_{prov}} = \frac{2.6}{0.162} = 16 \text{ A/mm}^2,$$

и задовољава услов (2.7).

За усвојени фактор испуне од $k_{ispune} = 0.5$, и на основу израза (2.13), добија се да је површина намотаја:

$$S_{namotaja} = \frac{1}{k_{ispune}} k_{bf} \cdot N_{pola} \cdot S_{Cu} = 19.44 \text{ mm}^2.$$

Апроксимирајући површину између полова трапезом, на основу израза (2.14), добија се да је површина слободног простора:

$$S_{jezgra} = \frac{b_{z1} + b_{z2}}{2} h_p' = \frac{10.5 + 4.9}{2} \cdot 5.2 = 40.04 \text{ mm}^2$$

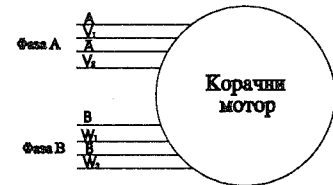
Види се да прорачунати намотај може да се смјести у простор између полова, односно испуњен је услов (2.15). Стварни фактор испуне је:

$$k_{ispunestvarno} = \frac{k_{bf} \cdot N_{pola} \cdot S_{Cu}}{S_{jezgra}} = \frac{2 \cdot 30 \cdot 0.162}{40.04} = 0.25.$$

Стварни фактор испуне је знатно мањи него претпостављени.

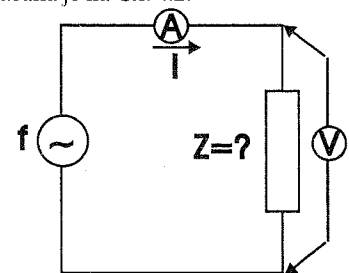
4. МЈЕРЕЊЕ ОТПОРА И ИНДУКТИВНОСТИ НАМОТАЈА ПРЕМОТАНОГ КОРАЧНОГ МОТОРА

Након што је обављено премотавање корачног мотора, потребно је мјерењем извршити проверу да ли намотаји стварно имају индуктивност и отпор добијене прорачуном. Намотаји мотора посматрају се преко електричног приступа, тј. преко крајева, и мјери се отпор између одговарајућих извода. Распоред извода и ознаке на премотаном мотору приказани су принципском шемом на Сл. 4.1.



Сл. 4.1. Распоред извода и новоуведене ознаке на премотаном мотору

Одговарајући изводи мотора одређени су примјеном познате методе одређивања хомологих крајева, а термичка отпорност намотаја измјерена је Витстоновим мостом. Мјерење индуктивности обављено је UI методом, наизмјеничном струјом. Шема везивања за извођење овог мјерења приказана је на Сл. 4.2.



Сл. 4.2. UI метода за мјерење отпора и индуктивности

Као извор кориштен је регулациони трансформатор, прикључен на градску мрежу. Измјерена је учестаност од 49.5 Hz. Струју кроз мотор треба одабрати тако да износи око 10% номиналне струје, да Цуллови губици, а самим тим и загријавање мотора не прелазе више од око 1% номиналних. Индуктивност намотаја мотора рачуна се по изразу (4.1):

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (4.1)$$

Вриједности добијене мјерењем приказане су у Табели 4.2.

Табела 4.2. Резултати мјерења отпора и индуктивности намотаја бифиларног корачног мотора

	$R[\Omega]$	$U[V]$	$I[A]$	$Z[\Omega]$	$L[mH]$
AV_1	1.61	0.61	0.3	2.03	4.1
\overline{AV}_2	1.52	0.59	0.3	1.96	4.0
BW_1	1.7	0.63	0.3	2.1	3.97
\overline{BW}_2	1.62	0.6	0.3	2	4.12

4.1 Дискусија резултата мјерења

Из Табеле 4.2. види се да је измјерена индуктивност мања него прорачуната. За прорачун одступања кориштени су изрази:

$$\Delta R[\%] = \frac{R_{rac} - R_{mjer}}{R_{rac}}, \quad (3.2)$$

$$\Delta L[\%] = \frac{L_{rac} - L_{mjer}}{L_{rac}}, \quad (3.3)$$

гдје су:

L_{rac} и R_{rac} вриједности добијене прорачуном (односно вриједности са натписне плочице), а

L_{mjer} и R_{mjer} вриједности добијене мјерењем.

Одступања отпора и индуктивности намотаја у односу на прорачунате вриједности приказане су у Табели 4.3.

Табела 4.3. Одступања измјерених и прорачунаних вриједности

	$\Delta R[\%]$	$\Delta L[\%]$
AV_1	-0.625	2.4
\overline{AV}_2	5	4.76
BW_1	-6.25	5.47
\overline{BW}_2	1.25	1.9

Из Табеле 4.3. види се да се највећа одступања јављају за намотај BW_1 и износе преко 5%. Узрок овом одступању је највјероватније грешка приликом намотавања, или евентуална магнетска несиметрија. Мјерењем при вишим учестаностима дошло би до ефективног смањења индуктивности. При раду са номиналном струјом јавља се и магнетно засићење. Уважавајући ове двије чињенице, смањење индуктивности на вишим учестаностима, те магнетно засићење, може се закључити да приликом прорачуна броја навојака добијени број навојака треба повећати за неких [2-5]%, чиме би се овај утицај умањено. Тиме се оправдава потреба за повећавањем површине зазора за неких 10% при прорачуну магнетног отпора у изразу (2.2), чиме се уважава расипање.

Највеће међусобно одступање индуктивности је између намотаја BW_1 и \overline{BW}_2 и износи 3.64%, док је највеће међусобно одступање отпора између намотаја \overline{AV}_2 и BW_1 и износи 10.5%.

5. ЗАКЉУЧАК

Погон са бифиларно намотаним хибридном корачним мотором је једноставнији и јефтинији него погон са корачним мотором са једноструктурним намотајима. Тиме је тежиште рада стављено на ову врсту корачних мотора као

најзначајнијих представника ове врсте специјалних електричних машина.

Појава превелике струје која доводи до прегоривања намотаја најчешће је проузрокована кваром на управљачкој електроници, односно на струјно регулисаном напонском извору. До појаве превелике струје може доћи и због погрешно подешеног регулатора струје.

Поступак за прорачун (реконструкцију) намотаја ослања се на податке дате на натписној плочици мотора (каталожки подаци). На основу тих података, као и мјерењем димензија магнетног кола, рачунају се потребни пресјек проводника у намотају, те број навојака на сваком зубу (полу) корачног мотора. Сматра се ће држећи и динамички момент мотора имати номиналне вриједности ако се отпор и индуктивност премотаног мотора слажу са вриједностима дефинисаним на натписној плочици. Поступак уважава и провјеру да ли намотај може физички да се смјести у жљебове мотора.

Предложени прорачун је верификован на једном конкретном хибридном корачном мотору. Као типичан представник класе хибридних корачних мотора изабран је мотор произвођача *Sigma Instruments*, ознаке 20-2235 D200-E1.6. За потребе овог рада на располагању је био мотор чији намотаји су претходно уклоњени, те није било могуће реконструисати мотор по узору на оригинални, замјеном изгорјелог намотаја новим. Предложени прорачун примјењен је на овом мотору.

Каталожки подаци су очитани (и приказани у Табели 2.1.), а визуелним прегледом и мјерењем димензија језгра дошло се до осталих неопходних података. Након примјене прорачуна, добијени су подаци потребни за премотавање. Намотаји су повезани у складу са принципском шемом (Сл. 2.2) везивања намотаја.

Након премотавања обављено је мјерење отпора и индуктивности намотаја. Резултати сумирани у дијелу 3 показују да је одступање прорачунатих и измјерених вриједности занемариво мало. Евентуална корекција би требало увести приликом прорачуна расипање на крајевима полова, повећавањем ефективне површине пола.

Осим за прорачун намотаја при реконструкцији мотора, поступак који је изведен у овом раду може се користити и за прилагођење мотора другој намјени.

Генерални закључак је да предложени прорачун намотаја мотора даје задовољавајуће резултате.

ЛИТЕРАТУРА

1. В.Н. Swanick, Н. Nicholson: *STEPPING MOTORS: A Guide to Modern Theory and Practice*, IEE Control Engineering Series 19, London 1984.
2. Р. С. Krause, О. Wasynczuk: *Electromechanical Motion Devices*, International Edition, 1989.
3. М. Живић: Управљање хибридном корачним мотором са бифиларним намотајима, *семестрални рад*, Факултет Техничких Наука, Нови Сад, 1998.
4. В. Петровић: *Упутје у прорачун асинхроног мотора*, Научна књига, Београд 1963.

Посредно кориштена литература:

- <http://www.eio.com/stepper>
<http://www.ericsson.com/control/drives/stepper>

Напомена: Посебно се захваљујемо господину Гојку Кондићу, власнику *III Конел* из Бањалуке, за помоћ приликом премотавања мотора, те лаборанту Електротехничког факултета у Бањалуци, господину Предрагу Родићу, за помоћ при практичној реализацији управљачког кола.

A NEW METHOD FOR HYBRID STEPPER MOTOR WINDING RECONSTRUCTION

Petar Matic, Radisa Jevremovic, Milos Milankovic

REALIZACIJA MODULA ZA MERENJE I PRIKAZ BRZINE OBRATANJA VRATILA MOTORA PROGRAMIBILNIM LOGIČKIM KOLOM VISOKOG STEPENA INTEGRACIJE

Goran Latiško, Źeljko Grbo, *Fakultet Tehničkih Nauka u Novom Sadu, Institut za energetiku, elektroniku i telekomunikacije, Novi Sad*

Sadržaj - U radu je predstavljena praktična realizacija brojačke metode za merenje brzine obrtanja vratila motora FPGA programibilnim logičkim kolom visokog stepena integracije. Opisana je struktura, osnovne karakteristike kao i prednosti realizovanog modula.

1. UVOD

Za merenje brzine obrtanja vratila motora, danas se u praksi najčešće koriste bifazni inkrementalni enkoderi. To su plastični ili metalni diskovi sa određenim brojem markera na obodu. Brzina obrtanja vratila motora srazmerna je frekvenciji impulsa na izlazu enkodera.

Postoje različite metode za merenje brzine obrtanja [1]. Merenje brojačkom metodom svodi se na brojanje impulsa pristiglih sa enkodera u unapred određenom, konstantnom vremenskom intervalu i obično se vrši primenom mikroprocesora.

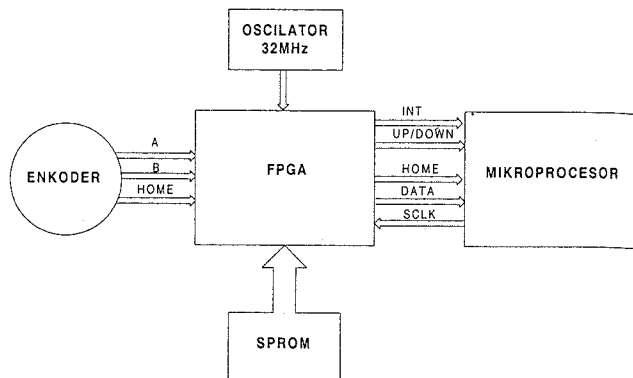
Pošto se mikroprocesor koristi i za realizaciju upravljačkih funkcija i merenje još nekih parametara, konačan broj resursa (portova, brojača, tajmera) kojima on raspolaže, često se javlja kao ograničavajući faktor prilikom projektovanja sistema. Zbog toga je projektant primoran na kompromise u načinu realizacije pojedinih funkcija sistema, u cilju postizanja optimalnih karakteristika.

Implementacijom funkcija za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila motora u programibilnom logičkom kolu visokog stepena integracije, oslobađaju se resursi mikroprocesora, koji se sada mogu koristiti u druge svrhe. Izmeštanjem pomenutih funkcija u zaseban modul realizovan u jednom FPGA čipu, smanjuje se procesorsko vreme potrebno za obradu informacija sa enkodera. Ovo predstavlja značajnu prednost ako se ima u vidu složenost celokupnog sistema i potrebno vreme procesora za njegovo opsluživanje.

Pored navedenog, prednost pomenute realizacije ogleda se i u povećanju fleksibilnosti sistema, što je posledica rekonfigurabilnosti FPGA čipova. Primenom modula implementiranog u programibilnom logičkom kolu visokog stepena integracije, povlači za sobom povećanje pouzdanosti, a samim tim i smanjenje troškova održavanja celokupnog sistema.

2. SPREZANJE MODULA SA OSTATKOM SISTEMA

Modul za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila čini deo sistema za upravljanje i regulaciju brzine motora. Ceo modul je realizovan u FPGA programibilnoj logičkoj komponenti, a način njegovog spreznjanja sa ostatkom sistema je prikazan na slici 1.



Sl. 1. Spreznjanje modula za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila motora sa ostatkom sistema

Modul vrši merenje i prikaz broja obrtaja vratila motora na displeju i sinhronom serijskom komunikacijom ovaj podatak prenosi mikroprocesoru. Osim toga, dobijaju se i informacije o smeru obrtanja vratila i trenutku kada se napravi pun obrt, koje se mikroprocesoru predaju posebnim fizičkim linijama.

Signali A i B predstavljaju ulazne signale za modul, koji se dovode sa enkodera. To su povorke pravougaonih impulsa međusobno pomenih za 90°. Detekcijom njihovih uzlaznih i silaznih ivica, moguće je povećati rezoluciju enkodera četiri puta. Pored ovih signala, sa enkodera se dovodi i HOME signal koji se javlja jednom po punom obrtu i direktno se prosleđuje mikroprocesoru.

Serijska komunikacija sa mikroprocesorom ostvaruje se pomoću signala SCLK koji predstavlja serijski takt i DATA signala kojim se prenose podaci o brzini obrtanja vratila. Informacija o smeru obrtanja prenosi se signalom UP/DOWN, a INT signal služi za sinhronizaciju rada modula implementiranog u FPGA sa ostatkom sistema. INT signal određuje periodu odabiranja celokupnog sistema.

Blok označen sa SPROM predstavlja spoljnu memoriju (Serial Configuration PROM) u kojoj se čuvaju podaci za konfigurisanje FPGA kola. Konfigurisanje se vrši u "master serial modu", prilikom uključivanja napajanja. Zamenom konfiguracionih fajlova smeštenih u SPROM kolu, moguće je veoma jednostavno menjati strukturu modula.

Spoljašnji oscilator frekvencije 32MHz služi kao izvor stabilne frekvencije.

3. FUNKCIONALNI OPIS MODULA

Brzina obrtanja vratila u obrtima u minuti, kada za merenje koristimo brojačku metodu, izračunava se po formuli, [2]:

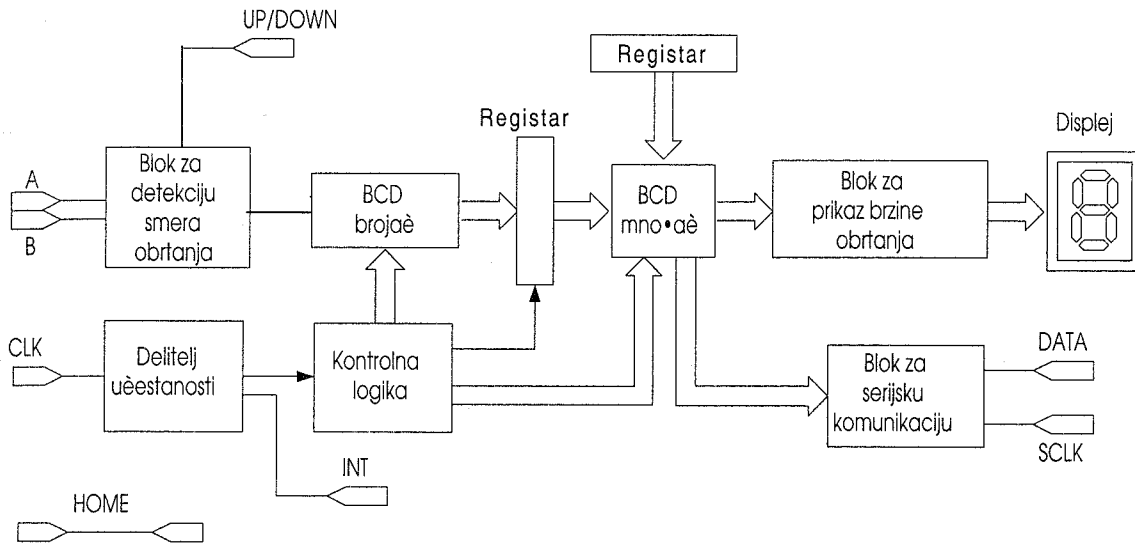
$$\omega = \frac{60 \cdot C_p}{k_n \cdot T} \text{ [obrta}j \text{ / min]} \quad (1)$$

gde C_p predstavlja broj impulsa koji pristignu sa enkodera u vremenskom intervalu T , koji predstavlja periodu odabiranja sistema, a k_n je broj markera po obodu diska enkodera. U konkretnom sluĉaju, za vrednosti $k_n=800$, $T=1\text{ms}$, dobija se:

$$\omega = 75 \cdot C_p \text{ [obrta}j \text{ / min]} \quad (2)$$

- blok kontrolne logike
- BCD mnoŹaĉ
- registre za prihvataj sadrŹaja brojaĉa
- blok za serijsku komunikaciju sa mikrokontrolerom
- delitelj uĉestanosti
- blok za prikaz brzine obrtanja na displeju.

Blok za detekciju smera obrtanja vratila motora radi na principu kontinualnog praćenja enkoderskih signala [3]. Na slici 3 prikazani su izlazni signali enkodera oznaĉeni sa A i



S1.2. Blok Źema modula za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila

Na osnovu poslednjeg izraza vidimo da su brzine obrtanja kvantovane i da postoje brzine izmeĉu dve kvantovane vrednosti, koje se ne mogu izmeriti. Zbog toga koriŹteni metod daje malu relativnu greŹku na velikim brzinama obrtanja, Źto se vidi iz sledećeg izraza, [2]:

$$\delta(\%) = \frac{\omega - \omega_{Cp}}{\omega} 100\% = \left[1 - \frac{\omega_{Cp}}{\omega} \right] 100\% \quad (3)$$

Formula vaŹi kada je brzina obrtanja u granicama $\omega_{Cp} \leq \omega < \omega_{Cp+1}$, gde je ω_{Cp} brzina obrtanja kojoj odgovara sadrŹaj brojaĉa C_p .

Smanjivanjem merene brzine obrtanja, greŹka znaĉajno raste. Minimalna brzina obrtanja koja se moŹe meriti ovom metodom, odreĉena je maksimalno dozvoljenom relativnom greŹkom merenja δ_{max} i data je izrazom:

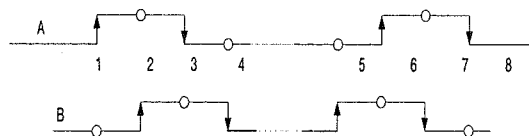
$$\omega = \frac{60}{k_n \cdot T} \left(\frac{1}{\delta_{max}} - 1 \right) \quad (4)$$

Da bi se povećala taĉnost merenja, potrebno je povećati periodu odabiranja T i/ili broj markera enkodera.

Blok Źema modula za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila koja realizuje navedenu funkciju, prikazana je na slici 2.

- Sa slike se vidi da modul sadrŹi sledeće blokove:
- blok za detekciju smera obrtanja vratila motora
 - BCD brojaĉ

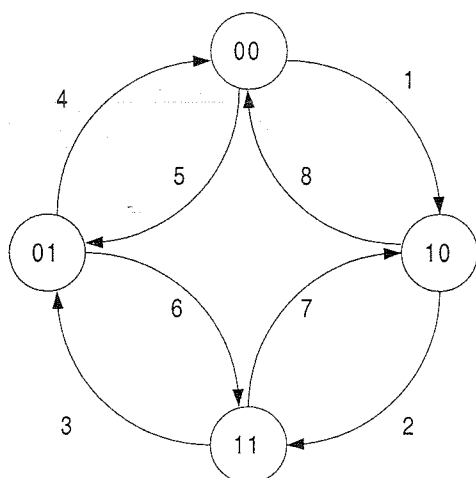
B, i osam razliĉitih stanja u trenucima rastuće, odnosno opadajuće ivice ovih signala.



S1.3. Tipiĉni talasni oblici bifaznog enkodera

Prva ĉetiri stanja javljaju se kod pozitivnog, a druga ĉetiri kod negativnog smera obrtanja vratila motora. Pri tome su izlazni signali enkodera ekvivalentni dvobitnom Grejovom kodu. Svako stanje je okarakterisano rastućom ili opadajućom ivicom jednog signala i ustaljenom vrednoŹću drugog enkodera.

Na slici 4. prikazan je dijagram stanja bifaznog inkrementalnog enkodera.



Sl.4. Dijagram stanja bifaznog inkrementalnog enkodera

Promena stanja enkodera detektuje se kao razlika između sadašnje i prethodne vrednosti izlaznih signala enkodera A odnosno B, koji se neprekidno prate pomoću memorijskih elemenata. Zbog toga na izlazu ovog bloka dobijamo signal četiri puta veće frekvencije u odnosu na frekvenciju ulaznih signala. Ovaj izlazni signal taktuje BCD brojač za vreme trajanja periode odabiranja T . Pored toga, postoji mogućnost detekcije grešaka koje se javljaju usled šuma ili prevelike brzine obrtanja.

Blok za detekciju smera obrtanja kontinualno prati promene stanja i u skladu sa smerom obrtanja postavlja izlaznu liniju UP/DOWN.

U modulu je implementiran BCD brojač čiji kapacitet direktno zavisi od broja impulsa koji u jednoj periodi odabiranja pristignu sa enkodera. Ukoliko želimo povećati rezoluciju merenja, neophodno je povećati kapacitet brojača.

Kontrolna logika generiše upravljačke signale kojima sinhronizuje rad pojedinih blokova modula. Blok kontrolne logike nakon isteka periode odabiranja T , zaustavlja rad brojača i njegov trenutni sadržaj upisuje u registar. Nakon toga brojač se resetuje i nastavlja sa brojanjem. Pored navedenog, u ovom bloku stvaraju se signali koji inicijalizuju rad BCD množača.

U BCD množaču se nakon isteka periode odabiranja vrši množenje stanja brojača sa konstantom unapred zadate vrednosti. Dobijeni rezultat se pomoću pomeračkog registra i serijskog konvertora, koji se nalaze u okviru ovog bloka, prevodi iz binarnog u BCD kod. Tako dobijena vrednost predstavlja brzinu obrtanja vratila u obrtajima/minuti.

Blok za serijsku komunikaciju sa mikrokontrolerom sastoji se od pomeračkog registra, koji vrši pomeranje sadržaja u zavisnosti od SCLK takt signala dobijenog od mikroprocesora.

Delitelj učestanosti je realizovan u vidu brojača, koji frekvenciju spoljašnjeg oscilatora redukuje na potrebnu vrednost periode odabiranja. Ova učestanost se koristi za sinhronizaciju svih blokova modula, kao i ostatka sistema.

Blok za prikaz brzine obrtanja na displeju omogućava prikaz maksimalno četvorocifrenog BCD broja na sedmosegmentnom LED displeju koji radi u vremenskom multipleksu.

4. EKSPERIMENTALNA REALIZACIJA

Modul za merenje i prikaz brzine obrtanja vratila motora realizovan je na osnovu navedenih rešenja u FPGA kolu tipa Spartan XCS10 firme Xilinx. Kolo se nalazi u kućištu tipa PC84, ima 10000 gejtova, i 466 logičkih ćelija. Sastoji se od matrice 196 (14x14) logičkih blokova CLB (Configurable Logic Blocks), okruženih sa 112 ulazno izlaznih blokova IOB (Input Output Blocks), koji logičke blokove povezuju sa spoljašnjim pinovima kola. Ukupan broj flip flopova je 616, a radna učestanost komponente je preko 80MHz.

Za projektovanje FPGA je korišten softverski paket Xilinx Foundation F1.5. On podržava dizajniranje sistema korištenjem alata za crtanje električnih šema, primenom HDL jezika (ABEL), ili pomoću editora dijagrama stanja.

U realizaciji pojedinih blokova modula, korišteni su osnovni makroi iz standardnih biblioteka paketa, kao i komponente dobijene LogiBLOX modul generatorom. Pomoću LogiBLOX modul generatora kreirane su komponente srednje složenosti kao što su pomerački registri i delitelji učestanosti.

Blokovi BCD brojača, BCD množača i blok za prikaz brzine obrtanja nisu podržani standardnim bibliotekama niti se mogu generisati LogiBLOX modul generatorom, pa su oni realizovani korištenjem postojećih komponenti. Tako se množač u okviru bloka BCD množača sastoji se od dva osmorbitna pomeračka registra, sabirača, multipleksera, nekoliko logičkih kola i jednog šesnaestobitnog registra. Njihovim radom upravlja konačni automat. BCD brojač sastoji se od dva četvorobitna brojača vezana redno preko TC (Terminal Count) priključka. Blok za prikaz brzine obrtanja na displeju sastoji se od delitelja učestanosti koji daje signal frekvencije pogodne za osvežavanje displeja, demultipleksera 2X4, sedmosegmentnog dekodera i multipleksera 4x1(4).

5. ZAKLJUČAK

Realizovani modul obezbeđuje informacije o brzini i smeru obrtanja vratila motora, prikazuje ih na displeju i serijskom komunikacijom predaje mikroprocesoru. Time značajno redukuje korišćenje resursa mikroprocesora.

Implementacijom modula pomoću samo jednog programibilnog logičkog kola visokog stepena integracije, postignuta je velika fleksibilnost sistema u celini. Promenu rezolucije merenja moguće je vrlo jednostavno ostvariti zamenom makroa uzetih iz standardnih biblioteka paketa za projektovanja ili kreiranih LogiBLOX modul generatorom. Time se modul za merenje brzine obrtanja može lako rekonfigurisati da radi sa različitim enkoderima i periodama odabiranja, bez dodatnih hardverskih intervencija.

LITERATURA

- [1] D.Denić, V.Milenković, M.Arsić, M. Pešić, "Wide range high accuracy measurement of the motor rotational

speed," *VI International SAUM Conference*, pp. 499-503, September 1998.

- [2] Milić R. Stojić, "Diskretni sistemi upravljanja", *Nauka*, Beograd, 1994.
- [3] B. Hebert, M. Brule, L. Dessaint, "A high efficiency interface for a biphas incremental encoder with error detection", *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 40, No.1, pp. 155- 156, February 1993.
- [4] Xilinx Data Book, "The programmable logic data book", San Jose, CA, 1994.

Abstract – In this paper is presented implementation of modul for measurement and representation of rotational speed in FPGA. Counting metod used in measurement is described. Basic structure, characteristics and advantages of module are also given.

**IMPLEMENTATION OF MODUL FOR
MEASUREMENT AND REPRESENTATION OF
ROTATIONAL SPEED IN FPGA**

Goran Latiško, Željko Grbo

ZNAČAJ POZNAVANJA KARAKTERISTIKA MAGNEĆENJA MAGNETSKIH KOLA PRI REMONTU TRANSFORMATORA

Zoran P. Stajić, Saša Aleksandrov, *Elektronski fakultet, Niš*
Dukan R. Vukić, *Poljoprivredni fakultet, Zemun*
Nikola Rajaković, *Elektrotehnički fakultet, Beograd*

Sadržaj - U radu je ukazano na značaj poznavanja karakteristika magnećenja magnetskih kola transformatora pri njihovom remontu i opisan je jedan jednostavan metod za njihovo određivanje koji ne iziskuje posebno skupu mernu opremu. U cilju popularizacije predloženog metoda opisani su i neki praktični aspekti njegove primene, odakle se jasno mogu uočiti i pozitivni ekonomski efekti investiranja u potrebnu opremu. Kada se tome dodaju i činjenice da se na taj način može ostvariti znatan pozitivan pomak u pogledu radnih karakteristika remontovanih transformatora, kao i da bi se nabavljena oprema mogla iskoristiti za brojna druga ispitivanja, čime bi se u velikoj meri povećale tehničke mogućnosti remontnih radionica, pokazuje se puna opravdanost ovakve investicije.

Rezultati eksperimenata izvedenih u Laboratoriji za električne mašine Elektronskog fakulteta u Nišu na jednom laboratorijskom jednofaznom transformatoru i jednom laboratorijskom autotransformatoru, potvrdili su valjanost metoda i ukazali na opravdanost njegove primene i u brojnim naučno-istraživačkim i ispitnim laboratorijama.

1. UVOD

Ocena o kvalitetu svakog magnetnog materijala donosi se na osnovu dve njegove osobine: karakteristike magnećenja i vrednosti specifičnih gubitaka pri određenoj vrednosti magnetne indukcije B_m i učestanosti f ([1]-[3]). Umesto drugog podatka često je korisnije poznavati oblik dinamičke histerezne petlje ispitivanog materijala pri istim uslovima, odakle se vrednost specifičnih gubitaka može jednostavno odrediti.

Počev od faze ispitivanja i izbora materijala koji će biti upotrebljeni za konstrukciju magnetskih kola različitih električnih mašina i transformatora, pa i kroz njihovu proizvodnju, eksploataciju i remont, poznavanje prethodno navedenih karakteristika ima i teorijski i praktičan značaj. Teorijski značaj poznavanja karakteristika magnećenja i histereznih petlji materijala u studijama i naučno-istraživačkim projektima koji se tiču ispitivanja materijala, gubitaka u električnim mašinama, prelaznih pojava u električnim mašinama, pravilnog podešavanja i rada mernih i zaštitnih uređaja i dr., je lako razumljiv. Ovi problemi u radu neće biti razmatrani, već će sva pažnja biti usmerena na praktične aspekte poznavanja ovih karakteristika. Iako će njihov značaj biti objašnjen na primeru remonta transformatora, ne treba gubiti iz vida da će dobar broj opisanih problema i izvedenih zaključaka biti aktuelan i kod remonta (proizvodnje) električnih mašina.

2. PRAKTIČAN ZNAČAJ POZNAVANJA KARAKTERISTIKE MAGNEĆENJA

Praktična primena karakteristike magnećenja magnetnog materijala najpre se može očekivati kod različitih

proizvođača opreme i kod brojnih remontnih radionica. Naime, bilo da se radi o proizvodnji ili remontu električnih mašina (transformatora), greška u izboru ili proceni nominalne vrednosti magnetne indukcije (B_{mn}) je praktično nedopustiva, jer je poznavanje ove veličine od presudnog značaja za proračun namota.

U tom smislu, ukoliko se na primer, pri remontu transformatora, proceni da je vrednost magnetne indukcije u nominalnom režimu veća od one koju je definisao proizvođač ($B_m > B_{mn}$) i namoti transformatora izvedu prema ovoj vrednosti, doći će do povećanja gubitaka u gvožđu u odnosu na nominalni režim, jer oni rastu sa kvadratom magnetne indukcije:

$$P_{Fe} = \Gamma_{Fe1} \cdot m_{Fe} \cdot B_m^2 \quad (1)$$

U prethodnom izrazu Γ_{Fe1} su specifični jedinični gubici, a m_{Fe} masa gvožđa upotrebljenog za magnetsko kolo.

Pored porasta gubitaka u gvožđu, doći će i do ulaska radne tačke u oblast zasićenja i porasta struje magnećenja transformatora, što izaziva i veliki utrošak reaktivne snage i pojavu nedozvoljeno velikih struja prilikom uključivanja transformatora.

Povećanje gubitaka praznog hoda za posledicu ima još dva negativna efekta:

Prvi se uočava kada se uvećanje vrednosti gubitaka praznog hoda posmatra kroz duži period postremontne eksploatacije transformatora. Čak i da razlika u odnosu na nominalne gubitke praznog hoda nije velika, kod energetskih transformatora se u dužem vremenskom periodu javljaju značajni ekonomski gubici, jer se ovaj deo snage pretvara u toplotu. I kod transformatora manjih snaga ovaj deo snage neće biti zanemarljiv s obzirom na njihovu rasprostranjenost u različitim uređajima (veća potrošnja uređaja u "stand by" modu).

Drugi efekat ima još negativniji uticaj, jer povećanje gubitaka praznog hoda ima za posledicu i realno smanjenje opteretljivosti remontovanog transformatora, iz razloga što se ne sme tolerisati trajan rad u kome bi ukupna suma gubitaka bila veća nego u nominalnom režimu. Zbog toga će snaga kojom se transformator trajno sme opteretiti biti manja od njegove deklarisanе nominalne snage. Koliko su ovakve situacije opasne po opremu najlakše se može uočiti ako se ima u vidu da se odgovarajuća zaštita od preopterećenja podešava prema nominalnoj snazi (struji) štice transformatora. Na taj se način, u opisanim slučajevima, dolazi u situaciju da zaštita transformatora ne reaguje u velikom broju slučajeva kada je on nedopustivo preopterećen. Posledice ovoga su ubrzano starenje izolacije i drastično smanjenje njegovog životnog veka ([1]).

Sa druge strane, ukoliko je greška u proceni magnetne indukcije takva da se za proračun uzima manja vrednost

indukcije od nominalne ($B_m < B_{mm}$), ponovo se javljaju dva negativna efekta koji se sada ogledaju u slabom iskorišćenju materijala.

U ovom slučaju prvi je vezan za veću potrošnju bakra pri izvođenju namota, jer je potreban broj navojaka obrnuto proporcionalan magnetnoj indukciji:

$$N_1 = \frac{E_1}{4.44 \cdot f \cdot B_m \cdot s_{Fe}}, \quad (2)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{m_{12}}, \quad (3)$$

gde je s_{Fe} površina poprečnog preseka čistog gvožđa, a m_{12} odnos transformacije transformatora.

Drugi problem je smanjenje snage transformatora u odnosu na dimenzije upotrebljenog magnetskog kola.

Na osnovu prethodne analize postaje potpuno jasno od kakvog je značaja poznavanje karakteristike magnećenja i vrednosti nominalne magnetne indukcije za remontne radionice, koje se u praksi susreću sa opremom različitih proizvođača i godina proizvodnje, gde su i magnetne karakteristike upotrebljenih materijala veoma raznolike. U takvoj situaciji, gde postoji veliko šarenilo u električnim mašinama (transformatorima) čiji se remont zahteva, pa i upotrebljenim magnetnim materijalima, i gde se posebno u novije vreme sreću električne mašine koje su u pogledu iskorišćenja materijala napregnute do krajnjih granica, njihov remont nije nimalo jednostavan zadatak, jer sama priroda problema nameće uslov da se prilikom remonta električna mašina vrati u funkcionalno stanje što bliže onom koje je definisao proizvođač.

Nastojeći da opisane probleme što bolje sagledaju, autori su, uz pomoć Sekcije za električne mašine koja radi u okviru Katedre za energetiku Elektronskog fakulteta u Nišu, u prethodnih par godina preduzeli prilično obimna istraživanja kojima je obuhvaćen veliki broj radionica specijalizovanih za remont električnih mašina i transformatora. Istraživanja su obuhvatila veliki broj radionica, bilo da su deo većih radnih organizacija, ili da rade kao samostalne radionice u privatnom ili društvenom vlasništvu. Takođe je istraživano i stanje u određenom broju pogona za proizvodnju transformatora malih snaga.

Rezultati do kojih se u toku istraživanja došlo ukazivali su na to da je oblast remonta električnih mašina i transformatora veoma slabo pokrivena odgovarajućom tehničkom i zakonskom regulativom usled čega se javljao čitav niz pratećih neželjenih efekata:

Na primer, postoji veliki broj neregistrovanih radionica koje se bave ovim poslom, a većina njih kao i dobar broj registrovanih ne ispunjava tehničke uslove za rad.

Po pitanju opreme koja se koristi pri remontu, veliki broj specijalizovanih radionica je veoma oskudno opremljen i remont se u većini slučajeva obavlja uz pomoć jako primitivnih pomoćnih uređaja i alata čija primena iziskuje puno vremena čak i za otklanjanje jednostavnijih kvarova.

Zbog niskog stepena obučenosti kadrova, u pojedinim radionicama je pojava grešaka prilikom remonta česta, a spektar nastalih grešaka je zaista širok. Dovoljno je istaći da su se javljale i takve greške kod kojih je dolazilo do promene osnovnih parametara remontovane mašine (npr. promena broja pari polova motora, odnosno njegove nominalne brzine), ali i one koje su dovodile do havarija već pri prvom

uključenju proizvedenih ili remontovanih mašina (npr. pogrešno označavanje priključnih krajeva mašine i njeno puštanje u pogon bez prethodnih ispitivanja ili adekvatne zaštite). Slučajevi u kojima se, zbog jednom loše izvedenog remonta, greška u remontu iste mašine ponavlja veliki broj puta u različitim radionicama, takođe je česta pojava, posebno kada su u pitanju neke mašine koje su ređe zastupljene u praksi.

Sa stanovišta ispitivanja koja je potrebno obavljati pre, u toku i nakon obavljenih remonta, uglavnom sve radionice obuhvaćene istraživanjem imaju zajedničku karakteristiku nedovoljne opremljenosti ispitnom opremom. Kao rezultat toga vrši se veoma mali broj neophodnih ispitivanja, a u većini slučajeva naručiocu posla obično se ne dostavljaju nikakvi podaci o izvršenom remontu, pa čak ni natpisne pločice koje bi ukazivale na to da je remont električne mašine (transformatora) uopšte izvođen.

Istina, postoji i određeni broj radionica koje su po pitanju opremljenosti i obučenosti kadrova na zadovoljavajućem nivou, i rukovodioci ovakvih radionica po pravilu zahtevaju istraživanja na temu povećanja njihovih tehničkih i organizacionih mogućnosti.

Želeći da na određeni način daju doprinos razvoju i uređenju ove oblasti autori su u prethodnom periodu preduzeli niz aktivnosti koje su bile usmerene u dva pravca. Jedan deo aktivnosti bio je usmeren ka projektovanju i konstrukciji opreme i pratećih postupaka koji bi omogućili ubrzanje procesa remonta električnih mašina i transformatora ([4]-[6]), dok je drugi deo bio usmeren ka mernim i ispitnim metodama ([7]-[10]) čija bi primena doprinela poboljšanju kvaliteta remonta i povećanju tehničkih mogućnosti remontnih radionica. U tom smislu, i u ovom radu je predložen jedan metod za određivanje karakteristika magnećenja magnetskih kola transformatora koji ne iziskuje posebno skupu mernu i računarsku opremu, a čija bi primena imala za posledicu veliki broj pozitivnih efekata u tehničkom ili ekonomskom pogledu.

3. OPIS PREDLOŽENOG METODA

Pre nego se pređe na konkretan opis predloženog metoda, pogodno je napraviti kratak osvrt na metode koje se uobičajeno koriste u praksi.

Karakteristika prvog magnećenja magnetnog materijala dobija se kao zavisnost $b=f(h)$ kada se magnetni materijal, koji ranije nije izlagan dejstvu magnetnog polja (ili potpuno razmagnetisan), unese u magnetno polje čija se jačina menja od nule do neke vrednosti. Za svako sledeće magnećenje i razmagnećenje funkcija $b=f(h)$ predstavlja histereznu petlju, bez obzira da li je magnetno polje indukovano jednosmernom ili naizmeničnom strujom ([2]).

Za snimanje karakteristike magnećenja, u mernoj praksi postoji veliki broj metoda. Najčešće se koriste metode sa jednosmernom strujom: balistička metoda, Hopkinsov jaram, Kopselov aparat, Stablen-Štajnicov uređaj, Fahi-Simpleksov permeametar, Ilijovicijev permeametar i druge ([3], [11], [12]). Ali, prema saznanjima autora, relativno je mali broj laboratorija koje raspolazu adekvatnom opremom potrebnom za snimanje karakteristika magnećenja materijala jednosmernom strujom.

Sa druge strane, poznate su metode koje se mogu primeniti za dobijanje dinamičkih histereznih petlji

magnetskih kola transformatora pomoću naizmenične struje ([13]-[16]). U osnovi ovih metoda je mogućnost dobijanja dinamičke histerezne petlje magnetskog kola transformatora na osciloskopu korišćenjem signala koji predstavljaju talasne oblike njegove elektromotorne sile i struje praznog hoda. Zbog faznog kašnjenja struje praznog hoda u odnosu na dovedeni napon, mora se izvršiti njeno fazno pomeranje za približno oko 90° el., za šta se koriste poznate metode [13]-[14].

Metoda koja je predložena u ovom radu bazira se na poznatoj činjenici da vrhovi histereznih petlji (bilo dinamičkih ili statičkih) dobijenih pri različitim vrednostima magnetne indukcije B_m , leže na karakteristici prvog magnećenja, te da se ona može odrediti snimanjem familije dinamičkih histereznih petlji. Primena bilo koje od prethodno citiranih metoda omogućava pojedinačno dobijanje dinamičkih histereznih petlji na ekranu osciloskopa, a da bi se dobila čitava familija neophodno je izvršiti njihovo memorisanje. Iz tih razloga se korišćenje PC računara pokazuje kao veoma dobro rešenje. Digitalizacija snimljenih veličina i prebacivanje odgovarajućih podataka na računar može se izvršiti pomoću nekog od PC osciloskopa (Pomoću njih se može postići zadovoljavajući kvalitet prenosa, a mogu se nabaviti po veoma pristupačnim cenama). Nakon izvršene akvizicije podataka pružaju se gotovo neograničene mogućnosti za njihovu obradu, kao i za prikaz dobijenih rezultata, što je još jedna od prednosti predloženog metoda.

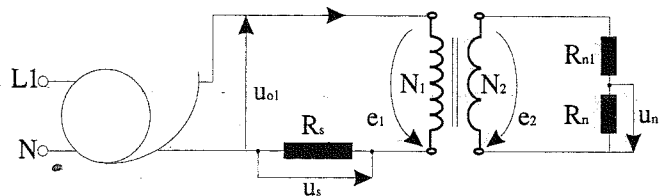
Dinamičke histerezne petlje se mogu dobiti iz poznatih talasnih oblika struje praznog hoda i_0 i indukovane elektromotorne sile e_1 u ogledu praznog hoda, jer postoje jednoznačne veze između trenutnih vrednosti magnetne indukcije b , odnosno jačine magnetnog polja h i ovih veličina:

$$b = \frac{e_1}{2\pi \cdot N_1 \cdot f \cdot S_{Fe}}, \quad (4)$$

$$h = \frac{N_1 \cdot i_0}{l_{sr}}. \quad (5)$$

Kod praktičnog snimanja oblika dinamičkih histereznih petlji magnetskih kola transformatora treba razlikovati dve grupe slučajeva.

U prvu grupu spadaju slučajevi kada na magnetskom kolu postoje najmanje dva namota ili dva dela namota, koji mogu, ali i ne moraju biti u električnoj vezi, pri čemu se ogled praznog hoda izvodi dovođenjem napona na jedan od njih, dok je drugi slobodan i može se iskoristiti za snimanje talasnog oblika elektromotorne sile koja se indukuje u njemu (e_2) (slika 1).



Slika 1. Šema veza za određivanje karakteristike magnećenja magnetskih kola sa najmanje dva namota

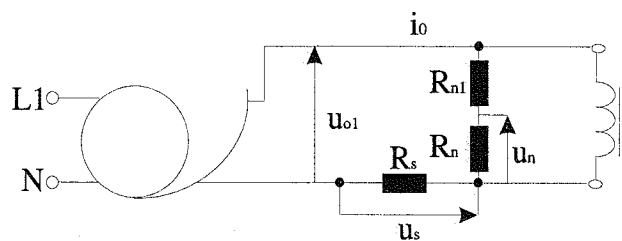
Snimanjem elektromotorne sile na priključnim krajevima sekundara e_2 i uz poznavanje tačnog odnosa broja navojaka

korišćenih namota određuje i potreban talasni oblik indukovane elektromotorne sile primarnog namota:

$$e_1 = \frac{N_1}{N_2} \cdot e_2. \quad (6)$$

Drugu grupu slučajeva čine oni kod kojih talasni oblik indukovane elektromotorne sile nije moguće snimiti jer ne postoji nijedan namot ili deo namota koji za vreme izvođenja ogleda praznog hoda može biti slobodan (npr. kod prigušnica čiji namoti nemaju dodatne izvode (slika 2)). U tim slučajevima mernu opremu je moguće priključiti jedino na priključne krajeve jedinog postojećeg namota, pri čemu se zapravo snima informacija o naponu praznog hoda u_{10} , a ne o odgovarajućoj elektromotornoj sili. Razlika koja će se javiti između u_{10} i e_1 predstavljaće pad napona na otpornosti i reaktansi rasipanja namota i važiće sledeća relacija:

$$e_1 = u_{10} - R_1 \cdot i_0 - L_{\gamma 1} \cdot \frac{di_0}{dt}. \quad (7)$$



Slika 2. Šema veza za određivanje karakteristike magnećenja magnetskih kola sa jednim namotom

Znajući da pad napona na otpornosti i reaktansi rasipanja namota iznosi svega nekoliko procenata nominalnog napona, to se može izvršiti njegovo zanemarenje, tako da se određivanje dinamičke histerezne petlje, umesto sa talasnim oblikom elektromotorne sile, izvede sa talasnim oblikom napona praznog hoda. Ovakvim pristupom uvodi se izvesna greška u oblik karakteristike magnećenja. Ako se, pak, zahteva veća preciznost, moraju se odrediti vrednosti otpornosti namota i njegove induktivnosti rasipanja i izvršiti odgovarajuća preračunavanja prema relaciji (7), što nije teško izvesti uz pomoć računara.

Potrebno fazno pomeranje snimljenih veličina se obradom na računaru krajnje jednostavno rešava. Kriterijum koji se pri tome koristi formira se na osnovu činjenice da fazno pomeranje snimljenih veličina mora biti takvo da se maksimumi elektromotorne sile (napona) i struje praznog hoda poklope, jer se vrh histerezne petlje dobija pri maksimalnim vrednostima magnetnog polja i odgovarajuće magnetne indukcije (za talasne oblike ovih veličina je pokazano da su u linearnoj vezi sa snimljenim veličinama). Jedino se u tom slučaju, prikazujući zavisnost trenutne vrednosti elektromotorne sile (napona) od struje praznog hoda, dobija realni oblik dinamičke histerezne petlje.

Ponavljajući eksperiment za različite vrednosti B_m , što se jednostavno postiže promenom napona praznog hoda, dobija se familija dinamičkih histereznih petlji, a spajanjem njihovih vrhova dobija se oblik karakteristike prvog magnećenja ispitivanog magnetskog kola.

Iako je autorima jasno da bi svakom prosečnom poznavacu stanja remontnih radionica u našoj zemlji bilo

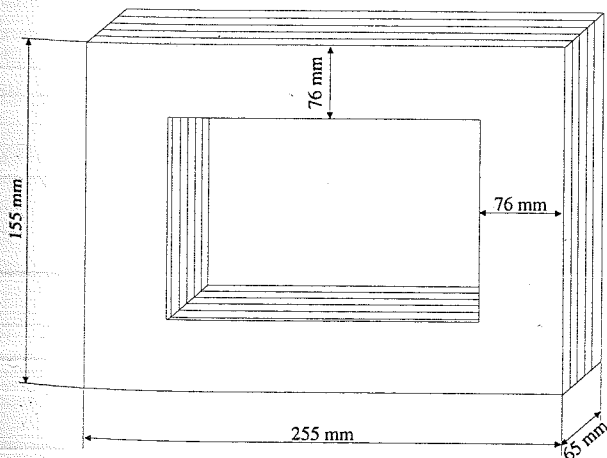
teško da zamisli uvođenje složenije merne i računarske opreme u proces remonta, smatraju da čitav niz pozitivnih efekata koji se javljaju kao rezultat primene ovakvog pristupa, može biti odlučujući faktor za njegovo bezrezervno prihvatanje.

Kada je o tome reč, svakako treba imati u vidu sledeće elemente:

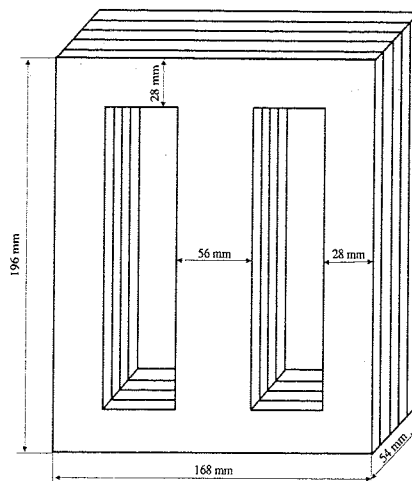
- Primenom opisanog metoda omogućava se veoma precizno određivanje magnetne indukcije koja odgovara nominalnom režimu rada, čime se ostvaruje znatna ekonomska ušteda, bilo da će ona biti izražena količinom materijala potrebnog za izradu namota, ili uštedom izazvanom smanjenjem gubitaka u praznom hodu transformatora i produženjem njegovog životnog veka.
- Precizna procena vrednosti nominalne magnetne indukcije imaće za posledicu i daleko bolje radne karakteristike remontovanog transformatora, što se mora pozitivno odraziti na njegovu dalju eksploataciju.
- Nabavka potrebne opreme može se izvršiti uz ne velika novčana ulaganja, ako se ima u vidu da je uobičajena cena PC osciloskopa veoma povoljna, a da oni uglavnom ne nameću velike zahteve vezane za konfiguraciju prateće računarske opreme. Krajnje jednostavna analiza ostvarenja mogućih ušteda pokazuje da se bi u najvećem broju slučajeva investicija vezana za kupovinu opreme mogla otplatiti u veoma kratkom roku.
- Nabavljena oprema bila bi raspoloživa i za izvođenje velikog broja drugih ispitivanja i doprinela bi znatnom povećanju tehničkih mogućnosti radionica u kojima bi bila primenjena.

4. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

U cilju eksperimentalne verifikacije predloženog metoda i potvrde prethodno iznetih zaključaka, u Laboratoriji za Električne mašine Elektronskog fakulteta u Nišu izvršeno je eksperimentalno određivanje karakteristika magnecenja dvaju proizvoljno odabranih magnetskih kola od kojih je jedno upotrebjeno za izradu jednofaznog laboratorijskog transformatora, a drugo predstavlja magnetsko kolo jednofaznog laboratorijskog autotransformatora. Magnetska kola su napravljena od različitih materijala, a njihovi oblici i dimenzije prikazani su na slikama 3 i 4.



Slika 3. Magnetsko kolo jednofaznog laboratorijskog transformatora



Slika 4. Magnetsko kolo jednofaznog laboratorijskog autotransformatora

U oba slučaja je ogled praznog hoda izvođen prema šemi sa slike 1.

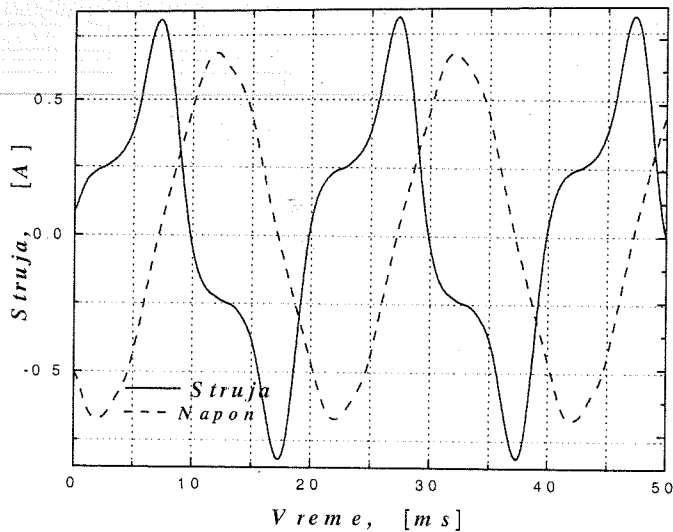
Kada se radi o laboratorijskom jednofaznom transformatoru, primarni napon je dovođen na namot visokog napona koji je imao $N_1 = 378$ navojaka, a informacija o elektromotornoj sili skidana je sa naponskog šanta koji je vezan na krajevima namota niskog napona ($N_2 = 189$ nav.). Kod laboratorijskog autotransformatora je takođe bio pristupačan veći broj izvoda, tako da su u eksperimentu korišćena dva jednaka dela namota koji su imali $N_1 = N_2 = 150$ nav. Informacija o struji praznog hoda i_0 dobijena je preko strujnog šanta. Za snimanje ovih veličina korišćen je PC osciloskop DSO2001.

Peračunavanje stvarnih vrednosti struje praznog hoda i_0 i indukovane elektromotorne sile e_1 vršeno je po izrazima:

$$i_0 = \frac{u_s}{R_s}, \quad (6)$$

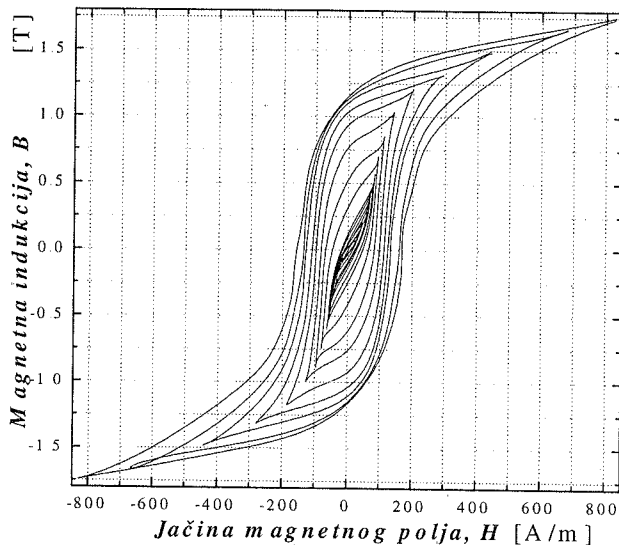
$$e_1 = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{R_{n1} + R_n}{R_n} \cdot u_n \quad (7)$$

Ogled praznog hoda ponovljen je u oba slučaja više puta pri čemu je varirana vrednost napona praznog hoda. Nakon odgovarajuće obrade snimljenih signala na računaru, kojima su umanjene greške usled diskretizacije signala, na slici 5 su prikazani talasni oblici struje praznog hoda i elektromotorne sile, snimljeni pri naponu praznog hoda $U_{10} = 400$ V.



Slika 5. Talasni oblici struje praznog hoda i indukovane elektromotorne sile pri naponu praznog hoda $u_0=400\text{ V}$

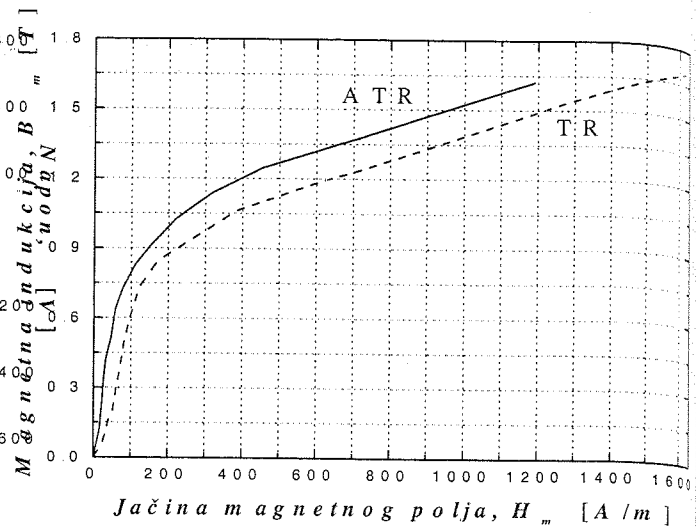
Primenom predloženog pristupa koji je opisan u prethodnom odeljku dobijena je familija dinamičkih histereznih petlji (slika 6) magnetskog kola sa slike 3.



Slika 6. Familija dinamičkih histereznih petlji snimljenih pri različitim vrednostima napona praznog hoda

Spajanjem vrhova prikazanih dinamičkih histereznih petlji dobijena je karakteristika magnećenja magnetskog kola jednofaznog laboratorijskog transformatora koja je na slici 7 prikazana isprekidanom linijom. Uporedo sa njom, punom linijom je prikazana i karakteristika magnećenja magnetskog kola laboratorijskog jednofaznog autotransformatora koja je dobijena primenom identične procedure.

Razlike u prikazanim karakteristikama, koje su se javile na primeru ova dva proizvoljno odabrana magnetska kola, na najbolji način pokazuju opravdanost prethodnih analiza i demonstriraju značaj primene predloženog metoda.



Slika 8. Karakteristike magnećenja ispitivanih magnetskih kola

5. ZAKLJUČAK

U radu je razmatran značaj preciznog poznavanja nominalne vrednosti magnetne indukcije pri remontu transformatora. Pokazano je da kvalitetno izvođenje remonta namota transformatora nije nimalo jednostavan zadatak, jer se u praksi sreće ogroman broj transformatora sa magnetskim kolima od različitih materijala. Svaka je proizvodnja u proceni nominalne indukcije, pored negativnih uticaja na radne karakteristike remontovanih transformatora, obavezno praćena i određenim ekonomskim gubicima.

Da bi se otklonili svi neželjeni efekti ovakvog pristupa u radu je predložen metod za određivanje karakteristike magnećenja magnetskih kola transformatora, na osnovu koje se može izvršiti veoma dobra procena nominalne indukcije. Pored izlaganja suštine metoda, predložena je i merna i računarska oprema čije se korišćenje preporučuje.

Na primeru eksperimentalnog određivanja karakteristika magnećenja dvaju proizvoljno odabranih magnetskih kola, pokazano je da se zaista mogu javiti velike razlike u kvalitetu upotrebljenih materijala za njihovo formiranje i da se primenom naučnog pristupa mogu ostvariti znatne ekonomske uštede koje će daleko nadmašiti vrednost investicija u potrebnu opremu.

Nabavkom predložene merne i računarske opreme u velikoj meri bi se i povećale tehničke mogućnosti remontnih radionica i ispitnih laboratorija koje je koriste, jer bi se ista oprema mogla upotrebiti i za mnoga druga ispitivanja.

S obzirom na sve pozitivne efekte primene predloženog pristupa, autori se nadaju da će veliki broj rukovodilaca remontnih radionica uvideti njegov značaj i da će to biti odlučujući faktor za njegovo prihvatanje, čime bi se doprinelo popravljanju veoma lošeg stanja i niskog tehničkog nivoa radionica.

LITERATURA

- [1] S. Austen, A. C. Franklin, "The J&P Transformer Book," New-Butterworths, London, 1973.

- [2] R. Marković, "Poznavanje elektrotehničkog materijala", Naučna knjiga, Beograd 1985.
- [3] M. Lazarević, "Prilog aproksimaciji električnih i magnetnih karakteristika materijala", magistarska teza, Elektronski fakultet, Niš 1986.
- [4] "Uređaj za automatsko namotavanje elektromotora i transformatora", Inovacioni Projekat MNT Republike Srbije, EVB. I.2.1803, (Finansiran za period 01.04.1998.-31.03.1999.) (rukovodioci Projekta: Z. P. Stajić i Đ. R. Vukić).
- [5] N. Milčić, Z. P. Stajić, Đ. R. Vukić, Đ. Ercegović, "Univerzalni šabloni za izradu namota električnih mašina za naizmeničnu struju", reg. br. patenta 442/99, Savezni zavod za intelektualnu svojinu, Beograd, 1999.
- [6] Z. P. Stajić, N. Milčić, Đ. R. Vukić, Đ. Ercegović, "Postupak simultane izrade većeg broja grupa koncentričnih navojnih delova namota električnih mašina za naizmeničnu struju", reg. br. patenta 441/99, Savezni zavod za intelektualnu svojinu, Beograd, 1999.
- [7] Z. P. Stajić, Đ. R. Vukić, "Optimizacija načina za proveru oznaka krajeva namota transformatora", Naučni podmladak, Vol. XXX, br. 1-4, str. 9-16, 1998. (YU ISSN 0352-583X)
- [8] Z. P. Stajić, S. Aleksandrov, V. Milenković, "Eksperimentalno određivanje komponenti gubitaka praznog hoda jednofaznih transformatora pomoću računara", Zbornik referata sa naučno-stručnog skupa YUINFO'99, str. 1799/1-4, Kopaonik, 22.-26. mart, 1999.
- [9] V. Milenković, Z. P. Stajić, M. Milenković, "Merenje snage kod asinhronog motora upravljano inverterom pomoću personalnog računara", Zbornik referata konferencije IT'99, Žabljak, mart, 1999.
- [10] V. Milenković, Z. P. Stajić, P. Vuković, "Akvizicioni sistem za merenje snage kod asinhronog motora upravljano inverterom", Zbornik referata sa naučno-stručnog skupa YUINFO'99, str. 1396/1-4, Kopaonik, 22.-26. mart, 1999.
- [11] V. Bego, "Mjerenja u elektrotehnici", Tehnička knjiga Zagreb.
- [12] S. Calabro, F. Coppadoro, S. Crepaz, "The Measurement of the Magnetization Characteristics of Large Power Transformers and Reactors Through D.C. Excitation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. PWRD-1, No. 4, 224-234, October 1986.
- [13] G. W. Swift, "Power Transformer Core Behaviour Under Transient Conditions," *IEEE Winter Power Meeting*, New York, January 31 - February 5, 1971.
- [14] E. P. Dick, W. Watson, "Transformer Models for Transient Studies Based on Field Measurements," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-100, No. 1, 409-419, January 1981.
- [15] C. E. Lin, J. B. Wei, C. L. Huang, C. J. Huang, "A New Method for Representation of Hysteresis Loops," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 4, No. 1, 413-420, January 1989.
- [16] C. E. Lin, C. L. Cheng, C. L. Huang, "Hysteresis Characteristic Analysis of Transformer Under Different Excitations Using Real Time Measurement," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 6, No. 2, 873-879, April 1991.

Abstract - A significance of knowing of magnetic core magnetisation characteristics in transformer repair is subject of this paper. A relatively simple method for their experimental determination is proposed. For additional popularization of the proposed method, some practical aspects of their application in transformer repair workshops, and involved positive financial effects are described. Besides, the facts that significant improvements in worked characteristics of repaired transformers can be achieved, and that acquired test equipment can be used in lot of other tests, demonstrate full benefits of the suggested investment.

Results of tests of single-phase transformer and of single-phase autotransformer, performed in the Laboratory of electrical machines of Faculty of Electronic Engineering, are confirmed validity of the presented method, and benefits of their application in lot of scientific, research, and test laboratories.

SIGNIFICANCE OF KNOWING OF MAGNETIC CORE MAGNETISATION CHARACTERISTICS IN TRANSFORMER REPAIR

Z. P. Stajić, Đ. R. Vukić, N. Rajaković, S. Aleksandrov

JEDNO REŠENJE MERENJA VIBRACIJA INDUSTRIJSKIH POSTROJENJA

Miroslav Lazić, Sanja Radošević, Miodrag Skender, *IRITEL, A. D. Beograd*

Sadržaj – U radu je opisano jedno rešenje merenja vibracija u industrijskim postrojenjima. Analiziran je oblik signala koji se meri, a zatim je opisan i hardverska i softverska podrška mernog instrumenta. U radu su navedene i različite oblasti primene uređaja u industriji.

1. UVOD

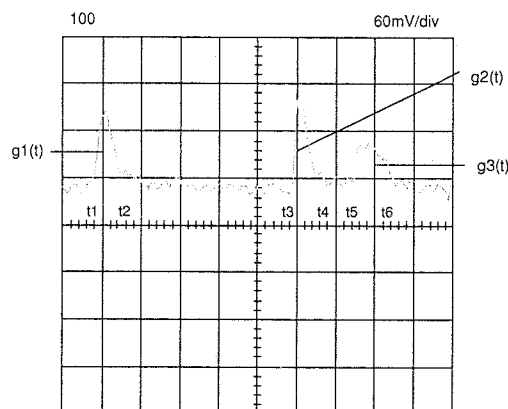
U industriji se koriste mnoga postrojenja čije je obeležje rada nivo vibracija ili intenzitet udara kao što su turbine, veliki ventilatori, mlinovi, motori, transformatori velikih snaga, ... Vrednosti ovih parametara korisnicima ukazuju na regularnost, odnosno, neregularnost rada postrojenja. Na vreme otkrivena neregularnost u radu postrojenja omogućava da se spreče havarije koje osim zaustavljanja procesa povlače za sobom i velike finansijske izdatke za sanaciju nastale štete. Zbog toga je od izuzetnog značaja primeniti pouzdan sistem nadzora trenda i nivoa ovih parametara i sistema za alarmiranje incidentnih situacija.

U radu je opisan jedan postupak koji je primenjen za merenje vibracija (udara). Neelektrična veličina se pomoću piezo elementa pretvara u električni signal koji se posebnim postupkom obrađuje. Dobijeni rezultat merenja se prikazuje na način koji definiše korisnik. Opisani postupak je primenjen u uređaju koji se koristi na železnici. Pored železnice uređaj se može primenjivati i za merenje vibracija u energetskim postrojenjima.

U realizaciji ove ideje pošlo se od analize samih parametara. Zaključeno je da osnovni parametar koji se meri treba da bude ubrzanje. Na osnovu ovog rezultata, računskim putem se može dobiti intenzitet sile, tj. intenzitet udara. Potrebno je naglasiti da se udar može smatrati pojedinačnom vibracijom te se ovim putem može izračunati i nivo vibracija. Stoga se praćenjem intenziteta ubrzanja i definisanjem parametara merenja (o čemu će biti detaljnije reči u samom radu) može dobiti univrezalni model za nadzor rada postrojenja.

2. ANALIZA SIGNALA

U analizu problema se ušlo namenski, prema zahtevu korisnika sa železnice. Bilo je neophodno zaštititi postrojenje lokomotive od udara. Pri tome pojam "udar" nije bio opisan parametrima već je bila poznata samo posledica. Da bi se izvršila analiza signala snimljene su karakteristike udara lokomotive što je prikazano na slici 1.



Slika 1. Vremenski oblik signala udara

Dakle, pojava je impulsnog karaktera, ali posle osnovnog udara postoje i reakcija. Na Slici 1 dat je vremenski dijagram signala udara $g(t)$. Na dijagramu su naknadno obeleženi impulsi $g_1(t)$, $g_2(t)$ i $g_3(t)$, kao i vremenski trenuci početka i kraja svakog od njih. Broj impulsa, amplituda svakog od njih, vreme trajanja i vreme između pojave osnovnog udara i reakcije je zavisilo od više parametara. Parametri su su promenljivi za svaku kompoziciju koju vuče lokomotiva. Zbog gore navedenog zaljučeno je da treba razviti uređaj kod koga se parametri merenja mogu prilagoditi intenzitetu i prirodi (periodična ili aperiodična) veličine koja se meri. Takođe, zaključeno je da je veličina koju treba meriti proporcionalna srednjoj vrednosti udara. Podatak se matematički izračunava kao površina ispod krivih linija $g_1(t)$, $g_2(t)$ i $g_3(t)$. Na osnovu toga se može izračunati intezitet udara po sledećoj formuli:

$$G = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^{n/2} \int_{t_{2i-1}}^{t_{2i}} g_{2i-1}(t) dt \quad (1)$$

gde je G srednja vrednost udara u intervalu integracije.

Primećeno je da u toku normalnog rada lokomotive postoje stalne vibracije. Udari su se javljali aperiodično i bilo je neophodno da uređaj razlikuje te dve pojave. Obe pojave možemo definisati istim parametrima čije će se tačne vrednosti određivati prema prirodi pojave koja se prati. Signal se može opisati sledećim parametrima:

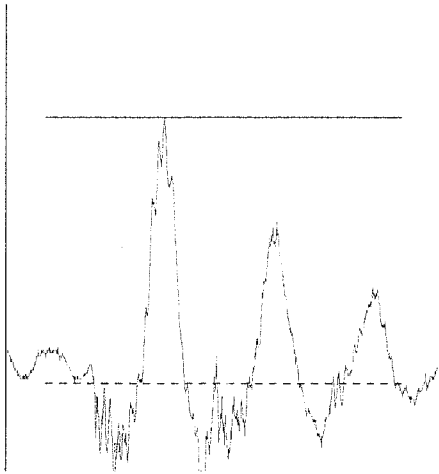
- početni prag (nivo signala koji se uzima kao vrednost sa kojim počinje praćenje pojave vibracija ili udara)
- krajnji prag (nivo signala koji se uzima kao vrednost sa kojim se završava praćenje pojave vibracija ili udara)

- vreme trigerovanja (neophodno je da pojava traje duže od ove vrednosti da bi se započela analiza)
- vreme integraljenja (vreme tokom koga se prati pojava i izračunava njena srednja vrednost).

Vrednost parametara određuje korisnik prema mestu primene uređaja.

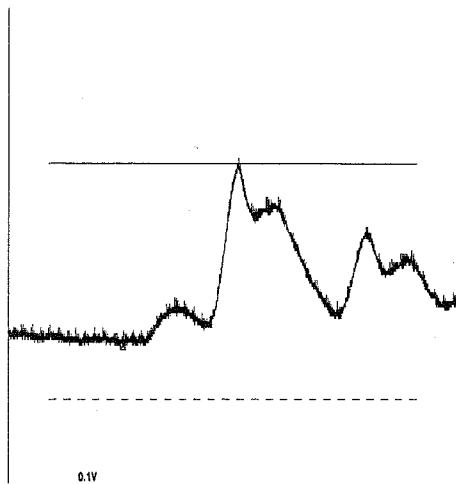
3. PRINCIP OBRADE SIGNALA

Kao što smo već pomenuli merena veličina je neelektrična. Da bismo dobili njen električni ekvivalent koristi se akcelerometar od piezo keramike. Analiza signala se vrši u mikroprocesoru koji dobijenu informaciju prosleđuje korisniku i po potrebi alarmnom sistemu. Kako ovaj senzor na svom izlazu daje naponski signal koji je proizvoljnog oblika i amplitude reda mV (slika 2.) potrebno ga je prilagoditi obliku i nivou koji je primenljiv u procesoru.



Slika 2. Oblik signala na izlazu iz pojačavača

Zbog toga se signal iz piezo elementa ispravlja i pojačava. Nakon toga se dobija oblik signala koji je prikazan na slici 3.



Slika 3. Oblik naponskog signala na izlazu iz sonde

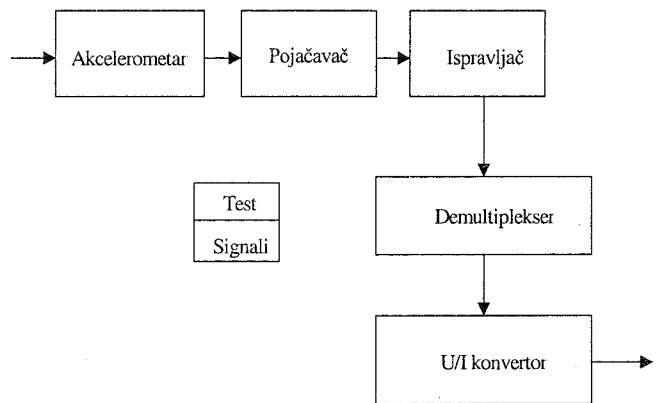
Najčešće, mesto merenja je udaljeno od mesta gde se susiće svi podaci o radu postrojenja. Zbog toga je neophodno dobijeni naponski signal konvertovati u strujni te tako eliminisati gubitke koji bi se javili tokom prenosa na daljinu i tako sačuvati verodostojnost informacije. Osim toga radne uslove u ovim postrojenjima karakteriše i visok nivo elektromagnetnih zračenja. Kada bi se informacija prenosila naponskim signalom uticaj ovog zračenja se ne bi moglo zanemariti. Za razliku od njega strujni signal je imun na ovu vrstu štetnih uticaja tako da se zaista verodostojna informacija prenosi do procesora.

U samom procesoru dobijena informacija se konačno obrađuje prema unapred zadatom algoritmu. Rezultat ove obrade je baza podataka o izmerenim vrednostima i alarmni signal koji se, eventualno, javlja.

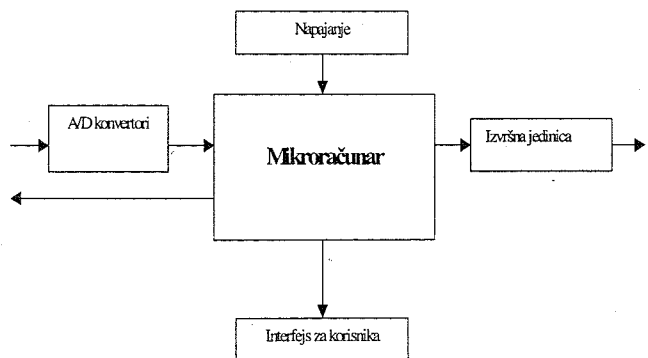
4. REALIZACIJA UREĐAJA

Uređaj se sastoji iz dve celine, sonde i centralne jedinice. U sondi se nalazi senzor za merenje neelektrične veličine i blokovi za konvertovanje signala u električnu veličinu te njegovu obradu u oblik pogodan za slanje na daljinu. Principna šema sonde je prikazan na slici 4.

Centralna jedinica je složeni sklop u kome se nalazi procesor, odgovarajući interfejsi za komunikaciju sa korisnikom, jedinica koja se aktivira u slučaju da procesor generiše alarm kao i napajanje koje obezbeđuje funkcionisanje celog sistema za nadzor i merenje. Principna šema centralne jedinice je prikazana na slici 5.



Slika 4. Blok šema sonde



Slika 5. Blok šema centralne jedinice

Korisnik komunicira sa uređajem preko tastature, LC displeja, LED dioda i preko PC.

Softver koji upravlja radom uređaja osim ove komunikacije omogućava sistematizaciju izmerenih vrednosti prema zahtevu korisnika. Naime, sve izmerene vrednosti softver klasifikuje u tri grupe:

1. podaci koji označavaju regularan rad postrojenja i kao takvi nisu od interesa za memorisanje
2. podaci koji ukazuju na neregularnost rada i kao takvi su od interesa za memorisanje
3. podaci koji ukazuju na incidentnu situaciju i koji aktiviraju alarm, odnosno izvršnu jedinicu (Slika5.)

Svi podaci koji su u memoriji ostaju sačuvani bez obzira na prisustvo/odsustvo napajanja samog uređaja jer je memorijska jedinica sa autonomnim napajanjem. Grupisanje podataka se vrši prema kriterijumima koje definiše korisnik a u softveru su definisani imenima:

- prag za upis (definiše drugu kategoriju podataka)
- prag za isključenje (definiše treću kategoriju podataka).

Tako je definisana grupa parametara merenja (parametri kojima je određen signal i kriterijumi za selekciju podataka). Svi ovi parametri su programabilni direktno sa tastature i tako uređaj čine jednostavnim za primenu u različitim postrojenjima.

5. ZAKLJUČAK

U radu je opisan merni postupak koji polazeći od ubrzanja izračunava intenzitet udara i nivo vibracija. Opisani postupak je primenjen u uređaju koji je primenjen na železnici, a proveren i testira u TE Nikola Tesla, Obrenovac. Dobijeni rezultati su zadovoljavajući pa se može reći da je razvijeni uređaj po svojoj tačnosti i pouzdanosti u rangu mernih instrumenata.

Ušteda koja se može postići primenom ovog uređaja daleko nadmašuje njegovu cenu.

LITERATURA

- [1] Sanja Radošević, Miroslav Lazić, Aleksandar Toth, Dragoslav Mihajlović: "Mikroprocesorski inercioni prekidač MIP 51", JUŽEL 1995. godine, Niš
- [2] Brüel & Kjør: "ACOUSTIC AND VIBRATION TRANSDUCERS", 1996.

Abstract –The one solution of measurement of beat's intensity and vibration's level in industry is described. The measurement signal shape is analyzed and finally the hardware and software support is described. The areas of apply possibility are specify, too.

ONE SOLUTION OF MEASUREMENT VIBRATIONS IN INDUSTRY

Miroslav Lazić, Sanja Radošević, Miodrag Skender

КВАЛИТЕТ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ - МЕРЕЊЕ И АНАЛИЗА ПРОПАДА НАПОНА

Проф. Др. Владимир Катић

Факултет техничких наука

Институт за енергетику, електронику и телекомуникације

НОВИ САД, Југославија

Садржај – Пропади напона представљају један од најозбиљнијих параметара квалитета електричне енергије. То место заслужују изразито негативним ефектима појављивања, нарочито у индустрији или код великих рачунарских система. У раду се разматрају методе мерења и анализе пропада. Даје се приказ једне методе коју је користио аутор. Такође се дискутују начини приказивања и анализе резултата мерења, а у склопу тога и регулатива везана за пропаде и поскоке напона. На крају су дати примери резултата мерења у дистрибутивној мрежи Електровојводине, Нови Сад. Неке методе решавања проблема пропада и поскока напона су такође разматрани.

1. УВОД

Квалитет електричне енергије подразумева непрекидност напајања, као и одсуство деформација у симетричности и синусоидалности таласног облика напона. До нарушавања квалитета електричне енергије долази због појава кварова или краткотрајних кратких спојева у електричној мрежи, деловања заштитних уређаја, манипулација у мрежи (укључење и искључење прекидача, кондензаторских батерија и сл.), прикључења или стартовања великих потрошача, рада уређаја или постројења са нелинеарном карактеристиком (енергетских електронских претварача, регулисаних електромоторних погона, електролучних и индукционих пећи, засићених трансформатора и сл.), појава напонске резонанције, атмосферских пражњења, временских непогода и др. [1]. Таква електрична енергија (неодговарајућег квалитета) утиче на појаву проблема у раду осетљивих потрошача. Међу њих спадају: персонални рачунари, електронски контролери, дигитални сатови, ТВ и аудио опрема, микроталасне пећнице, кућни сигурносни системи, опрема у процесној индустрији, уређаји управљани микропроцесорима, ДСП-овима или ПЛЦ-овима и сл.

Један од најнезгоднијих поремећаја квалитета представља пропад напона. Пропад се дефинише као краткотрајно смањење ефективне вредности напона између 0.1 и 0.9 номиналне и то у трајању од 0.5 периоде до 1 минута [2]. Ова деформација се повезује са појавом струје квара у дистрибутивној или преносној мрежи, али се може јавити и због стартовања великих мотора. Док тренутни прекид напајања осете потрошачи, који су у зони квара, односно иза заштитног уређаја који је деловао, пропаде осете потрошачи у ширем делу дистрибутивне мреже погођене кваром.

Пропад напона посебно погађа рачунаре, рачунарске системе, микропроцесорски управљане уређаје и погоне, те кориснике у процесној индустрији. Краткотрајно смањење ефективне вредности напона изазива губитак информације, прекид текућег програма, пад или ресетовање рачунара. Опрема која се користи у модерним фабрикама (контролери процеса, програмабилни логички контролери, регулатори брзине, роботика) је тим осетљивија на пропаде напона, што се сложеност опреме повећава и што је опрема укључена у осетљивије процесе. Чак су и релеји и контактори за стартовање мотора осетљиви на пропаде напона, те својим испадом могу изазвати прекид процеса.

Пропади напона се мере тако што се посматра временски дијаграм промене ефективне вредности напона током поремећаја. Међутим, облик ових дијаграма није, како би се очекивало, правоугаони, нити је једнозначан. Такође, трајање и фреквенција појављивања нису детерминисани, већ зависе од разних фактора. Све то подразумева да методе мерења и презентација резултата морају бити специфичне. У раду се разматрају ове методе и даје приказ једне, коју је користио аутор. Такође се дискутују начини приказивања и анализе резултата мерења, а у склопу тога и регулатива везана за пропаде и поскоке напона. На крају су дати примери резултата мерења и приказ стања у дистрибутивној мрежи Електровојводине, Нови Сад.

2. ПОЈАВА И ОПИС ПРОПАДА НАПОНА

Пропад напона настаје углавном због кварова у електричној мрежи, било дистрибутивној, било преносној. Кварови се могу појавити и унутар фабрике или у индустријској електричној мрежи. Кварови у преносној мрежи погађају много више потрошача и на већој удаљености. Потрошачи удаљени и до 100 km од места квара могу осетити пропад напона. Велики број ових пропада потиче од земљоспојева, који настају због временских непогода, као што су: удар муње, ветар, лед и сл. Запљаност и влага на изолаторима, активности дивљих животиња и птица, као и несреће које су изазване конструктивним или транспортним радовима, такође проузрокују кварове. Најчешће се јављају једнофазни кварови - земљоспојеви. Трофазни кварови су много озбиљнији, са већим интензитетима струје квара, али и ређи.

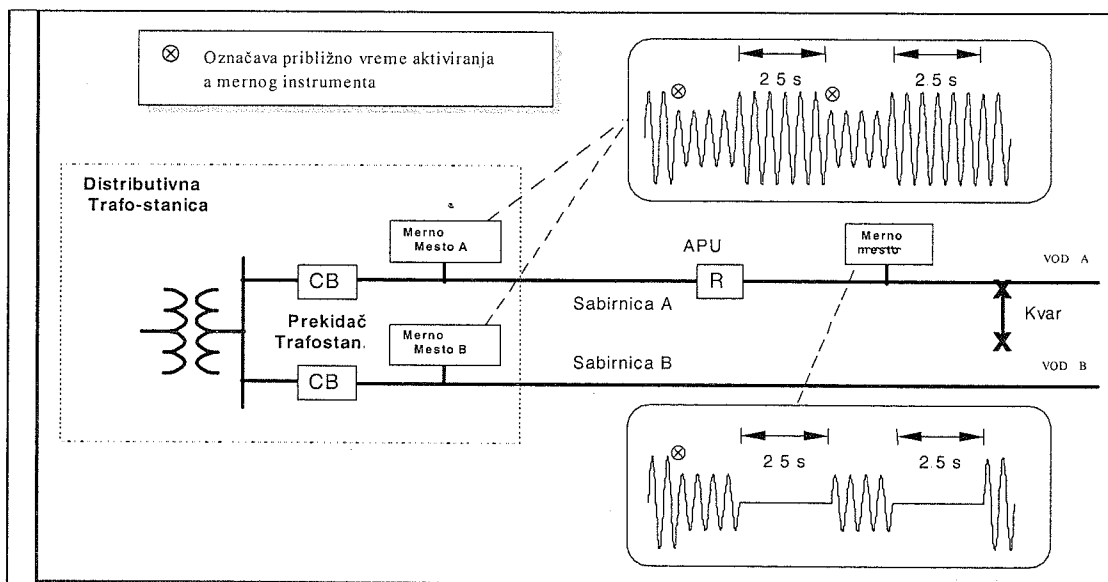
За кварове у мрежи постоје осигурачи и/или прекидачи у трансформаторским станицама. При деловању прекидача за аутоматско поновно укључење (АПУ), који има циљ да елиминише ("очисти") квар у

преносној мрежи, пропад се може појавити више пута. Трајање и број оваквих пропада су везани за принцип рада начин подешења оваквог прекидача. Пропад напона се одржава док се квар не отклони деловањем заштитног уређаја и/или прекидача, а у фабрици обично осигурача.

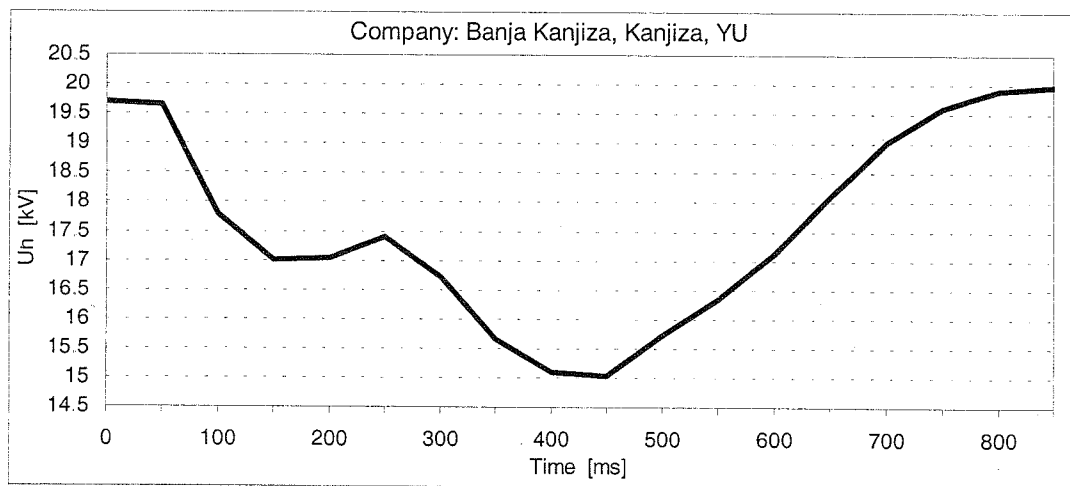
На слици 1 представљена је илустрација појаве пропада на сабирницама, где се види утицај рада АПУ [3]. Као последица квара на воду А, у доњем делу сабирнице А реаговаће АПУ уређај. Он ће уочити квар, који изазива пропад напона, како на сабирници А тако и на суседној сабирници Б, односно воду Б. Извршиће се искључење вода у квару, односно прекид напајања места квара, за одређен интервал времена (на слици је то 2,5 s, а иначе иде од 300 ms – брзи АПУ, до неколико секунди – спори АПУ). У осталом делу мреже се напон враћа на номиналну вредност. После 2,5 секунди, АПУ укључује вод у квару са циљем да се провери да ли је квар

елиминисан. Ако квар није “очишћен”, поступак се још једном понавља. Поновно укључење, изазива нови пропад напона у ширем делу електричне мреже, али даје могућност да струја квара сама елиминише квар (осуши влажне изолаторе, сагори грану палу преко водова, спржи неопрезне животиње или птице, које су изазвале кратак спој и сл.). АПУ затим поново искључује вод и након нових 2,5 s, извршава укључење. Ако је квар отклоњен, напон се враћа на нормалу, а ако није долази до трајног искључења.

На слици 2 представљен је снимак пропада напона на сабирницама 20 kV као последице земљоспоја у мрежи и рада АПУ. Види се да је пропад трајао око 500 ms и да је величине 25%. Може се запазити карактеристичан временски ток пропада, који се састоји из 3 дела: мањи пропад, пун пропад и постепен повратак напона (прорада АПУ).



Слика 1 – Приказ појаве пропада на сабирницама у зони и ван зоне квара [3].



Слика 2 - Снимак пропада напона на сабирницама 20 kV као последице земљоспоја у мрежи.

Да би се илустровала озбиљност проблема, као пример могу да послуже подаци о вишегодишњем праћењу безнапонских стања у мрежи Електродистрибуције Панчево [4]. Сумарни подаци показују да је у периоду од 1979-1990. године било 90,6% безнапонских стања као последица пролазних кварова

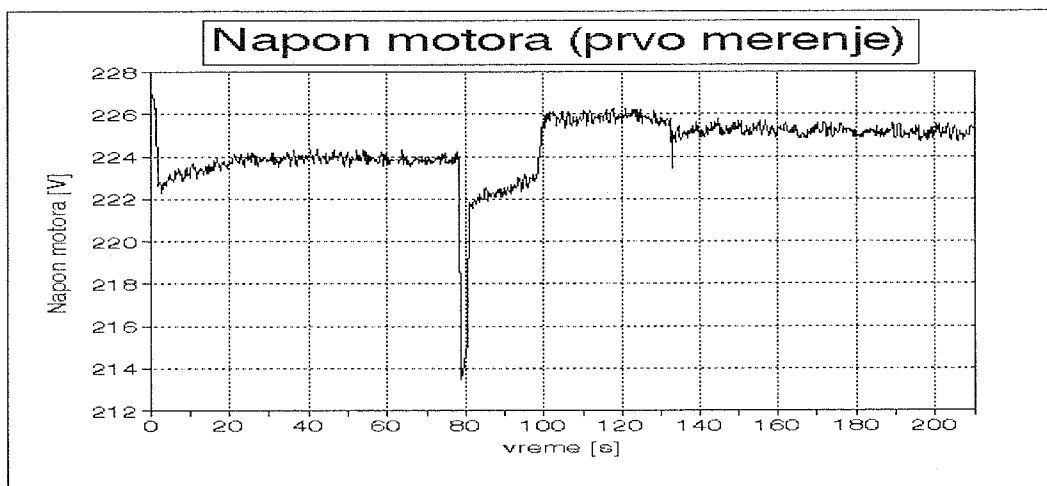
успешно отклоњених радом АПУ-а (успешан АПУ), а 1990. године чак 93,4%. На територији целе Електровојводине, 1990. године било је 92,3% успешних АПУ-а. Иначе, укупан број успешних прорада АПУ-а на територији ЕД Панчево у 1990. години био је 1944 брзих и 200 спорих, што временски износи око 10 минута

поремећеног напајања. С друге стране, број трајних кварова у истом периоду био је 91 или просечно око 18 кварова на 100 km водова, односно око 136,5 h без напајања.

Поред овог, стартовање великих мотора или великих потрошача представља значајан узрок и може да изазове појаву пропада напона. Овакви пропади јављају се у индустријским мрежама или на сабирницама графостаница великих индустријских потрошача. Они су обично дужег трајања (дуже од 60 периода) и карактеристичног облика. Најчешће снижење амплитуде, које се при томе дешава није голико велико, али у појединим ситуацијама може да буде итекако озбиљно. При стартовању мотора јављају се и варијације напона, које се називају треперење напона, а израженије су ако мотори, односно погон често стартује. На слици 3 је приказан ток промене напона на ниско-напонској

сабирници при каскадном стартовању асинхроних мотора снаге 200 kW и 315 kW. Уочава се карактеристичан облик: прво долази до наглог пада напона (максимална вредност пропада), затим до устаљења на мањој вредности пропада и затим повратак на номинални. Пошто су стартовала два мотора, виде се у ствари два пропада (треперење) напона.

Још један ефекат је такође значајан. При појави пропада напона у мрежи, долази до смањења момента, опадања брзине мотора и повлачења веће струје из мреже. Код повратка напона јавља се ефекат поновног убрзања, слично као код стартовања, па се на сабирницама јавља додатни пад напона. Резултат овог је продужени пропад напона, што може да утиче на ефикасност рада заштите [5].



Слика 3 - Пропад напона проузрокован узастопним стартом асинхроних мотора снаге 200 kW и 315 kW.

3. ПОСЛЕДИЦЕ ПРОПАДА НАПОНА

Данашња модерна електроника је високо дигитализована, те је тачност напонског нивоа логичке 1 и логичке 0 есенцијална за правилан рад уређаја или система. Пропад напона, кроз напојни део тих уређаја, уноси поремећај ових нивоа, што доводи до погрешног одвијања програма или погрешног преноса података или поремећаја у раду. Ово даље изазива или ресетовање или прекид програма, односно отказивање рада уређаја.

Дакле, од пропада напона страдају рачунари, рачунарске мреже, аудио и видео уређаји у домаћинству, разни други уређаји на бази микропроцесора или сличних микроелектронских кола.

Последице појаве пропада напона нарочито су неповољне за сложене индустријске технолошке процесе, који су обично покретани регулисаним електромоторним погонима. Отказ може да се јави на два места: у управљачко-регулационим колима, која су изведена на бази електронике или микропроцесора (микроконтролера или ПЛЦ-ова), или у колима релејне заштите. У тим случајевима долази до реаговања електронске заштите у регулационим колима погона, која резултује искључењем погона, односно до прекидом процеса. Такође, може да дође до отпуштања електромагнета у релејима, контакторима и другим сличним уређајима релејне

заштите и њиховог испада. При томе настају велике штете, које се огледају не само у застоју у производњи, него и у погребима да се производна линија ослободи од насталог шкарта и очисти од могућих загушења.

Поред овог, угрожено је и осветљење. Неке светиљке се гасе при напону од око 80% номиналне вредности и захтевају време да би се поново упалиле. Пропади напона који гасе ове светиљке често се погрешно тумаче као одсуство напона. Мерења у САД показала су да се ова појава може очекивати у просеку два пута месечно [6]. Искуства аутора са мерења у домаћој индустрији су да је наш просек бар два пута већи.

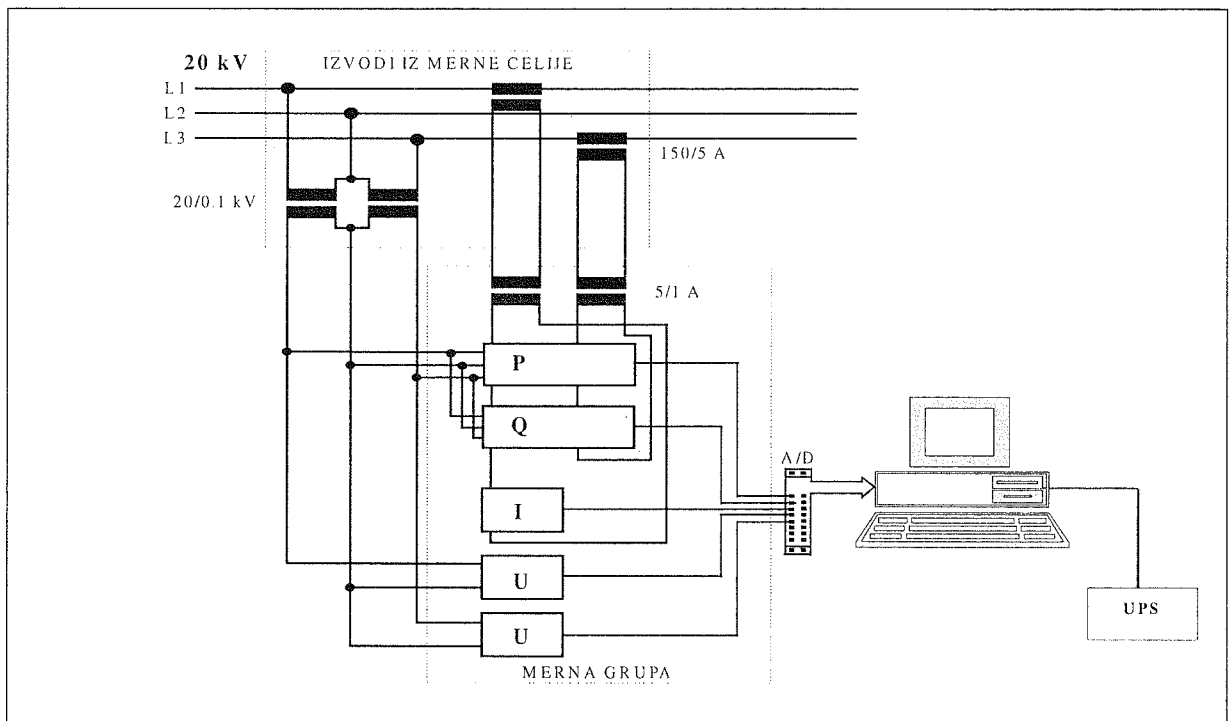
4. МЕРЕЊЕ И СНИМАЊЕ ПРОПАДА И ПОСКОКА НАПОНА

Да би се снимиле појаве пропада или поскока напона потребно је користити специјалну апаратуру – мерни систем. Задатак оваквог система је не само да константно мери ефективну вредност напона, него и да у случају одступања од задатих граница (на пример $\pm 10\% U_n$) меморише омплетну појаву до њеног престанка. При томе се с једне стране захтева висока резолуција праћења и меморисања, јер се ради о појавама реда десетина мили секунда, а с друге стране рад у дугом временском

интервалу, који није мањи од 30 дана, јер се ради о појавама које се релативно ретко појављују. Да би се задовољио овакав захтев, неопходно је коришћење савремене рачунарске опреме, са великим меморијским капацитетима. Као додатан проблем, јавља се остваривање брзе и квалитетне А/Д конверзије, као улазног склопа у рачунар. Додатни захтев може да буде и снимање таласних облика напона током пропада.

На Факултету техничких наука у Новом Саду је развијен један такав мерни систем, са којим је извршено више циклуса мерења у производним погонима различитог карактера, а који је приказан на слици 4. Због захтева за потпунијом анализом, поред међуфазних напона, прате се и струје у две фазе, активна и реактивна снага. Систем се састоји од прецизних и брзих мерних

претварача напона, струје, активне и реактивне снаге, специјалне А/Д картице и ПЦ рачунара. Рачунар је опремљен и уређајем за непрекидно напајање, тако да је бележио и појаве краткотрајних прекида напајања. За потребе рада система, сачињен је одговарајући софтвер, који је бележио све пропаде напона ван задатог опсега (коришћене су границе $\pm 5\%$). Фреквенција мерења је задата на 20 Hz, ради уочавања пропада напона у интервалу мањем од 0,1 s. Систем може да мери појаве најмање 30 дана, а са модерним хард дисковима великог капацитета и у било ком задатом интервалу. Овај систем је употребљен више пута, а неки резултати мерења су дати у наставку.



Слика 4 - Шема мерног система за мерење и праћење пропада и поскока напона,

5. РЕГУЛАТИВА У ВЕЗИ ПРОПАДА НАПОНА

До сада је објављено 47 ИЕС публикација серије 61000 – «Електромагнетна компатибилност», од којих се 38 односе на квалитета напона или струје, односно на квалитет електричне енергије. Један од најзначајнијих докумената је стандард 61000-2-4 [7], који даје нивое компатибилности у индустријским погонима, односно прописује дозвољене нивое деформације таласног облика напона (промене ефективне вредности напона, пропаде напона, краткотрајних прекида, несиметрије, варијације фреквенције, више хармонике, интерхармонике). Разликују се три класе електромагнетске околине: Класа 1 – Осетљиви потрошачи, Класа 2 – Сабирница (PCC) према јавној мрежи и Класа 3 – Индустријске мреже. Одступања напона од номиналног лимитирана су у стационарном режиму на $\pm 8\%$ за осетљиве потрошаче, $\pm 10\%$ за јавне мреже и $+10\%$ до -15% за индустријске мреже и дата су у табели 1. Промене напона у динамичким режимима су ограничене на пропаде трајања

1 полупериоде (10 ms) у класи 1 и 1-300 полупериода (10 ms- 3 s) у класи 2 и 3. Ово је доста штуро и често неодговарајуће ограничење.

Негативни ефекти везани за динамичке промене, односно пропаде напона су прво покушани да се решавају у рачунарској индустрији. Извршена су дуготрајна испитивања и предложене су криве толеранције великих (маин-фреме) рачунара ткз. СВЕМА (Computer Business Equipment Manufacturers Association) криве [8]. По овим кривама, рачунари улазе у област непоузданог рада при варијацији напона већој од $+6\%$, -13% и нестанку напона дужем од пола периода. При краћим пропадима напона ове толеранције су веће. Ако је пропад напона већег интензитета и дужег трајања од дозвољеног, опрема ће отказати. Поред ових, у последње време су дефинисане и ИТЦ (Information Technology Industry Council) криве, које су нешто ширих толеранција [9]. Обе криве, односно лимити приказани су на слици 5.

Прекид неког индустријског процеса због пропада напона може изазвати велике трошкове. Ти

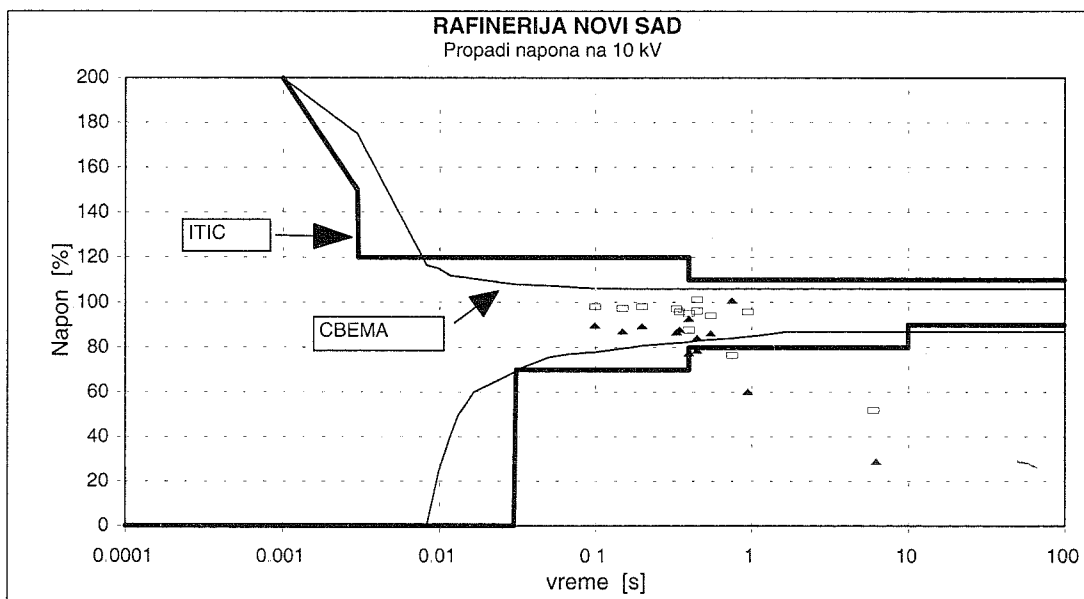
трошкови укључују: опадање продуктивности, трошкове поновног започињања рада, оштећени производ – шкарт, редукацију квалитета производа, одлагање испоруке и незадовољство потрошача. Важно је схватити да читав процес у фабрици зависи од осетљивости једног дела опреме или чак појединачног релеа. Док СВЕМА или ИТИС лимити предлажу “стандардну” осетљивост на пропаде напона, модерна фабричка опрема има различито понашање за време стварног догађања пропада напона. Општи процес укључује контролере, регулаторе, контакторе, роботике, односно и аналогна и дигитална

електронска кола. Када се цео процес прекине, тешко је утврдити због којег дела опреме се то десило.

На слици 5 приказани су резултати мерења пропада и поскока напона на сабирницама средњег напона (10 kV) Рафинерије нафте «Нови Сад». У питању је класичан електромоторни погон, без савремених енергетских претварача за регулацију брзине, код кога су често отказивали контактори или је избацивана заштита. Анализом резултата је показано да су пропади напона ван кривих толеранције управо они кад је долазило до испада погона и прекида производње.

Табела 1 - Препоручени нивои компатибилности за изобличење напона по IEC 61000-2-4

Поремећај	Класа 1	Класа 2	Класа 3
Варијација напона $\Delta U_{eff}/U_{nom}$	$\pm 8\%$	$\pm 10\%$	+10% do - 15%
Пропад напона $U_{eff}/U_{nom} 100 [\%]$	10% do 100%	10% do 100%	10% do 100%
Δt (полу-периода)	1	1 - 300	1 - 300



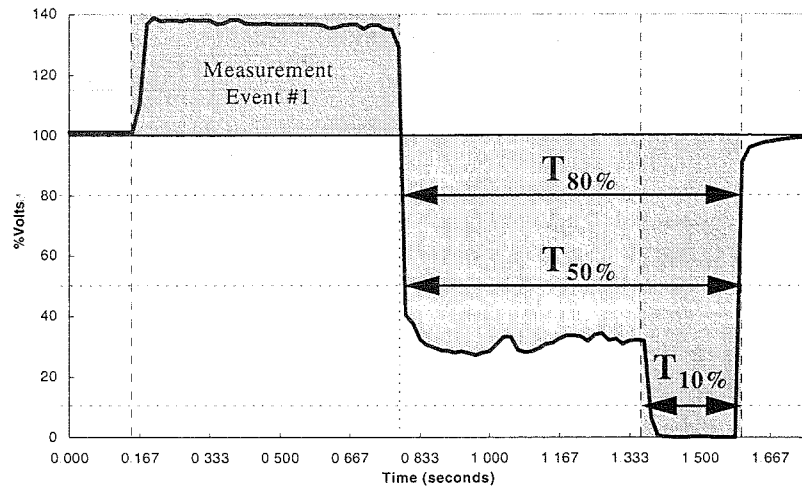
Слика 5 – СВЕМА и ИТИС криве толеранције за пропаде и поскоке напона.

Међутим, неки резултати других мерења су показали да одступање од кривих толеранције није увек изазивало застој производње. То је навело на детаљније проучавање пропада напона. Основне карактеристике пропада су дубина и трајање. Они се мере као највеће одступање напона од номиналног U_n (дубина) изражено у процентима и као време од тренутка кад напон падне испод $90\% U_n$ до поновног повратка у толеранције $\pm 10\% U_n$ [10]. На тај начин су извршена мерења и приказани резултати дати на слици 5.

Детаљнијом анализом тока напона током пропада, може се уочити да постоји неколико карактеристичних периода (слике 2 и 3). На пример, са слике 2 се види да је пропад испод $90\% U_n$ до $85\% U_n$ трајао 200 ms на почетку и 50 ms на крају периода, а испод $85\% U_n$ око 300 ms. То значи да је могуће да је само део пропада критичан за рад опреме, док остатак не мора да изове негативан ефекат. Овакав приступ да се постави неколико нивоа окидања је названо системом

“време испод специфицираног прага” (“Time Below Specified Voltage Threshold”) и представљено у [11]. На слици 6 је дат основни принцип овог приступа, где се види да је први праг постављен на $80\% U_n$, а други на $50\% U_n$. Ове вредности су изабране на бази података о прагу отказивања појединих компоненти погона (електронике, релеја, контактора и сл.).

Поред интензитета и трајања пропада, као мера квалитета, у литератури се предлаже коришћење индекса, који су карактеристични за одређивање поузданости система. То је познати $SARFI_x$ индекс (System Average RMS (Variation) Frequency Index) [11]. $SARFI_x$ репрезентује просечан број дефинисаних пропада или поскока ефективне вредности напона трајања између 10 ms и 1 мин, који се догоде током процењеног периода нападања по потрошачу:



Слика 6 – Илустрација метода одређивања пропада по систему “време испод специфицираног прага” (“Time Below Specified Voltage Threshold”) за мерења на једној фази [11].

$$SARFI_x = \frac{\sum N_i}{N_T} \quad (1)$$

где је x – праг пропада или поскока напона (који може бити 10%, 50%, 70%, 80%, 90%, 110%, 120% и 140 % номиналног напона), N_i – број потрошача који осећају поремећај напона због догађаја i , N_T – број потрошача који се напајају са посматране сабирнице. Предлаже се да се $SARFI_x$ индекси дефинишу за три категорије система: 1. категорија - Најбољи или системи са малим бројем отказа, 2. категорија – Просечни системи и 3. категорија – Сеоски системи или системи са великим бројем отказа. На пример, за пропаде напона и прагове $x = 90\%$ и 70% предлажу се следеће вредности:

Број пропада	1. катег.	2. катег.	3. катег.
$SARFI_{70}$	< 10	10 – 30	> 30
$SARFI_{90}$	< 30	30 – 100	> 100

Овакав приступ је битан као предуслов за дефинисање мере квалитета у склопу уговора о испоруци квалитетне електричне енергије, какве све више дистрибуција у свету потписује са својим потрошачима.

6. ПРИМЕРИ РЕЗУЛТАТА МЕРЕЊА И АНАЛИЗЕ ПРОПАДА ИЛИ ПОСКОКА НАПОНА

У овом делу рада дати су примери приказа најинтересантнијих резултата мерења на неколико локација у мрежи Електровојводине. Ова мерења су вршена на захтев потрошача, који су искусили одговарајуће проблеме у раду било рачунарских центара, било електромоторних погона или технолошких процеса. То су велики индустријски потрошачи (“Дунав” Челарево, “Лепенка” Нови Кнежевац, НИС Рафинерија нафте “Нови Сад” Нови Сад, Бања Кањижа Кањижа, МСК Кикинда), с тим да је део резултата описан у [12], а део приказан на сликама 2,3, 7-11.

Приказ резултата мерења је посебан проблем, јер је потребно на прегледан начин исказати огроман број података, који се прикупи праћењем појава у дужем временском периоду (30 или више дана) и регистровањем деформација, које су различито трајања и интензитета. Због тога се примењује више приказа резултата мерења и праћења:

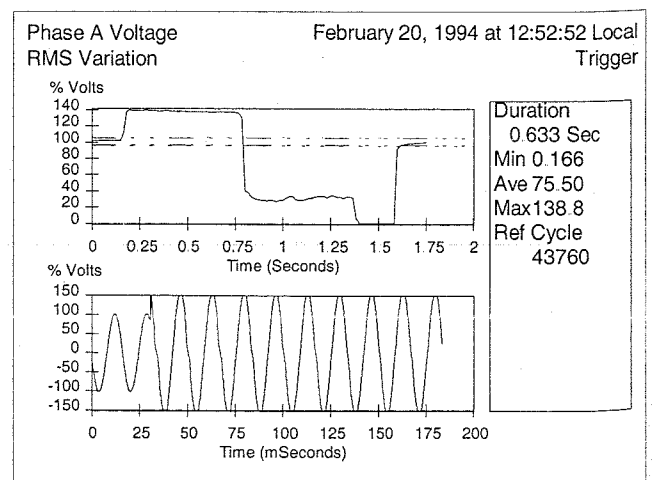
1. континуални временски приказ
2. дискретни временски приказ, и
3. статистичка анализа.

6.1 Континуални временски приказ

Континуални временски приказ даје изглед пропада напона у два облика:

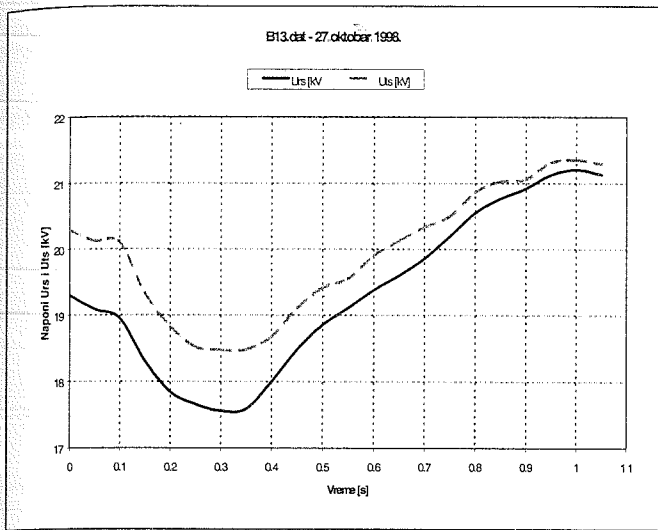
1. у облику промене временског (таласног) облика напона непосредно пре, током и кратко време након завршетка пропада напона, и
2. у облику промене ефективне вредности напона у временском прозору као под 1.

На слици 7 дат је пример континуалног временског приказа са дијаграмима у оба облика. Карактеризација пропада је дата кроз дужину трајања пропада и минималну, средњу и максималну вредност напона током пропада.



Слика 7 – Пример континуалног временског приказа [11].

На сликама 2, 3 и 8 дати су прикази снимљених пропада на 20 kV сабирници у Бањи Кањижа, ниско-напонској сабирници при стартовању асинхроних мотора снаге 200kW и 315kW у Рафинерији нафте «Нови Сад», и на 20 kV сабирници у МСК Кикинда, респективно.



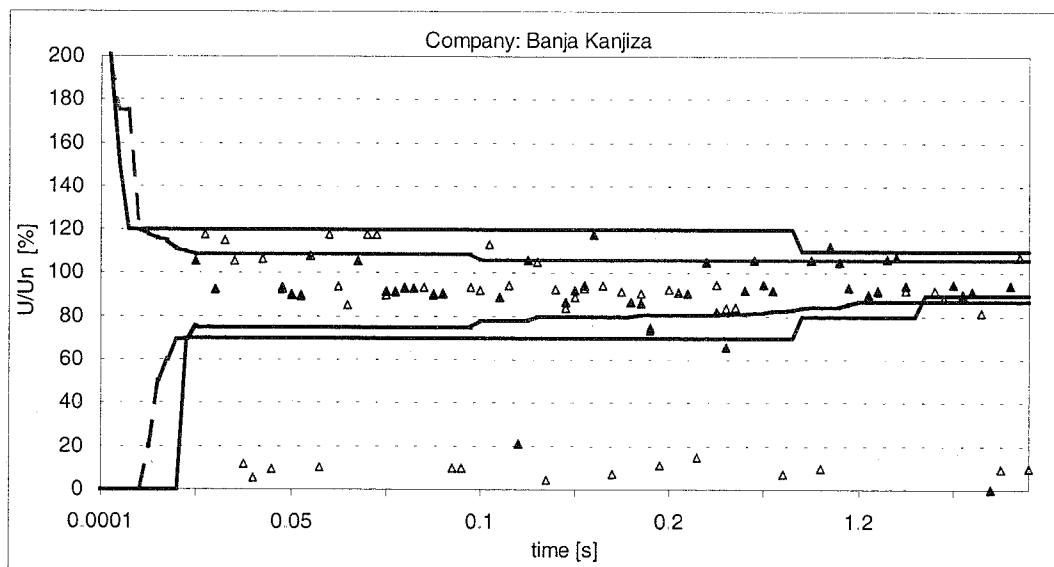
Слика 8 - Снимак пропада напона на сабирницама 20 kV.

Овакви прикази су погодни за представљање и анализу појединачних пропада. На бази њихових карактеристика може се одредити да ли су они могли бити узрок испада погона или ресетовања рачунара. Такође, њихов облик може да укаже и на вероватни узрок појаве пропада, што је битно код одређивања одговорности за настале штете.

6.2 Дискретни временски приказ

За анализу комплетних резултата мерења, погодан облик је дискретни временски приказ. На пример, при мерењу у Бањи Кањижа снимљен је 81 пропад или поскок напона у 40 дана мерења. Очигледно је да би континуални временски приказ био прилично незгодан за свеобухватну анализу. Због тога је усвојен дискретан временски приказ, где се пропад или поскок напона прво дефинишу са својим интензитетом (дубином, али максималном вредношћу) и трајањем, а затим се уписују у дијаграм. На сликама 5 и 9 су дати примери оваквих приказа резултата за случајеве мерења у Рафинерији нафте «Нови Сад» и Бањи Кањижа, респективно. Ради једноставније дискусије и компарације, у те дијаграме се уписују СВЕМА и ИТИС криве толеранције. На примеру са слике 9, види се да се често јављају случајеви пропада изван кривих толеранције. Ови случајеви су индикација могућности појаве негативних ефеката пропада, односно да су пропади узрок непоузданом раду рачунарског система.

Слично снимање урађено је и у фабрици «Лепенка» Нови Кнежевац, а резултати су дати на слици 10. Ради се о савремено регулисаном електромоторном погону у ком се често региструју испади. Снимање је вршено у интервалу од 45 дана и тада је уочено 139 пропада напона ван опсега $\pm 5\% U_n$, за који је било декларисано управљање погоном. Упоређењем са записима из погона, утврђено је да пропади ван СВЕМА кривих толеранције изазивају прекиде у раду погона.



Слика 9 – Пропади напона у Бањи Кањижа.

6.3 Статистичка анализа

С обзиром на велики број података, који се прикупи током оваквих мерења постоји потреба за њиховом статистичком анализом. То омогућава представу у облику погодном за генералније закључке о узроцима ових појава. Најчешће се даје преглед броја пропада или поскока напона по интензитету и по трајњу. Поред овог приказује се и кумулативна вероватноћа

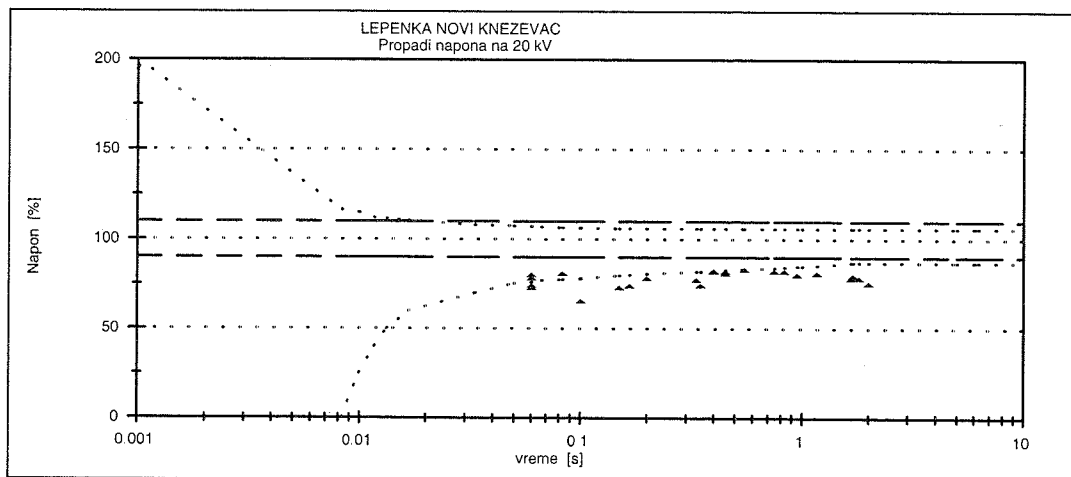
појављивања пропада одговарајућег интензитета или трајања. Још један статистички приказ је такође веома користан - број поремећаја напона током дана. Могући су и други облици приказивања (у 3 димензије, и сл.). На сликама 11 и 12 приказани су статистички обрађени резултати мерења у фабрици «Лепенка» Нови Кнежевац и Бањи Кањижа, респективно.

Из слике 11.а) се види процентуални број поремећаја у току дана. Може се уочити да је највећи

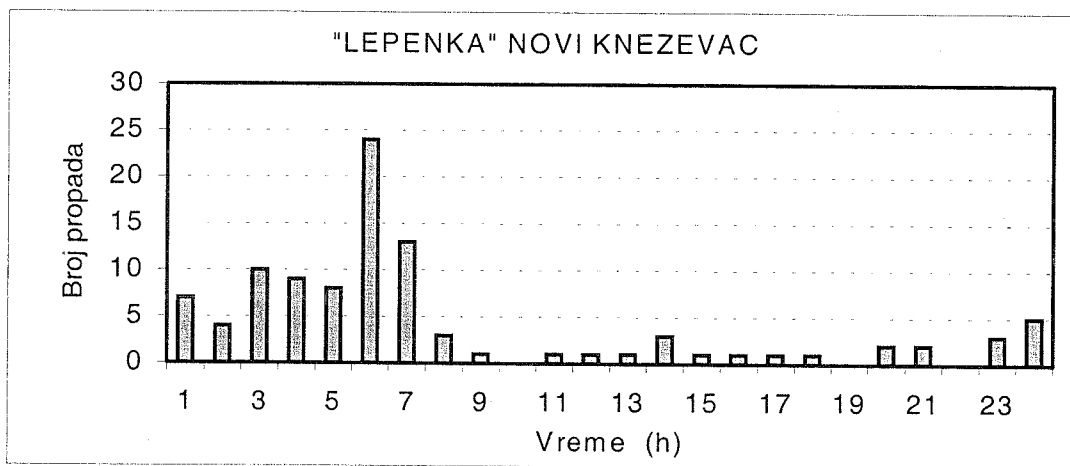
број поремећаја у јутарњим сатима. То указује да један од узрока може бити запрљаност изолатора, који су у јутарњим часовима и овлажени услед кондензације, па долази до краткотрајних пробоја. Ови пробоји могу активирати и брзе АПУ, па се могу дешавати раније описане ситуације.

На слици 11.б) дат је процентуални број поремећаја у зависности од нивоа пропада напона. Показује се да је код отприлике 45% поремећаја пропад напона био у границама до $-10\% U_n$, док је већи број поремећаја (око 55%) је изван дозвољеног опсега.

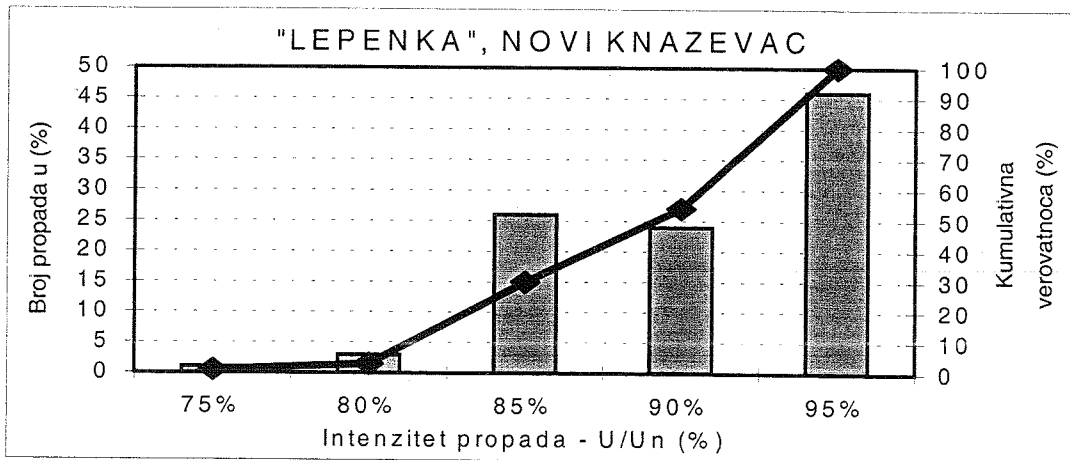
Нешто сложенији приказ дат је за резултате мерења у Бањи Кањига, где је на слици 12.а) дата зависност броја пропада и поскока од времена трајања и делимично по амплитуди, а на слици 12.б) број пропада и поскока по интензитету, као и кумулативна вероватноћа. Статистика по амплитуди показује да је опет гро у опсегу $80\% U_n < U < 95\% U_n$ и $U > 110\% U_n$, али да су веома краткотрајања – обично испод 500 ms.



Слика 10 - Пропади напона на 20 кВ сабирници у фабрици "Лепенка" Нови Кнежевац (авг.-окт. 1995.).

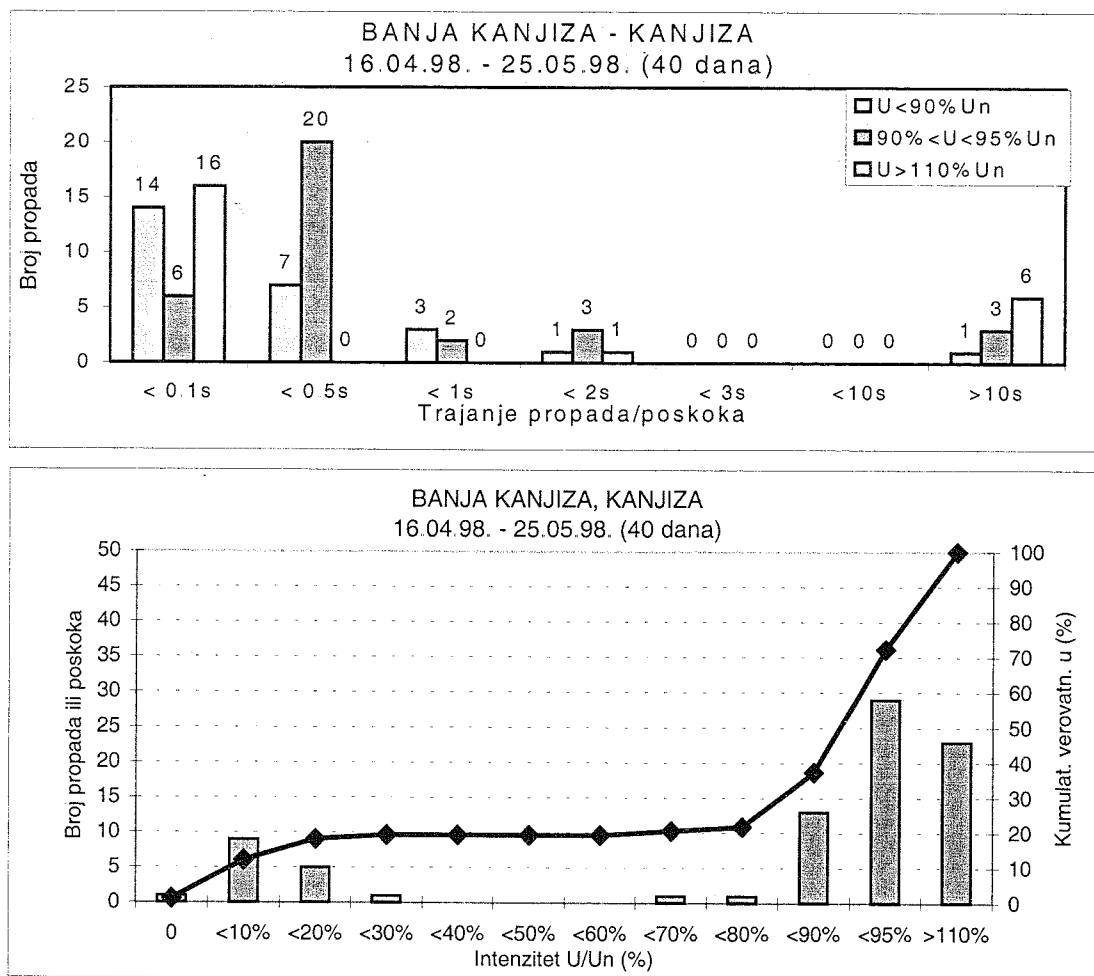


а)



б)

Слика 11 - "Лепенка", Нови Кнежевац: а) Статистика броја пропада у току дана, б) Статистика броја пропада у односу на интензитет пропада.



Слика 12 – Бања Кањиза, Кањиза: Статистика броја пропада у односу на дужину трајања (горе), Статистика броја пропада у односу на дубину пропада (доле).

7. МОГУЋА РЕШЕЊА ЗА ПРОПАДЕ НАПОНА

Појединачни рачунари, рачунарски системи и мреже могу се данас успешно заштитити од пропада напона применом система непрекидног напајања (UPS – Uninterruptible Power Supply). Ови системи се широко комерцијално производе и у зависности од модела и величине акумулаторских батерија, обезбеђују квалитетно напајање од 15 мин до више сати. Они су стално укључени, те поред осигуравања од пропада или поскока напона, обезбеђују и заштиту од нестанка напона. За веће рачунарске системе у банкама, осигуравајућим друштвима и сл., у случају неквалитетног напајања дужег од 30 секунди, користе се и дизел агрегати.

Међутим, у индустрији је веома тешко одредити праву стратегију за елиминисање утицаја пропада напона, због случајног карактера појављивања. Поред тривијалних метода, продужавањем времена реаговања заштите и сл., могућа решења код потрошача леже у обезбеђењу извора непрекидног напајања за контролно-сигнална кола, мотор-генераторских група са замајним масама за велике моторе и др. Са стране мреже, мере могу да иду на страну повећања снаге, бољег одржавања преносне мреже (чишћење и преглед изолатора, контрола

заштите, редовни ремонти и др.), реконфигурацију мреже и сл.

Анализа алтернативних побољшања опреме у фабрици и дистрибутивне електричне мреже захтева поређење трошкова и добити која се овим остварује. На пример, трошкови осетљиве опреме по некој од метода за побољшање функционалности при пропаду напона одређују се као корист од опоравка изгубљене производње, материјала, квалитета производње, а неопходно је одредити и одговорност корисника. Могуће је установити губитак продуктивности у фабрикама, који је проузрокован појавом пропада напона. Ако неопходни подаци постоје могу се упоредити трошкови примене побољшања и трошкови губитака производње.

Решења могу бити примењена код крајњег корисника, који има осетљиву опрему или на процес, који је осетљив на пропад напона или прекид. На пример, осетљива опрема може бити заштићена заштитом у електричној мрежи, заштитом објекта у коме се налази или се уграђује и мерењем у корисничком систему, како би се поправиле перформансе. Индивидуална решења се морају идентификовати као економична перспектива. Најеконичније је да заштита буде у близини осетљиве опреме или да је чак и уграђена у њу.

На дуге стазе, најбоље решење, у случају могућих проблема са пропадом напона, је куповина

опреме која има побољшане карактеристике и већу имуност на ове деформације. Како произвођачи постају све више свесни ове потребе то ће таква опрема постати стандардна. Већ сада произвођачи нуде нове моделе или једноставне модификације које опрему чине бољом.

8. ЗАКЉУЧАК

Пропади постају проблем за индустрију због све више аутоматике и електронских контролера, који се у индустрији користе. Последица је отказивање ове опреме, али и у проблемима поновног стартовања производње. Аутоматизована опрема није једноставна за рестартовање, а често и део прозвода мора да се одбаци као шкарт.

Узрок пропада у дистрибутивној или преносној мрежи су земљоспојеви и трофазни кварови, док код потрошача стартовање великих мотора или прикључење великих оптерећења. Процена услова за квар у дистрибутивној и преносној електричној мрежи може се користити за предвиђање пропада који се јављају код корисника.

Да би се број пропада, а тиме и проблеми које они проузрокују смањили неопходно је мерење, снимање и праћење ових појава у електричној мрежи дужи временски период (бар 30 дана). Том приликом се добија велики број података, па се приказ и обрада резултата може вршити у облику континуалних временских приказа, дискретних временских приказа и статистичке анализе.

За анализу појединачних пропада, најпогоднији облик је континуални временски приказ, на основу ког се могу добити битни параметри пропада, као и претпоставити веровагак узрок.

Дискретни временски приказ служи за поређење резултата мерења са прописаним граничним вредностима – СВЕМА и ИТИС криве. На бази тога се може проценити потенцијална опасност од испада рачунарских система или индустријских погона и процеса.

Статистички приказ је погодан за даљу анализу, утврђивање и лоцирање узрока пропада или поскока, а потом за предузимање одговарајућих мера за смањивање или елиминисање њиховог утицаја.

Приказани резултати мерења на неколико локација у мрежи Електровојводине код великих индустријских потрошача потврђују да овакав начин приказивања резултата може послужити за добру анализу и предузимање мера за решавање овог проблема.

9. ЛИТЕРАТУРА

1. R.Dugan, M.McGranaghan, W.Beaty: "Electric Power System Quality", McGraw Hill, New York, 1996.
2. IEEE Standard 1159-1995, "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality", IEEE, New York, 1995.
3. D.Sabin, A.Sundaram, "Quality Enhances Reliability", *IEEE Spectrum*, Vol.33, No.2, Feb.1996, pp.34-41.
4. Н.Петровић, "Беспрекидност напајања као квалитет испоручене енергије", *ЈУКО ЦИГРЕ, СТК-31, Стручна консултација Квалитет електричне енергије*, Врњачка Бања, Окт.1992, стр.49-58.
5. M.Bollen: "The influence of motor re-acceleration on voltage sags", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 31, No. 4, July/Aug. 1995, pp. 667-674.
6. D.Mueller, M.McGranaghan, "Effects of Voltage Sags in Process Industry Applications", *Electrotek Concepts Inc*
7. IEC 61000-2-4 (1994-02): "Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2: Environment - Section 4: Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances"
8. F. Martzloff, T. Gruzs: "Power Quality Site Surveys: Facts, Fiction and Fallacies", *IEEE Trans on Industry Applic.*, Vol 24, No 6 Nov/Dec 1988., pp.1005-1018.
9. Heydt G., Electric Power Quality: A Tutorial Introduction, *IEEE Computer Application in Power*, Vol.11, No.1, pp.15-18, 1998.
10. F.Davenport: "Voltage Dips and Short Interruption in MV Public Electricity Supply System", UNPEDE/DISDIP Report, 1990.
11. D.Brooks, R.Dugan, M.Waclawiak: "Indices for Assessing Utility Distribution System RMS Variation Performance", *IEEE Tran. On Power Delivery*, Vol.13, No.1, Jan.1998, pp.254-259.
12. В.Катић, Љ.Герић, Р.Јевремовић, "Квалитет електричне енергије у индустријским погонима", *Електропривреда*, Год.50, Број 2, Апр./Јун 1997, стр.88-93.

Abstract - Voltage sags are one of the most serious factors of electric power quality. This is due to excessive negative effects, especially in industry or at large computer systems. In the paper the measurement and analysis methods are discussed. A method used by author is briefly described. Further, the methods of measurement results presentation are classified. Also the standards and recommendation of voltage sags and swells determination are presented. At the end, the examples of results of voltage sags and swells measurements in the distributive network of Elektrovojvodina is given. Some solutions of voltage sags problems are also discussed.

ELECTRIC POWER QUALITY - MEASUREMENT AND ANALYSIS OF VOLTAGE SAGS

Prof. Dr. Vladimir Katić

АНАЛИЗА ЕФИКАСНОСТИ МЕТОДА ЗА ЕЛИМИНИСАЊЕ ЕФЕКТА ПРОПАДА НАПОНА У ЕЛЕКТРОМОТОРНОМ ПОГОНУ СА АСИНХРОНИМ МОТОРОМ

Дејан Раца, *Електротехнички факултет, Бања Лука*
Владимир Катић, *Факултет техничких наука, Нови Сад*

Садржај - У овом раду се анализира ефикасност метода за елиминисање ефекта пропада напона у савременим електромоторним погонима са асинхроним машинама напајаним из инвертора. У раду су прво анализирани појаве пропада напона у мрежи, а затим су анализирани и ефекти пропада у електромоторним погонима. Осетљивост пратеће опреме у погону, као што су контактори, управљачка електроника и заштитни релеји, такође је узета у обзир како би се добио реалан увид у проблеме пропада и ефекте које пропади имају на електромоторне погоне. У раду је анализирана ефикасност и извршено поређење неколико метода за елиминацију ефекта пропада напона. Анализа је вршена на основу резултата симулација и резултата приказаних у литератури.

1. УВОД

Пропади напона озбиљно нарушавају рад савремених електромоторних погона. Осцилације брзине и момента мотора у процесној индустрији стварају велике трошкове услед појаве шкарта, а у случају већих амплитуда пропада може да дође и до заустављања производње. У студијама је могуће пронаћи податке о штетама које настају као последица пропада напона у различитим гранама индустрије. На пример, у [1] су приказани ефекти пропада напона на производњу интегрисаних кола, у [2] се дискутују проблеми везани за рад индустријских замрзивача (електромоторни погон расхладних компресора), а у [3] се наводи случај испода инверторски напајаних пумпи у фабрици за прераду течних отпада који су чак имали за последицу загађивање околине. Губици услед испода електромоторних погона су сумирани у [4] где се наводи да су губици по једном исподу у опсегу од 10.000\$ до 1.000.000\$.

Истраживања показују да се у 68% случајева нарушавања квалитета испоручене електричне енергије ради о напонским пропадима. Половина тих пропада има амплитуду већу од 15%. Пропади напона са толиком амплитудом се сматрају опасним због различитих неповољних ефеката које имају на рад погона. Ови ефекти су описани у [5] и [6]. У [7] се тврди да су пропади напона једина врста нарушавања квалитета електричне енергије која изазива губитке у индустрији. Губици се могу појавити већ за пропаде амплитуде 13% који трају 8.3 ms.

Напонски пропади могу да изазову испад тако што доведу до лажне прораде заштите услед повећања струје мотора [8], прораде поднапонске заштите [2] или заустављања мотора услед појаве динамичке нестабилности или продуженог пропада како је то показано у [5] и [8]. Због великог броја извора напонских

пропада као што су: старт великих асинхроних мотора, комутација у преносној и (или) дистрибутивној мрежи, рад АПУ-а у случају појаве кратког споја на паралелном воду и слично, пропаде је тешко или немогуће елиминисати из напојне мреже па је неопходно пројектовати погоне неосетљиве на њих.

Због учестаности пропада напона, нежељених ефеката које пропади имају на рад инверторски напајаних погона и велике сложености ове проблематике у овом раду је анализирана једна група метода за компензацију ефекта пропада. Резултати добијени симулацијама за један метод пореде се са резултатима других метода који су приказани у литератури како би се извукли што ваљанији закључци о области примене, предностима и манама појединих метода у оквиру анализираних групе.

2. ПРОПАДИ НАПОНА

Пропади напона могу се дефинисати као краткотрајна смањења ефектине вредности напона [6]. Око трајања пропада постоје разлике међу ауторима ([1], [9], [10], [11] и [12]). У [13] је даг преглед свих чинилаца квалитета електричне енергије па и пропада са свим разликама у погледу трајања поремећаја. У овом раду ће се под пропадима напона подразумевати тренутни падови напона трајања од 1/2 до 30 периода (10 до 600 ms) при чему се сматра да је амплитуда напона при пропаду у границама од 0.1 до 0.9 U_n .

Као најчешћи узроци пропада напона у литератури се наводе:

- кварови на преносним и дистрибутивним водовима или кварови на напојним водовима у оквиру потрошачког подручја,
- атмосферска пражњења у ваздушне водове,
- укључење и искључење појединих потрошача и батерија кондензатора и
- стартовање великих асинхроних мотора.

Узроци пропада напона су делом у домену електродистрибуције и електропреноса, а добрим делом и у оквиру самих потрошачких подручја. Ефекти пропада напона на електромоторне погоне зависе од места настанка и од узрока пропада како је то показано у [6] и [9]. Да би се изабрала одговарајућа стратегија заштите погона од пропада напона неопходно је пронаћи "изворе" пропада и утврдити њихову учестаност и облик као и осетљивост опреме. Литература [1] и [3] показује како се мерењима на лицу места могу утврдити неопходни параметри за компензацију пропада у конкретном случају док студије попут оних из [14], [10] и [12], омогућавају да се успоставе генерални закључци погодни за развој и анализу метода за компензацију ефекта пропада напона уопште.

На основу расположиве литературе за потребе анализе спроведене у овом раду, дефинисани су следећи услови:

- трајање симулираних пропада напона износи 300 ms (у [11] се наводи да 80% пропада траје 200 до 500 ms , а сличан закључак се може извести и са графика у [10]),
- разматрају се симетрични (трофазни) и несиметрични (једнофазни) пропади, јер они имају најозбиљније последице на наизменичне регулисане погоне [6],
- ефективна вредност напона при пропаду је ограничена на минимално 60% , при симулацијама, пошто се пропади већих амплитуда јављају изузетно ретко (у 5% случајева [11]).

На овај начин се анализирају методи компензације пропада напона подвргавају најтежим случајевима пропада напона који се могу очекивати у највећем броју практичних случајева [1].

3. ЕФЕКТИ ПРОПАДА НАПОНА НА ЕЛЕКТРОМОТОРНИ ПОГОН И ПОЈЕДИНЕ КОМПОНЕНТЕ

Велика сложеност савремених електромоторних погона условљава и њихову изузетну осетљивост на пропаде напона. Способност индустријског процеса да неометано ради при појави пропада зависи од сваке компоненте погона. При анализи осетљивости погона углавном се води рачуна о престанку рада услед појаве сметњи у мрежи, али је потребно проучити и могућност смањења или елиминисања варијација у брзини, јер је то веома битно у одређеним индустријским гранама.

Савремени електромоторни погони се састоје из:

- мотора и радне машине,
- претварача енергетске електронике,
- управљачке електронике,
- заштитних релеја,
- контактора.

Заштита читавог погона од ефеката пропада напона подразумева заштиту сваке компоненте погона понаособ или заштити читавог погона.

Контактори

Контактори се одликују великом осетљивошћу на пропаде напона. У табели 1 су сумирани резултати испитивања неколико контактора. Очигледно је да, без додатне опреме као што је регулатор предложен у [2], минимална вредност напона која може да се јави на прикључцима намотаја контактора и да не изазове искључење истог износи око 60% номиналног напона. За контактор под редним бројем 4 та вредност је нижа и износи око 40% , али се ради о контактору специјалне намене.

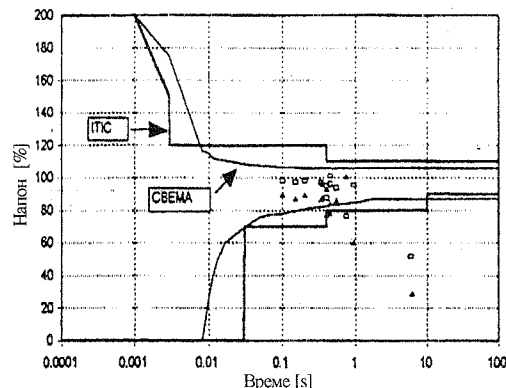
Занимљиво је да се у каталозима произвођача контактора или не наводе подаци о опсегу напона напајања или се наводи да је тај опсег од 0.85 до $1.1 U_n$

[15]. То значи да су произвођачи ишли на страну сигурности рада, а да у стварном погону те границе могу бити и шире. У овом раду су испитивани само релеји напајани наизменичном струјом. За релеје којима се управља помоћу једносмерне струје потребно је узети у обзир и утицај напајања (исправљача) на пропаде напона.

Испитивани релеји нису могли да буду тестирани на брзину искључења. Током испитивања примећено је да је брзина изузетно велика тако да се могу прихватити као тачни подаци о брзини реаговања у интервалу од 20 ms [2] до 100 ms [11]. На основу овога се може закључити да је критеријум за интервенцију на колу напајања контактора искључиво амплитуда очекиваних пропада напона. За нерегулисане електромоторне погоне неосетљиве на варијације брзине ово је обично довољна мера компензације пропада.

Контролна електроника

Контролна електроника се углавном састоји од микроконтролера и PLC-а, који су и најосетљивији на пропаде напона. За ове уређаје постоје стандарди ИТИС (Information Technology Industry Council) и СВЕМА (Computer Business Equipment Manufacturers Association). Ових стандарда се углавном придржавају сви велики произвођачи контролера. На Сл. 1 је приказан резултат праћења квалитета електричне енергије на 10 kV напону у рафинерији нафте "Нови Сад".

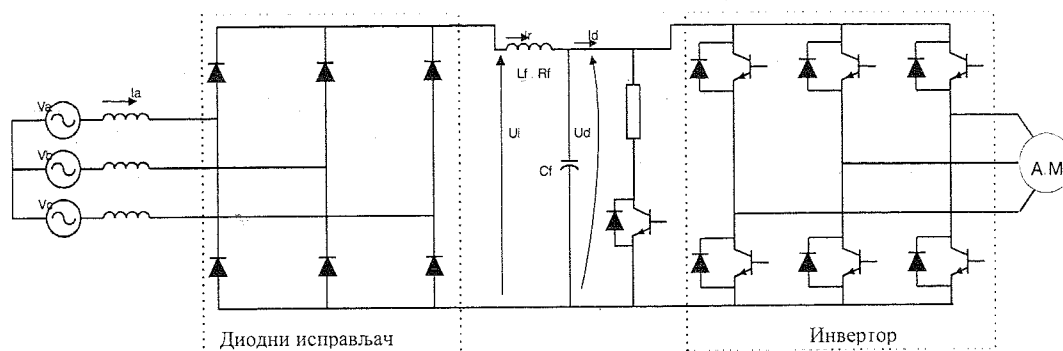


Сл. 1. Резултати испитивања квалитета електричне енергије у рафинерији нафте "Нови Сад" у поређењу са СВЕМА и ИТИС стандардима

Очигледно је да поменути стандарди не обухватају све случајеве пропада напона који се у пракси јављају. У [11] се показује да долази до испада контролера и за случајеве пропада за које стандард предвиђа неометан рад. На основу овога је јасно да и заштити контролне електронике треба посветити дужну пажњу. Будући да су у питању релативно мале снаге, није тешко уградити UPS (Uninterruptable Power Supply) уређај за потребе заштите.

Табела 1. Резултати испитивања контактора у поднапонским условима

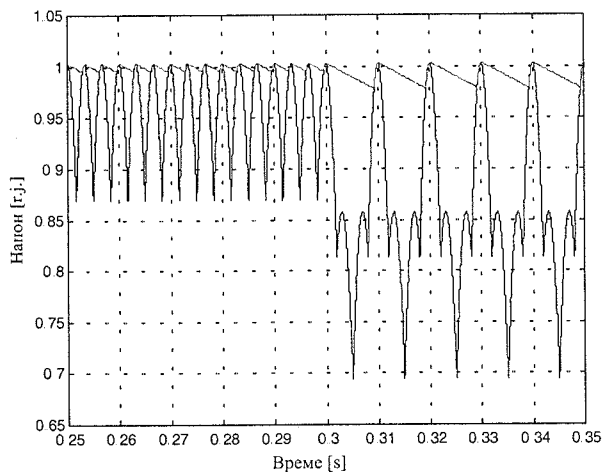
Бр.	Модел	Називне вредности			Напон вибрирања (зујања) [r.j.]	Напон искључења [r.j.]
		Напон [V]	Фреквенција [Hz]	Термичка струја [A]		
1	RK CN 80	220	50	130	0.72	0.54
2	RK CNM 170	220	50	200	0.69	0.67
3	RK CN 250	220	50	300	0.66	0.60
4	EI R-80	220	50	125	--	0.31



Сл. 2. Стандардна реализација инверторски напајаног погона са асинхроним мотором

Претварачи енергетске електронике

Напајање савремених погона са асинхроним машином готово искључиво се обавља посредством претварача енергетске електронике. Типично коло је приказано на Сл. 2 и састоји се од шестопулсног исправљача, DC међукола са LC филтром који служи за смањење хармонијске дисторзије струје коју претварач вуче из мреже и инвертора. Утицај пропада напона на напон DC међукола може се видети са графика приказаног на Сл. 3. Захваљујући нелинеарној преносној карактеристици исправљача пад напона DC међукола при појави несиметричних пропада је знатно мањи него пад напона у мрежи. Поготову је мали пад напона DC међукола за пропад једне фазе.



Сл. 3. Напон неоптерећеног исправљача и DC међукола (кондензатора) пре и у току пропада напона једне фазе

Овакви резултати су приказани и у [6]. У [7] је анализиран утицај индуктивности мреже и LC филтра у DC међуколу на напон и струју, док је у [6] показан утицај капацитивности LC филтра на напон DC међукола. Резултати приказани у тим радовима показују разлоге реаговања заштитних релеја приликом пропада напона.

Најкритичнија су преоптерећења електронских компоненти и то је први узрок реаговања заштитних релеја. Други узрок је премашење струјног лимита (реагује прекострујна заштита), а трећи је пад напона испод дозвољене вредности (реагује поднапонска заштита). Разлози за реаговање заштите могу бити и несиметрија напона напајања ако је уграђена таква заштита [11]. Последњи разлог реаговања заштите је

недозвољено смањење брзине када технологија производње налаже постојање такве заштите, односно када је за производни процес неопходно да брзина мотора буде у уским границама.

Пошто би одсуство или преподешавање заштите могло довести до озбиљних оштећења мотора једини начин за превазилажење ових проблема је компензација ефеката пропада.

Мотори и радна машина

Како је већ напоменуто тачност регулације брзине мотора зависи од технолошког процеса у којем погон учествује. Самим тим је одређена и осетљивост на пропаде напона. Ако није уграђена заштита која искључује погон када брзина падне испод одређене вредности онда је, услед осцилације брзине у случају пропада напона, могуће да дође до производње шкарта и самим тим до великих губитака. Криве осетљивости погона на пропаде, када се као критеријум узима максимално клизање (еквивалент брзине) може се пронаћи у [6].

Природа оптерећења машине утиче на њено понашање у условима пропада напона. За оптерећење са вентилаторском карактеристиком успоставља се стационарно стање на нижој брзини док при константном моменту радне машине пад брзине само изазива повећање струје и реаговање струјне заштите. Један од метода заштите од пропада напона управо се заснива на могућности смањења брзине код погона пумпи и вентилатора [4].

Конечан закључак у вези осетљивости регулисаних погона са асинхроним мотором на пропаде напона је да се мора обезбедити несметан рад сваке компоненте погона за исте услове пропада. Природа мотора и радне машине утичу на појаву таквих напонских и струјних прилика које доводе до реаговања заштите или долази до недопустивих осцилација у брзини. Да би се ова група проблема решила неопходно је применити неки од метода компензације пропада напона.

4. МЕТОДЕ ЗА КОМПЕНЗАЦИЈУ ЕФЕКТА ПРОПАДА НАПОНА

Компензација ефеката пропада напона може да се врши на нивоу индустријског разводног постројења или појединачних уређаја. У првом случају се једновремено решава проблем свих уређаја у оквиру потрошачког подручја. Овакав приступ је скуп због великих снага уређаја за поправку квалитета електричне енергије па се

примењује у процесној индустрији где је изузетно мали број уређаја који не морају да буду напајани преко оваквих уређаја.

Уређаји за поправку квалитета електричне енергије који се могу применити за компензацију ефеката пропада напона на нивоу читавог разводног постројења су [16]:

- Регулатори напона (сатурациони напонски регулатор, ферорезонантни регулатор, ауотрансформатор са статичким теретним мењачем и брзим одзивом, фазни модулартор);
- Мотор генераторске групе са и без замајца;
- Двоструки напајачи са статичким прекидачима који обезбеђују брз прелаз на алтернативни вод (могу се комбиновати са регулаторима напона);
- Непрекидна напајања – UPS (линијски, инверторски, интерактивни и генератор са СУС мотором).

Други приступ одликује употреба уређаја мање снаге за поправак квалитета електричне енергије. У овом случају постоје посебне методе за поједине уређаје. Овакав приступ је знатно јефтинији од претходног и налази на ширу примену. Када су инверторски напајани електромоторни погони у питању методе заштите од пропада напона могу се поделити као у [4]:

- Заштите без промене топологије и стратегије управљања енергетским претварачима:
 - а) додавање кондензатора у DC међуколо,
 - б) употреба инерције за повећање напона међукола,
 - в) рад погона на нижој брзини и оптерећењу;
- Заштита са применом хардверских или софтверских модификација енергетских претварача:
 - а) употреба BOOST конвертора у DC међуколу,
 - б) употреба пуноуправљивог исправљача за напајање DC међукола,
 - в) промена индекса модулације инвертора,
 - г) употреба мотора за ниже напоне;
- Заштита уз употребу уређаја за складиштење енергије као што су: батерије, суперкондензатори, мотор генераторске групе, замајци, суперпроводнички калемови за складиштење енергије и горивне ћелије.

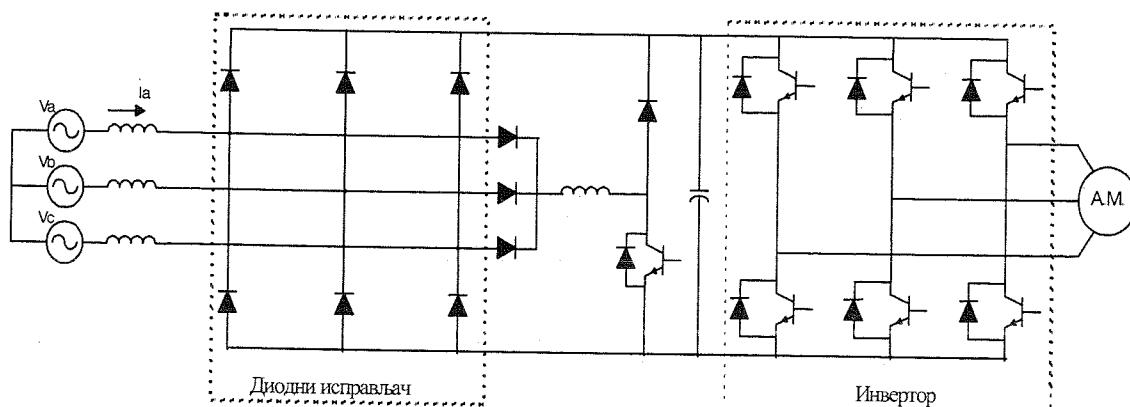
Сваки од ових метода је описан и вреднован у поменутом раду. Овде ће бити анализирани три методе које се заснивају на промени топологије или стратегије

управљања енергетским претварачима. Ове три методе се издвајају по добром односу перформансе-цена и широком спектру примена. Употреба уређаја за складиштење енергије је прескупа да би се користила само за заштиту од пропада напона тако да им је употреба ограничена само на погоне изузетне важности и случајеве где су прекиди у напајању честа појава. Са друге стране, методе из прве групе или дају ограничене резултате или су примањиви само за неке врсте оптерећења мотора. Треба напоменути да су метод за употребом мотора за нижи напон и метод са променом индекса модулације PWM инвертора веома слични, тако да нема потребе да се посебно разматрају.

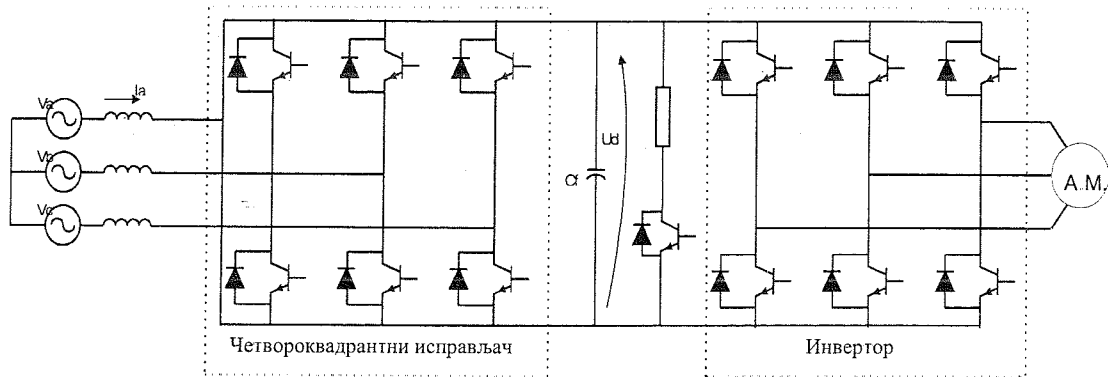
5. АНАЛИЗА ЕФИКАСНОСТИ КОМПЕНЗАЦИЈЕ ЕФЕКТА ПРОПАДА НАПОНА

Шеме енергетског дела електромоторних погона са BOOST претварачем за компензацију пропада напона и са пуноуправљивим исправљачем приказане су на Сл 4 и 5. Погон са BOOST претварачем приказан у овом раду предложен је у литератури [7] ради уштеде на полупроводничким компонентама. У тој варијанти, која је згодна за погоне у којима не постоји велика потреба за електричним кочењем, искоришћени су транзистор за кочење и индуктивност LC филтра за израду BOOST претварача. Да би се додатно уштедело на полупроводничким компонентама, исправљач за напајање конвертора изведен је помоћу само три додатне диоде. Друге конфигурације су знатно скупље јер подразумевају паралелно везан исправљач и посебан транзистор за BOOST претварач.

Разлике међу појединим топологијама конвертора са BOOST претварачем одражава се како на броју тако и у карактеристикама компоненти. За шему са Сл. 4 доње диоде исправљача грпе веће оптерећење него горње, али раде у равномернијем режиму него да уопште нема компензације пропада. Принцип рада је идентичан са обе поменуте топологије па је у овом раду симулиран само рад уређаја са Сл. 4. Додатан разлог за такав, поједностављен, приступ је то што у овом раду нису анализирани сами конвертори већ методе компензације пропада.



Сл. 4. Електромоторни погон са асинхроним мотором и BOOST претварачем за компензацију пропада



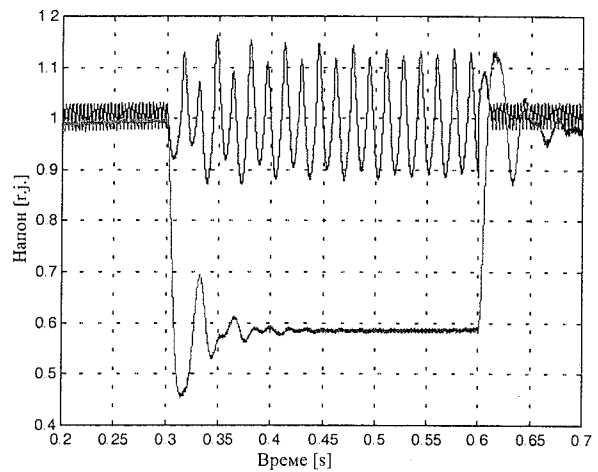
Сл. 5. Електромоторни погон са асинхроним мотором и четвороквадрантним исправљачем

Шема са Сл. 5 је приближно два пута скупља од стандардног напајања приказаног на Сл. 2, али пружа велике могућности за поправак квалитета електричне енергије. Поред смањења хармонијске дисторзије и реверзибилног кочења могуће је четвороквадрантни исправљач искористити и за компензацију ефеката пропада напона. Да би се то остварило потребно је да се детектују пропади и да се преко регулатора делује на промену времена вођења транзистора. Која је амплитуда пропада који се могу компензовати, зависи од називних струја транзистора примењених у исправљачу [17]. Да би се повећао опсег деловања потребно је предимензионисати исправљач. Ако су транзистори исправљача предвиђени за 1.5 пута већу струју него у инвертору онда је максималан пропад 40% [17].

Компензација пропада променом фактора модулације се може применити и на најосновнијој шеми приказаној на Сл. 2. То је најјефтинији метод јер не подразумева измену топологије претварача. Проблем са овим приступом је то што се могу компензовати пропади веома мале амплитуде. Овај метод је предложен у [8] где је и показано да се већ при пропаду напона једне фазе, амплитуде 30% (напон напајања износи 70%) инвертор налази у дубоком засићењу (индекс модулације је 1.915) чиме је умањена контролабилност инвертора и ефекти компензације [18]. Овај метод, дакле, може да умањи ефекте најблажих пропада напона. Да би се овај метод користио за пропаде већих амплитуда мора се употребити мотор за нижи напон.

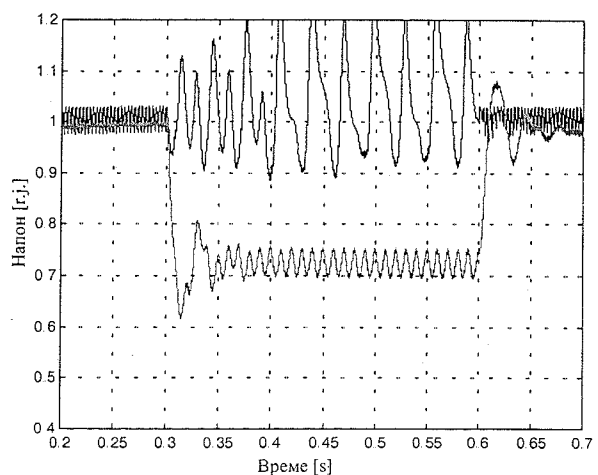
Да би се тестирао неки метод компензације пропада напона потребно је и довољно да се за називно (пуно) оптерећење и брзину симулира пропад напона. Брзинску регулацију није потребно симулирати, јер индустријски погони обично захтевају пуну брзину при максималном оптерећењу, а то је могуће остварити само ако се напон DC међукола налази у дозвољеним границама [4].

На Сл. 6 и 7 приказани су резултати симулације трофазног и двофазног пропада напона за шему са Сл. 4. Приказани су напони DC међукола за компензован и некомпензован претварач. Опсег пропада напона који се може компензовати овом методом ограничен је вредношћу пригушнице, прекидачке учестаности и својствима BOOST конвертора. Када фактор испуне достигне 0.8 онда је степен корисног дејства BOOST конвертора изузетно мали, а за фактор испуне од 0.9 коло престаје да ради као подизач напона [18]. Вредност пропада при којој се ово дешава је граница употребљивости посматраног метода.



Сл. 6. Напон DC међукола за компензован и некомпензован претварач, напон приликом трофазног пропада износи 60% номиналног (трајање пропада 300 ms)

У случају погона чији је рад симулиран, регулација је изведена хистерезисним компараторима као и у [7]. Природа регулационог кола и програма за симулацију доприносе великим осцилацијама напона видљивим са слике. У реалном случају те осцилације би биле знатно мање, а нарочито ако би се усвојила друга стратегија управљања BOOST конвертором.



Сл. 7. Напон DC међукола за компензован и некомпензован претварач, несиметричан, двофазни пропад са напонам у погођеним фазама 60% номиналног

6 ЗАКЉУЧАК

У овом раду је дат кратак приказ проблема пропада напона и метода за њихову компензацију уопште, а поготову за погоне са асинхроним мотором. Показује се да сваки метод компензације почива на предимензионисању опреме, односно да покушаји да се компензују пропади без примене додатних полупроводничких компоненти или без употребе компоненти веће снаге од оне коју захтева нормалан рад има врло ограничене домете. Истакнуто је и да избор метода компензације зависи од очекиваних вредности напона пропада и учестаности појављивања пропада. Из тог разлога и методе којима се компензују пропади малих амплитуда могу да нађу своју примену пошто се одликују једноставношћу примене и ниском ценом. У овом раду је показано и да су све методе уз примену хардверских измена на претварачима, где се у такве убраја и примена мотора за ниже напоне, али не и промена индекса модулације, употребљиви за пропаде који се најчешће јављају (пропади са напоном од 60% номиналног). Ово значи да се у великом броју случајева компензација ефеката пропада напона у регулисаним електромоторним погонима може успешно остварити без примене метода са скупим уређајима за акумулисање енергије. Беспрекидна напајања се углавном користе за заштиту осетљивих уређаја мањих снага, као што су управљачка и сигнална кола.

7 ЛИТЕРАТУРА

- [1] Melhorn C. J., Davis T. D., Beam G.E.; **Voltage Sags: Their Impact on the Utility and Industrial Customers**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, No. 3, 1998., pp. 549-558.
- [2] Kelley A., Cavaroc J., Ledford J., Vassalli L.; **Voltage Regulator for Contactor Ridetrough**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.36, No. 2, 2000., pp. 697-704.
- [3] Price K.; **Practices for Solving End-User Power Quality Problems**, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 6, 1993., pp. 1164-1169.
- [4] Von Jouanne A., Enjeti P. N., Banerjee B.; **Assessment of Ride-Through Alternatives for Adjustable-Speed Drives**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.35, No. 4, 1999., pp. 908-916.
- [5] Das J. C.; **Effects of Momentary Voltage Dips on the Operation of Inductance and Synchronous Motors**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No. 4, 1990., pp. 711-718.
- [6] Bollen M. H. J., Zhang L. D.; **Analysis of Voltage Tolerance of AC Adjustable-Speed Drives for Three-Phase Balanced and Unbalanced Sags**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.36, No. 3, 2000., pp. 904-910.
- [7] Duran-Gomez J. L., Enjeti P. N., Byeong O. W.; **Effect of Voltage Sags on Adjustable-Speed Drives: A Critical Evaluation and an Approach to Improve Performance**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, 1999., pp. 1440-1449.
- [8] Hajder M., Katić V.; **A Method for Reducing the Influence of Voltage Sags on AC Drives Operation**; *5th International Conference on Development and Application Systems*, Sucaeva (Romania), 2000., pp. 133-138.
- [9] Yalcinkaya G., Bollen M. H. J., Crossey P. A.; **Characterization of Voltage Sags in Industrial Distribution Systems**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, No. 4, 1998., pp. 682-688.
- [10] Koval D. O., Bocancea R. A., Kai Yao, Hughes M. B.; **Canadian National Power Quality Survey: Frequency and Duration of Voltage Sags and Surges at Industrial Sites**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, No. 5, 1998., pp. 904-910.
- [11] Reid W. E.; **Power Quality Issues – Standards and Guidelines**, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.32, No. 3, 1996., pp. 625-632.
- [12] Huges M. B., Chan J. S., Koval D. O.; **Distribution Customer Power Quality Experience**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.29, No. 6, 1993., pp. 1204-1211.
- [13] Катић В.; **Квалитет електричне енергије – савремени аспекти**; Саветовање: Развој електроенергетике у Србији, Београд, 1993., pp. 119-128.
- [14] Sikes D. L.; **Comparison Between Power Quality Monitoring Results and Predicted Stochastic Assessment of Voltage Sags – “Real” Reliability for the Customer**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.36, No. 2, 2000., pp. 677-682.
- [15] **Произвођачки каталози фирми: Раде Кончар контактори и релеји, Скопје, Минел ЕЛИП, Београд и Lovato S.P.A., Bergamo (Italia)**
- [16] Burke J. J., Griffith D. C., Ward D. J.; **Power Quality – Two Different Perspectives**; *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 5, No. 3, 1990., pp.1501-1513.
- [17] Van Zyl A., Spee R., Faveluke A., Bhowmik S.; **Voltage Sag Ride-Through for Adjustable-Speed Drives With Active Rectifiers**; *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.34, No. 6, 1998., pp. 1270-1277.
- [18] Mohan N., Undeland T., Robbins W.; **Power Electronics: Converters, Applications and Design – 2nd edition**; *John Wiley & Sons, USA 1995.*

Abstract – In this paper efficiency of the methods for elimination of voltage sag effects in contemporary, inverter fed, induction machine drives is studied. In the beginning nature, amplitude and occurrence frequency of voltage sags are analyzed and later negative effects that sags have on electric drives are discussed too. Response of the components (contactors, control electronics and protective relays) of electric drives to voltage sags is considered to develop objective picture of the influence that sags have on electric drive. Finally in this paper few methods for compensation of voltage sags effects are analyzed using simulations and results reported in literature.

EFFICIENCY STUDY OF THE METHODS FOR ELIMINATION OF VOLTAGE SAG EFFECTS IN AC DRIVES

Dejan Raca, Vladimir Katić

МОДЕЛОВАЊЕ И АНАЛИЗА УТИЦАЈА РАДА ТРОФАЗНОГ РЕГУЛАТОРА НАПОНА НА КВАЛИТЕТ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ

Петар Матић, *Електротехнички факултет у Бањалуци*
Владимир А. Катић, *Факултет техничких наука, Нови Сад*

Садржај - За регулацију снаге трофазних потрошача код којих се не тражи брзо управљање (као што су регулисани гријачи) најчешће се користе тиристорски АС-АС регулатори напона. Циљ овог рада је да упореди различите начине управљања трофазним тиристорским регулаторима са асиметријом квалитета електричне енергије. У раду су посматрана три начина управљања трофазним тиристорским регулатором напона: фазно, PWM и вишепериодско управљање. Након теоријске анализе, урађен је експеримент за случај вишепериодског управљања.

1. КВАЛИТЕТ ЕЛЕКТРИЧНЕ ЕНЕРГИЈЕ

Проблематика квалитета електричне енергије обухвата низ области електротехнике, као што су: електроенергетика, енергетска електроника, поузданост и стабилност електроенергетских система, али и друге области: економију, планирање развоја, законске регулативе итд.

Развојем енергетске електронике дошло је до широке употребе претварача базираних на прекидачким компонентама. Ови претварачи се одликују великом поузданошћу, малим губицима и ниском цијеном, те су нашли своју примјену у електромоторним погонима, регулаторима напона, струје, снаге итд. Један од највећих недостатака претварача енергетске електронике је у томе што они својим радом ометају друге потрошаче електричне енергије путем електричних и електромагнетних сметњи. Потребно је истаћи два чиниоца:

1. употребом полупроводничких прекидача јављају се деформације таласних облика напона и струја на прикључцима енергетских претварача. Ове деформације утичу и на остале потрошаче у електрично "ближој" и "даљој" околини;
2. све више су у употреби уређаји који су нарочито осјетљиви на деформације квалитета електричне енергије, као што су рачунари, мјерна и телекомуникациона опрема итд.

Ова два чиниоца, први, да велики број уређаја изазива деформације, и други, да су ове деформације све мање пожељне, дају посебну важност квалитету електричне енергије. Генерално, квалитет се може посматрати са два аспекта: 1) квалитет испоруке електричне енергије, и 2) квалитет испоручене електричне енергије/1/.

У првом случају квалитет подразумијева непрекидност напајања електричном енергијом и тај аспект опширно се обрађује у областима поузданости и стабилности електроенергетског система. Основни параметри који се овдје дефинишу су ефективна вриједност напона, учестаност и симетрија трофазних величина које се доводе потрошачу. Прописима су регулисана максимална одступања ових трију величина од номиналних вриједности (Табела 1). Други аспект подразумијева да је електрична енергија присутна на потрошачу, те се посматра таласни облик трофазних величина. Овом аспекту се још увијек у нашем подручју не посвећује довољна пажња, док је већина европских земаља донијела одговарајуће прописе о максималним изобличењима која се смију унијети у електричну мрежу /2, 3, 4/.

Фактори који доводе до нарушавања квалитета су разнолики и не морају бити чисто електричне природе. Они зависе од низа околности, као и од техничког стања друштва/1/. Једна од класификација фактора деградације је следећа:

1. нелинеарни потрошачи (енергетски електронски претварачи, индукционе и електролучне пећи, засићене електричне машине и др.) који доводе до појаве деформација у устаљеном стању (стварања виших хармоника, фликера, рупа и уреза у напону и шума);
2. нормалне операције у мрежи (неопходне прекидачке манипулације, прикључења и ремонт опреме) које могу изазвати деформације транзијентне природе и деформације у прелазним режимима;
3. природни услови (атмосферске непогоде, удари муње у ваздушне воде, гране дрвећа, ситне животиње и друго);
4. рад опреме и локалног енергетског система (многи потрошачи у себи садрже нелинеарне дијелове, а међу њима су регулисани погони, лифтови, флуоресцентно освјетљење итд.)

Табела 1: Приказ чинилаца квалитета

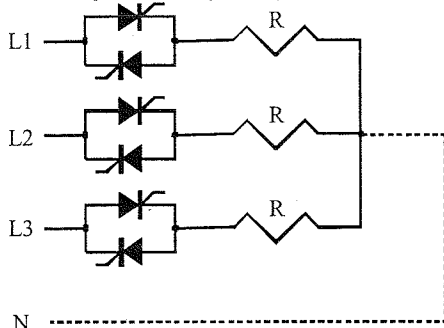
Групе чинилаца	Чиниоци квалитета	Извор деформација	Амплитуда и трајање	Утицај
Основни параметри	1. Варијација напона	Преоптерећење, погрешно подешени регулациони трансформатори	$> \pm 10\%$ >минута	На све потрошаче у дужем периоду
	2. Варијација фреквенције	Преоптерећење електроенергетског система	$> \pm 1\%$ >минута	На асинхроне моторе, сатове и електронику
	3. Несиметрија	Велики монофазни потрошачи, неуравнотеженост	$> \pm 2\%$ >минута	Утицај на трофазне моторе и трансформаторе
Транзијентне	4. Импулси	Муње и укључење потрошача	$< 15 U_n$ $< 200 \mu s$	Рачунарска опрема Електроника
	5. Осцилације	Укључење кондензатора	$< 15 U_n$ $\delta \mu s$	Рачунарска опрема Електроника
Деформације таласних облика	6. Пропади (улаг нућа)	Старт мотора	$0.1-0.9 U_n$ 0.5 периода до 1 минута	Утицај на рачунаре и електронику
	7. Премашење	Једнополни кратки спојеви; јављају се у неопштењем фазама, искључења регулисаних погона	$1.05-1.8 U_n$ 1-10 периода	Утицај на рачунаре и електронику
	8. Кратка безнапонска пауза	Аутоматски поновни уклоп	0 1-10 периода	Утицај на рачунаре и електронику
	9. Поднапони	Планирани (смањење потрошње), неподешени трансформатори	$0.8-0.9 U_n$ >минута	Рачунари, осјетљива електроника, кондензаторске батерије
	10. Пренапони	Погрешно подешени регулациони трансформатори	$1.2-1.4 U_n$ >минута	Утицај се примјети у дужем периоду, а у краћем на осјетљиве потрошаче (рачунари и електроника)
Устаљено стање	11. Безнапонска пауза	Кварови у мрежи	0 >минута	Сви потрошачи, посебно рачунарска опрема и електроника
	12. Хармоници	Енергетски претварачи, регулисани погони, флуоресцентна расвјета	0.3ms	Прегријавање мотора и генератора, лажно окидање заштите
	13. Урези руне	Енергетски претварачи	$0.1-0.9 U_n$ 0.3ms	Рачунарска опрема
	14. Фликер (треперење)	Млинови за челик, потрошачи који троше различите вриједности струје по периоди	$0.3-2.5 U_n$ 0.3ms	Утицај на сијалице, електронику и рачунаре
	15. Шум	Енергетски претварачи	0.3ms	Рачунарска опрема

Један од чешће коришћених енергетских претварача је наизмјенични претварач или регулатор напона. Он се најчешће примјенљује за регулацију снаге отпорног гријача. Циљ овог рада је да упореди различите начине управљања

трофазним тиристорским регулатором напона: фазно, PWM и вишепериодско управљање.

2. ТРОФАЗНИ ТИРИСТОРСКИ РЕГУЛАТОР НАПОНА

Трофазни тиристорски регулатор напона (односно регулатор снаге гријача) састоји се од шест антипаралелно везаних тиристора. На регулатор је прикључен отпорни потрошач (гријач) који може бити спрегнут у звијезду или троугао. Звјездиште може бити повезано на неутрални (нулти) вод или неуземљено (сл. 2.1).



Сл. 2.1. - Трофазни тиристорски регулатор напона

Регулатором се управља помоћу импулса који се доводе на гејт тиристора. Услов да би тиристор водио је да буде позитивно поларисан (анода на вишем напону од катоде), и да постоји управљачки импулс на гејту. Најчешће се доводи поворка импулса (тзв. *чешаљ*), да би се тиристор сигурно држао у укљученом стању, а и управљачка електроника, да би била галвански одвојена, мора посједовати импулсни трансформатор [6]. С обзиром на то како се врши управљање тиристорима, разликују се следећи случајеви управљања:

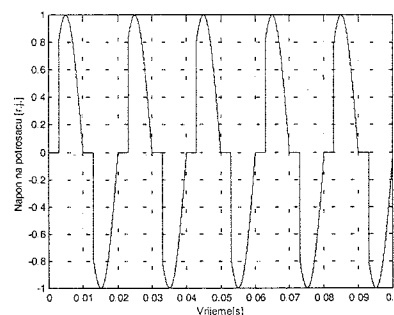
1. Фазно управљање, код кога се управља углом вођења тиристора;
2. PWM управљање, гдје се управља по принципу импулсно-ширинске модулације и
3. Вишепериодска регулација, гдје се импулсима за паљење тиристора одређује колико ће се периода мрежног напона (струје) пропустити потрошачу.

У нултом воду јавља се струја са израженим хармоницима, и то: а) ако воде све три фазе, струја кроз нулти вод је нула; б) ако воде двије фазе, струја кроз нулти вод једнака је њиховом збиру, односно струји кроз фазу која не води када би она водила, и в) ако води једна фаза, струја кроз нулти вод једнака је струји те фазе [7]. У нултом воду је ефективна вриједност хармоника три пута већа него у једној фази. То значи да струја са израженим хармоницима тече кроз нулти вод, па се конфигурација са уземљеним звјездиштем рјеђе користи у пракси, иако има добру особину у малом напрезању тиристора.

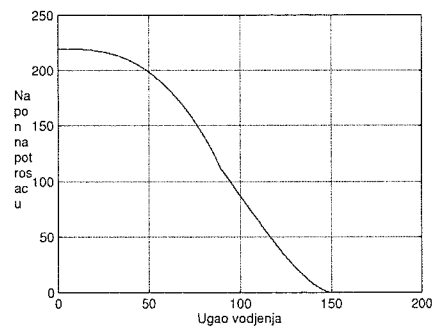
Са аспекта пропагирања виших хармоника идентично се понашају спреге неуземљена звијезда и троугао. Због мањих напонских напрезања гријача, посматраће се спрега у звијезду.

2.1. Фазно ујрављање наизмјеничним регулатором

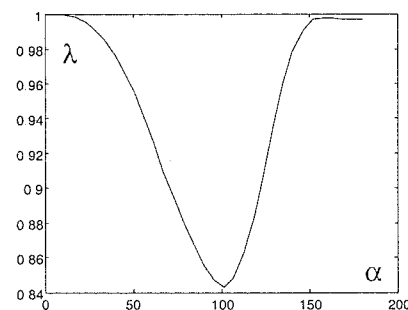
Регулатором се управља помоћу угла вођења тиристора α . Угао α синхронизује се према пресеку два фазна напона (струје), при чему је угао за друге двије фазе међусобно помјерен за угао од 120° и 240° . Напон на једној фази регулатора приказан је на сл. 2.2 а за угао вођења од 60° . На сл. 2.2 б приказана је зависност напона потрошача у зависности од угла α , на сл.2.3. приказана је зависност фактора снаге у зависности од угла α , а на сл. 2.4. приказана је зависност тоталне хармонијске дисторзије у функцији угла α .



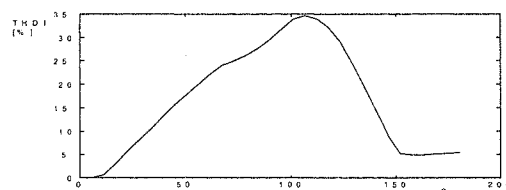
Сл. 2.2а. Таласни облик напона на потрошачу за угао вођења од 60°



Сл. 2.2б Напон на потрошачу у функцији угла вођења



Сл. 2.3 Фактор снаге у функцији угла вођења



Сл. 2.4 Зависност тоталне хармонијске дисторзије од угла вођења

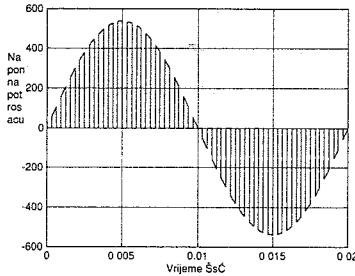
Хармоници напона и струја налазе се на непарним производима основне учестаности, те се релативно тешко филтрирају:

$$f_h = (k+1)f_0; k=0, 1, 2, \dots \quad (2.1)$$

2.2. PWM ујрављање наизмјеничним регулатором

Код примјене PWM управљања потребно је користити ГТО тиристоре, код којих се може прекинути вођење помоћу импулса негативног поларитета на гејту, или снажне транзисторе у посебној конфигурацији. Комутација тиристора обавља се помоћу поворке импулса учестаности вишеструко веће од учестаности напона напајања. Тиме се хармоници потискују на високе учестаности, гдје се

једноставно филтрирају. Регулисање снаге врши се фактором испуне $a = t_{ON} / T_S = t_{ON} \cdot f_S$. Таласни облик напона (струја) једне фазе приказан је на сл. 2.5



Сл.2.5. Напон на њојрошачу код њримјене PWM уђрављања

Сигнал на потрошачу може се посматрати као производ синусоиде учестаности напајања, и правоугаоног сигнала високе учестаности. Примјеном конволуције добија се да се ненулти хармоници струје (за монофазни потрошач) налазе у околини хармоника прекидачког сигнала /8/:

$$f_h = (KF \pm 1)f_0; k=0, 1, 2, \dots, \quad (2.2)$$

гдје је K - ред хармоника, а $F = f_s / f_0$ - однос између учестаности основног и модулишућег сигнала. Оно што је битно код овог спектра је да садржи хармонике само у околини хармоника прекидачке фреквенције. Према томе ред виших хармоника је одређен прекидачком фреквенцијом као код монофазног PWM регулатора.

Усредњавањем напона по интервалу вођења може се добити израз за ефективну вриједност напона на потрошачу:

$$U_{eff} = U \sqrt{a} \quad (2.2)$$

Израз за тоталну хармонијску дисторзију и фактор снаге је:

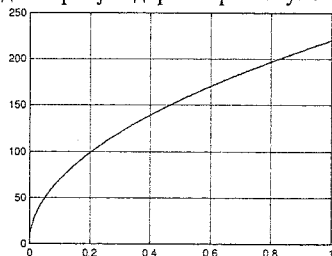
$$THDI = \sqrt{\frac{1-a}{a}}; PF = \sqrt{a} \quad (2.3)$$

Приликом управљања трофазним регулатором могу се разликовати два случаја: истовремено укључивање свих тиристора и укључивање тиристора у појединим фазама у размацима од трећине периоде

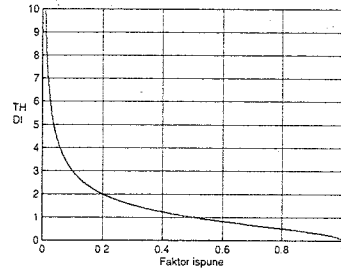
Излазна снага трофазног PWM регулатора са кашњењем се може израчунати кориштењем резултата за монофазни PWM регулатор. Излазну снагу треба рачунати као суму снага за различите интервале вођења:

$$P = \begin{cases} 0, a \leq \frac{1}{3} \\ \frac{3U^2(a - \frac{1}{3})}{2R}, \frac{1}{3} \leq a \leq 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

На сл. 2.6 приказана је зависност напона потрошача од фактора испуне. Снага зависи линеарно са фактором испуне. На сл. 2.7. приказана је зависност тоталне хармонијске дисторзије од фактора испуне.



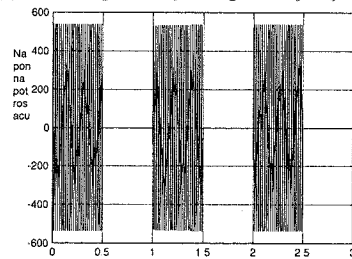
Сл. 2.6. Зависност напона њојрошача од фактора испуне



Сл.2.7. Зависност њојрошаче хармонијске дисторзије од фактора испуне

2.3. Вишепериодско уђрављање наизмјеничним регулатором

Вишепериодско управљање користи се у случајевима када су захтјеви за регулацијом изразито спори. Тиристорима се управља тако да одређено вријеме воде, а одређено да су закочени, чиме у одређеним интервалима има струје кроз потрошач, а у другима нема. Предност вишепериодске регулације је њена једноставност, али су виши хармоници остали на учестаностима веома блиским основној, те се тешко филтрирају. Да би регулатор био уравнотежен, потребно је истовремено укључивати свих шест тиристора, или их укључивати временски помјерено за трећину периоде. На сл.2.8. приказани су таласни облици напона и струја на потрошачу за први случај.

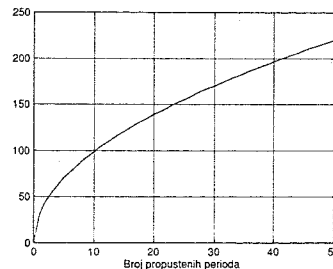


Сл. 2.8 Напон на њојрошачу код њримјене вишепериодске регулације

Ако је периода напона који се регулише T_0 , број пропуштених периода M , непропуштених N , а ефективна (фазна) вриједност напона U , тада су ефективна вриједност напона на потрошачу и снага:

$$U_{eff} = U \sqrt{\frac{M}{M+N}}, \quad P = const \cdot M \quad (2.5)$$

Ако се, као на примјеру са сл. 2.8 узме да је $M+N=50$, а број пропуштених периода M да се мијења од 1 до 50, може се добити зависност напона потрошача од броја пропуштених периода као на Сл. 2.9.



Сл. 2.9 Зависност напона на њојрошачу од броја њропуштених периода

Ако је $f_0 = 2\pi/T_0$ учестаност напона напајања, а $f = 2\pi/NT_0$ учестаност поворке пакета напона, тада се хармоници налазе на учестаностима kf :

$$f_H = f_0 \pm kf, k=0, 1, 2... \quad (2.6)$$

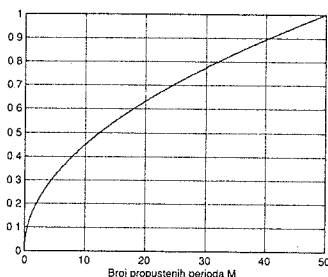
Амплитуде хармоника су:

$$U_k = \frac{\sin \pi MT_0 (f_0 \pm kf)}{MT_0 (f_0 \pm kf)}, k=0, 1, 3... \quad (2.7)$$

Види се да су виши хармоници лоцирани у близини основног, и да су потиснути на ниске учестаности гдје се веома тешко филтрирају. Израз за фактор снаге (PF) је:

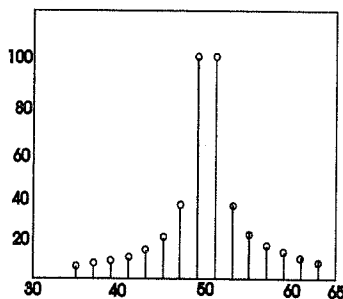
$$pf = \sqrt{\frac{M}{M+N}} \quad (2.8)$$

На сл. 2.10. приказана је зависност фактора снаге од броја пропуштених периода M за $M+N=50/10$.



Сл. 2.10 - Фактор снаге у функцији броја пропуштених периода

На сл. 2.11. приказан је амплитудски спектар напона за случај $M=N=25, f=50\text{Hz}$.



Сл. 2.11 - Амплитудски спектар за $M=N=25$ и $U_f=220\text{V}$.

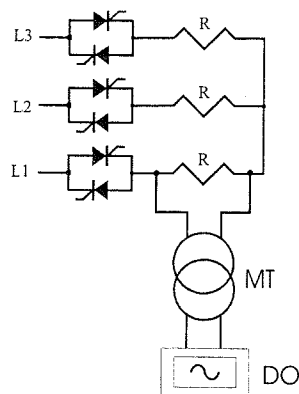
2.4. Упоредна анализа фазног, PWM и вишепериодског управљања

Са аспекта квалитета електричне енергије, најповољнији начин управљања трофазним тиристорским регулатором снаге је PWM управљање. У том случају хармоници струје су потиснути на веома високе учестаности (преко kHz), гдје се филтрирају филтерима малих габарита. Снага линеарно зависи од фактора испуне и може се континуално регулисати. Тотална хармонијска дисторзија је мала. Недостатак је потреба за GTO тиристорима, који су скупљи од обичних, и потреба за сложеним управљачким колима. Фазно управљање омогућава континуалну регулацију снаге промјеном угла вођења тиристора. Недостатак је уношење хармоника који се налазе на непарним учестаностима мрежног напона (струје), те је за њихово филтрирање потребан филтер већих габарита. Вишепериодску регулацију одликује веома једноставно управљање, поготово када се све три фазе истовремено укључују. Овај начин управљања се користи за потрошаче са великом топлотном временском константом (гдје није потребна брза регулација). Међутим, хармоници су изразито

наглашени у околини мрежног хармоника, те се тешко могу филтрирати.

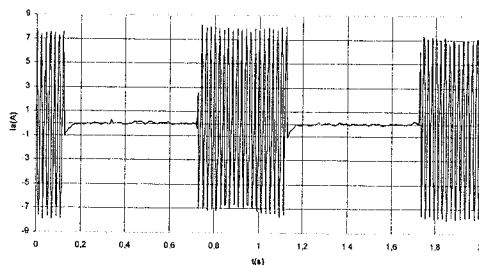
3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

Извршен је експеримент вишепериодске регулације отпорног потрошача. Свих шест тиристора су укључивани у истом тренутку, а синхронизација је вршена према фази α . Шема везивања приказана је на сл. 3.1.



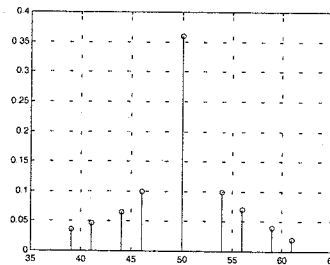
Сл. 3.1. Шема везивања за снимање таласних облика струје кроз потрошач

Таласни облик струје кроз потрошач сниман је дигиталним осцилоскопом (DO) преко мјерења пада напона на једној фази отпорног гријача. Да би се извршило галванско одвајање дигиталног осцилоскопа од градске мреже, кориштен је напонски мјерни трансформатор (MT). Таласни облик струје потрошача за $M=20$ приказан је на сл. 3.2.



Сл. 3.2. Таласни облик струје на потрошачу за $M=20$

Амплитуде хармоника приказане су на сл. 3.3.



Сл. 3.3. Измјерене амплитуде доминантних хармоника

У овом случају је тотална хармонијска дисторзија $THD=1.075$.

4. ЗАКЉУЧАК

Овај рад представља покушај да се проблематика управљања трофазним регулатором напона посматра са становишта квалитета електричне енергије. Теоријска анализа, обрађивана у областима енергетске електронике и

моделовања енергетских претвараача, овај пут је посматрана са аспекта деформације квалитета електричне енергије.

Генерално гледано, са све бржим развојем претвараача енергетске електронике, и самим тим и снижавања цијене сложених претвараача, може се закључити да је *PWM* управљање најбоље рјешење за регулацију снаге гријача, и са аспекта управљања, и са аспекта квалитета електричне енергије.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Катић: Квалитет електричне енергије-савремени аспекти, савјетовање *Развој електроенергетике у Србији*, новембар 1993.
2. D. Daniel Sabin, Ashok Sundaram: Quality Enhances, *IEEE Spectrum*, vol33, No2, feb. 1996.
3. John E. Flory, Thomas S. Key, W. M. Smith, J. Charles Smith, J. M. Clemmensen, Charles D. Potts, Gary Emmett: The Electric Utility Industrial User Partnership in Solving Power Quality Problems, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. No5, aug. 1990.
4. Don O. Koval: Power System Disturbance Patterns, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. no. 3, june 1990.
5. Daniel W. Hart: *Introduction to Power Electronics*, Valparaiso University Indiana, Prentice Hall International, INC, 1997., pp.33-37.
6. Manual for Wood Group Industrial Controls 3 Phase 200A Point on Wave Switch, *Woodgroup Industrial Controls Ltd*, 1986, pp. 40-55.
7. Владимир А. Катић: *Енергетска електроника*, збирка решених задатака, Факултет техничких наука, Нови Сад, април 1987. стр.6-129
8. Н. Јеранче: Анализа рада трофазног PWM регулатора напона за отпорни потрошач, *испитни рад*, Факултет техничких наука Нови Сад, април 1998, стр. 10.
9. Б.Бајић: *Фуријерова анализа, спектри и корелација*, лекције, Центар војнотехничких школа КоВ ЈНА , Загреб, 1990, стр. 15-80.
10. П. Петровић: *Енергетски прећварачи и кола за њихово управљање*, Наука, Београд, 1997.
11. *HP Infinium Oscilloscopes Programerr's Reference*, Hewelt Packard Company, 1997.

Abstract – An analyse of influence of AC-AC converter to the Power Quality (PQ) is presented in this paper. Three different driving controls are presented and compared: phase, PWM and periodical control. There are the results of experiment of periodical control.

AN ANALYSE OF INFLUENCE OF AC-AC CONVERTER TO THE POWER QUALITY

Petar Matic, Vladimir A. Katic

UREĐAJI ZA NAPAJANJE PRIORITYETNIH POTROŠAČA

Slobodan N. Vukosavić, Ljiljana S. Perić

1. UVOD

Sistemi za besprekidno napajanje (SBN ili *UPS- Uninterruptible Power Supplies*) su energetska pretvarači ili sistemi energetskih pretvarača čija je osnovna svrha da obezbede stabilan napon 220V ili 3 x 380V na potrošačima koji moraju ispravno funkcionisati i po nestanku mrežnog napona. Potrošači koji ovakve uslove napajanja mogu tražiti su:

- Personalni računari u kancelarijama i kućni računari;
- Kritični kućni aparati vezani za grejanje (pumpe), osvetljenje, sigurnost (alarmni sistemi) i komunikaciju (radio, TV);
- Računari visokih performansi za poslovne aplikacije;
- Mini telefonske centrale;
- Medicinska oprema u operacionim salama i prostorijama za intenzivnu negu;
- Uređaji u procesnoj industriji čiji bi ispad prouzrokovao velike štete;
- Uređaji kablovske i mobilne telefonije;
- Uređaji i računari na šalterima pošta, banaka i drugih sličnih organizacija;
- Serveri i drugi uređaji lokalnih i javnih računarskih mreža;
- Uređaji vezani za komunikaciju i prenos informacija putem optičkih vlakana.

U slučaju izostanka ili neregularnosti mrežnog napona, SBN uređaji aktiviraju inverter (statički DC/AC pretvarač) i izlazni napon invertora dovode na potrošač, koji se na dalje napaja energijom iz baterije sve do ponovnog uspostavljanja mrežnog napona.

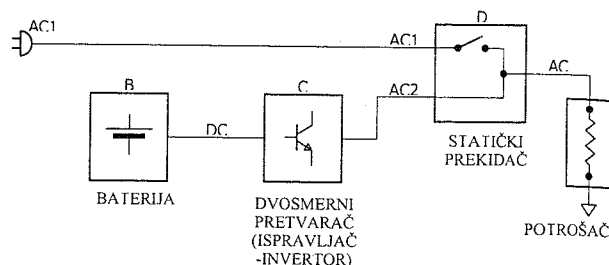
2. TOPOLOGIJE SBN UREĐAJA

U slučaju kada je mrežni napon prisutan i zadovoljavajućih parametara, potrošač se može napajati na dva različita načina. Jednostavniji SBN uređaji (poznati pod imenom *backup* uređaji) tada na potrošač dovode mrežni napon, odgovarajućim uklapanjem statičkog prekidača (element D na slici 1). Složeniji SBN uređaji (SBN-stabilizatori) potrošač napajaju kontrolisanim invertorskim naponom čak i kada je mreža prisutna.

1.1. *BACKUP* topologija

Blok dijagram backup topologije SBN uređaja dat je na slici 1. Uređaj poseduje izvor jednosmernog napona (bateriju), inverter i statički prekidač. U slučaju kada je mrežni napon prisutan i ispravne amplitude i učestanosti, prekidač D je zatvoren te se mrežni napon dovodi na potrošač. U ovakvom režimu, inverter služi za punjenje baterije. Naime, premda u osnovi DC/AC pretvarač (t.j. pretvarač jednosmernog napona u naizmenični), inverter se može, uz prikladno dizajnirano strujno kolo i primenu mikroprocesorskog upravljanja, upotrebiti za konverziju naizmeničnog napona i struje u jednosmerne veličine (AC/DC). Doista, kako se pri ispravnom mrežnom naponu potrošač snabdeva energijom iz gradske mreže, inverter je slobodan za obavljanje funkcije punjenja

baterije. U opisanom režimu inverter obavlja funkciju regulisanog ispravljača.



Slika 1. Topologija backup uređaja za besprekidno napajanje.

Ispad mreže: Pri ispadu mreže, inverter prekida punjenje baterije i započinje proces DC/AC konverzije, pri čemu konvertuje baterijski jednosmerni napon u naizmenični napon učestanosti 50Hz, potreban za napajanje potrošača. Pored ovoga, neophodnim se pokazuje i otvaranje prekidača D. Naime, pri nestanku mrežnog napona, između mrežnih priključaka postoji napon veoma blizak nuli, dok je ekvivalentna impedansa veoma mala. Dakle, mrežni priključak je po ispadu mrežnog napona ekvivalentan kratkom spoju. Iz blok dijagrama na slici 1 je očigledno da se potrošač od ovog specifičnog kratkospojnika mora razdvojiti otvaranjem prekidača D. Tek tada je moguće nastaviti ispravno napajanje potrošača.

Beznaponska pauza i vrste statičkog prekidača: Od nestanka mrežnog napona do početka napajanja potrošača iz invertora potrebno je: a) detektovati ispad mreže, b) isključiti prekidač D i c) uključiti inverter. Sve dok se pomenute operacije ne obave, potrošač je bez napona ("beznaponska pauza").

Neregularnost ili ispad mrežnog napona detektuje se kroz kontinuirano posmatranje i analizu struja i napona. Korektna detekcija treba da blagovremeno izvesti o ispadu mreže kako bi se uključio inverter i komutovao prekidač D. S druge strane, detektor mora biti otporan na šum, izobličenja mrežnog napona kao i na kratkotrajne ($< 500 \mu s$) neregularnosti mreže, kako se uređaj prečesto i nepotrebno ne bi prebacivao sa mreže na inverter. Vreme potrebno za detekciju zavisi od brzine mikrokontrolera koji upravlja uređajem kao i od primenjenog algoritma i može varirati od 0.1ms do 5ms.

Vreme potrebno za isključenje prekidača D zavisi od njegove izvedbe. U najkvalitetnijim SBN uređajima, prekidač D je bidirekcionni visokonaponski MOS ili SIT prekidač čija komutacija traje 2-3 mikrosekunde (sa stanovišta potrošača - trenutno). Visoka cena i relativno veliki gubici snage u stanju vođenja čine da se ovakvo rešenje susreće isključivo kod SBN uređaja sa specijalnim zahtevima.

Standardna realizacija statičkog prekidača sastoji se od antiparalelno povezanih tiristora koji su komutovani mrežnim i invertorskim naponom. Uključenje ovakvog statičkog prekidača se sastoji u dovođenju povorke okidnih impulsa na *gate* elektrode relevantnih tiristora, dok isključenje zahteva ukidanje okidnih impulsa i inverznu polarizaciju ($V_{AK} < 0$) tiristora koji je struju provodio. Minimalno trajanje inverzne polarizacije isključenog tiristora se u katalogima naziva "vreme odmaranja". Vreme koje je potrebno da se tiristorizirani statički prekidač isključi varira od 0.8 ms (kod trofaznih uređaja sa merenjem struja i napona prekidača) do 5 ms (kod monofaznih uređaja pri nepovoljnom reaktivnom teretu).

Prednosti i mane backup uređaja: SBN uređaji čija je topologija data na slici 1. predstavljaju ekonomično rešenje koje sadrži samo jedan energetski pretvarač. Gubici snage su pri jednostepenoj konverziji mali pa je relativno mala i emitovana toplota. Uređaji, međutim nisu u stanju da zaštite potrošač od fluktuacija mrežnog napona i učestanosti. Pri radu na mreži (prekidač D zatvoren) svi mrežni harmonici, kratkotrajni prenaponi i druge neregularnosti se direktno prenose na potrošač. Pored ovoga, napajanje potrošača iz *backup* uređaja dovodi do neminovne beznaponske pauze (1 - 10 ms) pri prelasku sa mrežnog na invertorsko napajanje. Poslednji nedostatak, međutim, nije kritičan kod većine potrošača. Većina PC računara ispravno funkcioniše i pri prekidima dužim od jedne do dve periode mrežnog napona (20-40ms).

2.2. SBN - STABILIZATOR

SBN-stabilizatori se koriste za napajanje kritičnih potrošača koji zahtevaju odsustvo bilo kakve beznaponske pauze i visoku stabilnost amplitude i učestanosti napona, kao i u slučajevima kada treba sprečiti prodor viših harmonika izobličenog mrežnog napona i/ili obezbediti galvansko razdvajanje potrošača i mreže. Primena ovakvih SBN uređaja preporučuje se u slučajevima velikih fluktuacija mrežnog napona, visokog stepena izobličenosti mrežnog napona i situacijama sa uvećanim rizikom od komutacionih prenapona u mreži i/ili naglašenom opasnošću od naponskih udara prouzrokovanih atmosferskim pražnjenjima.

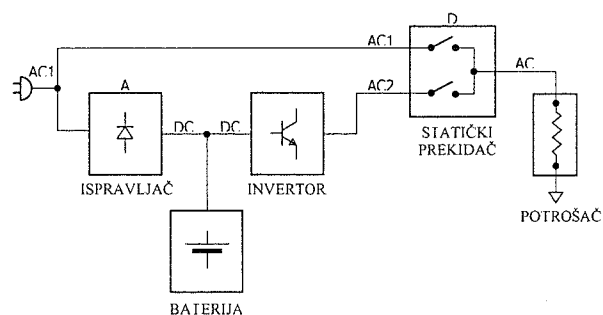
Blok dijagram topologije SBN stabilizatora dat je na slici 2. U slučaju ispravnog funkcionisanja uređaja, potrošač se napaja iz invertora (AC2) kako u prisustvu mrežnog napona tako i pri njegovom ispadu. Statički prekidač omogućuje da se potrošač razdvoji od invertora i napaja iz mreže, no ovakav način napajanja se primenjuje isključivo u havarijskim stanjima (kvar elemenata SBN uređaja). Jednostavniji SBN stabilizatori ne poseduju statički prekidač već se na njegovom mestu nalazi prekidač/kontaktor sa ručnim prebacivanjem koji korisnik nakon havarije mora ručno preklopiti.

Kod normalnog rada i uz prisustvo mrežnog napona, ispravljač (AC/DC pretvarač) obezbeđuje jednosmernu struju potrebnu za napajanje invertora (DC/AC pretvarača) kao i struju punjenja, dopunjavanja i održavanja baterije. Po ispadu mreže, ispravljač je u pasivnom stanju dok se inverter napaja iz baterije. Bez obzira na prisustvo mrežnog napona, potrošač se kontinualno i bez bilo kakvog prekida napaja stabilnim naponom koji generiše inverter (AC2). Pored stabilne amplitude i učestanosti, ovakav napon je kvalitetnog oblika i

bez izobličenja. U njemu nema viših harmonika i kratkotrajnih prenapona koji se mogu pojaviti u mrežnom naponu. Pojedini SBN uređaji su realizovani tako da je priključak AC2 galvanski odvojen od mreže, čime se umanjuje rizik od oštećenja potrošača u incidentima tipa atmosferskih pražnjenja i omogućuje napajanje potrošača u okviru specijalno zaštićene opreme kao što su medicinski aparati.

Pored navedenih prednosti, sistem na slici 2 ima i ozbiljnih mana. Pre svega, dvostepena konverzija uvećava kompleksnost uređaja i ukupne gubitke snage pri konverziji. Uvećana potreba za odvođenjem toplote iz uređaja uvećava njegov gabarit. Kompleksnost i gabarit uređaja se vidno odražavaju na cenu, pa uređaj tipa 'stabilizator' (slika 2) može biti 2-3 puta skuplji od 'backup' uređaja (slika 1).

Na tržištu se sreću i hibridna rešenja čija je topologija na pola puta između one prikazane na slici 1 i topologije na slici 2. Hibridna rešenja podrazumevaju da se između potrošača i mrežnog priključka serijski priključi sekundarni namotaj kompenzacionog transformatora čiji je primar priključen na naročiti baterijski napajani inverter. Na ovakav način trenutnoj vrednosti mrežnog napona se može dodati ili od nje oduzeti komponenta koja je generisana od strane pomoćnog invertora i elektronski kontrolisana. Ovime se otvara mogućnost da se na preizak/previsok mrežni napon doda/oduzme komponenta koja će rezultujući napon (zbir mrežnog i invertorskog napona) dovesti u okvire predviđenih tolerancija. Takođe, naprednija rešenja omogućuju da se injekcijom odgovarajućih talasnih oblika sa primarne strane kompenzacionog transformatora anuliraju izobličenja - viši harmonici - mrežnog napona i obezbedi kvalitetan napon na potrošaču.



Slika 2: Topologija SBN uređaja sa stabilisanim izlaznim naponom (SBN stabilizator).

Hibridna rešenja ne omogućuju eliminisanje kratkotrajnih naponskih udara iz mreže niti daju mogućnost za galvansko razdvajanje. Kako je ovakvim rešenjima imanentna i određena beznaponska pauza, može se zaključiti da se ona po performansama bitnije ne razlikuju od topologije *backup* (slika 1). Imajući u vidu da su hibridni uređaji po kompleksnosti i gabaritu bliski topologiji na slici 2, može se zaključiti da ih, u njihovoj sadašnjoj prezentaciji, treba izbegavati. Koja će od dve prikazane topologije biti odabrana zavisi od uslova primene (t.j. kvaliteta mrežnog napona) i nivoa sigurnosti i zaštite potrošača koji se želi ostvariti.

3. BATERIJE ZA SBN UREĐAJE

Napajanje električnih potrošača i nakon nestanka napona u gradskoj mreži zahteva da sistem besprekidno napajanja

(SBN) poseduje rezervoar iz koga će se energija crpiti i konvertovati u oblik pogodan za napajanje prioritetnih uređaja. U ovu svrhu najčešće se koriste hemijski izvori struje - akumulatorske baterije. U slučajevima kada se predviđa izostanak mrežnog napona duži od nekoliko sati, adekvatna baterija može biti neprihvatljivo velike težine i cene, pa se tada pored baterije predviđa i korišćenje agregata. Pod ovim nazivom podrazumeva se sprega SUS motora ili gasne turbine sa generatorom električne struje. Ovakva sprega obezbeđuje napajanje električnom energijom na račun sagorevanja fosilnih goriva (t.j. benzina, nafte ili gasa). Uz prisustvo agregata, potrebni kapacitet baterije može biti znatno manji. U SBN sistemu koji pored baterije poseduje i agregat, kapacitet baterije treba da bude takav da može obezbediti napajanje potrošača od trenutka ispada mreže do pokretanja samog agregata, što je vremenski interval koji se meri minutima.

Autonomija je termin pod kojim se podrazumeva vremenski interval u kome se potrošač može napajati korišćenjem energije dobijene iz baterije. Autonomija zavisi od snage potrošača i kapaciteta baterije i može se lako izračunati. Za potrošač snage $P[W]$ koji se napaja iz SBN sistema sa ekvivalentnim stepenom korisnog dejstva od $\eta[\%]$ koji poseduje bateriju napona $U_b[V]$ i kapaciteta $C[Ah]$, autonomija može odrediti kao $\Delta t[h] = U_b * C * \eta / P$. Autonomija suštinski zavisi od karakteristika baterije. Na žalost, baterija je jedna od najslabijih tačaka SBN sistema. Za ovakvu tvrdnju postoji nekoliko razloga. Najpre, kod akumulacije električne energije u hemijskim izvorima, specifična energija (red 1 i 2 u Tabeli 1) kao i specifična snaga (red 5) su relativno niske. Kao primer, olovna baterija težine 1kg može dati najviše 93 W korisne snage, dok je iznos energije akumulirane u bateriji težine 1 kg tolika da može u toku jednog sata napajati potrošač snage 33W. Radi upoređenja, sagorevanjem jednog kilograma fosilnih goriva u toku jednog sata, iz agregata se može dobiti korisna snaga od (najmanje) 1 kW.

Tabela 1: KARAKTERISTIKE RASPOLOŽIVIH HEMIJSKIH IZVORA STRUJE.

	Pb otvorena	Pb dryfit	Ni/Cd	Ni/Fe	Ni/Mn	Na/S
Wh/kg	33	32	57.5	51	53	61
Wh/dm ³	70	65	104	90	85	75
punjenje [h]	8	8	6.5	10	11	10
η [%]	68	89	76	58	80	91
W/kg	93	127	191	112	174	98
broj ciklusa	1000	500	2000	1500	?	600

Pored ovoga, efikasnost olovne baterije je svega 68%, što znači da se za svakih 100 Wh energije pohranjenih u

bateriju u fazi punjenja natrag može dobiti samo 68Wh u fazi pražnjenja. Punjenje baterije (na način koji je ne oštećuje) mora trajati barem 8h. Nakon 1000 ciklusa (punjenja i pražnjenja)



baterija postaje neupotrebljiva i mora se zameniti.

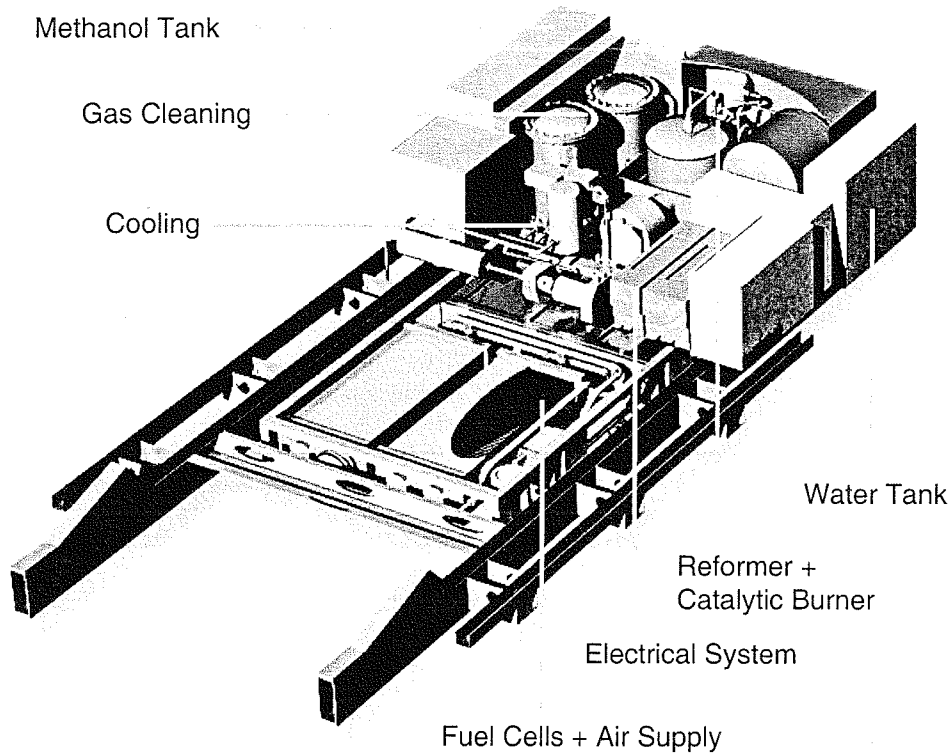
Slika 3. Ekvalizatori napona

U Tabeli 1 su date karakteristike savremenih baterija kao što su Ni/Cd, Ni/Fe, Ni/Mn i Na/S baterije. Najveći stepen korisnog dejstva imaju Na/S baterije, ali se njihov nedostatak ogleda u tome što je radna temperatura ćelija 300 °C, što znatno usložnjava instalaciju i čini da se ove baterije koriste samo u specijalnim okolnostima. Ni/Cd baterije su superiorne u pogledu specifične snage i energije; ali je prisustvo veoma otrovnog kadmijuma dovelo do zabrane korišćenja ovih baterija u mnogim zemljama. Izbor baterija se u praksi svodi na konvencionalne i hermetizovane (*dryfit*) Pb/S baterije ili metal-hibridne baterije koje se još uvek nalaze u fazi razvoja pa pri njihovoj nabavci i korišćenju treba biti oprezan.

Premda elektronski sklopovi SBN uređaja ne zahtevaju nikakvo održavanje niti su izloženi vidnijem starenju, baterija je komponenta SBN uređaja koja stari. Kod nepravilnog održavanja, baterija može i prevremeno otkazati pa se u praksi relativno često menja. SBN uređaji raspoloživi domaćem tržištu (uključujući i uvozne) veoma često koriste bateriju na način koji umanjuje njen životni vek: pražnjenje baterije se obavlja i ispod ćelijskog napona pri kome započinje trajno oštećenje u vidu umanjenja efektivne površine elektroda, dok se punjenje obavlja konstantnom strujom i bez učešća mikroprocesora koji bi punjenje obavio na impulsni način i time znatno produžio život baterije. Raspoloživi SBN uređaji veoma često u stanju "pune" baterije i prisutne mreže na priključcima baterije održavaju konstantan napon (napon održavanja). Ovo je stanje koje se na bateriji najduže održava. Poznato je [4] da ovakvo stanje ubrzava starenje i umanjuje kapacitet baterije, te da je poželjno da se i kod stanja pune baterije napon na elektrodama menja u granicama +/- 250 mV. Uređaji koji poseduju mikroprocesorsko vođenje punjenja i održavanja baterije su skuplji od relativno jednostavnih SBN uređaja. Razlika među njima nije vidljiva u toku prvih 2-3 meseca rada. Kada se razlika manifestuje tako što bateriju jeftinijeg SBN uređaja moramo zameniti novom, tada je ukupan trošak uvećan za cenu nove baterije, no za štednju je tad prekasno.

Verovatnoća otkaza baterije je vezana za broj redno povezanih ćelija, odnosno, za nazivni napon baterije. Ekvalizatori napona (slika 3) produžavaju vek baterija većih nazivnih napona [2]. Naime, kod serijske veze velikog broja ćelija, najčešći kvar baterije je uzrokovan činjenicom da se serijski vezani elementi ne pune niti prazne ravnomerno te da na sebi nemaju iste napone. Ovo dovodi do situacije u kojoj se

napajackim sistemima veoma često se kao izvor električne energije upotrebljavaju *Fuel cell* elementi (slika 4) koje na račun utroška metanola ili vodonika stvaraju jednosmerni napon između svojih elektroda i tako efektivno menjaju olovne baterije u mnogim aplikacijama.



Slika 4. Ćelija za generisanje električne energije oksidacijom metanola (*Fuel cell*).

jedna od ćelija može potpuno isprazniti dok su ostale još uvek pune. Tada se može nedozvoljeno umanjiti napon na praznoj ćeliji, ili se čak menja njegov polaritet čime je ćelija uništena. Ekvalizator predstavlja relativno jednostavan uređaj koji se priključuje paralelno ćelijama i obezbeđuje ujednačavanje ćelijskog napona pa samim tim i duži vek baterije. Ovakvi uređaji se koriste kod SBN sistema sa eksternom baterijom.

Na kraju priče o hemijskim izvorima struje i SBN uređajima, sagledajmo trendove i rešenja koja su nam za sada daleko ali nam se mogu približiti u narednim godinama. Decentralizacija organizacija za distribuciju električne energije znatno uvećava cenu kWh i cenu vršne snage koju potrošač ima na svom priključku. Stoga se intenzivno radi na pretvaračkim strukturama koje nalikuju SBN sistemu, i čiji je zadatak da obezbeđuju vršno opterećenje iz lokalne akumulacije tipa hemijskog izvora struje. Takođe, uvođenje električne energije u udaljena naselja zemalja Azije, Afrike, Južne Amerike i Pacifika koje se u poslednjih 5 godina intenzivno razvijaju često se obavlja uz korišćenje alternativnih izvora. Smatra se da je za snage manje od orijentaciono 1MW neisplativo sprovesti nadzemni ili podzemni VN vod na trasama ekvivalentnim dužini od 300km ravnoga terena. U svim pomenutim

4. SPECIFIČOSTI UPOTREBE SBN UREĐAJA NA NAŠIM PROSTORIMA

SBN uređaji se izvan naše zemlje proizvode serijski i u njihovoj gradnji se koristi višegodišnje iskustvo velikih inostranih kompanija [3]. Kako je naša domaća proizvodnja ograničena na male serije, izazov koji se postavlja pred domaće konstruktore i proizvođače je dostizanje cene koja će biti konkurentna uvoznim uređajima; naime, određena doza patriotizma domaćih kupaca i promptna asistencija i servis domaćeg proizvoda predstavljaju prednost koja se topi ukoliko domaća alternativa uvozu nije vidno jeftinija.

Uvozni uređaji, međutim, ne odgovaraju u svemu upotrebi na našim prostorima. Korisnici uvoznih uređaja i uređaja dizajniranih po ugledu na uvozne (u daljem tekstu INO-SBN) su suočeni sa nizom praktičnih problema, od kojih su mnogi izloženi u preglednom članku objavljenom pre godinu dana u časopisu Mikro [1].

SBN uređaji inostranih proizvođača su dizajnirani za korišćenje u uslovima koji se veoma razlikuju od naših domaćih. Verovatnoća ispada mreže u pomenutim zemljama je veoma mala i vezana je uglavnom za otkaz komutacione i

regulacione opreme u razvodnim i distributivnim postrojenjima i lokalnim čvorovima. Način na koji su mreže organizovane uvećava pouzdanost te su veoma malo verovatni duži ispadi. Imajući ovo u vidu, INO-SBN uređaji se dimenzionišu tako da kod njihove primene u domaćim uslovima treba obratiti pažnju na niz aspekata koji su navedeni i pojašnjeni u sledećim pasusima.

a) INO-SBN nije u stanju da pokrene potrošač čija polazna struja prevazilazi radnu.

Uređaji tipa PC-računara pri pokretanju zahtevaju struje 2 ili više puta veće od radne. Pretvarač-invertor se mora naročito dimenzionisati ako se ovakve struje žele makar i kratkotrajno ostvariti. INO-SBN je osmišljen tako da preuzme napajanje računara koji već radi u slučaju da mrežnog napona nestane, pa nije ni dizajniran za velika strujna naprezanja niti je spreman da pokrene računar ukoliko mrežnog napona nema. U pogledu cene i gabarita, INO-SBN ima veliku prednost u odnosu na uređaje su načinjeni tako da mogu pokrenuti računar korišćenjem energije baterije, te stoga moraju posedovati robusnije i skuplje komponente u energetskom kolu.

b) Uređaj nije u stanju da ostvari rad sa nazivnom snagom duži od 5-10 minuta.

INO-SBN uređaji su dizajnirani tako da poseduju autonomiju dovoljnu za premošćavanje izostanka mrežnog napona koji se može očekivati u mrežama razvijenih zemalja. Ovaj interval je obično kraći od 2-3 minuta, pa je autonomija od 5-10 minuta sasvim dovoljna. Poznato je da veličina SBN uređaja i njegova cena jako zavise od gabarita hladnjaka (na šta se naročito ukazuje u [1]) kao i veličine i nazivne snage transformatora koji struje i napone transformiše sa baterijskog na mrežni nivo. Ako se unapred zna da invertor nikada neće raditi duže od 10 minuta, tada se hladnjak može višestruko smanjiti a umesto transformatora snage 500VA ugraditi transformator od 200-300 VA, jer će njegova toplotna inercija obezbediti da se u roku od 5-10 minuta rada sa snagom $S=500VA$ vitalni delovi transformatora ipak neće zagrejati do opasnih temperatura koje ih mogu oštetiti. Naravno, INO-SBN uređaji su od dugotrajnog rada inherentno zaštićeni jer poseduju unutrašnju bateriju koja će se nakon 5-10 minuta rada isprazniti, pa duži rad i hipotetičko oštećenje usled pregrevanja nisu mogući.

c) Veoma uzane tolerancije u pogledu mrežnog napona i učestanosti.

Većina SBN uređaja radi ispravno samo u slučaju da je mrežni napon po amplitudi i učestanosti ne odstupa više od desetak volti i stotinak miliherca. Ovi uslovi su u zemlju proizvođača uvek ispunjeni, dok se kod nas naponska stabilnost može garantovati u nekim gusto naseljenim mestima van industrijskih zona. Učestanost međutim često (bez obzira na lokaciju u smislu selo-grad) varira izvan INO_SBN limita. Posledica ovoga je da INO-SBN uređaj često signalizira odsustvo mreže čak i onda kada je mrežni napon prisutan, što dovodi do prelaska na baterijski rad, a nakon 5-10 minuta i do zaustavljanja računara. Frustrirajuća situacija je ona u kojoj je mreža prisutna, ali vaš računar ne možete pokrenuti jer SBN mrežu smatra "odsutnom" jer je izvan tolerancija, dok on sam, korišćenjem baterijske energije nije u stanju da pokrene vaš računar.

d) Velika osetljivost na tranzijente mrežnog napona.

Česte komutacije koje se čine kod preusmeravanja električne energije, isključivanja i uključivanja pojedinih grupa potrošača i naselja radi umanjena potrošnje ili očuvanja integriteta elektroenergetskog sistema prouzrokuju tranzijente koji mogu oštetiti INO-SBN uređaje jer oni za pomenute uslove korišćenja nisu ni predviđeni.

e) Generisanje napona koji nije sinusoidalnog oblika.

Veliki broj komercijalnih uređaja generiše izlazni napon koji nije sinusoidalni već je u velikoj meri izobličen. Ovakva rešenja su nešto jeftinija, jer je nesinusoidalni napon lakše generisati. Međutim, naprezanje strujnog kola i izolacije u okviru potrošača i samog SBN uređaja, kao i smetnje (elektromagnetni šum) prirodene nesinusoidalnom napajanjem dovode do umanjene pouzdanosti i uvećanja verovatnoće otkaza SBN uređaja i potrošača.

f) Odsustvo I2T i kratkospojne zaštite ili njihova neprimerena primena.

Backup uređaji manjih snaga se uglavnom izvode bez I2T i kratkospojne zaštite. Kratak spoj na izlaznim priključcima ili preopterećenje tada dovodi do trajnog oštećenja uređaja. Relativno je mali broj uređaja koji u vremenu od 2-5 sekundi dozvoljavaju trostruko preopterećenje (tipično za pokretanje monitora PC računara) i koji u toku rečenog pokretanja aktivno ograničavaju struju na nivou $I_{max} = 3 I_{nom}$, da bi po tom, kod kontinuiranog neregularnog rada i po isteku predviđenih 2-5 sekundi aktivirali kratkospojnu zaštitu i isključili potrošač. Mali je i broj uređaja koji poseduju takozvanu I2T zaštitu. Pod I2T mehanizmom podrazumeva se programski implementiran opserver temperature vitalnih delova uređaja u toku rada. Ovakav mehanizam aktivno štiti uređaj od prevelikog trajnog opterećenja. Značaj pomenutih zaštita nije (kako se često čini) ograničen na očuvanje integriteta SBN uređaja. Pre svega, štiti se sam potrošač. Naime, ukoliko potrošač deklarisan struje I_{nom} preuzima iz SBN uređaja struju znatno veće efektivne vrednosti, to je siguran znak da je potrošač neispravan i da se u njemu odvijaju procesi koji mogu dovesti do požara ili drugih neđaća.

Iz svega navedenog ne treba zaključiti da dizajneri uvoznih uređaja nisu korektno uradili svoj posao. Naprotiv, INO-SBN uređaji često predstavljaju veoma efektivno, kvalitetno i ekonomično rešenja za primenu u zemljama proizvođača. Problemi koji su gore navedeni javljaju se stoga što su uslovi u kojima ih mi želimo koristiti znatno drugačiji.

Definisanje snage uređaja. Dopunimo poglavlje o INO_SBN uređajima diskusijom o tome kako proizvođači deklariraju njihovu nazivnu snagu. Snaga uređaja se, od strane različitih proizvođača, specificira kao izlazna aktivna snaga P u vatima [W], izlazna prividna snaga S u volt-amperima [VA], ili se definiše maksimalna efektivna vrednost izlazne struje I [A]. Deklarisanje izlazne struje je ekvivalentno iskazivanju snage pretvarača u volt-amperima; t.j. množenjem dozvoljene struje u amperima sa izlaznim naponom $U=220V$ dobija se prividna snaga uređaja S [VA]. U pogledu ovih veličina postoji zabuna kojoj doprinosi snaga distorzije kod nesinusoidalne struje potrošača i činjenica da snaga P [W] nije jednaka proizvodu prividne snage i kosinusa ugla ϕ . Autori članka "Izvori besprekidnog napajanja" [1] su zabunu pokušali razrešiti iznoseći niz korisnih tvrdnji i zaključaka, čineći pri tome i poneki previd: jedinica VA - volt amper - nije, naime oznaka za

vršne vrednosti struja i napona kako se tvrdi [1]; prividna snaga S [VA] se ne dobija množenjem vršnih već efektivnih vrednosti struja i napona; aktivna snaga P [W] se ne može dobiti množenjem prividne sa 0.707, već je P [W] = λS [VA], gde je λ faktor snage, veličina koju je teško pojasniti u jednoj rečenici, ali možemo barem reći da je pri sinusoidalnoj (neizobličenoj) izlaznoj struji $\lambda = \cos(\phi)$, a sada već prepoznajemo "kosinus fi", odnosno kosinus ugaonog kašnjenja struje potrošača za oblikom napona. Pohvalimo, međutim autore rada [1] jer je krajnji rezultat važniji od izvođenja, a oni nam sugerišu da je za potrošače tipa PC-računar sa monitorom odnos aktivne i prividne snage oko 0.6. Doista, za većinu personalnih računara je $P = 115W$ dok je $S = 200$ [VA].

Razliku između dveju snaga treba ispravno razumeti. Opterećenje samog SBN uređaja je zapravo zavisno od efektivne vrednosti izlazne struje, dakle, veličina koja je doista vezana sa terećenjem strujnih kola SBN sistema i zagrevanjem njegovih komponenti je prividna snaga S . Snaga P pri ovome može biti mnogo manja od prividne; ako je potrošač poglavito reaktivnog karaktera ili je njegova struja izobličena i sa visokim odnosom vršne i srednje vrednosti, može se dogoditi da uređaj od 1000VA bude opterećen sa svega 100W, ali da se pri tome pregreje ili ošteti jer je opterećen nelinearnim potrošačem sa visokim vršnim vrednostima struje. Dakle, pre odluke o nabavci SBN uređaja, potrebno je dobro razumeti prirodu potrošača koje treba napajati.

Najčešći primer problema koje korisnik SBN uređaja ima zbog navedenih greški je napajanje rashladnih uređaja. Tipičan hladnik/frizider pri radu troši oko 200W, ali njegova prividna snaga kratkotrajno prevazilazi 3000VA, pa je neophodno opredeliti se [11] za SBN uređaj koji toleriše visoki odnos trajne aktivne snage [W] i polazne reaktivne snage [VA].

5. PRIMENA NOVIH DOSTIGNUĆA U GRADNJI NOVE GENERACIJE SBN UREĐAJA

Kvalitet SBN uređaja određen je oblikom izlaznog napona, sveukupnom pouzdanošću, trajanjem beznaponske pauze, efikasnošću konverzije i načinom punjenja i održavanja baterije. S druge strane, cena SBN uređaja poglavito zavisi od veličine pasivnih komponenti i gubitaka snage, koji određuju gabarit i težinu pretvarača.

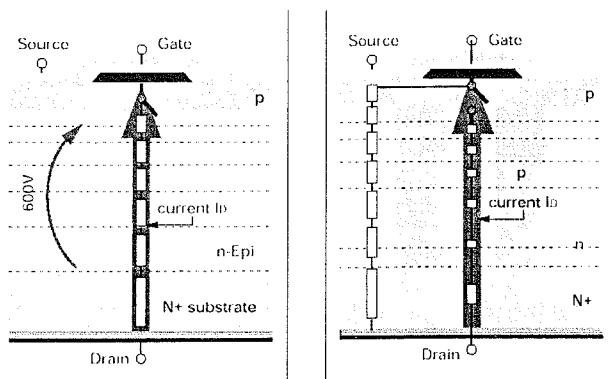
Tabela 2: Karakteristike savremenih digitalnih kontrolera

Dužina kanala CMOS prekidača	0.3 - 0.5 μm (projektovana) 0.25-0.38 μm (efektivna)
Donja granica dužine kanala	$L = 0.1 \mu\text{m}$ (fizička granica silicijumske tehnologije)
Raspodela kašnjenja za $L < 1 \mu\text{m}$	50% CMOS propagacija, 50% Δt na interkonekcijama
Karakteristike tehnologije 2000.	Za \$5 dobija μC od 100 MIPS, 5V, potrošnje 50mA
Karakteristike tehnologije 2004.	Za \$2 dobije se μC 400 MIPS, 3.3V potrošnje 8mA
Raspoloživa VLSI logička kola	FPGA kola brzine 150 MHz sa 80.000 kapija cene \$10

Kvalitet SBN uređaja je uveliko određen načinom upravljanja. Analogna upravljačka kola su skoro sasvim potisnuta i u svrhu upravljanja se koriste digitalni

mikrokontroleri ili signalni procesori. Mikrokontroleri niskih i srednjih performansi ne omogućuju generisanje sinusoidalnog napona već se stvara takozvani trapezni oblik. Mala procesorska snaga rezultuje i relativno velikim trajanjem beznaponske pauze kao i suboptimalnim punjenjem i održavanjem baterije. Savremeni trendovi u razvoju mikrokontrolera (Tabela 2) ukazuju da su na raspolaganju svakim danom brži sklopovi koji obavljaju 100 miliona instrukcija u sekundi trošeći pri tome svega 250 mW.

Većina raspoloživih mikrokontrolera [8-10] u okviru jedinstvenog čipa poseduje sve elemente potrebne za upravljanje SBN uređajem: oscilator, unutrašnju flash memoriju, unutrašnju RAM memoriju, digitalne PWM uređaje za generisanje širinski moduliranih signala, A/D konvertore sa multiplexerima, digitalne ulaze i izlaze kao i pogodne perifernske uređaje za serijsku komunikaciju (UART, CAN, SPI). Kompaktnost, brzina i pouzdanost savremenih kontrolera omogućuje da se upravljačke i regulacione funkcije SBN uređaja obave na kvalitativno novom nivou i time vidno uvećaju sveukupne performanse uređaja. Upotreba kompaktnih *single-chip* mikrokontrolera omogućuje da se izbegne izvođenje vitalnih signala i sabirnica izvan integrisanog kola, te oni nisu izloženi delovanju elektromagnetnog šuma koji prati proces konverzije u ispravljačima i inverterima. Na ovaj način se znatno uvećava pouzdanost celokupnog sistema.



Slika 5. Konvencionalni MOSFET (levo) i COOLMOS struktura (desno).

Uvećanje performansi i smanjenje gabarita i cene SBN uređaja može se postići i primenom savremenih tehnoloških dostignuća u oblasti poluprovodničkih prekidača. Karakteristike poluprovodničkih prekidača (najčešće tipa MOSFET) određuju kvalitet izlaznog napona i stepen korisnog dejstva SBN uređaja.

Kao primer, redukcija pada napona na MOSFET prekidaču za 50% može uvećati sa 70% na 85% stepen korisnog dejstva SBN uređaja koji koristi bateriju od 12V. Ovakvo smanjenje se dobija primenom nove serije MOSFET prekidača koja je poznata pod imenom *CoolMos* (Slika 5). Naročitim postupkom unošenja primesa u zonu kanala uvećava se njegova provodnost u stanju vođenja te se smanjuje pad napona na prekidaču kao i gubici snage. Posledica ovoga je manji gabarit hladnjaka, mogućnost rada na višim učestanostima, umanjeno veličine pasivnih komponenti, poboljšanje performansi i umanjeno cene SBN uređaja. *CoolMos* tehnologija u sprezi sa savremenim

digitalnim kontrolerima zaštitni je znak modernog rešenja SBN uređaja.

6. PRIMER KOMPAKTOG SBN UREĐAJA DOMAĆE PROIZVODNJE I *BACKUP* TOPOLOGIJE

Entuzijazam domaćih dizajnera i njihov priljezan rad u toku prethodne godine dao je domaćem tržištu uređaje koji koriste savremenu tehnologija najnovijih MOSFET tranzistora snage i digitalnih kontrolera. Uređaji su dimenzionisani za domaće tržište i domaće uslove primene, pa je većina od njih sposobna da prebrodi teškoće izložene u poglavlju 4. Nova generacija domaćih uređaja je robusnijih performansi i konkurentne cene u odnosu na uvozne uređaje [1] kao i u odnosu na domaće uređaje pri čijem je projektovanju inostrani dizajn bio primer. Primena najnovijih MOSFET prekidača omogućuje visok stepen korisnog dejstva i pri veoma niskom baterijskom naponu, te se i kod sistema sa baterijom od 12V može očekivati efikasnost koja prevazilazi 80%.

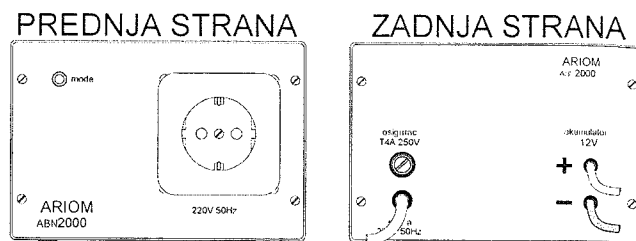
U ovom poglavlju će biti dat osvrt na karakteristike uređaja male i srednje snage ABN6000 [6] i ABN2000 [7] firme ARIOM kao i na karakteristike većih uređaja MSN5, TSN5 i MTI firme Energetska Elektronika. Uređaj ABN2000 je tipičan predstavnik nove generacije SBN uređaja kod kojih je napredak u polju poluprovodničkih naprava doprineo uvećanju efikasnosti konverzije a potpuna digitalizacija boljom funkcionalnosti, uvećanim performansama i pouzdanijem radu. Detaljniji uvid u karakteristike, načine rada, zaštite i signalizaciju ovog uređaja omogućuje da se stekne uvid o trendovima u polju SBN uređaja manjih snaga, pa će rečeni uvid u sledećim pasusima biti detaljno izložen.

6.1. Kompaktni monofazni *backup* SBN snage 200VA

Uređaj ABN2000 je kompaktni sistem besprekidnog napajanja koji u sebi integriše ispravljač/punjač baterije, inverter za konverziju baterijskog u naizmenični napon i automatizovani prebacač mreža-inverter (prekidač D na slici 1). Uređaj je pre svega namenjen napajanju računara, komunikacionih uređaja, alarmnih sistema, vitalnih elemenata sistema za grejanje klimatizaciju kao i drugih uređaja snage do 200VA. Pored ovoga, uređaj može funkcionisati kao inteligentni punjač olovnih baterija i vršiti njihovu revitalizaciju. Prvenstvena namena uređaja je da osigura kontinuirano napajanje prioriternih potrošača i nakon ispada mrežnog napona usled havarije, restrikcija ili drugih razloga. Po topologiji spada u klasu *backup* uređaja (slika 1). Predviđen je za rad sa eksternom olovnom baterijom napona 12V, te autonomija zavisi od odabrane baterije. Uređaj ispravno funkcioniše sa standardnim ili *dryfit* PbS baterijama kapaciteta od 6Ah do 200 Ah. Kod napajanja prosečnog PC računara, olovna baterija kapaciteta 45Ah omogućuje četvoročasovni rad u baterijskom režimu. Imajući u vidu da uobičajene restrikcije mogu trajati 3-4h, zaključuje se da akumulator standardne veličine (45h) zadovoljava najveći broj potreba za besprekidnim napajanjem električnom energijom.

Uređaj ABN2000 poseduje mikroprocesorski nadzor, u potpunosti je digitalno upravljani i potpuno je automatizovan tako da ne traži nikakvu intervenciju korisnika pri nestanku ili ponovnom dolasku mrežnog napona.

Za razliku od najčešće susretanih i relativno skupih uvoznih *backup* jedinica koji ne mogu pokrenuti računar ukoliko mreža nije prisutna i koji bi se pregrijali kod baterijskog rada dužeg od 10 minuta, uređaj ABN2000 omogućuje pokretanje računara u baterijskom režimu, kao i starovanje svakog uređaja čija polazna snaga ne prevazilazi trostruku nazivnu snagu pretvarača (600VA). Uređaj ABN2000 je načinjen tako da se potrošač može više sati napajati u baterijskom modu; t.j. trajanje baterijskog rada nije ograničeno zagrevanjem pretvarača već isključivo kapacitetom baterije.



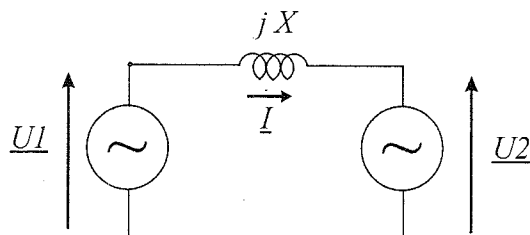
$$H = 105 \text{ W} = 155 \text{ D} = 165 \text{ mm}$$

Slika 6: Dimenzije uređaja ABN2000 su znatno umanjene zahvaljujući primeni nove generacije MOSFET prekidača sa malim kondukcionim gubicima.

Mikroprocesorsko upravljanje omogućuje implementaciju inteligentnih algoritama za kratkospojnu zaštitu i I2T (termičku) zaštitu. Većina postojećih uređaja može biti oštećena ukoliko se na njih jednovremeno priključi više potrošača velike polazne struje ili se u dužem vremenskom intervalu optereće strujom koja prevazilazi nominalnu. Uređaj ABN2000 se na takav način ne može oštetiti: mikroprocesor za upravljanje i nadzor uzima u obzir nivo struje opterećenja i temperaturu kritičnih delova, te u slučaju dugotrajnog preopterećenja isključuje uređaj. Pretvarač je načinjen tako da bez oštećenja može podneti kratak spoj između izlaznih priključaka. Ukoliko je kvar (kratak spoj) dugotrajne prirode i ne otkloni se ni nakon 2.5 sec, upravljački program uređaja ABN2000 tada zaključuje da je potrošač koji napajamo oštećen, te se isključuje i time štiti potrošač i sopstveni integritet. Kratkotrajna strujna preopterećenja se tolerišu i bivaju interpretirana kao strujni udari koji su neophodni radi pokretanja monitora ili njemu sličnih uređaja. Pri ovome se, ipak, ograničava izlazna struja na 3A a struja baterije na 150A, kako ne bi došlo do oštećenja baterije, klema ili provodnika. Ograničenje trenutne vrednosti baterijske struje je neophodno i stoga što pad napona na konačnoj unutrašnjoj impedansi olovne baterije pri ekscenim strujama dovodi do umanjjenja napona između njenih klema na neprihvatljivo malu vrednost, pri čemu bi uređaj ušao u stanje blokade i signalizirao baterijski podnapon.

ABN2000 je uređaj koji na izlaznim priključcima generiše sinusoidalni napon. Primenjena je širinska modulacija optimizirana u smislu umanjjenja komutacionih gubitaka, tako da opredeljenje za sinusoidalni oblik napona ne čini stepen korisnog dejstva uređaja ABN manjim od efikasnosti SBN uređaja sa "trapeznim" oblikom napona. Napon kvadratnog ili trapeznog oblika, veoma često prisutan kod monofaznih SBN

uređaja bogat je višim harmonicima i poseduje relativno velike strmine napona (dV/dt), koje uzrokuju nagle promene struje u kapacitivnim elementima potrošača. Pored akustične buke koju "trapezni" SBN prouzrokuje, jedna od posledica je i dodatno naprezanje izolacije u namotajima potrošača (motori, transformatori) i preuranjen proboj izolacije i konsekventno otkaz potrošača. Da bi se ovo izbeglo, uređaj ABN je dizajniran tako da na svojim izlaznim priključcima poseduje sinusoidalni napon čiji je faktor izobličenja (THD) meren u praznom hodu bolji od 2.5 %. Zahvaljujući ovome, rad uređaja ABN2000 je tih. Ukoliko se uređaj ABN2000 koristi pored PC računara, buka ventilatora samog računara onemogućuje da se zvuk ABN uređaja razluči.



$$P = \frac{U1 * U2}{X} \sin(\delta); \delta = \arg(U1) - \arg(U2)$$

Slika 7. Ilustracija principa punjenja baterije kod uređaja ABN2000.

Uz regularan napon mreže, prekidač D (slika 1) je zatvoren i potrošač se napaja mrežnim naponom. Na način objašnjen u daljem tekstu, tada se obavlja i punjenje/ održavanje baterije. Kada se dogodi ispad mreže, PC računar ili drugi prioritetni potrošač to neće ni primetiti ukoliko je napajan iz ABN2000 uređaja. Naime, inverter ABN uređaja se održava u besprekidnom sinhronizmu sa naponom "odlazeće" mreže, pa akcija otvaranja prekidača D ne dovodi do faznog diskontinuiteta napona potrošača. Naravno, uslov kontinuiranog napajanja potrošača je da mrežni ispad / restrikcija ne traje više od nekoliko sati (t.j. da ne dođe do potpunog pražnjenja baterije).

Baterija će biti automatski dopunjena pri prvom sledećem uspostavljanju regularnog napona mreže. Nakon ponovnog uspostavljanja mrežnog napona, uređaj je spreman za prelazak u režim punjenja baterije i napajanje potrošača iz mreže, t.j. za zatvaranje prekidača D na slici 1. ABN2000 najpre sinhronizuje izlazni napon sa mrežnim kako se pri zatvaranju prekidača D i prelasku na mrežno napajanje ne bi dogodila skokovita promena faznog stava i posledični strujni udar, što bi se negativno odrazilo na osetljive potrošače. Sinhronizacija napona invertora i njegovo dovođenje u fazu sa mrežnim obavlja se uz pomoć programski implementirane PLL strukture redovno i pre svake komutacije mreža-invertor ili komutacije inverter-mreža, čime se osigurava manje strujno naprezanje elemenata i obezbeđuje da napon potrošača nema fazni diskontinuitet pri pomenutim komutacijama.

Punjenje baterije započinje po zatvaranju prekidača D (slika 1). U toku punjenja, inverter (označen kao "dvosmerni" pretvarač na slici 1) i dalje biva kontrolisan sinusoidalno širinski modulisanim impulsima koji pristižu od strane digitalnog mikrokontrolera. Dakle, i u fazi punjenja se na izlazu

invertora formira sinusoidalni napon. Razlika u odnosu na baterijski rad je u tome što se sada napon invertora ($U2$ na slici 7) održava u sinhronizmu sa mrežnim naponom ($U1$ na slici 7) uz izvesno podesivo fazno kašnjenje δ . Snaga konverzije invertora sada ima negativan predznak, naime, energija se crpe iz mreže i prenosi u bateriju, t.j. obavlja se AC/DC konverzija. Invertor se sada koristi kao regulisani ispravljač koji podešavanjem ugla δ kontroliše struju punjenja baterije. U toku punjenja, razmena energije između mreže i invertora obavlja se na isti način kao i razmena između dve spregnute sinhronne mašine čije su elektromotorne sile fazno pomerene za ugao δ . Objedinjavanje funkcija AC/DC i DC/AC konverzije u jedinstvenom pretvaraču je jedan od osnovnih faktora koji su omogućili da ABN2000 bude kompaktna, malog gabarita, kao što je pokazano na slici 6.

Punjenje baterije se odvija na impulsni način, što podrazumeva primenu širih impulsa struje punjenja i uzanih/ kratkotrajnih impulsa pražnjenja čija je uloga da relaksiraju elektrode i proces taloženja materijala iz rastvora načine ravnomernijim. Ovime se značajno produžava vek baterije. Mikroprocesor će po okončanju punjenja preći u režim održavanja popunjenosti baterije, koja je tako spremna da pri sledećem nestanku mrežnog napona obezbedi napajanje potrošača bez prekida.

Vreme punjenja je optimizirano tako da se ono obavi dovoljno brzo, vodeći računa da se pri tome ne umanjí kapacitet baterije i ne ugrozi njen životni vek nepotrebnim zagrevanjem, kako se korisnik ne bi izlagao dodatnom trošku njene zamene. U praksi, punjenje traje orijentaciono dva puta duže nego pražnjenje; dakle, nakon autonomnog rada od 4 sata pri punom opterećenju (200VA), biće potrebno 8 sati punjenja kako bi se baterija dovela u početno "puno" stanje.

Održavanje baterije: Baterije su najosetljiviji deo SBN sistema. Njihovom punjenju, održavanju i zaštiti je posvećen veliki deo upravljačko/nadzornog programa uređaja ABN2000. Pored impulsnog punjenja i algoritma za revitalizaciju, održavanje baterije (t.j. regulisanje napona u stanju "baterija puna") se obavlja tako da ne postoji rizik punjenja prevelikim naponom (ključanje). U stanju održavanja, mikroprocesor vrši blago pulsiranje napona baterije kako bi se minimizirao rizik od umanjenja kapaciteta baterije zbog veoma dugog rada sa punom baterijom (bez pražnjenja). Kod odsustva mreže i rada na bateriji, mikroprocesor u okviru uređaja ABN2000 nadzire napon baterije dok se ista prazni. U slučaju da preostala energija akumulirana u bateriji postane kritično mala, te se napon približi donjoj granici ispod koje je moguća inverzija napona jedne od ćelija, uređaj signalizira da je baterija skoro sasvim prazna - "alarm". Ovo se događa isključivo nakon veoma dugog izostanka mrežnog napona. Ukoliko korisnik tada nije prisutan ili ne isključi blagovremeno potrošač (načini *shut down* računara), mikroprocesor će nakon 5-10 minuta rada (zavisno od izlazne snage) u režimu alarma isključiti uređaj i tako zaštititi bateriju. Jedna od opcija koja se isporučuje uz uređaj ABN2000 je i serijski priključak i programska podrška koja pri ulasku u stanje "alarm" uredno zaustavlja i "zatvara" sve otvorene aplikacije na vašem računaru, završavajući akciju sa regularnim zaustavljanjem operativnog sistema i "gašenjem" računara.

6.2. Električne karakteristike

Nominalni napon olovne baterije: $U_{\text{nom(DC)}} = 12\text{V}$
 Maksimalni napon održavanja baterije: $U_{\text{max(DC)}} = 13.8\text{V}$
 Minimalni napon kod pražnjenja baterije: $U_{\text{min(DC)}} = 10.55\text{V}$
 Nominalna struja baterije pri pražnjenju: $I_{\text{nom(DC)}} = 20\text{A}$
 Amplituda pozitivnih impulsa pri punjenju: $I_{\text{charge}} = 5\text{A}$
 Amplituda negativnih impulsa pri punjenju: $I_{\text{discharge}} = 0.5\text{A}$
 Maksimalna struja baterije u trajanju do 2.5 s: $I_{\text{max(DC)}} = 150\text{A}$
 Osigurač u jednosmernom kolu: Ekstra-tromi osigurač od 32A
 Izlazni napon u baterijskom radu: $U = 220\text{V}$, $f = 50\text{Hz}$
 Nominalni napon napojne mreže: $U_{\text{nom}} = 220\text{V rms}$, 50 Hz
 Dozvoljena odstupanja efektivne vrednosti: $180\text{V} < U < 250\text{V}$
 Dozvoljena odstupanja mrežne učestanosti: $48.6\text{Hz} < f < 51.4\text{Hz}$
 Maksimalna izlazna struje u trajanju do 2.5 s: $I_{\text{max}} = 3\text{A}$
 Osigurač u naizmeničnom kolu: Tromi osigurač od 4A
 Maksimalna prividna snaga u trajanju do 2.5 s: $S_{\text{max}} = 600\text{VA}$
 Nominalna trajna aktivna snaga pri reaktivnom $P = 150\text{W}$
 opterećenju od 50 VA (induktivno)
 Nominalna trajna izlazna snaga u baterijskom $S_{\text{nom}} = 200\text{VA}$
 radu uz $\cos(\phi) = 0.9$ i uz izobličenje izlazne struje od $\text{THD} = 11\%$
 Nominalni stepen korisnog dejstva: $\eta = 80\%$
 Potrošnja uređaja u baterijskom režimu rada, bez priključenog
 potrošača 600 mA pri $U_{\text{DC}} = 12\text{V}$

6.3. Zaštita i signalizacija

Uređaj ABN2000 je u potpunosti digitalno kontrolisan. Prisustvo programabilnog mikrokontrolera omogućuje da se blagovremeno detektuju vrste i uzroci neregularnih stanja i eventualnih kvarova baterije, potrošača ili elemenata SBN sistema. Na ovaj način stvara se mogućnost da se funkcija zaštite sa SBN uređaja proširi na bateriju i potrošač. Kvalitet koji se ovako dobija je umanjeno rizika od pregrevanja baterije, oštećenja njene hermetičnosti, stvaranja eksplozivnog gasa ili neželjenog isticanja hemijski agresivnih i otrovnih tečnosti. Pored ovoga, elektronski nadzor nad izlaznom strujom i naponom omogućuje da se u dobroj meri zaštiti potrošač i umanjeno rizik požara kod kvara potrošača. U osnovi, uređaj poseduje zaštitu od prevelikog napona baterije, zaštitu od preniskog napona baterije, zaštitu od preopterećenja, zaštitu od kratkog spoja; kao i pasivne (osigurač) zaštite baterijskog strujnog kola i mrežnog priključka.

6.4. Povezivanje i duboko pražnjenje baterije

Automatizovani i nečujni rad uređaja ABN2000 može dovesti do toga da korisnik nakon nekoliko meseci rada zaboravi gde se uređaj zapravo nalazi. Ipak, sama instalacija zahteva da se zasuču rukavi i povežu baterijski provodnici kao i sam potrošač. Uređaj se priključuje najpre na bateriju, obraćajući pažnju na polaritet. Crvena boja kabla i utisnuti znak + na obujmici označavaju pozitivni pol baterije, dok crna boja i znak - na obujmici ukazuju na negativni pol baterije. Potrebno je koristiti PbS akumulator, bilo konvencionalni (sa tečnim elektrolitom) ili suvi (sa gel-om, *dryfit*) nazivnog napona 12V. Proizvođač isporučuje i uređaje sa algoritmima punjenja i održavanja podešenim za druge vrste baterija (NiCd i sl.) ali je tada nameru da se upotrebi drugačiji akumulator potrebno blagovremeno iskazati. Kod povezivanja baterije, obujmice klemu treba učvrstiti zavrtanjima, koristeći umerenu silu

pritezanja kako se olovne klemu akumulatora ne bi deformisale. Hermetizovani akumulatori se mogu koristiti i unutar kancelarijskog prostora ili u prostoriji druge vrste predviđenoj za trajan boravak i rad ljudi. Ukoliko akumulator nije hermetizovan, prostorija mora biti dobro prozračena.

Ukoliko je uređaj ABN2000 u aktivnoj upotrebi duže od godinu dana i pri tome nije nikada dolazilo do nestanka mrežnog napona, baterija nikada nije pražnjena već je svo vreme provela u stanju popunjenosti od 100%. Tada se preporučuje razdvajanje uređaja od mreže, kako bi se aktivirao baterijski rad, a potom pražnjenje baterije sve do nivoa alarma. Pri ulasku u režim alarma, treba iznova priključiti mrežu čime će uređaj preći u režim punjenja. Ovime se elimiše rizik da se kapacitet baterije prevremeno umanj. Proizvođač uređaja isporučuje i programsku opciju koja obezbeđuje izvršenje pomenute procedure (takozvanog dubokog pražnjenja) automatski u unapred određenim vremenskim periodima koji se planiraju u okviru korisnikovog PC računara i iniciraju komandom odaslato putem serijske veze. Opcija nije standardno ugrađena stoga što bi nestanak mreže pri samom kraju procedure dubokog pražnjenja korisnika i njegov računar ostavio sa autonomijom od svega nekoliko minuta, pa se ova opcija aktivira isključivo na inicijativu korisnika.

6.5. SBN stabilizatori

Napredniji uređaji ABN familije, ABN6000 i ABN6000 plus namenjeni su napajanju servera, poslovnih računara i svih drugih potrošača koji zahtevaju visoku stabilnost i kvalitet napona na potrošaču i/ili galvansku razdvojenost potrošača od mreže u cilju sprečavanja prodora mrežnih izobličenja i naponskih udara. Uređaji su dizajnirani prvenstveno za poštanske, medicinske aplikacije kao i za napajanje poslovnih računara i servera. Efektnu upotrebu mogu naći i kod napajanja kritičnih i/ili osetljivih uređaja u ruralnim sredinama sa veoma nestabilnim naponom mreže. Ovi uređaji pripadaju klasi SBN-stabilizatora, čija je blok šema data na slici 2 i koji potrošač napajaju kontrolisanim, stabilnim i kvalitetnim invertorskim naponom kako u režimu kada je mreža prisutna tako i po ispadu mrežnog napona. Namenjeni domaćim uslovima korišćenja, uređaji obezbeđuju na potrošaču napon parametara $U = 220\text{V} \pm 0.5\%$, $f = 50\text{Hz} \pm 0.001\text{Hz}$ čak i u slučaju kada mrežni napon ima parametre $140\text{V} < U < 270\text{V}$ i $40\text{Hz} < f < 70\text{Hz}$. Zadržavajući sve pozitivne osobine i automatizovane procedure uređaja ABN2000, jedinice ABN6000 se grade tako da poseduju sopstvenu bateriju koja se skupa sa ostalim modulima SBN sistema nalazi u kućištu $H=330\text{mm}$ $W=180\text{mm}$ $D=410\text{mm}$, koje se lako može postaviti pored kućišta PC računara. Nazivna snaga je za oba uređaja ista - $S_{\text{nom}} = 600\text{VA}$, dok je razlika između njih ta što uređaj ABN6000-PLUS poseduje galvansko razdvajanje mreže od potrošača.

Uređaji ABN6000 poseduju RISC mikrokontroler koji upravlja invertorom, ispravljačem i statičkom prekidačem (videti sliku 2) jednovremeno vršeći i funkcije zaštite, signalizacije i serijske komunikacije sa nadređenim računarom /serverom. Mikroprocesorsko upravljanje omogućuje potpunu automatizaciju funkcija punjenja, održavanja i periodičnog dubokog pražnjenja interne baterije; funkcija zaštite i signalizacije kao i havarijskog prebacivanja potrošača na mrežno napajanje za slučaj havarijskog otkaza tako da nije nužna nikakva intervencija korisnika u toku višemesečne

eksploatacije. Prioritetni potrošač će biti kontinualno napajan sve dok se ne dogodi ispad mreže koji po trajanju prevazilazi predviđeno trajanje autonomnog rada. Za slučaj da je faktor snage opterećenja jednak jedinici, te je izlazna snaga najveća uz $S = 600VA$ i $P = 600W$, unutrašnje baterije uređaja ABN6000 omogućuju autonoman rad od jednog sata, nakon čega je baterija sasvim ispražnjena te će potrošač ostati bez napona ukoliko u međuvremenu nije iznova uspostavljen mrežni napon.

Uredjaj sadrži dva energetska pretvarača (radi uvida u topologiju uređaja ABN6000 pogledati sliku 2). Kompaktni AC/DC pretvarač (ispravljač) obezbeđuje kontinuirano punjenje i održavanje baterije, kao i napajanje invertora potrebnom jednosmernom strujom. Kod ispada mreže, ispravljač je van pogona i inverter potrebnu energiju dobija iz baterije, postepeno je prazneći. Inverter je predviđen za kontinuirani rad, potrošač se besprekidno napaja invertorskim naponom, bez obzira na prisutnost mreže. Zahvaljujući primeni zaštićenog algoritma upravljanja [14], kvalitet napona kojim se pretvarač napaja je bolji od THD = 2% uz harmonijski sastav u skladu sa IEC propisima vezanim za elektromagnetnu kompatibilnost, dok je njegova stabilnost $U = 200V \pm 0.5\%$ i $f = 50 \text{ Hz} \pm 0.001 \text{ Hz}$.

Energetski pretvarači u okviru ABN6000 uređaja koriste savremene MOSFET prekidače snage malog pada napona i visoke radne učestanosti čime se obezbeđuju mali gubici snage i rad bez buke, "pištanja" ili "zujanja" u frekvencijskom opsegu osetljivosti ljudskog uha; te se bez problema mogu koristiti u prostorijama predviđenim za dugotrajan boravak ljudi.

Primena nove generacije niskonaponskih MOSFET prekidača praćena je, u određenim slučajevima umanjnjem pouzdanosti i neočekivanim otkazima [12]. Ovo se događa kod pokušaja dizajnera da takozvana "drajverska kola" (elektronske sklopove koji upravljaju prekidačem) razvijena za konvencionalne MOSFET tranzistore koriste za upravljanje komponentama nove generacije. ABN familija uređaja sadrži sklopove za adekvatno uobličavanje upravljačkih impulsa na način kompatibilan sa novom MOS tehnologijom, čime je osiguran pouzdan višegodišnji rad.

Uredjaj ABN6000 obezbeđuju visok stepen zaštite potrošača od svih vrsta neregularnosti mreže. Naime, potrošač se nikada ne dovodi u kontakt sa mrežnim naponom, njegovim harmonicima, izobličenjima i tranzijentima. Napon potrošača je strogo kontrolisan od strane invertora tako da se kvalitet napajanja ne dovodi u pitanje. Mrežni napon se koristi isključivo kao izvor energije potrebne za punjenje baterija i napajanje invertora jednosmernom strujom. Dakle, kvalitet i parametri mrežnog napona su manje bitni; dovoljno je to da oni obezbeđuju ispravno funkcionisanje digitalno kontrolisanog ispravljača. Kako je uređaj ABN6000 načinjen je za domaće tržište, ispravljač je podešen tako da ima veoma široke tolerancije u pogledu amplitude i učestanosti mrežnog napona. Ispravan rad je omogućen čak i u slučaju kada mrežni napon ima parametre $140V < U < 270V$ i $40\text{Hz} < f < 70\text{Hz}$. Dakle, rad je moguć i u uslovima ekstremne nestabilnosti koji se retko sreću čak i kod ruralnih mreža.

Ukoliko mrežni napon prevaziđe 270V ili opadne ispod 140V, prekinuće se rad ispravljača i punjenje baterije.

Potrošač će i dalje biti napajan stabilnim naponom, ali će se pri tome prazniti baterija. Ako se mrežni napon ponovo ne uspostavi, ili se ne vrati u opseg 140.270V, baterija će se duboko isprazniti. Pre isključenja, ABN6000 će davati zvučni signal alarma u vremenu od 5 minuta pre ukidanja napona na potrošaču. Jednovremeno, mikrokontroler će putem serijske veze emitovati odgovarajuću poruku nadređenom računaru (t.j. ako takav računar postoji i ako je na njemu instaliran priloženi ABN program). Za ovakvu komunikaciju, potrebno je da PC računar poseduje jedan slobodan 'COM' port sa 25-pinskim muškim priključkom RS232 serijske veze, kao i da je korisnik izvršio instalaciju programa sa isporučene diskete. Za sada, postoji programska podrška za kontrolisano zaustavljanje operativnih sistem WIN95 i WIN98. Pomenuti program će u toku poslednjih 5 minuta rada uređaja ABN6000 upozoriti korisnika da je potrebno sačuvati kontekst/rezultate/fajlove i regularno isključiti računar. Ukoliko korisnik u roku od 2 minuta ne postupi prema instrukcijama, program će samoinicijativno "izaći" iz otvorenih aplikacija na način koji je moguć, sačuvati rezultate koji su mu transparentni i načiniti "shutdown" operativnog sistema. Na žalost, postojeća verzija programa je nesavršena utoliko što će kod 'samoinicijativnog' zaustavljanja sistema (t.j. kada korisnik ignoriše zahtev da sam zatvori aplikacije) izgubiti rezultate koje je korisnik radio u otvorenom DOS 'prozorima', u šta se pisac ovih redova sa gorčinom uverio. Pri memorisanju Windows aplikacija nisu uočeni problemi.

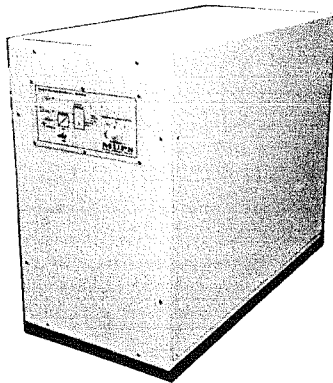
Gubljenje rezultata načinjenih u DOS aplikacijama na računaru napajanom iz ABN uređaja nije dramatično kao razvoj događaja koji sledi nakon što mrežni napon prevaziđe 330V. Naime, ABN će zaustaviti ispravljač već pri mrežnom naponu od $U=270V$. Ukoliko mrežni napon nastavi da raste, pri nivou od oko 330V aktivira se takozvana *crowbar* zaštita koja treba da spreči oštećenje ABN uređaja. Ova zaštita je u tekućim varijantama ABN uređaja realizovana tako što se aktiviranjem SCR poluprovodničkog prekidača načini kratak spoj koji dovodi do izgaranja ulaznog osigurača i razdvajanja ABN uređaja od "opasnog" napona $U > 330V$. Napomenimo da će svaki INO-SBN uređaj kod priključenja na tako visok mrežni napon biti trajno oštećen, pa je razumljivo da domaćim uslovima prilagođen ABN mora imati nekakav zaštitni mehanizam, ali se dizajnerima ipak mora uputiti kritika. Naime, nakon opisanog incidenta, neophodna je intervencija korisnika - mora se zameniti ulazni osigurač. Intervencija deluje benigno, ali se u praksi može očekivati da će korisnik nakon godinu dana rada ABN uređaja biti nesposoban da brzo pribavi osigurač i uputstvo za upotrebu. Premda je verovatnoća da mrežni napon prevaziđe 330V veoma mala, napomenimo ipak da postoje načini da se pri ekstremnim neregularnostima mreže SBN uređaj razdvoji od iste na način koji bi obezbedio ponovno uspostavljanje veze bez intervencije korisnika i zamene topljivog osigurača. Mišljenje autora je da eventualno uvećanje količine utrošenog materijala i cene ne bi bilo značajno, dok bi korisnik SBN uređaja u ruralnim uslovima bio mnogo sigurniji u njegov rad i rasterećen potrebe da poseduje naročite rezervne osigurače.

Pored pomenutog nedostatka (potrebe za zamenom osigurača nakon incidentnog udara mrežnog napona $U > 330V$), uređaj ABN6000 se pokazuje kao veoma pouzdan SBN i stabilizator mrežnog napona koji za opremu snage do 600VA

idealno rešava problem besprekidnog napajanja, stabilnosti i kvaliteta napona potrošača, kao i njegove zaštite od smetnji, izobličenja i naponskih udara mreže. Najveći nedostatak ABN6000 u odnosu na konkurentni i jevtini ABN2000 je njegova cena. Uređaj je neznatno niže cene od INO-SBN uređaja iste snage (80-85%), što za potencijalnog pojedinačnog korisnika uobičajene platežne moći može predstavljati nepremostivu prepreku. Za veliki procenat potencijalnih organizacija-korisnika, ABN6000 još uvek nije dovoljno jevtiniji od uvoznih ekvivalenata da bi pokrenuo njihovo interesovanje. U istoj situaciji se nalaze svi domaći proizvođači uređaja energetske elektronike, pa će vreme će pokazati hoće li prednosti domaće proizvodnje u smislu instalacije, servisa i prilagođenosti dizajna domaćim uslovima ovu situaciju izmeniti.

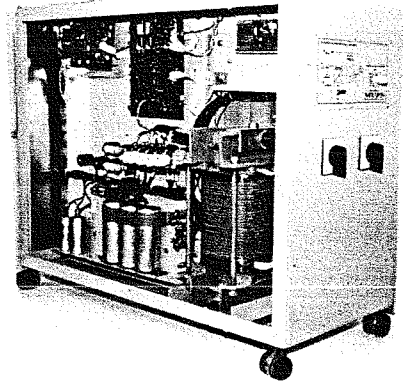
7. SBN UREĐAJI VELIKE SNAGE

Organizacije i ustanove kao što su bolnice, računarski centri, pošte, banke, proizvodne ustanove sa procesima koji se ne smeju prekinuti i druge slične organizacije najčešće koriste trofazne SBN uređaje snage od 10kVA do 100kVA. Ovakvi uređaji se ne retko nalaze u zasebnim prostorijama, skupa sa baterijama za podršku i eventualnim agregatima za kontinuirano napajanje kod dugotrajnih ispada primarnog napajanja. U poslednjih par godina, domaći proizvođači (Energetska Elektronika, INT, Raskovnik, ENEL, Industrijska Elektronika, RDA) su ponudili niz uređaja koji se u pomenutu svrhu mogu uspešno koristiti. Autori ne poseduju uvid u proizvode svih domaćih proizvođača, ali na osnovu raspoloživih informacija stiču utisak da je domaća ponuda trofaznih SBN uređaja velike snage kompletna, da pokriva čitav spektar proizvoda i usluga, da je konkurentna alternativni (uvozu) te da je zasnovana na višegodišnjem iskustvu domaćih stručnjaka i organizacija.



Slika 8. Trofazni sistem za besprekidno napajanje TSN [13].

Domaća ponuda će biti ukratko ilustrovana pregledom osnovnih osobina uređaja TSN i MTI-S. Trofazni sistem za besprekidno napajanje TSN (slika 8) obezbeđuje stabilno napajanje trofaznog potrošača simetričnom sistemom napona 3 x 380V 50Hz uz autonomiju (sa internom baterijom) of 15 minuta. Uređaj se proizvodi u rasponu snaga od 10 kVA (gabarita H=1200 W=500 D=550, m=480 kg) do snage od 160 kVA (H=1800 W=800 D=1600, m=4500 kg). Uz ugradnju zasebnih baterijskih ormara, autonomija se može



Slika 9. Monofazni SBN uređaj MTI-S [13].

proizvoljno povećati. Monofazni uređaj MTI-S (slika 9) obezbeđuje stabilno napajanje grupe monofaznih potrošača sinusoidalnim naponom čiji je TDH bolji od 2%, statičke stabilnosti +/-1%, dinamičke stabilnosti +/-5% i dozvoljenog preopterećenja od 120% u trajanju od 20 sekundi. Uređaj se proizvodi u rasponu snaga od 1kVA (gabarita H=450 W=450 D=250, m=28 kg) do snage od 10 kVA (H=1400 W=950 D=600, m=165 kg). Predviđene su uobičajene mere nadzora, zaštite i signalizacije. Hlađenje uređaja je prirodno, stepen korisnog dejstva je 86%, klasa izolacije u skladu sa DIN40040, dok je nivo buke 56 dB na udaljenosti 1m ispred uređaja.

8. ZAKLJUČAK

Praktična primena SBN uređaja u specifičnim domaćim uslovima skopčana je sa nizom problema sa kojim se uvozni SBN uređaji, dizajnirani za upotrebu u drugačijim uslovima, najčešće ne mogu izboriti. Domaći razvoj u polju energetske elektronike je u toku poslednje decenije migrirao iz velikih razvojnih centara i instituta u male i fleksibilne grupe za razvoj, inženjering, projektovanje i proizvodnju. Praćenjem i korišćenjem prodora u oblasti poluprovodničkih prekidača snage i RISC mikrokontrolera, domaći dizajneri su tržištu ponudili čitav spektar SBN uređaja i sistema koji po svojim tehničkim karakteristikama u velikoj meri zadovoljavaju domaće korisnike.

Specifični uslovi poslovanja u kojima se domaći proizvođači nalaze, kao i relativno male serije uređaja koji se proizvode i prodaju čine da prateće usluge, korisnička uputstva, atestna uverenja, potvrde o kvalitetu (ISO), potvrde o protivpožarnim osobinama (UL) i druge potvrde o merenjima koje izdaju (skupe) svetske laboratorije za domaće proizvode doista nemaju obim koji za svoje uređaje poseduju svetski proizvođači. Domaći proizvodi se u praksi pokazuju sigurnijim i kvalitetnim, ali proizvođač često nema načina da o tome pribavi inostrane potvrde i ateste. Problem za domaće proizvođače predstavlja i to što njihov proizvod mora biti znatno jevtiniji od ekvivalentnog uvoznog da bi se probudilo interesovanje velikih domaćih organizacija - potrošača uređaja energetske elektronike. Vreme će pokazati hoće li prednosti domaće proizvodnje u smislu instalacije, servisa i prilagođenosti dizajna domaćim uslovima ovu situaciju izmeniti.

LITERATURA

- [1] Dejan V. Veselinović, Relja Jović, Bojan Stanojević: "Izvori besprekidnog napajanja", Časopis MIKRO, decembar 1999., pp. 88-95
- [2] Ekvalizatori čelijskog napona olovnih i NiCd akumulatora, Energetska Elektronika d.o.o., Beograd
- [3] Katalog firme APC, www.apc.com/products/ups.cfm
- [4] B. Hauck, "BATTMAN - a battery management system", EVS-11 Symposium proceedings, Florence, Italy, 27-30 September 1992.
- [5] Boris Medved: "Katalog SBN uređaja velike snage", Energetska Elektronika, Beograd
- [6] Uputstvo za upotrebu uređaja ABN6000, Ariom d.o.o, Beograd
- [7] Uputstvo za upotrebu uređaja ABN2000, Ariom d.o.o, Beograd
- [8] MPS430 data sheet, Texas Instruments 1999.
- [9] TMS320F243 data sheet, Texas Instruments 1999.
- [10] Arizona Microchip Technical Library, PIC16C microcontrollers
- [11] SP24 uređaj za napajanje rashladnih vitrina u vagon restoranu, ETF- Beograd
- [12] A. Consoli et.al. "Thermal instability of low voltage power MOSFET-s", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, May 2000. pp. 575-582
- [13] Uputstvo za upotrebu uređaja MTI-S, Energetska Elektronika, Beograd
- [14] S. Vukosavić, P. Miljanić: "Instantaneous feedback in voltage source inverters: a comparative study between nonlinear and linear approach", Conf. Rec. of the Third IEE Conf. on Power Electronics and Electrical Drives, London 1988., pp. 134-137

НОВА ГЕНЕРАЦИЈА АС/ДС ПРЕТВАРАЧА ЗА ЕЛЕКТРИЧНА ВУЧНА ВОЗИЛА

Зоран Милићевић, Милорад Миљуш, Драгослав Пејчић¹

Резиме: У досадашњој експлоатацији електричних локомотива и електромоторних возова на ЈЖ, акумулаторима није посвећивана пажња коју они заслужују с обзиром на значај функције коју обављају и на трошкове који због тога настају. У раду је приказан нови тип пуњача акумулатора који треба да омогући високу поузданост у раду, дужи радни век и смањење трошкова експлоатације акумулатора.

Кључне речи: железница, батерија акумулатора, пуњач акумулатора, електрична локомотива, електромоторни воз.

1. УВОД

Батерија акумулатора представља важан део електричне опреме свих врста вучних возила. На електричним вучним возилима акумулатори су неопходни за рад помоћног компресора и за напајање струјних кола управљања за подизање пантографа и укључење главног прекидача. При сваком, следећем, искључењу главног прекидача, поновно укључење могуће је само, ако акумулатори обезбеђују довољан управљачки напон и струју. Код дизел вучних возила акумулатори су неопходни за напајање струјних кола управљања и покретања дизел мотора.

Да би акумулатори били увек спремни (напуњени) за рад, на вучним возилима постоје уређаји за њихово пуњење. Енергија за пуњење акумулатора обезбеђује се, код електричних вучних возила, из одговарајућег секундарног намотаја локомотивског трансформатора, а код дизел вучних возила, из помоћног генератора.

Пуњачи акумулатора, код електричних вучних возила, треба да обезбеде стабилно пуњење у целокупном опсегу промена напона контактне мреже које се одражавају и на промене секундарних напона главног трансформатора. Код дизел вучних возила, пуњачи акумулатора треба да обезбеде стабилно пуњење у целокупном опсегу

промене брзине обртања дизел мотора које се одражавају и на промену брзине обртања помоћног генератора.

У овом раду приказују се нова достигнућа у развоју пуњача акумулатора електричних вучних возила. Сигурно је да се она могу применити и за пуњаче акумулатора дизел вучних возила, уважавајући неопходне разлике које проистичу из различитих услова напајања акумулатора електричном енергијом и различитих параметара батерије акумулатора.

На ЈЖ постоје две серије електричних локомотива и једна серија електромоторних возова. На електричним локомотивима серије 441 користе се претежно челични акумулатори номиналног напона 72 V, капацитета 45 Ah. На електричним локомотивима серије 461 користе се претежно челични акумулатори номиналног напона 110 V, капацитета 45 Ah. На електромоторним возовима серије 412/416 користе се искључиво челични акумулатори номиналног напона 110 V, капацитета 45 Ah.

Карактеристике досадашње експлоатације акумулатора су релативно кратак век трајања акумулатора, дефекти вучних возила због неисправности одређеног броја ћелија и пожари с мањим или већим последицама.

2. ДОСАДАШЊИ РАЗВОЈ ПУЊАЧА АКУМУЛАТОРА НА ЕЛЕКТРОВУЧНИМ ВОЗИЛИМА

На електровучним возилима ЖТП "Београд" уграђени су веома различити пуњачи акумулатора. На локомотивима серије 441 уграђен је пуњач произвођача "Secheron". Касније је развијен, сличан уређај, произвођача "Раде Кончар" Загреб. На локомотивима серије 461 приликом испоруке био је уграђен пуњач произвођача из Румуније да би касније био систематски замењен пуњачима произвођача "Север" Суботица. На електромоторним

¹ Доц. др Зоран Милићевић, дипл.ел.инж, руководилац пројекта, zoka@EUnet.yu, ЖТП "Београд"; Милорад Миљуш, дипл.ел.инж, ИНГЕЛ Ниш; Драгослав Пејчић, дипл.ел.инж., руководилац пројекта, prejsic@bankerinter.net, Секција за ВВ Ниш, Сарајевска 22, Ниш.

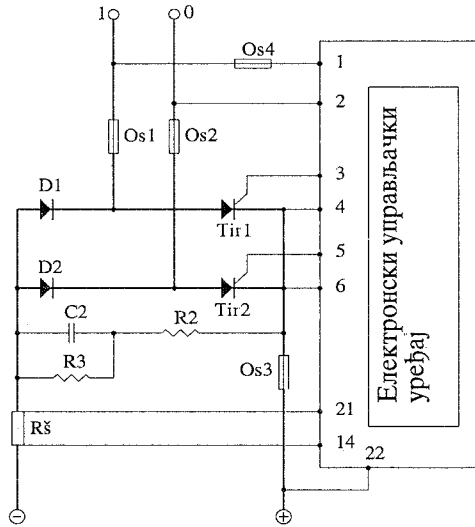
возовима серије 412/416 уграђен је пуњач акумулатора произвођача из СССР.

Уопште, може се закључити да овом веома важном уређају није поклоњено довољно пажње, тако да је велики број дефеката на електровучним возилима био управо због акумулатора и пуњача акумулатора.

2.1. Уређај за пуњење батерија акумулатора на локомотивама серије 441

На локомотивама серије 441 уграђена је батерија акумулатора од 55 никл-кадмијумских ћелија, номиналног напона 72 V, капацитета 45 Ah. За пуњење акумулатора на локомотиви уграђен је пуњач који одмах по укључењу главног прекидача стално допуњује акумулатор струјом максималне јачине 30 A [1].

Пуњач је изведен у тиристорској техници са аутоматском регулацијом струје и напона која се обавља преко електронског управљачког уређаја (сл. 1).



Слика 1: Принципска шема пуњача у тиристорској техници

Трансформатор пуњача има примарни и два секундарна намотаја. Са првог секундарног намотаја напаја се енергетски део пуњача, а са другог добија се стабилисани напон за напајање електронике пуњача.

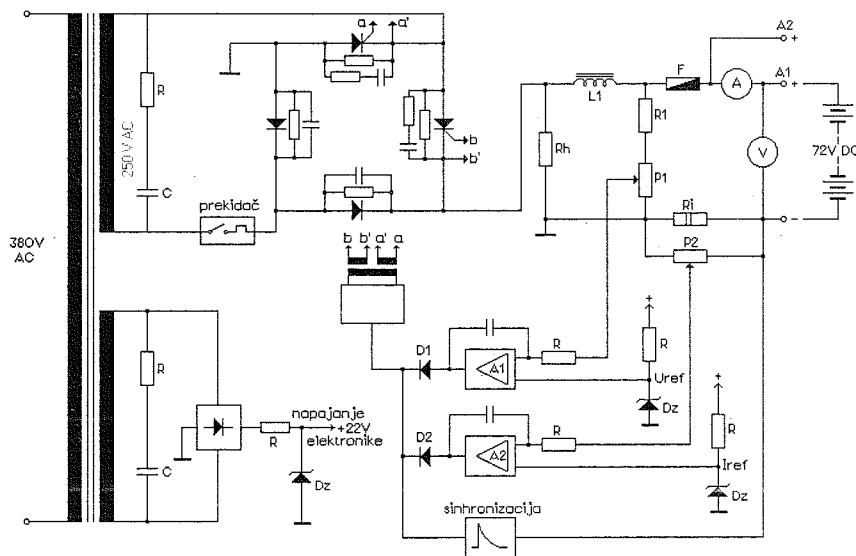
На улаз пуњача (1 и 0) (сл. 1), који је осигуран ултра брзим осигурачима (Os1 и Os2), доводи се наизменичан напон номиналне вредности 240 V са првог секундарног намотаја трансформатора пуњача. Овај наизменични напон исправља се помоћу једнофазног моста кога сачињавају диоде D1 и D2 и тиристори Tir1 и Tir2. Контрола провођења тиристора се обавља импулсима за паљење који се добијају из управљачког дела пуњача са извода 3, 4 и 5, 6.

Електрична шема пуњача представљена је на слици 2.

Управљачки део пуњача даје импулсе за паљење тиристора. Уређај се састоји од управљачког склопа, регулатора и заједничког струјног напајања.

Напонски регулатор (A1) регулише излазни напон уређаја са великом тачношћу. Изведен је са операционим појачавачем. Референтна вредност напона која је обрађена преко операционог појачавача, упоређује се са стварном вредношћу која се доводи на улаз 22 (сл. 1).

Поређење се обавља преко отпорника у једној грани и другој грани моста. Операциони појачавач се налази у дијагонали моста и при томе појачава и интегрише регулациона одступања. Излаз из операционог појачавача је референтни напон за струјни регулатор.



Слика 2: Електрична шема пуњача на локомотиви серије 441

Струјни регулатор (A2) ограничава излазну струју пуњача и чини је константном с великом тачношћу. Поређење референтне вредности струје коју задаје регулатор и стварне вредности која се добија узимањем са шента (Rš - сл. 1) преко улаза 21 уређаја, обавља се преко отпорника у једној грани и другој грани моста. Операциони појачавач који се налази у дијагонали моста појачава регулационо одступање. Излазни напон струјног регулатора представља управљачки напон за електронски управљачки склоп. Чим излазни напон оперативног појачавача достигне напон референтне зенер диоде почиње ограничење струје.

Грубо подешавање струје пуњача обавља се отпорником, а фино подешавање обавља се потенциометром. Подешавање се обавља у радионици тако што се као оптерећење пуњача узима отпорност која служи као еталон, на улаз исправљача доводе се различити напони, а гранична струја подешава се на 30 А.

Напон пуњача подешава се потенциометром, а ово може да се обави и у радионици и на локомотиви.

Пуњач акумулатора ради стабилно и при променама улазног напона од -30% до +25% номиналног улазног напона.

У пуњачу постоји ограничавач струје чији је задатак да ограничи максималну струју пуњења. Када се та задата вредност прекорачи, излазни напон опада и на тај начин читав уређај је заштићен.

2.2. Уређај за пуњење батерије акумулатора на локомотивама серије 461

На локомотивама серије 461 уграђена је батерија акумулатора од 90 никл-кадмијумских ћелија номиналног напона 110 V, капацитета 45 Ah [3].

Приликом испоруке локомотива серије 461 био је уграђен пуњач произвођача из Румуније. Пуњач је био израђен са диодним исправљачем, а управљање његовим радом је решено са трансдуктором као мерним уређајем и транзисторима за управљање.

Због непоузданости и великог броја дефеката овај пуњач је систематски замењен пуњачима произвођача "Север" Суботица.

Пуњач произвођача "Север" Суботица изведен је у тиристорској техници са аутоматском регулацијом струје и напона која се обавља преко електронског управљачког уређаја (сл. 1).

Принцип рада овог пуњача сличан је описаном раду пуњача на локомотивама серије 441.

2.3. Уређај за пуњење батерије акумулатора на електромоторним возовима серије 412/416

Струјна кола једносмерне струје напона 110 V напајају се исправљеним стабилизованим напонам са уређаја који се налази на моторним колима. Истим уређајем, али по другом каналу, напаја се батерија кумулатора. Уређај се у нормалном режиму напаја из стабилизатора наизменичног напона 220 V, 50 Hz, а у

резервном режиму нестабилисаним напонам са намотаја за сопствене потребе главног трансформатора [2].

Ово је такође тиристорски пуњач са електронским блоком за управљање и електронским блоком за заштиту.

3. НОВА ГЕНЕРАЦИЈА АУТОМАТСКИХ ПУЊАЧА АКУМУЛАТОРА

У досадашњој експлоатацији акумулатора уочени су следећи недостаци:

- горњи напонски ниво по ћелији је без контроле,
- пуњач акумулатора пуни и празан и пун акумулатор струјом истог реда величине.

То су разлози због чега долази до загревања акумулатора, кључања електролита (базе код NiCd и киселине код Pb акумулатора), сулфатизације, кривљења плоча ћелија, кратких спојева ћелија и често до пожара. Наравно, важно је и што се тиме драстично скраћује експлоатациони век акумулатора.

3.1. Основни захтеви

- *Пуњење:* Пунити акумулатор прописаним струјним и напонским нивоима.
- *Допуњавање:* Напуњен акумулатор одржавати у спремном (напуњеном) стању новим режимом струјних и напонских нивоа.
- *Експлоатациони век:* Продужити.
- *Не мењати инфраструктуру:* Приликом уградње новог пуњача не вршити преправке на постојећој опреми, инсталацији и задржати постојеће габарите.

3.2. Нови параметри и карактеристике

Ради испуњења захтева различитих корисника акумулатора пројектована је фамилија пуњача следећих карактеристика:

- а) Акумулаторе или акумулаторске батерије пуне константним или импулсним струјама: $I_{pu} = (0,1-0,5) \times C$ где су: I_{pu} – струја пуњења,
0,1 – фактор стандардног пуњења,
0,5 – фактор убрзаног пуњења,
C – капацитет акумулатора.
- б) Електронски компаратори контролишу горњи напонски ниво по ћелији и по његовом достизању искључују пуњење.
- ц) У режиму допуњавања, пуњач пуни акумулатор струјом $I_d = 0,01 \times C$ и чува акумулаторе у спремном, напуњеном стању.
- д) Електронски осцилатор дозвољава да пуњење из тачке а) траје 11 сати (стандардно произвођачи акумулатора у својим техничким подацима дају да пуњење траје 10-14 сати).

е) Уграђена електроника разбија меморисани капацитет акумулатора.

Ових пет општих карактеристика чине нови приступ теорији пуњења акумулатора и акумулаторских батерија. На основу тога акумулатор је исправно третиран у процесу пуњења, експлоатациони век му је знатно продужен, а он, као уграђено експлоатационо средство сигуран.

Објаснимо, на пример, само садејство карактеристика под тачкама б) и д). Уколико је једна, или више ћелија акумулатора у кратком споју, тада компаратори у тачки б) никад неће измерити горњи ниво напуњености батерије. Пуњач ће пунити батерију и даље струјом $I_{pu} = (0,1-0,5) \times C$, што ће даље довести до кључања, испаравања и губљења електролита, а тиме и до хаварије акумулатора. Уместо тога, дејствује осцилатор из тачке д) и за 2 до 10 сати (у зависности да ли је пуњење стандардно или убрзано) искључује пуњење. Излази из тачака б) и д) се уводе се у логичко ИЛИ коло и када проради један, или други излаз, логичко коло стартује допуњавање.

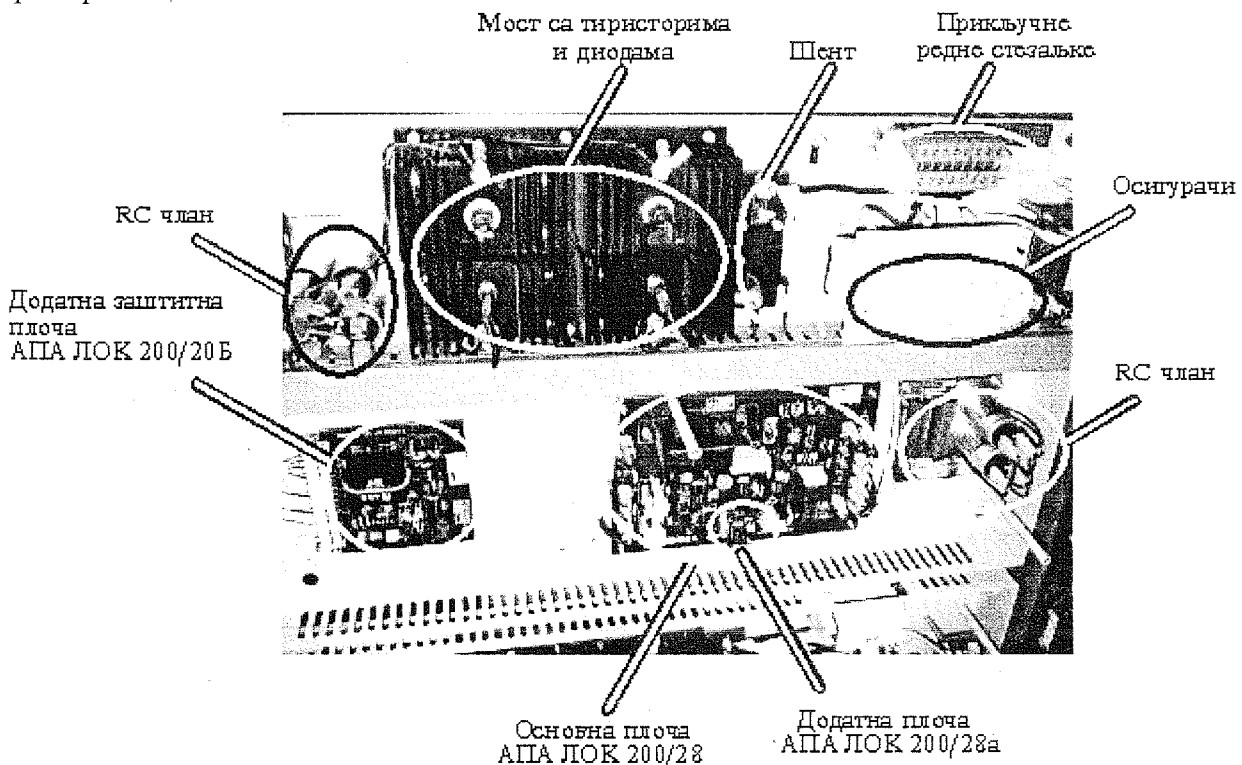
4. АУТОМАТСКИ ПУЊАЧ АКУМУЛАТОРА ИНГЕЛ АПА ЛОК 200/28

Уређај ИНГЕЛ АПА ЛОК 200/28 израђен је за пуњење акумулатора електричних локомотива серије 461 и електромоторних возова серије 412/416, као и за напајање прикључених потрошача. Уређај ради потпуно аутоматски тј. одржава константним напон акумулатора унутар подешене максималне струје. Предвиђен је да ради према UI карактеристици.

Уређај је смештен у металну кутију и са четири завртња причвршћује се на постојеће место пуњача. Подешен је на излазни напон 127,6 V и струју 16 A, а по потреби може се подесити на 25 A.

Исправљање прикљученог наизменичног напона обавља се помоћу моста који се састоји од две диоде и два тиристора (сл. 3) Истовремено тиристоры служе и за регулацију излазног напона и струје, под контролом управљачког уређаја, који се налази на штампаној плочици. Управљачки уређај праги напон на прикључцима акумулатора и струју у колу, на уграђеном струјном шенту. На бази величина задатих контролним потенциометрима, управљачки уређај одређује угао провођења тиристора и на тај начин обавља стабилизацију.

Уградњом додатне плоче за заштиту уређаја штити акумулатор у екстремним условима. Помоћу ове заштите контролишу се посебно напон и струја пуњења. Уколико је напон испод одређеног прага коло не делује да се не би у том случају ограничавала струја за потрошаче. Када напон пређе тај праг коло ограничава струју пуњења на 5 A. Тиме се спречава загревање и кључање акумулатора и на тај начин повећава се ефикасност акумулатора и продужује му се век трајања.



Слика 3: Изглед пуњача ИНГЕЛ АПА ЛОК 200/28

Уз додатну плочу за заштиту, потребно је уградити додатни шент код минус прикључка акумулатора.

Да би се све ове функције обезбедиле код постојеће инсталације на локомотиви потребно је додати само један вод у кабловској структури између места у локомотиви где се монтира пуњач и клеме акумулатора.

5. ЗАКЉУЧАК

Нови тип пуњача батерије акумулатора за електрична вучна возила намеће се новом филозофијом пуњења и оригиналношћу решења. Његовом применом очекују се значајно побољшање поузданости и снижење трошкова експлоатације вучних возила.

Пуњачи акумулатора из ове фамилије већ се примењују код других корисника где су њихове карактеристике потврђене уз високе експлоатационе показатеље (дужи век трајања акумулатора, смањени обим и трошкови одржавања, значајно смањење потребе за набавком нових акумулатора).

За потребе ЖТП "Београд" израђено је шест пуњача акумулатора новог типа који се налазе на типском и експлоатационом испитивању. За уградњу у локомотиве серије 441 потребна је промена габаритних димензија уређаја.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Милићевић З., Аранђеловић Д., Марјановић В., Пејчић Д., *Електричне локомотиве ЈЖ 441*, Завод за НИПД Београд, 1997 године
[2] Милићевић З., *Електромоторни возови ЈЖ 412/416*, Завод за НИПД Београд, 1990 године
[3] Милићевић З., Аранђеловић Д., Марјановић В., Пејчић Д., *Електричне локомотиве ЈЖ 461*, Завод за НИПД Београд, 1999 године

NEW GENERATION AC/DC CHARGERES FOR ELECTRIC LOCOMOTIVES

Zoran Milićević, Milorad Miljuš, Dragoslav Pejčić

Abstract: So far the accumulators haven't been payed the attention they deserve in the exploitation of JZ electric locomotives and EMU's, taking into consideration the importance of the functions they perform and the expenses they cause. New type of the accumulator charger, which is supposed to ensure their high working reliability, longer life and reduction of exploitation expenses, has been presented in this paper.

Key words: railway, accumulator battery, accumulator charger, electric locomotive, EMU.

PRIKAZ REALIZACIJE SAVREMENOG TROFAZNOG NAPONSKOG INVERTORA

Vlado Porobić, mr Darko Marčetić, Prof. dr Vladimir Katić

Fakultet tehničkih nauka

Institut za energetiku, elektroniku i telekomunikacije

Novi Sad, Jugoslavija

Sadržaj - U radu je izvršena teorijska analiza rada trofaznog PWM invertora za upravljanje asinhronim motorom. Projektovana je regulacija brzine korišćenjem brzinske povratne sprege. Projektovani uređaj je realizovan praktično uz upotrebu savremenih elektronskih komponenti, kao što su Semikron-ov modul miniSkiip 21 NEB 061, driver IR 2130, mikrokontroler SAB 80535 i dr. Karakteristične merne tačke prilagođene su laboratorijskim vežbama iz predmeta Energetska elektromika. Izvršena je laboratorijska verifikacija računarskog modela.

1. UVOD

U slučaju potrebe za regulisanim električnim pogonom postoje dve koncepcije. Prva koncepcija zasniva se na upotrebi jednosmernog motora, a druga kao pogonski motor uzima asinhroni. Bez obzira koja vrsta motora je u pitanju upravljanje i regulacija podrazumeva upotrebu energetskih pretvarača [1].

Upravljanje jednosmernim motorima je znatno jednostavnije zbog toga što su veličine fluksa i momenta odvojive, odnosno nezavisne. Međutim, zbog složenije konstrukcije, početna cena je znatno viša od cene asinhronog motora, a zbog postojanja četkica i kolektora, održavanje je komplikovanije i skuplje. S druge strane, asinhroni motor, pored toga što je jeftiniji i jednostavniji, robustniji je i dugovečniji. Problem je komplikovan algoritam upravljanja, koji mora da se ostvari u realnom vremenu i zahteva brz i moćan procesor. Iz tih razloga se do 80-tih godina nisu mogle u potpunosti iskoristiti njegove prednosti u odnosu na jednosmerni.

Široku upotrebu asinhronog motora omogućio je razvoj mikrokontrolera i digitalnih signal procesora (DSP), tokom osamdesetih i devedesetih godina 20-tog veka. Tako su uz razvoj odgovarajućih metoda upravljanja, kao što je npr. vektorsko, postignute karakteristike regulacije kao kod jednosmernog motora.

U radu je prvo izvršena teorijska analiza rada trofaznog naponskog invertora u sklopu pogona sa asinhronim motorom. U kratkim crtama opisana je ideja pravougaoanog (six-step) i impulsno širinskog (PWM) invertora. Opisane su prednosti i mane ovih metoda upravljanja. Navedeni su izrazi koji figurišu u praktičnoj realizaciji uređaja. Zatim je opisano praktično hardversko rešenje problema, korišćenjem najsavremenijih integrisanih (modularnih) komponenti (Semikronov modul MiniSkiip 21 NEB 06 I, integrisano pogonsko kolo (driver) proizvođača International Rectifier IR 2130, mikrokontroler SAB 80C535 i dr.).

U narednom poglavlju opisan je program (software) potreban za funkcionisanje uređaja. On je realizovan na bazi 8-bitnog mikrokontrolera 80C535. Dat je algoritam funkcionisanja uređaja kao i prateći izrazi potrebni da se formule iz teoretskog dela realizuju na osmobicnoj mašini.

Cilj rada je da prikaže jedno rešenje i ostvari kvalitetan uređaj kako po pitanju pouzdanosti, što je bitan momenat u industriji, tako i po pitanju gabarita, cene i fleksibilnosti. Namena invertora je da posluži u praktičnoj obuci studenata u Laboratoriji za Energetsku elektroniku, Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu.

2. TEORETSKA ANALIZA RADA

Zavisno od načina rada i izvora iz kojih se napajaju, invertori mogu biti naponski (VSI - Voltage Source Inverter) ili strujni (CSI - Current Source Inverter). Pomoću naponskih invertora moguća je promena učestanosti napona kojim se napaja motor, dok se promena efektivne vrednosti napona vrši pomoću regulisanog ispravljača ili najčešće primenom neke od tehnika impulsno-širinske modulacije. Analogno, ako se koristi strujni inverter, njime se može podešavati učestanost struje, dok se za podešavanje efektivne vrednosti struje mora koristiti najčešće regulisani ispravljač ili neka od tehnika impulsno-širinske modulacije.

Naponski invertori se najčešće koriste za pogone sa skalarnim upravljanjem, dok se strujno regulisani naponski invertori i strujni invertori najčešće koriste za pogone sa vektorskim upravljanjem.

Na slici 1 data je šema trofaznog mostnog naponskog invertora. Inverter se sastoji se od šest prekidačkih komponenti i njima paralelno vezanih povratnih dioda. Kao prekidači koriste se bipolarni tranzistor, MOSFET ili IGBT. Svaka grana može da ima dva stanja prekidača, što znači da ukupno postoji osam mogućih prekidačkih stanja invertora. Prekidačke funkcije grana invertora se definišu na sledeći način:

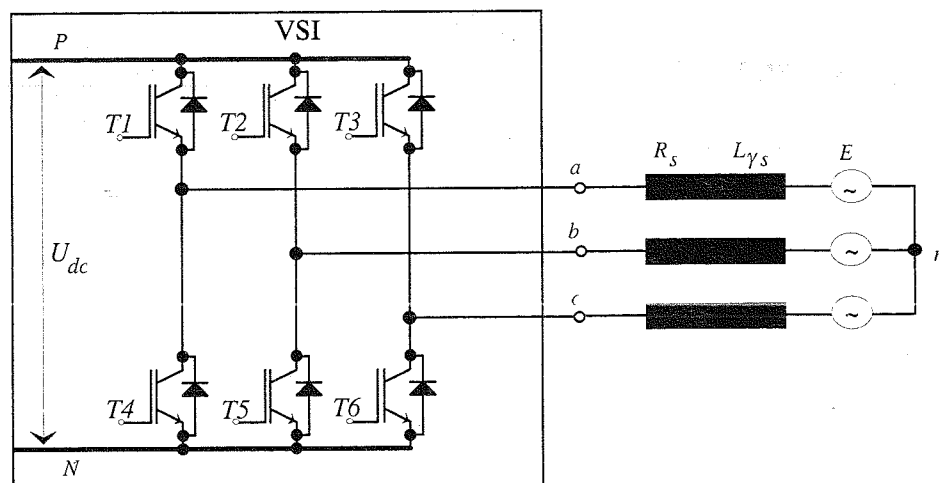
$$T_a, T_b, T_c = \begin{cases} 0, & \text{ako je } T1, T2, T3 \text{ otvoren,} \\ a & T4, T5, T6 \text{ zatvoren;} \\ 1, & \text{obrnuto;} \end{cases} \quad (1)$$

Sad su naponi u_{aN} , u_{bN} i u_{cN} :

$$u_{aN} = T_a U_{dc}; \quad u_{bN} = T_b U_{dc}; \quad u_{cN} = T_c U_{dc}. \quad (2)$$

Izlazni (međufazni) naponi invertora u tačkama a , b i c imaju diskretan karakter, a zavise samo od prekidačkih funkcija i jednosmernog napona:

$$\begin{aligned} u_{ab} &= (T_a - T_b) U_{dc}; \\ u_{bc} &= (T_b - T_c) U_{dc}; \\ u_{ca} &= (T_c - T_a) U_{dc} \end{aligned} \quad (3)$$



Slika 1 - Šematski prikaz trofaznog mostnog naponskog invertora.

Ako su namoti statora spregnuti u zvezdu sa izolovanim zvezdištem, fazni naponi su:

$$u_{an} = u_a = \frac{U_{dc}}{3}(2T_a - T_b - T_c) \quad (4)$$

$$u_{bn} = u_b = \frac{U_{dc}}{3}(2T_b - T_a - T_c) \quad (5)$$

$$u_{cn} = u_c = \frac{U_{dc}}{3}(2T_c - T_a - T_b) \quad (6)$$

Može se zaključiti da linijski naponi mogu imati tri vrednosti: $-U_{dc}$, 0 i U_{dc} , a fazni pet: $-2/3U_{dc}$; $-1/3U_{dc}$; 0 ; $1/3U_{dc}$ i $2/3U_{dc}$. Ako su namoti statora spregnuti u trougao, fazni naponi su jednaki međufaznim i mogu se dobiti pomoću (3).

Zavisno od načina uključenja i isključenja prekidača invertora, naponski invertori se mogu podeliti u naponski kontrolisane i strujno kontrolisane. Ovdje će biti reči o prvo spomenutim.

3. NAPONSKO KONTROLISANI NAPONSKI INVERTORI

U zavisnosti od metode upravljanja razlikuju se pravougaoni (SW - Square Wave) i PWM (Pulse Width Modulation) invertor. Za pravougaoni je razmatrana six-step varijanta, a kod PWM varijanta sinusne PWM.

3.1. SIX-STEP varijanta -SW VSI

Uprošćena struktura pogona sa asinhronim motorom napajanim iz ovog naponskog pretvarača učestanosti prikazana je na slici 2. Efektivna vrednost napona se menja pomoću regulisanog ispravljača, a vrednost učestanosti pomoću invertora. Kočenje u ovakvom pogonu moguće je samo uz korišćenje antiparalelnog ispravljača (nije prikazano na šemi).

Na slici 3 prikazani su talasni oblici karakterističnih signala. Pri tome je učestanost referentnog (kontrolnog) signala, $f_r=50$ Hz, a jednosmerni napon $U_{dc}=311$ V. Efektivna vrednost osnovnog harmonika međufaznog napona je [1]

$$U_{ab} = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{dc} = 0.78U_{dc} \quad (7)$$

Prednosti ovog invertora su jednostavno upravljanje, najveći odnos konverzije $dc-ac$ napona i mali komutacioni gubici. Nedostaci su nepovoljni harmonijski spektar i potreba za regulisanim ispravljačem [1].

3.2. SPWM varijanta-sinusoidal PWM VSI

Da bi se izbegla potreba za regulisanim ispravljačem i poboljšao harmonijski sastav izlaznog napona, koristi se invertor sa impulsno-širinskom modulacijom. Kočenje u ovakvom pogonu se vrši pomoću otpornika R_k u međukolu. Uprošćena struktura asinhronog pogona napajano iz ovog naponskog pretvarača učestanosti prikazana je na slici 4.

Postoje brojne tehnike impulsno-širinske modulacije, odnosno mnogo načina dobijanja upravljačkih signala za prekidače invertora. Izbor konkretne modulacione tehnike u invertorskom napajanju asinhronog motora zavisi od: željene harmonijske distorzije izlaznog napona, odnosa konverzije $dc-ac$ napona (iskoristljivost jednosmernog napona), dinamičkog odziva i lakoće praktične realizacije. Najčešće se primenjuje sinusoidalna modulacija sa trougaonim nosiocem konstantne učestanosti.

Talasni oblici karakterističnih signala dati su na slici 5. U primeru su: modulišuća učestanost $f_r=50$ Hz, indeks amplitudske modulacije $m_a=1$, indeks frekvencijske modulacije $m_f=15$ i jednosmerni napon $U_d=311$ V.

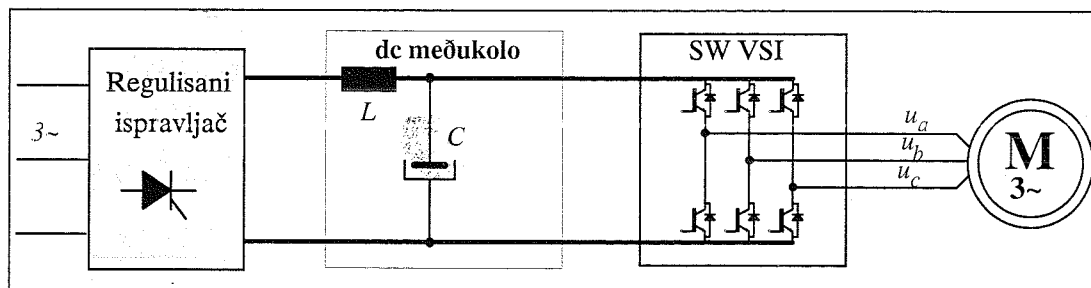
4. PROJEKTOVANJE I REALIZACIJA

Naponski invertor je projektovan i realizovan sa novim modularnim komponentama energetske elektronike, odnosno korišćena je visoko integrisana tehnologija. To je na prvom mestu energetska modul miniSkiip 21 NEB 06 1, proizvođača Semikron. On u sebi sadrži monofazni diodni ispravljač, choper za kočenje i IGBT mosni invertor. Maksimalni napon je 600 V, a struja IGBT-ea 15A. Pored toga korišćen je integrisani driver IR 2130 za IGBT-eova. On u sebi sadrži i strujnu zaštitu celog kola. Upravljanje je realizovano korišćenjem mikrokontrolera 80C535. Blok šema

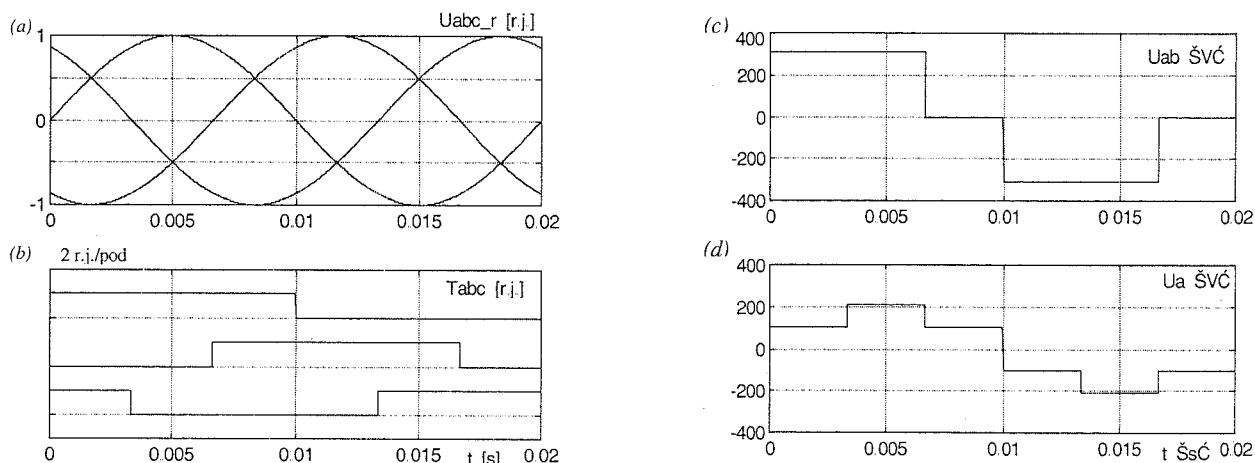
celog uređaja je data na slici 6. Razlikuju se sledeći osnovni blokovi uređaja:

- kartica napajanje elektronike
- mikrokontrolerska kartica
- kartica drivera, strujne i temperaturne zaštite

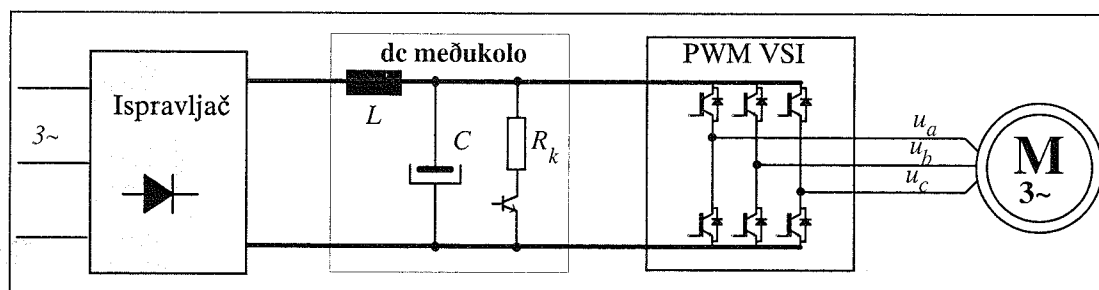
- enkoderska kartica
- energetska kartica.



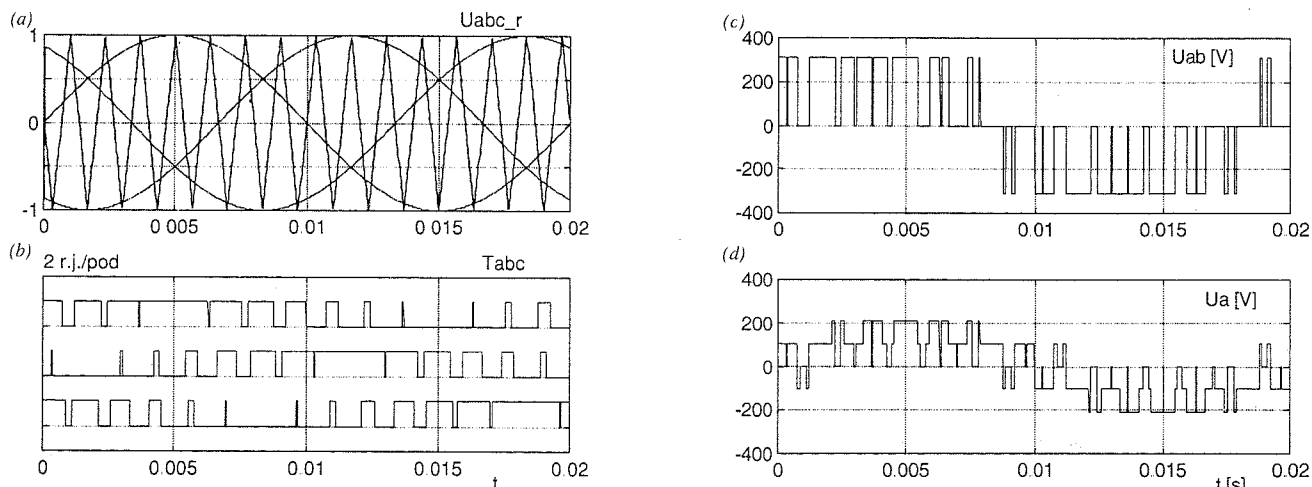
Slika 2 - Šematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz SWVSI



Slika 3 - Talasni oblici SW VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije, (c) međufazni napon, (d) fazni napon



Slika 4 - Šematski prikaz pogona sa asinhronim motorom napajanim iz PWM VSI



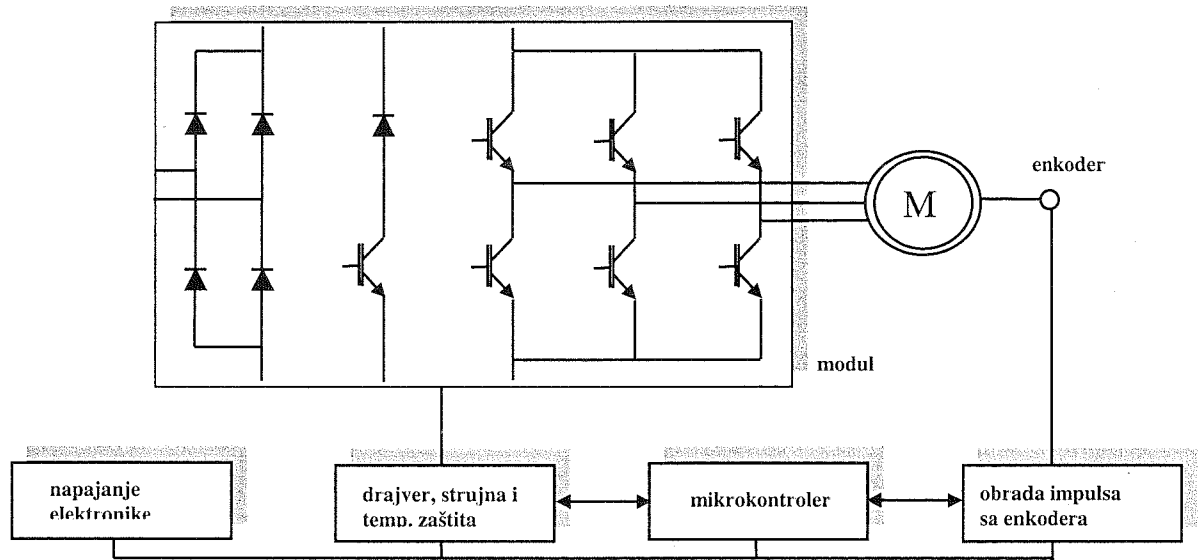
Slika 5 - Talasni oblici PWM VSI: (a) reference, (b) prekidačke funkcije, (c) međufazni napon, (d) fazni napon.

4.1. Kartica napajanja elektronike

Napajanje elektronskog dela uređaja je izvedeno preko linearnih stabilizatora 78L15 i 7805. Transformator za ovu karticu je snage 60 W, sa 3 namota na sekundaru od 18V, i 2x10V. Na kartici su postavljene i tri male LED diode koje indiciraju otkaza napajanja.

Poseban problem predstavlja činjenica da prilikom uključanja svi kondenzatori u uređaju su prazni. To znači da će oni u početnom trenutku predstavljati malu impedansu. To može da uzrokuje pregorevanja nekog elementa, naročito u energetsom kolu, obzirom da se tu nalazi veliki kondenzator

(2200uF, 450V). Iz tih razloga su predviđena 3 stanja tokom uključanja. U prvoj fazi između položaja 0 i 1 vrši se punjenje kondenzatora elektronike preko specijalno dodatih otpora na grebenastoj sklopki. U položaju 1 kondenzatori elektronskog dela su napunjeni. U narednoj fazi između položaja 1 i 2 vrši se punjenje velikog kondenzatora za energetske deo. U položaju 2 napunjeni su svi kondenzatori i uređaj je uključen. Vrednosti otpora za punjenje su 4x56 Ω, 8W i 33 Ω, 8W za elektronski i energetske deo, respektivno.



Slika 6 - Blok šema relizovanog uređaja.

4.2. Mikrokontrolerska kartica

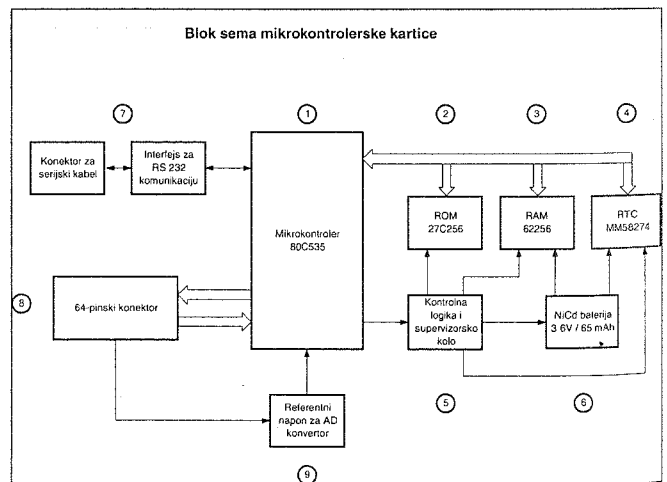
Mikrokontrolerska (μC) kartica 80C535 realizovana je sa standardnim 8 bitnim μC 80C535. Kartica je razvijena na Katedri za energetske elektroniku i pretvarače. Na slici 7 data je njena blok šema. Sastoji se od sledećih blokova:

- 1 - Mikrokontroler 80C535
- 2 - Programska memorija 27C256 kapaciteta 32KB.
- 3 - Memorija za podatke 62256 kapaciteta 32KB.
- 4 - Čip realnog vremena (Real Time Clock) MM58274.
- 5 - Kontrolna logika za upravljanje radom periferija.
- 6 - NiCd baterija.
- 7 - Interfejs MAX232 za serijsku komunikaciju (RS232).
- 8 - 64-pinski konektor za povezivanje sa busom.
- 9 - Kolo za referentni napon za AD konvertor

Osnovne karakteristike μC 80C535 su sledeće:

- 256 bajtova on-chip RAM
- šest 8-bitnih paralelnih I/O portova
- Full-duplex serijski port, 4 moda rada, baudska brzina fixirana ili promenljiva
- Tri 16-bitna tajmera/brojača
- A/D konvertor, 8 multiplexirana analogna ulaza, programabilan referentni napona
- 16-bitni watchdog tajmer
- Power-down napajanje za 40 bajtova on-chip RAM-a
- direktno adresibilnih bitova
- interapt izvora (7 spoljašnjih, 5 internih), 4 nivoa prioriteta
- Dubina steka do 256 bajtova
- Instrukcijski ciklus od 1μs pri quarzu od 12-MHz

- mikrosekundno 8-bitno množenje i deljenje
- Spoljašnja programska i data memorija do 64 KB svaka



Slika 7 - Blok šema mikrokontrolerske kartice 80C535

4.3. Kartica driver-a, strujne i temperaturne zaštite

Kartica sadrži elektroniku za pogon svih šest IGBT-eova u modulu, zatim za pogon brake chopera, za temperaturnu i strujnu zaštitu. Galvansko odvajanje je urađeno brzim opto-kaplerima 6N136 sa data rate 1Mbit/s. Na "sekundarnoj" strani 3 optokaplera za pogon 6 IGBT-eova iskorišćen je obični CMOS inverter 4049, koji daje 3

para invertovanih signala. Oni se vode na ulaz integrisanog driver-a IR2130.

Integrisani driver IR 2130 je savremeno kolu za pogon MOSFET-ova i IGBT-eova. Senzovanjem struje na šantu može se ostvariti strujna zaštita, odnosno blokirati rad svih prekidača, a posebnim signalom naznačiti μC da je došlo do nedozvoljenog stanja. Problem različitih masa za pogonske signale IGBT-ova je prevaziđen bootstrepanjem. Kolo je predviđeno za rad do 600V, pri čemu je maksimalna struja izlaza $I_o = +/- 200 \text{ mA}/420\text{mA}$, a napon do 20V.

Jedna od najbitnijih karakteristika je mrtvo vreme, odnosno vreme koje prođe između isključenja jednog i uključenja drugog prekidača u grani. Ono kod ovog kola iznosi 2,5 μs . Postoji i zaštita od istovremenog uključivanja prekidača u istoj grani. Pored navedenih osobina, kolo poseduje i ulaz za senzovanje maksimalne struje, odnosno maksimalnog napona na šantu koji je postavljen u DC međukolu.

Prilikom rada motora može se desiti da on uđe u generatorski režim, tj. da vraća energiju u mrežu. Iz tog razloga u samom energetskom modulu postoji brake choper za koji je potreban poseban driver. To je realizovano na sledeći način. Signal sa DC busa se baferuje i vodi na neinvertujući komparator sa histerezisom, koji detektuje visok napon (ovde je maksimalni napon DC kola 350V). Pogon tranzistora je ostvaren običnim CMOS-om 4049, a otpornik za disipaciju se vezuje spolja. Žuta LED-ovka daje indikaciju rekuperacije, što je zahtev primene za vežbe iz energetske elektronike.

U energetskom modulu se između ostalog nalazi i jedan PTC otpornik, čija je svrha temperaturna zaštita. U tom slučaju otpor PTC-a dostiže vrednost, koja rezultuje visokim naponom na komparatoru, čime se μC obaveštava o problemu. Ovde je kao indikacija postavljena veća crvena LED dioda.

Pored ovog na pločici su postavljeni tasteri za zadavanje brzine, reset/start, kao i prekidač za zadavanje smer obrtanja motora.

4.4. Enkoderska kartica

Korišteni enkoder je ROD 426 A. Njegova rezolucija je 1000 impulsa po obrtaju. On daje tri signala: par kvadratnih, međusobno fazno pomerenih za $\pi/4$ i treći signal-marker, koji označava okretanje diska enkodera za svaki obrtaj. Da bi mogli odrediti ne samo kojom se brzinom okreće motor nego i smer obrtanja morala se napraviti posebna pločica koja će obrađivati impulse sa enkodera.

Ideja je da se izdvoje ivice jednog od dva signala. Njihovom obradom zavisno od smer okretanja na izlazima iz kombinacione mreže dobijaju se impulsi na up ili down izlazu I kola (4081). Slede izrazi iz kojih se to može zaključiti:

$$Buzl = B * \overline{Bz} \quad (8)$$

$$Bsil = \overline{B} * Bz \quad (9)$$

$$\overline{UP} = (A * Buzl + \overline{A} * Bsil) \quad (10)$$

$$\overline{DOWN} = (A * Bsil + \overline{A} * Buzl) \quad (11)$$

gde je Buzl uzlazna ivica signala B, Bsil silazna i Bz invertovan zakašnjeni signal B. Kondenzator za kašnjenje je izabran sa vrednošću od 2.2 nF.

Izlazi up i down se vode na ulaz up/down brojača 40193, koji su povezani na data bus μC . Njihovo prozivanje se vrši aktiviranjem odgovarajuće adrese: za gornju reč adresa je FF00h, a za donju FF01h. Selektovanje izlaznih latch-eva 74LS573 je izvedeno koderom 4 na 10.

4.5. Energetska kartica

Centralno mesto na ovoj kartici zauzima Semikrinov modul miniSkiip 21 NEB 061. Pored njega tu se još nalaze priključci za motor, šant, brake choper i mrežu.

Iz ove serije (za snagu 2.2KW) postoji varijanta sa trofaznim i varijanta sa monofaznim ispravljačem na ulazu. U ovom radu je rađeno sa drugom. Na slici 8 dat je izgled električne šeme modula. Uočavaju se osnovni blokovi:

- monofazni, neupravljivi most
- brake choper
- temperaturni senzor u vidu PTC otpornika
- invertorski most sa šantovima, kako za svaku fazu tako i za struju DC busa.

Osnovne karakteristike modula date su u tabeli 1. Vrednosti napona i struja odgovaraju monofaznom napajanju asinhronog motora snage 2.2 KW.

Modul se sastoji iz dva dela (slika 9). Gornji, zatamnjeni deo je "poklopac", koji se stavlja sa jedne strane energetske pločice, a donji deo sa suprotne. Na donjem delu se nalazi izolovana metalna površina, koja naleže na hladnjak. Veličina poprečnog preseka modula je 59x52 mm. Zbog toga ne postoji veliki prostor za 12 energetskih i 17 signalnih kontakata. Oni su izvedeni u vidu napregnutih limenih traka. To je jedna od glavnih novina ove tehnologije. Pomenuti kontakti se prislanjaju direktno na bakar štampane pločice. Obzirom da je su oni dosta mali i na bliskom rastojanju pločica se mora pažljivo projektovati. Sa pločice su energetski kontakti izvedeni šrafovim, koji prolaze kroz vie odgovarajuće veličine.

Tabela1 - Osnovni podaci o modulu

	Veličina - vrednost		Veličina - vrednost	
Invertor+ Čoper	V_{CES}	600 V	$t_{d(on)}$	40 ns
	V_{GES}	± 20 V	$t_{d(off)}$	250 ns
	I_C	19 A	t_r	70 ns
	V_{CESat}	2.2 V	t_f	500 ns
Ispravljač (Diode)	V_F	1.4 V	V_{RRM}	800 V
	r_T	22 m Ω	I_D	25 A
Temperat. senzori	T	25/100 $^{\circ}C$		
	R	1000/1670 Ω		
Šantovi	$R_{(dc)}$	10 m Ω		
	$R_{(ac)}$	10 m Ω		

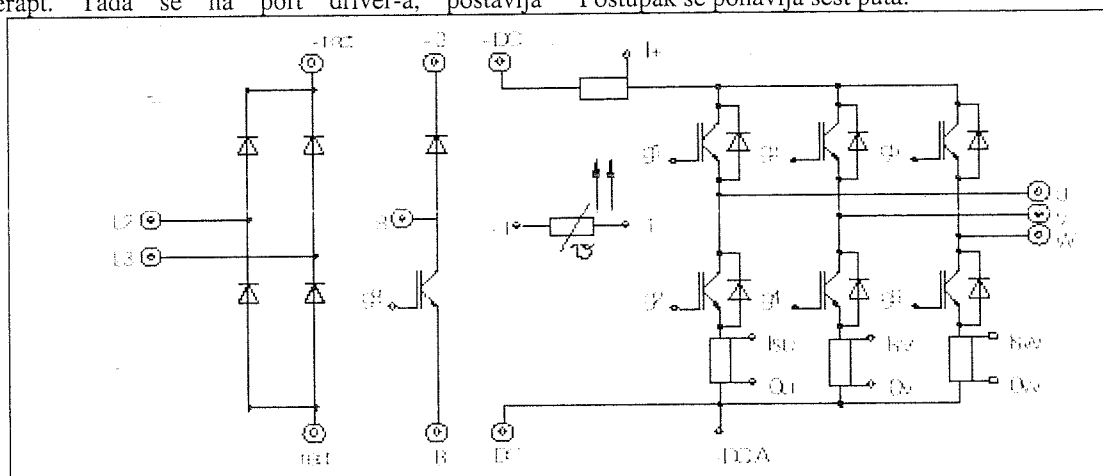
5. PROGRAMI ZA UPRAVLJANJE TROFAZNYM NAPONSKIM INVERTOROM

U ovom poglavlju je ukratko predstavljena osnovna ideja software-a za six step varijantu, a potom za PWM.

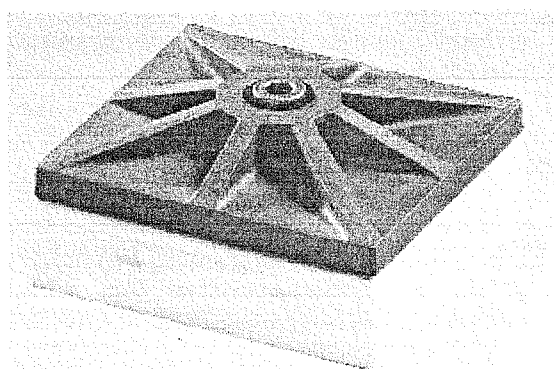
5.1. Six-step varijanta

Program za ovu varijantu je jednostavan. Postavi se jedan od timer-a da broji jednu šestinu periode i da posle toga pravi interapt. Tada se na port driver-a, postavlja

odgovarajuća kombinacija za taj deo periode. Referentna frekvencija (od 5 do 100Hz) se uzima sa potenciometra. Postupak se ponavlja šest puta.



Slika 8 - Električna šema modula.



Slika 9 - Izgled modula miniSkiip 21 NEB 06 1

5.2. PWM varijanta U/f upravljanja

Napon koji se mora ostvariti na motoru linearno raste sa brzinom (učestanošću), tako da odnos U/f bude konstantan. Obzirom da je kod motora pri malim naponima uticaj gubitaka koji se imaju na statoru veći, mora se uraditi kompenzacija na oko 5 Hz time što će se napon držati konstantnim. Učestanost referentnog nosioca sa kojim se poredi sinusoida određuje učestanost izlaznog napona. Da bi se na izlazu dobio zadovoljavajući oblik napona, potrebno je da $f_{PWM} > (10-15) f_{out}$. Ako je u periodu T_{PWM} gornji tranzistor uključen tokom vremena t_{ON} , a ostatak vremena donji tranzistor iste invertorske grane, srednja vrednost izlaznog faznog napona u toj periodi biće:

$$U_{sr} = (t_{on} / T_{PWM}) * U_{dc} \quad (12)$$

Na osnovu sličnosti trougla izraz za trajanje vođenja jednog tranzistora je:

$$t_{ONA} = T_{PWM} / 2 * (1 + A * f(x)) \quad (13)$$

gde je A faktor amplitudne modulacije $A \in (0,1)$, a $f(x)$ vrednost sinusa u tom trenutku $f(x) \in (-1,1)$.

5.3 Realizacija software-a na μC 80C535

Potrebno je napraviti algoritam koji će kao ulazne veličine imati željeni napon i učestanost, a na izlazu daje trenutke uključivanja tranzistora u granama invertora.

Implementacija PWM signala je moguća primenom programibilnih tajmera, koje poseduje μC 80535. Za učestanost nosećeg signala uzeto je 1 KHz, odnosno $T_{PWM} = 1024 \mu s$, pa je stoga u registar za ponovno punjenje CRC upisana veličina, koja je za $1024 \mu s$ manja od vrednosti tajmerskog brojača pri prekoračenju. Algoritam za određivanje vremena vođenja tranzistora u pojedinim granama bazira na jednačini:

$$T_{ONA} = T_{PWM} / 2 + T_{PWM} / 2 A f(x), \quad (14)$$

Izračunata vremena se upisuju u registre za poređenje CC1, CC2 i CC3. Kada brojač tajmera dostigne veličinu u nekom od registara (što odgovara presecanju modulišućeg, testerastog signala i referentnog sinusnog), dolazi do setovanja odgovarajućeg pina porta 1.

Zadavanje brzine, odnosno referentne učestanosti, se radi trimerom, tj. kao analogna veličina, pa se koristi A/D konvertor pin μC -a. Radi olakšanja procesa izračunavanja, napravljena je tabela napona dužine 256 bajtova. Napon na A/D konvertoru u granicama od 0-5 V, što predstavlja učestanost od 5-100 Hz, pozicionira se na jednu od 256 lokacija tabele i čita odgovarajuća vrednost za napon.

Prekidna rutina traje oko $200 \mu s$. U prvih $12 \mu s$ se napune registri za uključivanje tranzistora tekuće periode PWM-a. Preostalo vreme se troši na računanje trenutaka uključivanja za narednu periodu.

Ovaj softver daje samo vreme uključivanja gornjih tranzistora u granama invertora, mrtvo vreme je rešeno hardverski, kao i trenutci uključivanja donjih tranzistora mosta.

6. EKPERIMENTALNI REZULTATI

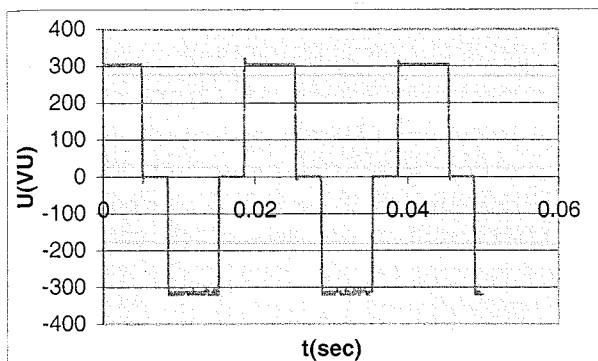
Snimljeni su oblici međufaznih napona U(VU), faznih napona U(VN), i faznih struja I(V) za obe varijante invertora. Primeri su dati za frekvenciju od 50 Hz. Sa slika 10-15 uočava se da je izgled signala vrlo sličan teorijskim. Sva merenja su obavljena na trofaznom R, L potrošaču.

7. ZAKLJUČAK

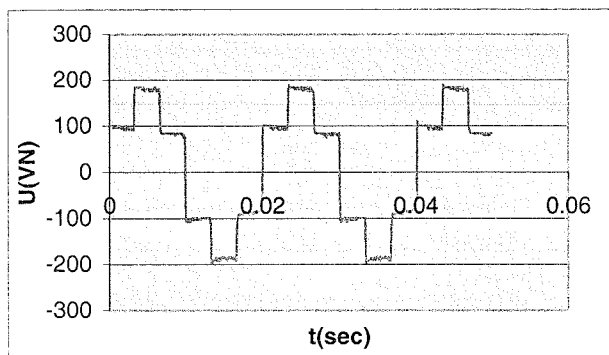
U radu je data genaza praktične realizacije naponskog pravougaonog i sinusnog PWM invertora, koji pogoni trofazni asinhroni motor uz korišćenje brzinske povratne sprege. Upotrebene su savremene komponente, čije su prednosti modularnost, visoka pouzdanost i male dimenzije. Za ceo sklop je napisan odgovarajući softver.

Uređaj je verifikovan eksperimentalnih merenjem u laboratoriji.

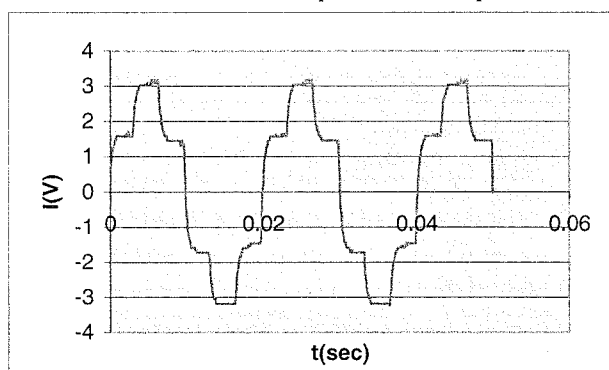
Odgovarajućom dogradnjom, uređaj bi mogao da radi i vektorsko upravljanje (space vector modulation), čime bi se dobila bolja kontrola brzine i položaja.



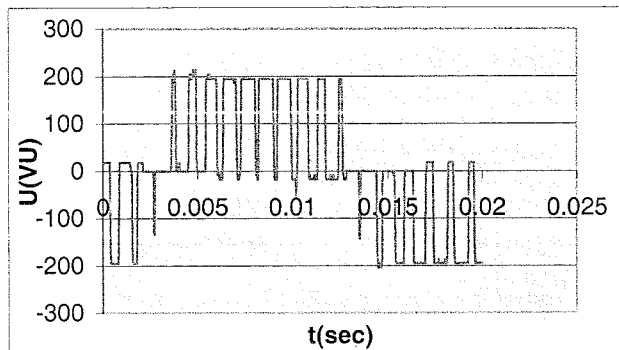
Slika 10 - Međufazni napon kod six stepa



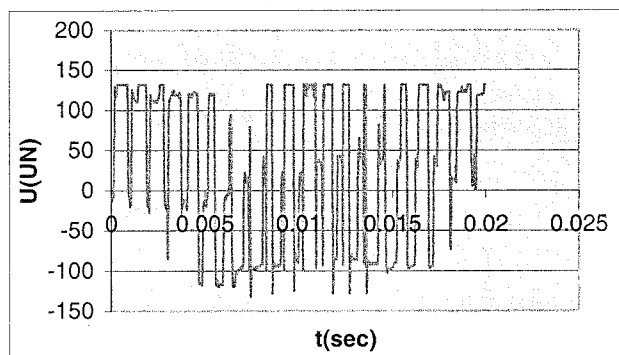
Slika 11 - Fazni napon kod six stepa



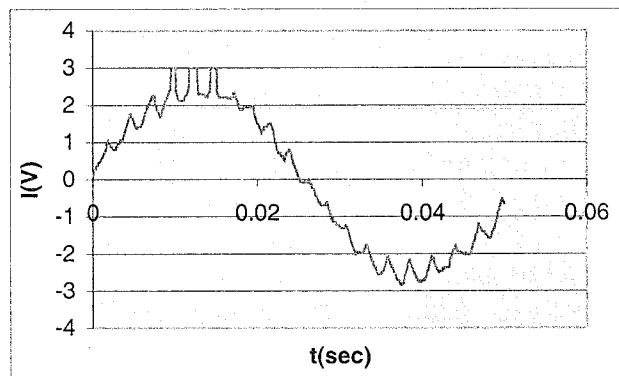
Slika 12 - Fazna struja kod six stepa



Slika 13 - Međufazni napon kod PWM-a



Slika 14 - Fazni naponi kod PWM-a



Slika 15 - Izgled faznih struja kod PWM-a.

8. LITERATURA

- [1] N.Mohan, T.Undeland, W.Robbins, "Power electronics - converters, applications and design", J.Willey & Sons, 1989.
- [2] S.Tešić, D.Vasiljević, "Osnovi elektronike", Naučna knjiga, Beograd, 1987.
- [3] P.Martin, "SEMIKRON - innovation + servis", SEMIKRON, Nurnberg, 1996.
- [4] V.Katić, "ENERGETSKA ELEKTRONIKA - Zbirka rešenih zadataka", FTN, Novi Sad, 1998
- [5] E.Levi, V.Vučković, V.Strezoski, "Osnovi elektroenergetike - elektroenergetski pretvarači", FTN, Novi Sad, 1997.
- [6] D.Marčetić, "Programski paket za komunikaciju sa HP scopom", FTN, Novi Sad, 1999.

- [7] V.Porobić, "Projektovanje i realizacija savremenog trofaznog naponskog invertora", Diplomski rad, FTN, Novi Sad, 2000.

Abstract - In this paper theoretical analysis and realization of the three-phase PWM inverter for induction motor control is performed. The speed control is designed using velocity feed back. Device is manufactured as laboratory model, using modern electronic components such as Semikron's modul miniskiip 21 NEB 061, driver IR2130, microcontroller SAB 80535 etc. Characteristic measurement points are emphasized. The device is tested in laboratory.

PRESENTATION OF MODERN THREE PHASE VOLTAGE INVERTER REALIZATION

Vlado Porobić, mr Darko Marčetić, dr Vladimir Katić

PRIMENA PRINCIPA APSORPCIJE U SINTEZI SISTEMA SA NEMERLJIVIM POREMEĆAJIMA

Milić R. Stojić, *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*
Milan S. Matijević, *Mašinski fakultet u Kragujevcu*

Sadržaj - *Sinteza sistema sa dinamičkim objektima čije karakteristike i spoljni poremećaji nisu merljivi je aktuelan problem savremene teorije upravljanja. Razmatranje ovog problema, u ovom radu, je zasnovano na konceptu unutrašnjih modela, posebno na principu apsorpcije ili principu unutrašnjeg modela. Predstavljena je Tsytkinova IMPACT (Internal Model Principle and Control Together) struktura za slučaj sinteze digitalnih SISO sistema sa stabilnim objektima upravljanja minimalne faze u prisustvu nemerljivih poremećaja. Da bi bila postignuta što preciznija apsorpcija efekata poremećaja na upravljanu promenljivu, korišćena je adaptacija u unutrašnjem modelu poremećaja. Predloženi upravljački metod, i u nedostatku apriornih informacija o karakteru poremećaja, efikasno potiskuje efekte spoljašnjih poremećaja i postiže veliku robustnost u odnosu na promene parametara objekta.*

1. UVOD

Jedan od osnovnih zahteva u sistemima upravljanja je da imaju sposobnost regulacije upravljanih promenljivih i praćenja referentnih ulaza bez greške u stacionarnom stanju, bez obzira na dejstvo nepoznatih i nemerljivih poremećaja. Pri tome, u većini upravljačkih primena raspolaze se apriornim informacijama o karakteru poremećaja, a često i o karakteru i veličini nepreciznosti učinjenih prilikom modeliranja objekta upravljanja.

U slučaju da poremećaj može biti modeliran funkcijom koja je rešenje homogene diferencijalne ili diferencne jednačine poznatog reda, moguće je na jasan i jednostavan način izvršiti modifikaciju strukture kontrolera tako da greška stacionarnog stanja sistema bude u potpunosti otklonjena [1]. Pomenuta homogena diferencijalna, odnosno diferencna jednačina predstavlja unutrašnji model, a sam postupak modifikacije kontrolera u navedenom smislu podrazumeva korišćenje principa apsorpcije, odnosno principa unutrašnjeg modela. Primenom principa apsorpcije moguće je uticati i na robustnu performansu sistema [2].

Prvu formulaciju principa apsorpcije dao je Kulebakin [3], koji je istraživao uslove invarijantnosti kontinualnih sistema i pri tome uveo pojam selektivne invarijantnosti u teoriju upravljanja. Mnogo kasnije, Johnson [4] koristi unutrašnji model spoljašnjih signala u sintezi servomehanizama, a sličan pristup ima i Davison [5], koji takođe uvodi model signala u upravljačku strukturu radi kompenzacije poremećaja. Francis i Wonham [6,7], rešavajući regulacioni problem linearnih multivarijabilnih sistema, dolaze do saznanja da sistem,

podvrgnut dejstvu spoljašnjih poremećaja, može uspešno da funkcioniše samo ukoliko upravljačka struktura sadrži dinamički model generatora poremećaja. Princip unutrašnjeg modela je nastao kao glavni rezultat radova Francisa i Wonhama [6,7]. U [4-7] unutrašnji modeli signala su definisani u prostoru stanja, dok je Bengtsson [8] prvi primenio princip apsorpcije u frekvencijskom domenu. Kasnije je princip unutrašnjeg modela često korišćen zbog svoje intuitivne privlačnosti. On obezbeđuje rešenje regulacionog problema bez mnogo algebarskih detalja. Prema [9], gde je dat pregled značajnih rezultata zasnovanih na principu unutrašnjeg modela za MIMO sisteme, koncept unutrašnjih modela je fundamentalan u upravljačkim problemima. Na bazi rezultata Shannona [10] i Kulebakina [3], Tsytkin [11] je formulisao princip apsorpcije za digitalne sisteme upravljanja, uvodeći pri tome i pojam generalisanog poremećaja [2], i razmatrajući mogućnosti njegove apsorpcije. Princip apsorpcije je po svom sadržaju identičan principu unutrašnjeg modela i ima svrhu da uključi model poremećaja u upravljačku strukturu.

U ovom radu je data formulacija principa apsorpcije u diskretnom domenu, a zatim su razmatrane mogućnosti njegove primene u sintezi digitalnih sistema sa nemerljivim poremećajima. Predloženo je korišćenje IMPACT strukture sa adaptacijom u unutrašnjem modelu poremećaja u cilju efikasne apsorpcije nemerljivih poremećaja čiji karakter nije unapred poznat. Radi što sveobuhvatnije implementacije principa apsorpcije, IMPACT struktura je korišćena u modifikovanoj formi. U [1] je opisan postupak sinteze IMPACT strukture [2,11-13] u opštem slučaju, dok se postupak sinteze u ovom radu odnosi samo na stabilne objekte upravljanja minimalne faze. Iako ideja primene adaptivnih algoritama unutar unutrašnjeg modela poremećaja nije nova [11,13], ona je sada prvi put testirana simulacijom na konkretnom primeru.

2. PRINCIP APSORPCIJE

Svrha korišćenja principa apsorpcije je otklanjanje uticaja determinističkih poremećaja, odnosno bitno potiskivanje uticaja stohastičkih poremećaja na upravljanu promenljivu u stacionarnom stanju. Prema principu apsorpcije, model poremećaja mora biti sadržan u algoritmu upravljanja. Unutar upravljačke strukture sistema projektuje se adekvatan apsorpcioni filter na koji se dovodi signal poremećaja.

Pretpostavimo da je spoljašnji poremećaj $w(t)$ koji deluje na sistem i čije efekte treba kompenzovati regularan, tj. da k -ti odbirak poremećaja može biti predstavljen konačnim brojem prethodnih m , odbiraka

[10]. U tom slućaju, za regularne poremećaje važi relacija

$$w(kT) = D_w(z^{-1})w((k-1)T) \quad (1)$$

gde je $D_w(z^{-1})$ polinom predviđanja stepena $m_o - 1$. Relacija (1) se zove jednaćina ekstrapolacije ili predviđanja [11], i ona može biti transformisana u

$$(1 - z^{-1}D_w(z^{-1}))w(z^{-1}) = 0 \quad (2)$$

gde je $w(z^{-1})$ kompleksni lik poremećaja. Navedena jednaćina (2) zove se jednaćina kompenzacije, a diskretni filter čija je funkcija diskretnog prenosa $(1 - z^{-1}D_w(z^{-1}))$ apsorpcioni filter ili polinom kompenzacije [2,11,12].

Diskretni filter apsorpcije $\Phi_w(z^{-1}) = 1 - z^{-1}D_w(z^{-1})$ se projektuje za određenu klasu poremećaja. Njegov odziv na ulazne pobude koje pripadaju adekvatnoj klasi funkcija je ravan nuli posle n trenutaka odabiranja, pri čemu je $n \geq m_o$. Jednaćina kompenzacije (2) se može razmatrati kao uslov apsorpcije spoljašnjih poremećaja zadate klase i ona se može napisati u određenoj matematićkoj formi

$$\Phi_w(z^{-1})w(z^{-1}) = 0, \quad \text{za } t = kT \geq (\deg \Phi_w)T \quad (3)$$

Pri dovoljno potpunoj apriornoj informaciji o poremećaju, polinom predviđanja ili polinom ekstrapolacije $D_w(z^{-1})$ se određuje polazeći od modela poremećaja u vremenskom domenu [2,11,12]. Ipak, eksplicitan pristup projektovanja diskretnog filtera apsorpcije je dat u [1] i svodi se na korišćenje sledeće relacije

$$\Phi_w(z^{-1}) = w_{den}(z^{-1}), \quad w(z^{-1}) = \frac{w_{num}(z^{-1})}{w_{den}(z^{-1})} \quad (4)$$

U slućaju stohastićkih poremećaja, smisao projektovanja diskretnog apsorpcionog filtera (4) je da smanji disperziju stohastićkog poremećaja na najmanju moguću meru i da pri tome u konturi upravljanja doprinese što efikasnijem prigušivanju uticaja spoljašnjeg poremećaja na izlaznu promenljivu sistema [11]. Recimo, za stohastićki poremećaj koji je nastao dvostrukom integracijom belog šuma je adekvatno izabrati apsorpcioni filter $\Phi_\varepsilon(z^{-1}) = (1 - z^{-1})^2$, koji se koristi i u slućaju nagibnog, odnosno linearnog poremećaja [12].

U [2] je primena principa apsorpcije proširena i na parametarske poremećaje. Naime, uticaj na promenu izlazne promenljive, zbog odstupanja realne dinamike objekta od one koja je specificirana nominalnim matematićkim modelom objekta, može biti modeliran kao parametarski poremećaj φ_p koji se superponira na izlaz sistema. Ukupni uticaj spoljašnjeg poremećaja i perturbacije φ_p na izlaz sistema je pogodno modelirati kao generalisani poremećaj φ koji se superponira na procesni izlaz. Dakle, realan objekat upravljanja možemo posmatrati kao nominalni objekat podvrgnut dejstvu generalisanog poremećaja φ . Ukoliko je sistem

robustno stabilan, onda se parametarski poremećaj može smatrati regularnim, te je moguća i njegova apsorpcija

$$\Phi_p(z^{-1})\varphi_p(z^{-1}) = 0, \quad \text{za } t = kT \geq (\deg \Phi_p)T \quad (5)$$

pri čemu je

$$\Phi_p(z^{-1}) = 1 - z^{-1}D_p(z^{-1}) \quad (6)$$

polinom kompenzacije, a $D_p(z^{-1})$ polinom predviđanja parametarskog poremećaja φ_p .

Za generalisani poremećaj $\varphi = \varphi_p + w$ uslov apsorpcije, saglasno (3) i (5), je oblika

$$\Phi_w(z^{-1})\Phi_p(z^{-1})\varphi(z^{-1}) = 0, \quad \text{za } t = kT \geq (\deg \Phi_w + \deg \Phi_p)T \quad (7)$$

Odnosno

$$\Phi(z^{-1})\varphi(z^{-1}) = 0, \quad \text{za } t = kT \geq (\deg \Phi)T \quad (8)$$

gde je $\Phi(z^{-1})$ diskretni filter apsorpcije generalisanog poremećaja.

Sinteza apsorpcionog filtera je ogranićena nivoom apriornih informacija. Eksplicitan pristup sinteze je moguć samo ukoliko je karakter poremećaja unapred poznat (konstantan, sporopromenljiv, harmonijski određene učestanosti, itd.). Međutim, kada klasa poremećaja koji deluju na sistem nije poznata, projektovanje filtera apsorpcije se bitno uslođnjava. U tom slućaju, na osnovu estimiranog signala poremećaja u tekućem trenutku vremena se vrši ocena klase poremećaja i fitovanje koeficijenata polinoma predviđanja. Naime, neka je $D(z^{-1}, \tilde{\theta})$ polinom predviđanja, pri čemu se vektor koeficijenata $\tilde{\theta}$ utvrđuje identifikacionim postupkom na osnovu posmatranja samog poremećaja [11]. Dakle, nastaje neophodnost dobijanja tekuće informacije o poremećaju i procenjivanja koeficijenata polinoma predviđanja. U slućaju IMPACT strukture, za dobijanje generalisanog poremećaja koristi se posredan metod, zasnovan na uvođenju unutrašnjeg modela objekta u upravljaćku strukturu sistema. U opštem slućaju, neka je $\varepsilon(kT)$ estimirana vrednost poremećaja u tekućem trenutku vremena. Tada, analogno relaciji (1), važi jednaćina predviđanja

$$\varepsilon(kT) = D(z^{-1}, \tilde{\theta})\varepsilon((k-1)T) \quad (9)$$

gde je $\tilde{\theta}$ vektor koeficijenata polinoma predviđanja dućine m_ε koja je jednaka stepenu polinoma. Relaciju (9) je pogodno izraziti u sledećoj formi

$$\varepsilon(kT) = \tilde{\theta}^T \psi_\varepsilon(kT) \quad (10)$$

gde je

$$\psi_\varepsilon(kT) = [\varepsilon((k-1)T), \varepsilon((k-2)T), \dots, \varepsilon((k-m_\varepsilon)T)]^T \quad (11)$$

Rekurentan algoritam ocene vektora koeficijenata $\tilde{\theta}$ izraćen je sledećom relacijom

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}(kT) &= \tilde{\theta}((k-1)T) + \Delta\tilde{\theta}(kT), \\ \Delta\tilde{\theta}(kT) &= \Gamma_o(kT)(\varepsilon(kT) - \tilde{\theta}^T((k-1)T)\psi_\varepsilon(kT))\psi_\varepsilon(kT) \end{aligned} \quad (12)$$

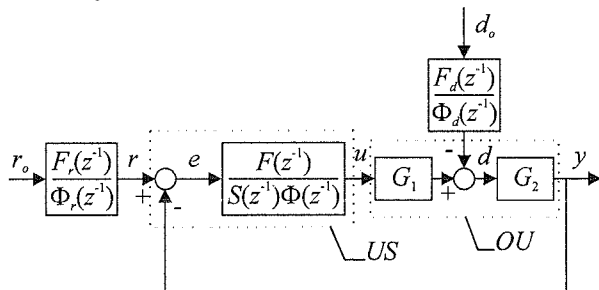
gde je $\Gamma_o(kT)$ matrica pojaćanja, koja se moze računati na različite načine [11]. Jedan od jednostavnijih načina je primena algoritma Kaczmarza

$$\Gamma_o(kT) = [\psi_\varepsilon^T(kT)\psi_\varepsilon(kT)]^{-1} I \quad (13)$$

gde je I jedinićna matrica. Ovde se mogu razmatrati razni prilazi adaptacije u smislu taćnosti ocene koeficijenata i brzine konvergencije adaptacionog algoritma. Kada je reć o stohastićkim poremećajima, za estimaciju koeficijenata polinoma predvićanja je pogodno koristiti algoritam zasnovan na metodi najmanjih kvadrata [11].

3. PRIMENA PRINCIPA APSORPCIJE

Praktićna primena principa apsorpcije se sastoji u tome da se unutar upravljaćke strukture implementira adekvatan apsorpcioni filter radi kompenzacije specificirane klase poremećaja. Uspešna primena principa apsorpcije poremećaja zavisi od kvaliteta (tj. taćnosti) korišćenog modela poremećaja i načina implementacije apsorpcionog filtra u strukturi sistema upravljanja. Uobićajen pristup korišćenja unutrašnjeg modela poremećaja u direktnoj grani SAU je prikazan na sledećoj slici



Sl. 1. Moguća struktura sistema sa unutrašnjim modelom

gde su r i d referentni signal i signal spoljašnjeg poremećaja, respektivno, dok signali r_o i d_o mogu biti Diracovi impulsi, poremećaji tipa početnih uslova ili beli šum [1]. Dakle, na Sl. 1 su sadržane funkcije prenosa generatora signala r i d , čime se želi istaći da je karakter promene ovih signala poznat. Saglasno principu apsorpcije, upravljaćka struktura sistema ima informaciju o dinamici poremećaja, odnosno sadrži apsorpcioni filter $\Phi(z^{-1})$ koji je najmanji zajednički sadržalac polinoma $\Phi_r(z^{-1})$ i $\Phi_d(z^{-1})$. Na taj način je obezbeđeno praćenje referentne trajektorije bez greške u stacionarnom stanju i u uslovima dejstva poremećaja na sistem. Polinomi upravljaćke strukture $F(z^{-1})$ i $S(z^{-1})$ imaju ulogu da obezbede željeni kvalitet sistema u prelaznom procesu.

Specijalan slučaj sistema zasnovanih na principu apsorpcije jesu RCS (Repetitive Control System) sistemi [1,14]. Naime, od RCS sistema se zahteva da sa nultom greškom stacionarnog stanja i u prisustvu periodićnog

spoljašnjeg poremećaja prate referentnu trajektoriju, koja takođe moze biti periodićna. Takvi zahtevi postoje u mnogim inženjerskim primenama: u sistemima za memorisanje podataka, u elektromotornim pogonima gde su poremećajni momenti periodićnog karaktera na frekvenciji rotacije motora, itd [1]. Frekvencija izvora energije je takođe u korelaciji sa pojavom periodićnih poremećaja. Jedan od dva glavna prilaza sinteze RCS sistema je baziran na korišćenju principa apsorpcije. Saglasno principu apsorpcije, visoka taćnost ovih sistema se postiže implementacijom modela generatora periodićnih signala u upravljaćku strukturu, odnosno

$$\Phi(z^{-1}) = 1 - z^{-N} \quad (14)$$

gde je N broj perioda odabiranja sadržan u periodi poremećaja. Važan aspekt primene ovih sistema predstavlja kompromis između stabilnosti i taćnosti praćenja. Radi strukturne stabilizacije sistema predlaže se modifikacija apsorpcionog filtra

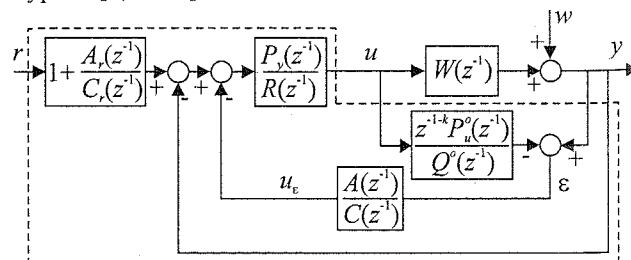
$$\Phi(z^{-1}) = 1 - q(z, z^{-1})z^{-N} \quad (15)$$

gde je $q(z, z^{-1})$ niskofrekventni filter koji ne menja faznu karakteristiku sistema [1]. U ovom slučaju unutrašnji model samo približno odgovara unutrašnjem modelu poremećaja.

Generalno, način implementacije apsorpcionog filtra jeste problem strukturne sinteze sistema i opšte preporuke u ovom smislu za sada nisu definisane. U [14] Tsytkin je predložio strukturu u kojoj je filter apsorpcije (14) implementiran tako da je ostvarena sinteza RCS sistema u kome zahtevi za taćnom kompenzacijom poremećaja i stabilnošću sistema nisu oprećni čak ni u slučaju nestabilnih objekata upravljanja.

4. IMPACT STRUKTURA

Posve originalnu strukturu sistema sa eksplicitnim unutrašnjim modelom objekta upravljanja i implicitnim unutrašnjim modelom poremećaja, koja obezbeđuje apsorpciju očekivane klase poremećaja, visok kvalitet dinamićkog ponašanja i izrazitu robustnost u odnosu na promene parametara objekta, predložio je Ya. Z. Tsytkin [2,11-14].



Sl. 2. IMPACT struktura digitalnog sistema upravljanja

Na Sl. 2 je prikazana IMPACT struktura, koja nije data u svojoj izvornoj i opštoj formi, već je prilagođena sintezi digitalnih sistema sa stabilnim objektima upravljanja, u uslovima kada spoljašnji poremećaj i referentni signal mogu imati sasvim različitu dinamiku promene. U osnovi, struktura na Sl. 2 zadržava sve bitne osobine opšte IMPACT strukture, koje su detaljno

komentarisanе u [1]. Upravljački deo strukture je dat u funkciji polinoma po kompleksnoj promenljivoj z^{-1} i jasno je markiran na Sl. 2, dok je objekat upravljanja predstavljen funkcijom prenosa $W(z^{-1})$. Podrazumeva se da matematički model objekta uvek u sebi sadrži nepravilnosti, i da se može prihvatiti samo kao manje ili više adekvatan. Kao dovoljno pouzdan može se prihvatiti sledeći model objekta

$$W(z^{-1}) = W^o(z^{-1})(1 + \delta W(z^{-1})) \quad (16)$$

pri čemu je nominalni objekat upravljanja poznat

$$W^o(z^{-1}) = \frac{z^{-1-k} P_u^o(z^{-1})}{Q^o(z^{-1})} \quad (17)$$

a njegova perturbacija ograničena multiplikativnom granicom neodređenosti

$$|\delta W(e^{-j\omega T})| \leq \alpha(\omega), \quad \omega \in [0, \pi/T] \quad (18)$$

Na osnovu definisane strukture na Sl. 2 i relacija (16) i (17), dolazi se do kompleksnog lika greške praćenja $e(z^{-1})$

$$e = r - y = \frac{RQ^o C_r - z^{-1-k} P_y P_u^o A_r}{C_r(z^{-1-k} P_y P_u^o + RQ^o)} r - \frac{RQ^o C - z^{-1-k} P_y P_u^o A}{C(z^{-1-k} P_y P_u^o + RQ^o)} (w + uW^o \delta W) \quad (19)$$

Radi konciznosti, u relaciji (19) je svuda izostavljen argument z^{-1} . Slično postupku opisanom u [1,12], polinomi $P_y(z^{-1})$ i $R(z^{-1})$ su rešenja Diophantineove jednačine [15]

$$z^{-1-k} P_y(z^{-1}) P_u^o(z^{-1}) + R(z^{-1}) Q^o(z^{-1}) = K_{de}(z^{-1}) \quad (20)$$

gde je $K_{de}(z^{-1})$ željeni karakteristični polinom, dok je izbor polinoma $C(z^{-1})$ i $C_r(z^{-1})$ takođe slobodan (stabilnost ovih polinoma se podrazumeva). Nalaženje polinoma $P_y(z^{-1})$, $R(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ i $C_r(z^{-1})$ treba sagledati u svetlu rešavanja pole-placement problema [15]. Izbor polinoma $K_{de}(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ i $C_r(z^{-1})$ utiče na dinamička svojstva sistema sa jedne strane, ali i na robustnost i filterne osobine sistema sa druge strane. Pošto referentni signal nije zagađen šumom, a feedforward kompenzator nema uticaja na robustnu stabilnost sistema, treba usvojiti da je $C_r(z^{-1}) \equiv 1$. Jedan od načina za izbor karakterističnog polinoma $K_{de}(z^{-1})$ je predložen u [12]

$$K_{de}(z^{-1}) = \prod_{i=1}^n (1 - b_i z^{-1})^i, \quad 0 \leq b_i \leq 0.9 \quad (21)$$

pri čemu se nastoji da parametri n i b_i imaju što manje vrednosti, odnosno vrednost b_i se povećava do svog maksimuma pre nego što se poveća vrednost parametra n i taj proces traje sve dok se ne zadovolji kriterijum robustne stabilnosti sistema. Adekvatnim izborom polinoma $C(z^{-1})$ može se uticati na povećanje oblasti

robustne stabilnosti sistema, ali se istovremeno u takvom slučaju narušava dinamika apsorpcije poremećaja i obrnuto. Uslov robustne stabilnosti sistema je ključan uslov radne sposobnosti sistema, i bez ostvarenja tog uslova nije moguće raspravljati ni o mogućnostima apsorpcije efekata parametarskog poremećaja na upravljeni izlaz. Uslovi apsorpcije efekata spoljašnjeg poremećaja, poremećaja od strane zadate vrednosti i parametarskog poremećaja, slede iz principa apsorpcije i relacije (19)

$$R(z^{-1})Q^o(z^{-1})C(z^{-1}) - z^{-1-k} P_y(z^{-1})P_u^o(z^{-1})A(z^{-1}) = B(z^{-1})\Phi(z^{-1})$$

$$R(z^{-1})Q^o(z^{-1})C_r(z^{-1}) - z^{-1-k} P_y(z^{-1})P_u^o(z^{-1})A_r(z^{-1}) = B_r(z^{-1})\Phi_r(z^{-1})$$

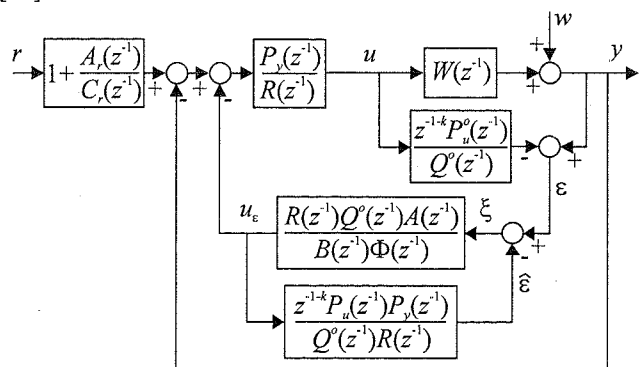
odnosno

$$z^{-1-k} P_y P_u^o A + B\Phi = RQ^o C$$

$$z^{-1-k} P_y P_u^o A_r + B_r \Phi_r = RQ^o C_r \quad (22)$$

Rešavanjem Diophantineovih jednačina (22), dobijaju se polinomi upravljačke strukture $A_r(z^{-1})$ i $A(z^{-1})$, kao i polinomi $B_r(z^{-1})$ i $B(z^{-1})$. Pošto je dinamika referentnog signala unapred poznata, izbor polinoma apsorpcije $\Phi_r(z^{-1})$ teče eksplicitno (videti (3) i (4)), dok je adekvatan izbor $\Phi(z^{-1})$ zasnovan na apriornim informacijama o prirodi poremećaja. Čest je izbor $\Phi(z^{-1}) = (1 - z^{-1})^2$, koji daje dobre rezultate ne samo za klasu linearnih poremećaja, već i za široku klasu sporopromenljivih poremećaja, i to tim pre ukoliko je usvojena manja perioda odabiranja [1]. Polinomi $A_r(z^{-1})$ i $A(z^{-1})$ direktno zavise od polinoma $\Phi_r(z^{-1})$ i $\Phi(z^{-1})$, respektivno, i predstavljaju implicitne modele poremećaja [12]. Treba pomenuti da rešenja Diophantineovih jednačina (20) i (22) nisu jedinstvena: Za njihovo rešavanje primenjuje se ustaljeni algoritam, objašnjen u [15], pri čemu se kao rezultati dobijaju polinomi najmanjeg mogućeg reda.

Struktura na Sl. 2 može biti predstavljena u ekvivalentnoj formi kako je to pokazano na sledećoj slici [13]



Sl. 3. IMPACT struktura

Zapazimo da je signal izlaza iz jednoulaznog unutrašnjeg modela objekta upravljanja ε identičan generalisanom poremećaju, odnosno da signal ε estimira uticaj spoljašnjeg poremećaja i perturbacije parametara objekta upravljanja na izlaznu promenljivu procesa

$$\varepsilon(z^{-1}) = w(z^{-1}) + u(z^{-1})W^o(z^{-1})\delta W(z^{-1}) \quad (23)$$

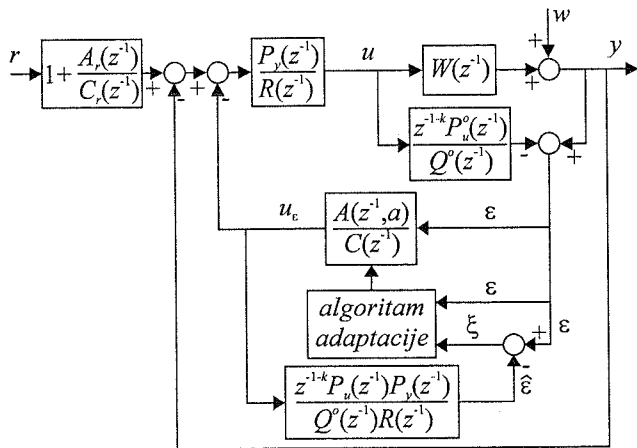
Signal u_ε generiše komponentu upravljanja koja treba da utiče na kompenzaciju generalisanog poremećaja (23). Otuda, signal $\hat{\varepsilon}$ estimira signal koji treba da izvrši kompenzaciju generalisanog poremećaja. U kojoj je meri kompenzacija generalisanog poremećaja izvršena pokazuje signal ξ

$$\xi(z^{-1}) = \varepsilon(z^{-1}) - \hat{\varepsilon}(z^{-1}) \quad (24)$$

Ukoliko je sistem u mogućnosti da u potpunosti apsorbuje uticaj poremećaja, signal ξ u stacionarnom stanju postaje jednak nuli. S druge strane, ukoliko je zbog nedostataka apriornih informacija ili ma kog drugog razloga izabran neadekvatan apsorpcioni filter $\Phi(z^{-1})$, odstupanje signala ξ od nulte vrednosti može biti znatno. Zato, u cilju povećanja kvaliteta apsorpcije poremećaja može biti korišćen adaptivan prilaz, baziran na minimizaciji $|\xi|$ -tj. greške estimacije generalisanog poremećaja [13]. Na Sl. 4 je predložen strukturni blok dijagram digitalne IMPACT strukture, u kojoj se koeficijenti polinoma implicitnog unutrašnjeg modela poremećaja

$$A(z^{-1}) = \sum_{i=0}^m a_i z^{-i} \quad (25)$$

preodešavaju saglasno primenjenom mehanizmu adaptacije, a u cilju minimizacije odstupanja signala ξ od nulte vrednosti.



Sl. 4. IMPACT struktura sa adaptacijom u unutrašnjem modelu poremećaja

Vektor a , čije su koordinate a_i promenljivi parametri podešljivog modela poremećaja (videti 25), može biti određen minimizacijom indeksa performanse

$$J(a) = J(a_0, a_1, \dots, a_m) = \frac{1}{2} \xi(kT)^2 \quad (26)$$

primenom metode gradijenta [16]. Prema [16], opšta rekurentna relacija kojom je režiran iterativni proces on-line identifikacije ima oblik

$$a_i(kT + T) = a_i(kT) + \gamma \cdot \Delta a_i(kT), \quad i = 0, 1, \dots, m \quad (27)$$

gde $\Delta a_i(kT)$ pre svega određuje pravac promene parametra a_i u trenutku kT ,

$$\Delta a_i(kT) = -\frac{\partial J(a, kT)}{\partial a_i(kT)} = \xi(kT) \frac{\partial \hat{\varepsilon}(kT)}{\partial a_i(kT)} \quad (28)$$

dok pozitivan skalar γ reguliše "korak" iteracije. Kako je

$$\hat{\varepsilon}(z^{-1}) = \frac{P_y(z^{-1}) z^{-1-k} P_u^o(z^{-1}) A(z^{-1})}{R(z^{-1}) Q^o(z^{-1}) C(z^{-1})} \varepsilon(z^{-1}) \quad (29)$$

na osnovu (28), sledi

$$\Delta a_i(z^{-1}) = \frac{P_y(z^{-1}) z^{-1-k} P_u^o(z^{-1}) z^{-i}}{R(z^{-1}) Q^o(z^{-1}) C(z^{-1})} \varepsilon(z^{-1}) \cdot \xi(z^{-1}) \quad (30)$$

Iterativni proces konvergira ka traženom vektoru parametara ukoliko konstanta γ ispunjava uslov

$$0 < \gamma < \gamma_c \quad (31)$$

pri čemu je γ_c gornja granica koraka konvergencije [16]. Konstanta γ se bira najčešće tako što se usvoji neka vrednost pa se testira konvergencija iterativnog procesa [16]. Radi što brže konvergencije algoritma, predložićemo da početni vektor koeficijenata polinoma $A(z^{-1})$ bude usvojen u skladu sa postojećim apriornim informacijama.

5. ILUSTRATIVNI PRIMER

U Tsytkinovim radovima [11,13] su sadržane i prve ideje o proširenju principa apsorpcije u smislu primene adaptacije parametara modela generalisanog poremećaja unutar IMPACT strukture. Ovakav prilaz je svakako originalan i predstavlja značajnu novost u sintezi sistema sa nemerljivim poremećajima gde se ne raspolaže u dovoljnoj meri apriornim informacijama o karakteru poremećaja. Ipak, do sada ova ideja nije doživela svoju implementaciju na digitalnoj IMPACT strukturi, niti je na bilo koji način testirana. To će ovde biti učinjeno simulacijom, na istom primeru na kome je u [17] potvrđena uspešna modifikacija postupka sinteze IMC (Internal Model Control) strukture u smislu korišćenja principa apsorpcije radi potiskivanja uticaja nemerljivih poremećaja na upravljanu promenljivu.

Naime, neka je nominalni model objekta upravljanja dat sledećom funkcijom prenosa

$$W^o(z^{-1}) = \frac{z^{-1-k} P_u^o(z^{-1})}{Q^o(z^{-1})} = \frac{z^{-4}(11 + z^{-1})}{1 - 0.7z^{-1} + 0.15z^{-2}} \quad (32)$$

i neka je željeni karakteristični polinom

$$K_{dc}(z^{-1}) = 1 - 0.3z^{-1} \quad (33)$$

Usvojen je apsorpcioni filter

$$\Phi(z^{-1}) = (1 - z^{-1})^2 \quad (34)$$

koji odgovara linearnoj aproksimaciji generalisanog poremećaja. Radi adekvatne apsorpcije poremećaja od strane zadate vrednosti usvojen je

$$\Phi_c(z^{-1}) = (1 - z^{-1})^2 \quad (35)$$

Izabrani su polinomi $C_r(z^{-1}) = C(z^{-1}) = 1$. Na osnovu izložene procedure sinteze dolazi se do preostalih polinoma upravljačke strukture

$$P_y(z^{-1}) = -0.001408 - 0.0005623z^{-1}$$

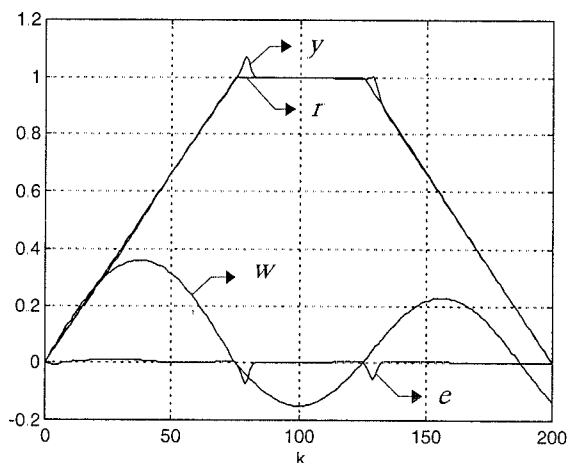
$$R(z^{-1}) = 1 + 0.4z^{-1} + 0.13z^{-2} + 0.031z^{-3} + 0.003748z^{-4} \quad (36)$$

$$A(z^{-1}) = A_r(z^{-1}) = -1047 + 878.1z^{-1}$$

U slučaju korišćenja strukture sa adaptacijom u unutrašnjem modelu poremećaja, za polazni polinom $A(z^{-1})$ usvaja se

$$A(z^{-1})_{(z^{-1})} = -1047 + 878.1 \cdot z^{-1} + 0 \cdot z^{-2} + 0 \cdot z^{-3} \quad (37)$$

pri čemu u narednim trenucima odabiranja dolazi do korekcije koeficijenata ovog polinoma, saglasno primenjenom mehanizmu adaptacije. Simulacijom je izabrano $\gamma = 5000$.



Sl. 5. Ilustracija rada IMPACT strukture sa adaptacijom unutrašnjeg modela poremećaja

Na Sl.5 je ilustrovana efikasnost strukture prikazane na Sl.4. Na istom dijagramu, u funkciji diskretnog vremena $t = kT$, dati su referentni signal (r), izlazna promenljiva y , greška praćenja $e = r - y$ i poremećaj w . Radi poređenja sa slučajem kada adaptivan prilaz nije korišćen, na Sl.6 su prikazani signali greške praćenja u oba slučaja. Posmatrano u odnosu na indeks performanse

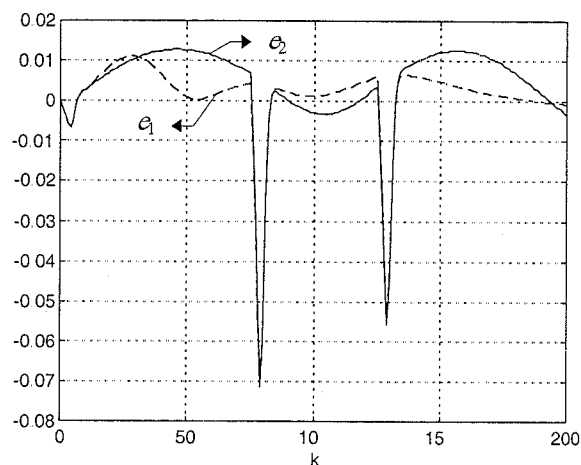
$$J_e = \sum_{k=0}^{200} |e(k)| \quad (38)$$

adaptacija u unutrašnjem modelu poremećaja doprinosi efikasnijoj apsorpciji efekata poremećaja za 37% u konkretnom slučaju. U poređenju sa primerom u [17], ovde je korišćen poremećaj w čija je amplituda uvećana za 20%.

6. ZAKLJUČAK

Praćenje zadate trajektorije je od velike važnosti u mnogim mašinskim sistemima kao što su

automatizovano lučno zavarivanje korišćenjem robotske ruke ili sistemi sa visokom brzinom mašinske obrade pri oblikovanju kompleksnih radnih delova itd. Rešavanje problema praćenja treba da obezbedi kretanje izlazne promenljive procesa duž željene trajektorije i u prisustvu dejstva poremećaja na sistem pri čemu greška praćenja mora biti svedena na minimum. Apsorpcija greške praćenja može biti ostvarena korišćenjem različitih upravljačkih koncepata. Posebno atraktivni koncepti upravljanja u ovom smislu su zasnovani na principu apsorpcije. U radu je predstavljena IMPACT struktura u kojoj je moguća sveobuhvatna implementacija principa apsorpcije. Na taj način, omogućeno je efikasno potiskivanje efekata različitih klasa nemerljivih poremećaja na izlaznu promenljivu. Štaviše, u nedostatku apriornih informacija o karakteru poremećaja, moguća je efikasna apsorpcija generalisanog poremećaja korišćenjem adaptacije unutrašnjeg modela poremećaja.



Sl. 6. Greška praćenja u slučaju kada adaptivan prilaz jeste (e_1) i nije (e_2) korišćen

LITERATURA

- [1] M.R. Stojić, Lj.S. Draganović, M.S. Matijević, "Pregled i svojstva upravljačkih struktura sa unutrašnjim modelima", (rad po pozivu) Zbornik XLIII Konf. ETRAN-a, Zlatibor, 1999.
- [2] Я. З. Цыпкин, "Синтез робастно оптимальных систем управления объектами в условиях ограниченной неопределенности", *Автом. и Телемех.* №9, с. 139-159, 1992.
- [3] В. С. Кулебакин, "О поведении непрерывно возмущаемых автоматизированных линейных систем", Докл. АН СССР, Т.68 №5, с. 73-79, 1949.
- [4] C.D. Johnson, "Accommodation of external disturbances in linear regulator and servomechanism problems", *IEEE Trans. AC*, vol. 16, pp. 635-644, 1971.
- [5] E.J. Davison, "The output control of linear time-invariant systems with unmeasurable arbitrary disturbances", *IEEE Trans. AC*, vol. 17, №5, pp.

- 621-630, 1972.
- [6] B.A. Francis and W.M. Wonham, "The internal model principle for linear multivariable regulators", *Appl. Math. Opt.*, vol. 2, N°3, pp. 170-194, 1975.
- [7] B.A. Francis and W.M. Wonham, "The internal model principle of control theory", *Automatica*, vol. 12, N°5, pp. 457-465., 1976.
- [8] G. Bengtsson, "Output regulation and internal models. A frequency domain approach", *Automatica*, vol. 13, pp. 333-345, 1977.
- [9] O.R. Gonzalez and P.J. Antsaklis, "Internal models in regulation, stabilization and tracking", *Int. J. Control*, vol. 53, N°2, pp. 411-430, 1991.
- [10] K. Shannon, "Mathematical theory of a differential analyzer", *Journal of Mathematics and Physics*, vol. 20, N°5, pp. 337-354.
- [11] Я. З. Цыпкин, "Адаптивно инвариантные дискретные системы управления", *Автом. и Телемех.* N°5, с. 96-121, 1991.
- [12] Ya.Z. Tsytkin and U. Holmberg, "Robust stochastic control using the internal model principle and internal model control" □ *Int. J. Control*, vol. 61, N°4, P 809-822, 1995.
- [13] Ya.Z. Tsytkin, and P. V. Nadezhdin, "Robust continuous control systems with internal models", *Control Theory and Advanced Technology*, 9, 1993.
- [14] Я. З. Цыпкин, "Новы классы дискретных периодических систем управления", *Автом. и Телемех.* N°12, с. 76-92, 1994.
- [15] K.J. Åström and B. Wittenmark, *Computer controlled systems*, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1984.
- [16] B. Danković, D. Antić, Z. Jovanović, *Upravljanje procesima – identifikacija procesa*, Elektronski fakultet u Nišu, Niš, 1996.
- [17] Ya.Z. Tsytkin, "Robust internal model control", *50th Anniversary Issue of DSCD, ASME Transactions*, 115, N°2(B), pp. 419-425, 1993.

Abstract - This paper presents the design of control systems with uncertainties of plant parameters and unmeasurable external disturbances. To enable the zero steady state error in tracking of a reference signal, the concept of internal model is applied, which includes the principle of disturbance absorption. The Tsytkin IMPACT (Internal Model Principle and Control Together) control structure is employed in the case of a nonminimal phase stable plant and presents of arbitrary class of unmeasurable disturbances. The adaptation mechanism is introduced into the control portion of the system to reject as better as possible the influence of disturbance on the system controlled variable. The control structure proposed in this paper enables the efficient extraction of disturbance and possesses a higher degree of robustness with respect to uncertainties of plant parameters.

Milić R. Stojić
Milan S. Matijević

STATIČKA ESTIMACIJA PARAMETARA SINHRONOG GENERATORA KAO FUNKCIJA UPRAVLJANJA REALNOG VREMENA U ELEKTROPRIVREDI

Goran Đukić, Branko Kovačević, Vladimir Terzija, Elektrotehnički fakultet, Beograd

Kratak sadržaj: *Razvoj modernih algoritama za digitalnu obradu podataka pruža sve šire mogućnosti primene u elektroenergetici. U ovom radu će biti prikazana primena metoda estimacije. Na primeru procene parametara generatora će putem računarske simulacije biti prikazan jedan standardni estimator, zasnovan na ponderisanoj metodi najmanjih kvadrata.*

1. UVOD

Pojava brzih računara zasnovanih na modernim arhitekturama i organizacijama mikroprocesorskih sistema uslovlila je mogućnost primene brojnih algoritama za digitalnu obradu podataka u elektroenergetici u realnom vremenu. Brojne metode su do sada bile primenjivane samo u *off-line* režimu, znači na osnovu unapred snimljenih signala kasnije obradjenih na računaru. Danas se one intenzivno koriste u raznovrsnim oblastima elektroenergetike, kao što su relejna zaštita, upravljanje i nadzor elemenata elektroenergetskog sistema (EES), ili sistema kao celine. Algoritmi se danas razvijaju da bi se realizovala proizvodna merna aplikacija, ili da bi se sproveda neka strategija upravljanja. Na primer, na osnovu digitalizovanih signala struja i napona mreže, putem efikasnih numeričkih algoritama se lako odredjuju njihovi amplituda i faza osnovnog harmonika, kompletni spektri, ulazne impedanse, snage, brzine promene proizvoljne veličine i sl.. U pogledu sagledavanja stanja u kojem se nalazi EES, ili neki element EES-a, na bazi raspoloživih merenja je na osnovu unapred usvojenog matematičkog modela moguće odredjivati njegove nepoznate parametre. Da bi se prethodno ostvarilo, izdvojila su se dva najčešće primenjivana pristupa: a) primena teorije estimacije i b) primena optimizacionih metoda. Oba pristupa je moguće realizovati u formi a) nerekurzivnog numeričkog algoritma, ili filtra konačnog impulsnog odziva (FIR filter, od finite impulse response) i b) rekurzivnog numeričkog algoritma, ili filtra beskonačnog impulsnog

odziva (IIR filter, od infinite impulse response). Dobrota, tj. kvalitet algoritama se iskazuje kroz brzinu konvergencije, tačnost i neosetljivost na slučajni šum i loše ulazne podatke.

Algoritmi zasnovani na metodi najmanjih kvadrata su do danas načešće primenjivani u rešavanju problema parametarske estimacije. Oni su optimalni kada je šum obradjenih sekvence podataka beli i amplituda raspodeljenih po Gausovoj (Gauss) raspodeli. U radu će biti prikazana primena jedne od varijanti metode najmanjih kvadrata, *ponderisana metoda najmanjih kvadrata* WLS (od Weighted Least Error Squares) u procenivanju parametara sinhronog generatora.

2. STATIČKA ESTIMACIJA PARAMETARA SINHRONOG GENERATORA

Izuzetno značajan deo svakog EES-a je podsistem proizvodnje. Ponašanje ovog podsistema zavisi od elemenata koji ulaze u njegov sastav, a to su pre svega sinhroni generatori i njihovi pobudni sistemi. Oni, svaki sa svoje strane, definišu stanje i promene u stanju u svakom trenutku vremena, bilo da se radi o statičkim ili dinamičkim promenama, što zavisi od karaktera poremećaja u sistemu. Iz ovih razloga veoma je bitno poznavanje parametara (otpora i reaktansi) sinhronih generatora i njima pridruženih pobudnih sistema.

Vrednosti parametara sinhronog generatora mogu se dobiti serijom eksperimenata od kojih svaki ponaosob daje vrednosti nekih od parametara (U-I metoda; na osnovu karakteristika praznog hoda i kratkog spoja; metodom malog klizanja; ogled simetričnog trolnog kratkog spoja; i sl.). Navedene metode, kao i ostale koje ovde nisu navedene, zahtevaju mnogo priprema pre samog eksperimenta. Pored toga, neke od njih se izbegavaju u elektranama jer izlažu opasnosti i

ljudstvo i opremu (kao na primer ogled udarnog kratkog spoja). S druge strane, kada je sinhroni generator u normalnom pogonu, izvodjenje većine pomenutih eksperimenata nije ni moguće, a neophodno je uvek imati ažurnu informaciju o parametrima sinhronog generatora imajući u vidu da se svi parametri menjaju u vremenu, a napred navedene metode ovu činjenicu teško mogu uvažiti.

Za razliku od pomenutih metoda moguće je parametre sinhronog generatora odrediti korišćenjem estimacionih metoda sistema na bazi raspoloživih merenja tako da se određeni parametri sinhronog generatora mogu dobiti u svakom trenutku vremena. U konkretnom slučaju će biti primenjena ponderisna metoda najmanjih kvadrata WLS. Polaznu osnovu svakog estimatora predstavlja model merenja.

U slučaju nelinearnih sistema, u koje spada i sam sinhroni generator, model merenja se može opisati sledećom nelinearnom jednačinom:

$$[z] = h([x]) + [v] \quad (1)$$

gde su:

$[z]$ -vektor merenja;

$h([x])$ -nelinearna vektorska funkcija merenja;

$[x]$ -vektor stanja;

$[v]$ -vektor šuma merenja (greške merenja podležu normalnoj raspodeli).

Estimator je zasnovan na WLS metodi, koristeći kriterijum minimizacije zbira ponderisanih kvadrata odstupanja, koji je matematički definisan na sledeći način:

$$J([x]) = [[z] - h([x])]^T [R]^{-1} [[z] - h([x])] \quad (2)$$

gde su:

$J([x])$ -kriterijumska funkcija optimalnosti koja se minimizira;

$[R] = E\{[v_z][v_z]^T\}$ -dijagonalna težinska matrica grešaka merenja (matrica kovarijansi šuma merenja);

$[[z] - h([x])]$ -vektor reziduala merenja.

Opšti iterativni postupak za rešavanje problema estimacije parametara sinhronog generatora prema navedenoj metodi je:

$$\begin{aligned} \hat{[x]}^{(k+1)} &= \hat{[x]}^{(k)} + \left[[H_k]^T [R]^{-1} [H_k] \right]^{-1} x \\ &\quad x [H_k]^T [R]^{-1} \left[[z] - h(\hat{[x]}^{(k)}) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

gde su:

$[H_k] = H(\hat{[x]}^{(k)})$ -Jakobijeva matrica vektorske funkcije $h([x])$, (matrica observacije), u k-toj iteraciji, koja je u ovom slučaju definisana kao:

$$H(\hat{[x]}) = \left. \frac{\partial h([x])}{\partial [x]} \right|_{[x]=\hat{[x]}}$$

$[x]$ -tačna vrednost vektora stanja;

$\hat{[x]}$ -procena stanja;

k-indeks iteracije.

Polaznu osnovu u postupku estimacije parametara sinhronog generatora osim jednačine merenja čine jednačine modela sinhronog generatora. Na osnovu njih se sračunavaju matrice koje figurišu u algoritmu estimacije.

Kompletan model sinhronog generatora 7. reda (tzv. *strujni model*) [5] je dat sledećim jednačinama:

$$\frac{d}{dt} [i] = -[L]^{-1} ([r] + \omega [N])[i] + [L]^{-1} [U] \quad (4)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_m - M_{el}}{\tau_j} \quad (\tau_j = 2H\omega_n) \quad (5)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - 1 \quad (6)$$

gde su:

$[i]$ -vektor struja sinhrono mašine;

$[L]$ -matrica induktivnosti sinhrono mašine;

$[r]$ -matrica otpornosti sinhrono mašine;

$[N]$ -matrica induktivnih koeficijenata koji definišu elektromotorne sile usled rotacije;

$[U]$ -vektor napona sinhrono mašine;

ω -mehanička ugaona brzina obrtanja rotora;

ω_n -nominalna ugaona brzina;

M_m -mehanički (pogonski) moment primarnog motora;

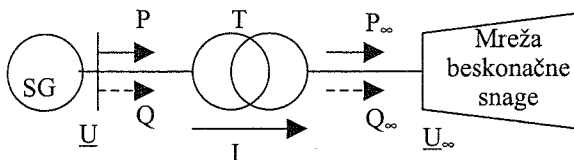
M_{el} -električni (otporni) moment generatora;

τ_j -normalizovana vremenska konstanta ubrzanja;

δ -ugao momenta sinhrono mašine.

Za slućaj *statićke estimacije parametara sinhronog generatora*, koji je preko blok-transformatora povezan sa mrežom beskonaćne snage (Slika 1) važi sledeće:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = \frac{di_D}{dt} = \frac{di_Q}{dt} = \frac{di_f}{dt} = 0 \quad (7)$$



Slika 1

Na osnovu relacija (4) do (7), za slućaj *statićke estimacije parametara sinhronog generatora* i njegovog blok-transformatora, model merenja ćini sledeći sistem jednaćina:

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{U_\infty^2 - (R_T^2 + X_T^2)I^2} + k_2 I \sqrt{R_T^2 + X_T^2} \\ I_f &= \frac{\sqrt{3}}{X_{df}} U \frac{A}{B} \\ U_f &= R_f \frac{\sqrt{3}}{X_{df}} I_f \\ P &= 3UIk_4 \\ Q &= 3UIk_3 \\ P_\infty &= 3U_\infty I \cos(\varphi - \theta) \\ Q_\infty &= 3U_\infty I \sin(\varphi - \theta) \\ S &= 3UI \\ S_\infty &= 3U_\infty I \end{aligned} \quad (8)$$

gde su:

- U -napon na krajevima sinhronog generatora;
- U_∞ -napon na sabirnicama mreže beskonaćne snage;
- R_T -omska otpornost blok-transformatora;
- X_T -reaktansa rasipanja blok-transformatora;
- I -struja generatora;
- $k_1 = \sin \varphi_{GT}$;
- $k_2 = \cos \varphi_{GT}$;
- $k_3 = \sin \varphi$;
- $k_4 = \cos \varphi$;
- $A = U + 2R_d I k_4 + X_q I k_3 + R_d^2 I^2 + X_d I (X_q I + U k_3)$;

$$B = \sqrt{(R_d^2 + X_q^2)I^2 + 2UI(R_d k_4 + X_q k_3) + U^2}$$

φ_{GT} -razlika faznih uglova blok-transformatora i generatora;

φ -fazni ugao izmedju napona i struje generatora;

θ -fazni ugao izmedju fazora napona generatora i fazora napona na sabirnicama sistema beskonaćne snage;

R_d -otpornost faze statora sinhronog generatora;

X_q -sinhrona reaktansa generatora po poprećnoj osi;

X_d -sinhrona reaktansa generatora po podužnoj osi;

I_f -pobudna struja generatora;

U_f -pobudni napon generatora;

R_f -omska otpornost pobudnog namotaja;

X_{df} -medjusobna reaktansa statorskog i pobudnog namotaja;

P -aktivna snaga sinhronog generatora;

Q -reaktivna snaga sinhronog generatora;

P_∞ -aktivna snaga na sabirnicama sistema beskonaćne snage;

Q_∞ -reaktivna snaga na sabirnicama sistema beskonaćne snage;

S -prividna snaga sinhronog generatora;

S_∞ -prividna snaga na sabirnicama sistema beskonaćne snage.

U ovoj analizi je usvojeno da se referentna osa poklapa sa fazorom napona na krajevima sinhronog generatora. Za analizirani slućaj *statićke estimacije parametara sinhronog generatora* i blok-transformatora vektori stanja i merenja su redom:

$$[x] = [IU\theta R_T X_T R_d X_q X_d R_f]^T;$$

$$[z] = [IUI_f P Q P_B Q_B S S_B U_f]^T.$$

Zbog nedostatka realnih, fizićki ostvarljivih merenja, merenja su simulirana polazeći od modela sinhronog generatora.

U opisanom postupku virtualna merenja su merenja prividnih snaga S i S_∞ koja su uvedena da bi se postavljene estimacioni problem mogao jednoznaćno rešiti, a potreban uslov za to je da redundancija bude veća od 1 (navedenim postupkom se postiže redundancija od $r=1.111$).

Proraćunata radna stanja opisana sistemom jednaćina (8) uzimaju se kao taćna merenja koja se zatim programski zašumljuju (greške merenja se generišu korišćenjem generatora slućajnih brojeva raspodeljenih po Gausovoj raspodeli) i na bazi takvih merenja se vrši *statićka estimacija*

parametara sinhronog generatora i njegovog blok-transformatora.

3. REZULTATI PRORAČUNA

Simulirano je radno stanje sa punim opterećenjem sinhronog generatora. Rezultati prikazanog algoritma estimacije parametara koji odgovaraju različitim vrednostima grešaka u merenjima (različitim standardnim devijacijama, $\sigma = 0.01$ (Tabela 1); 0.02 (Tabela 2); 0.03 (Tabela 3), što odgovara realnim greškama u merenjima) prikazani su u tabelama 1÷3.

Testiranje razvijenog softvera je uradjeno za sinhroni generator sledećih podatke:

$S_{nT} = 65$ MVA; $U_n = 10.5$ kV; $I_n = 3574$ A;
 $\cos\varphi_n = 0.85$; $R_d = 0.0034$ r.j.; $R_f = 0.00051$ r.j.;
 $X_{df} = 0.81$ r.j.; $X_d = 0.97$ r.j.; $X_q = 0.52$ r.j.

Podaci za blok-transformator su:

$S_{nT} = 65$ MVA; $m_T = 121/10.5$ kV/kV;
 $u_k = 10.66$ %; $P_{Cun} = 228.6$ kW; parametri transformatora koji se sračunavaju iz datih nominalnih podataka iznose $R_T = 0.0035$ r.j. i $X_T = 0.106$ r.j.

Tabela 1

	1. iteracija	2. iteracija	ϵ
R_d	0.0034001	0.0034001	0.0000389
X_q	0.5200001	0.5200001	0.0000002
X_d	0.9711010	0.9711009	0.0011350
R_f	0.0005101	0.0005101	0.0001619
R_T	0.0035000	0.0035000	-0.0000003
X_T	0.1058710	0.1058710	-0.0012169

Pokazalo se da je odabranim postupkom postignuta zadovoljavajuća tačnost estimacije parametara sinhronog generatora i njegovog blok-transformatora (greška estimacije je reda 10^{-3} do 10^{-6}).

Poredjenjem rezultata estimacije parametara koji se dobiju za istu vrednost opterećenja a za različite greške u merenjima (različite vrednosti standardne devijacije σ), vidi se da većim greškama merenja (koje odgovaraju većim

standardnim devijacijama), odgovara veća relativna greška estimacije parametara ϵ .

Kao što se vidi iz rezultata datih u tabelama, algoritam estimacije brzo konvergira (2-3 iteracije), što je od posebnog interesa za estimaciju kao funkciju realnog vremena generalno. Na ovaj način je moguće formirati, za potrebe on-line analiza, konzistentnu i pouzdanu bazu podataka generatora u realnom vremenu, a time omogućiti i realizaciju ostalih funkcija dispečerskog upravljanja.

LITERATURA

- [1] J. Mendel, "Discrete Techniques of Parameter Estimation", New York: M. Dekker, 1983.
- [2] G. Djukić, B. Kovačević, V. Terzija, "Static estimation of the synchronous generator", ICEM 2000, p.p.1038-1041, 28-30 August 2000 Espoo Finland
- [3] V. Terzija, G. Djukić, I. Škokljević, B. Kovačević, M. Kukobat, "Primena standardnih i robusnih metoda estimacije u energetici", JUKO CIGRE, str., Vrnjačka Banja, Oktobar 1999.
- [4] A. J. Wood, B. F. Wollenberg, "Power Generation, Operation and Control", John Wiley & Sons, Inc., 1996.
- [5] A. Gelb, "Applied Optimal Estimation", The M.I.T. Press, 1974.
- [6] P. M. Anderson, A. A. Fouad, "Power System Control and Stability", The Iowa State University Press, 1977.

Abstract—Development and application of modern digital signal processing numerical algorithms are offering various new opportunities in the field of electrical power engineering. In this paper an application of static state estimation method will be given. For the estimation of the unknown parameters of synchronous generator, its exciter and block transformer, a standard WLS estimator is applied. Through the computer simulation the procedure is tested. First, the model of generator is shown. The simulation of generator is provided and after that the estimation of unknown parameters is executed.

Tabela 2

	1. iteracija	2. iteracija	3. iteracija	ϵ
R_d	0.0034001	0.0034001	0.0034001	0.0000195
X_q	0.5200001	0.5200001	0.5200001	0.0000001
X_d	0.9722021	0.9722020	0.9722020	0.0022701
R_f	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0003239
R_T	0.0035000	0.0035000	0.0035000	-0.0000001
X_T	0.1057420	0.1057420	0.1057420	-0.0024339

Tabela 3

	1. iteracija	2. iteracija	3. iteracija	ϵ
R_d	0.0033999	0.0033999	0.0033999	-0.0000205
X_q	0.5199997	0.5199997	0.5199997	-0.0000006
X_d	0.9733031	0.9733032	0.9733032	0.00340540
R_f	0.0005102	0.0005102	0.0005102	0.0004858
R_T	0.0035000	0.0035000	0.0035000	0.0000000
X_T	0.1056130	0.1056130	0.1056130	-0.0036508

STATIC ESTIMATION OF THE
 SYNCHRONOUS GENERATOR
 PARAMETERS—FUNCTION OF REAL—TIME
 CONTROL IN POWER SYSTEMS

*Goran Đukić, Branko Kovačević,
 Vladimir Terzija*

PRELAZNI PROCESI SINHRONOG GENERATORA U SLUČAJU ZAKAZIVANJA POLOVA VISOKONAPONSKOG PREKIDAČA

Goran Đukić, Milenko Đurić *Elektrotehnički fakultet u Beogradu*

Kratak sadržaj—U radu su izloženi matematički modeli koji omogućavaju analizu veličina od interesa, kod efikasnog podešavanja relejne zaštite, za slučaj kada sinhrona mašina usled zaglavljivanja nekih od polova prekidača ostaje da radi dvofazno (monofazno) na mreži beskonačne snage. Ovakvi režimi se mogu pojaviti ako pregori neki strujni most na zateznom stubu, pri otkazu jednog (dva) pola prekidača pri sinhronizaciji sinhronne mašine ili pri otkazu dva (jednog) pola prekidača pri pokušaju isključenja generatora.

1. UVOD

Ako se posmatra rad sinhronog generatora na mreži beskonačne snage, u situacijama kada dolazi do manipulacija visokonaponskim prekidačem (uključenje ili isključenje prekidača), postoji mogućnost da neki od polova prekidača zakažu tako da sinhrona mašina ostaje dvofazno (monofazno) vezana preko blok-transformatora na jaku mrežu. Stoga je od interesa analizirati važne aspekte prelaznih režima koji se javljaju u navedenim situacijama. Generalno, posledice neispravnog rada visokonaponskog prekidača se ogledaju u povećanim strujama statora i rotora sinhronog generatora.

Da bi se sprovela adekvatna analiza neophodno je raspolagati odgovarajućim matematičkim modelima u prostoru stanja koje čine diferencijalne jednačine koje povezuju sve struje, napone i flukseve sinhronne mašine kao i odgovarajuće jednačine koje opisuju mesto asimetrije (u ovom slučaju neispravan rad visokonaponskog prekidača).

2. MATEMATIČKI MODEL

Polaznu osnovu u formiranju adekvatnog matematičkog modela za analizu dvofaznog rada sinhronog generatora u vremenskom domenu čini klasičan Parkov matematički model sinhronne mašine (pri čemu se sinhroni generator, transformator i vod do prekidača posmatraju kao ekvivalentni, produženi generator) u (d,q,0) koordinatnom sistemu u kome q-osa prednjači d-osi za 90°:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = u_d + \omega\psi_q - R_e i_d$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = u_q - \omega\psi_d - R_e i_q$$

$$\frac{d\psi_f}{dt} = u_f - R_f i_f$$

$$\frac{d\psi_D}{dt} = -R_D i_D$$

$$\frac{d\psi_Q}{dt} = -R_Q i_Q$$

$$\frac{d\psi_0}{dt} = u_0 - R_0 i_0$$

$$\psi_0 = L_0 i_0$$

$$\psi_d = L_d i_d + M_d i_f + M_d i_D$$

$$\psi_q = L_q i_q + M_q i_Q$$

$$\psi_f = M_d i_d + L_f i_f + M_d i_D$$

$$\psi_D = M_d i_d + M_d i_f + L_D i_D$$

$$\psi_Q = M_q i_q + L_Q i_Q$$

$$m_e = p(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$$

$$m_r + m_e = J \frac{d\omega}{dt} p$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$J = \frac{T_m S_n p^2}{\omega_s^2}$$

gde su:

u_d, u_q - naponi po d i q-osi na visokonaponskoj strani ekvivalentnog generatora;

i_d, i_q - struje po d i q-osi na visokonaponskoj strani ekvivalentnog generatora;

u_f, i_f - pobudni napon i struja generatora;

u_0, i_0 - nulti napon i struja ekvivalentnog generatora;

ψ_d, ψ_q - fluksevi produženog generatora po d i q-osi;

ψ_D, ψ_Q - fluksevi prigušnih namotaja po d i q-osi;

ψ_f - fluks pobudnog namotaja generatora;

ψ_0 - nulti fluks ekvivalentnog generatora;

i_D, i_Q - struje prigušnog namotaja po d i q-osi;

ω - električna ugaona brzina;

θ - ugao između nepokretne referentne ose koja se poklapa sa osom faze a generatora i d-ose generatora;

m_e - elektromagnetni moment generatora;

m_T - pogonski moment turbine;

$R_e = R_G + R_T + R_V$ - otpornost ekvivalentnog generatora;

R_f, L_f - otpornost i induktivnost pobudnog namotaja generatora;

R_d, R_q, L_d, L_q - otpornosti i induktivnosti prigušnih namotaja generatora po d i q-osi;

$L_d = L_{dG} + L_T + L_V$ - induktivnost produženog generatora po d-osi;

$L_q = L_{qG} + L_T + L_V$ - induktivnost produženog generatora po q-osi;

$L_0 = L_T + L_{0V}$ - nulta induktivnost produženog generatora;

$R_0 = R_T + R_{0V}$ - nulta otpornost produženog generatora;

M_d, M_q - međusobne induktivnosti generatora po d i q-osi;

p - broj pari polova sinhronog generatora;

J - moment inercije obrtnih masa agregata;

S_n - nominalna prividna snaga generatora;

T_m - vremenska konstanta obrtnih masa agregata;

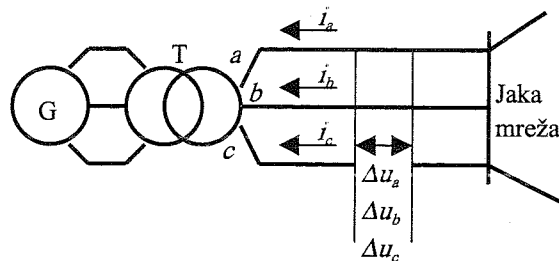
ω_s - sinhrona električna ugaona brzina.

Pretpostavlja se da je blok-generator uobičajene sprege uzemljena zvezda-trougao pa se nulte struje ne prenose na generatorsku stranu. Takođe, zanemaruje se uticaj turbinskog regulatora i regulatora pobude, tako da se veličine u_f i m_T smatraju konstantnim za vreme trajanja prelaznog procesa, sa vrednostima koje su imale u stacionarnom režimu koji je prethodio poremećaju. Pošto sistem jednačina (1) u matematičkom smislu nije zatvoren, za njegovo kompletiranje koriste se jednačine fizičke očiglednosti koje opisuju mesto asimetrije (slika 1). Dopusne jednačine za slučaj dvofaznog rada su:

$$\begin{aligned} i_c &= 0 \\ \Delta u_a &= 0 \\ \Delta u_b &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Jednačine (2) su napisane u faznom sistemu koordinata i stoga ih je neophodno prevesti u (d,q,0) koordinatni sistem u kome su napisane i jednačine sinhrono mašine. Ova transformacija

se realizuje u dva koraka. Prvo se izvrši transformacija raspredanja iz faznih koordinata



Sl. 1. Mesto asimetrije

u $(\alpha, \beta, 0)$ koordinatni sistem tako da se α -osa poklapa sa osom faze a i time se dobiju diferencijalne jednačine sinhrono mašine sa promenljivim koeficijentima jer su u $(\alpha, \beta, 0)$ koordinatnom sistemu induktivnosti funkcije ugla θ . Ovu transformaciju ćemo definisati na primeru struja uz napomenu da ista važi i za napone:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

U drugom koraku se primenjuje transformacija rotacije kojom se veličine iz $(\alpha, \beta, 0)$ koordinatnog sistema prebacuju u (d,q,0) koordinatni sistem u kome se imaju diferencijalne jednačine sinhrono mašine sa konstantnim koeficijentima. Ova transformacija je definisana na sledeći način:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

gde je $\theta = \omega_s t + \delta + \alpha - \frac{\pi}{2}$;

δ - ugao između napona jake mreže i elektromotorne sile generatora (q-ose);

α - početna faza napona jake mreže.

Primenom transformacija raspredanja (3) i (4) na struje na mestu asimetrije iz jednačina (2) dobiju se sledeće dopunske jednačine:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \cos \theta + \left(\frac{\sin \theta}{\sqrt{2}} - \frac{\cos \theta}{\sqrt{6}} \right) i_b \\ i_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}} i_a \sin \theta + \left(\frac{\sin \theta}{\sqrt{6}} + \frac{\cos \theta}{\sqrt{2}} \right) i_b \\ i_0 &= \frac{i_a + i_b}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (5)$$

Primenom transformacija raspredanja (3) i (4) na napone na mestu asimetrije iz jednačina (2), uvažavajući činjenicu da su naponi jake mreže simetrični, dolazi se do sledećih dodatnih naponskih jednačina:

$$\begin{aligned} u_d \cos \theta - u_q \sin \theta - U \cos(\omega_s t + \alpha) + \frac{u_0}{\sqrt{2}} &= 0 \\ (\sqrt{3} \sin \theta - \cos \theta) u_d + (\sin \theta + \sqrt{3} \cos \theta) u_q + \\ + U \cos(\omega_s t + \alpha) - \sqrt{3} U \sin(\omega_s t + \alpha) + u_0 \sqrt{2} &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

gde je:

$U = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{\max}$ - efektivna vrednost linijskog napona jake mreže.

Krajnji sistem jednačina koji opisuje dvofazni rad sinhronog generatora u prostoru stanja se dobije kada se sistem jednačina (1) modifikuje jednačinama (5) i (6) i on ima sledeću formu:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= a_0 + a_1 u_f + a_2 i_a + a_3 i_b + a_4 i_f + a_5 i_D + a_6 i_Q \\ \frac{di_b}{dt} &= b_0 + b_1 u_f + b_2 i_a + b_3 i_b + b_4 i_f + b_5 i_D + b_6 i_Q \\ \frac{di_f}{dt} &= f_0 + f_1 u_f + f_2 i_a + f_3 i_b + f_4 i_f + f_5 i_D + f_6 i_Q \\ \frac{di_D}{dt} &= d_0 + d_1 u_f + d_2 i_a + d_3 i_b + d_4 i_f + d_5 i_D + d_6 i_Q \\ \frac{di_Q}{dt} &= q_0 + q_1 u_f + q_2 i_a + q_3 i_b + q_4 i_f + q_5 i_D + q_6 i_Q \\ \frac{d\omega}{dt} &= m_0 + m_1 i_a^2 + m_2 i_b^2 + m_3 i_a i_b + m_4 i_a i_f + m_5 i_a i_D + \\ &+ m_6 i_a i_Q + m_7 i_b i_f + m_8 i_b i_D + m_9 i_b i_Q \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (7)$$

Dopunske jednačine za slučaj monofaznog rada su:

$$\begin{aligned} i_b &= 0 \\ i_c &= 0 \\ \Delta u_a &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

Primenom transformacija raspredanja (3) i (4) na struje na mestu asimetrije iz jednačina (8) dobiju se sledeće dopunske jednačine:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \cos \theta \\ i_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}} i_a \sin \theta \\ i_0 &= \frac{i_a}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (9)$$

Primenom transformacija raspredanja (3) i (4) na napone na mestu asimetrije iz jednačina (8), uvažavajući činjenicu da su naponi jake mreže simetrični, dolazi se do sledeće dodatne naponske jednačine:

$$u_d \cos \theta - u_q \sin \theta - U \cos(\omega_s t + \alpha) + \frac{u_0}{\sqrt{2}} = 0 \quad (10)$$

Krajnji sistem jednačina koji opisuje monofazni rad sinhronog generatora u prostoru stanja se dobije kada se sistem jednačina (1) modifikuje jednačinama (9) i (10) i on ima sledeću formu:

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= a_1 i_a + a_2 u_f + a_3 i_f + a_4 i_D + a_5 i_Q + a_6 \\ \frac{di_f}{dt} &= f_1 i_a + f_2 u_f + f_3 i_f + f_4 i_D + f_5 i_Q + f_6 \\ \frac{di_D}{dt} &= d_1 i_a + d_2 u_f + d_3 i_f + d_4 i_D + d_5 i_Q + d_6 \\ \frac{di_Q}{dt} &= q_1 i_a + q_2 u_f + q_3 i_f + q_4 i_D + q_5 i_Q + q_6 \\ \frac{d\omega}{dt} &= m_1 i_a^2 + m_2 (i_f + i_D) i_a + m_3 i_a i_Q + m_4 \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned} \quad (11)$$

Zbog ograničenog prostora za prikazivanje rada, kao i zbog kompleksnosti izraza za koeficijente koji figurišu u sistemima diferencijalnih jednačina (7) i (11), ti izrazi ovde nisu navedeni.

3. REZULTATI PRORAČUNA

Formirani matematički modeli su testirani na primeru jednog od agregata HE Bajina Bašta.

Parametri navedenog sinhronog generatora su:

$$U_n = 15.65kV; \quad S_n = 100MVA; \quad \cos\varphi_n = 0.95;$$

$$I_n = 810A; \quad x_d = 0.896r.j.; \quad x_q = 0.58r.j.;$$

$$x_d'' = 0.3r.j.; \quad x_d''' = 0.2r.j.; \quad x_q'' = 0.22r.j.;$$

$$T_d'' = 2.13s; \quad T_d''' = 0.038s; \quad T_q''' = 0.055s;$$

$$R_G = 0.005\Omega, \quad x_\sigma = 0.1r.j., \quad T_m = 12.22s$$

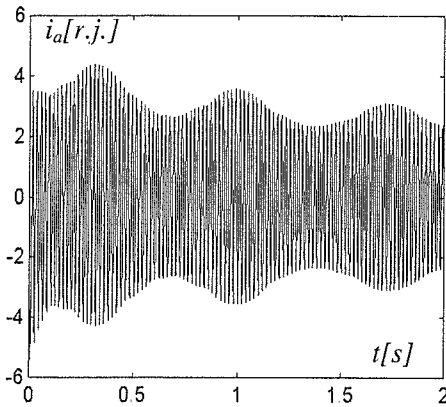
Parametri blok-transformatora su:

$$m_T = 15.65/242kV/kV; \quad S_n = 100MVA; \quad Y_d;$$

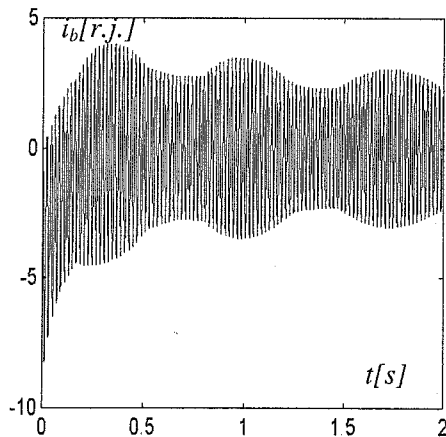
$$x_T = 0.122r.j.; \quad P_{Cun} = 353.6kW; \quad P_{Fen} = 91kW;$$

$$I_\mu = 0.54\%.$$

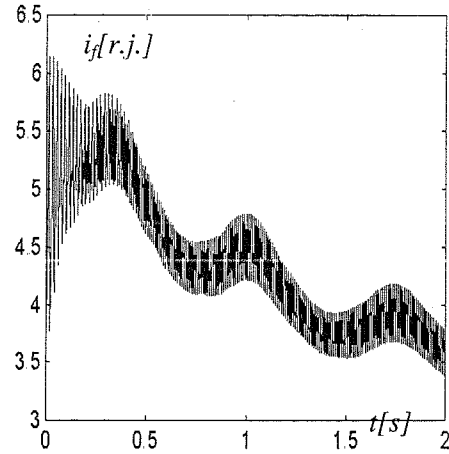
Na slikama 2-5 prikazane su vremenske promene karakterističnih veličina za vreme dvofaznog rada sinhronne mašine ako je opterećenje mašine $P_a = 0.85r.j.$; $Q_r = 0.5r.j.$



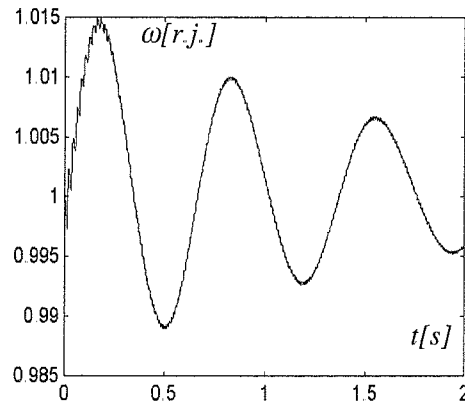
Sl.2. Vremenski tok struje i_a



Sl.3. Vremenski tok struje i_b

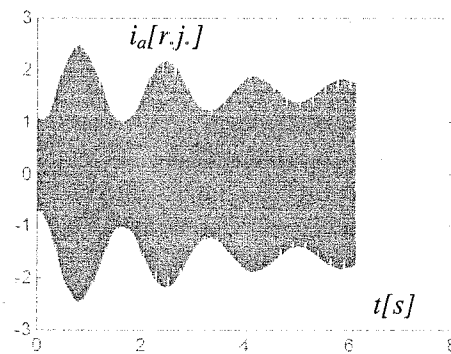


Sl.4. Vremenski tok pobudne struje i_f

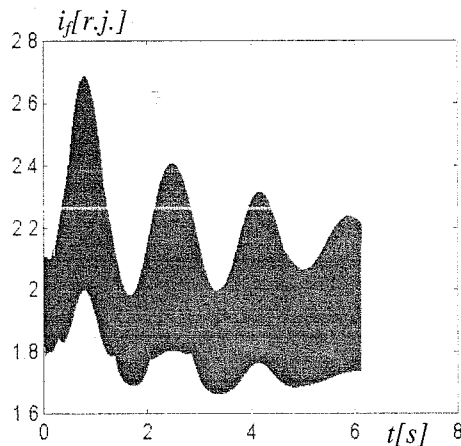


Sl.5. Vremenska promena ugaone brzine ω

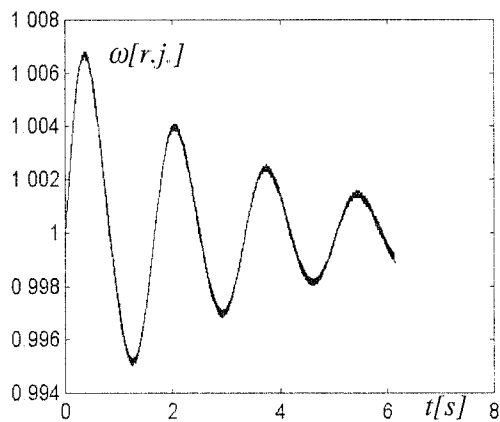
Na slikama 6-8 prikazane su vremenske promene karakterističnih veličina za vreme monofaznog rada sinhronne mašine ako je opterećenje mašine $P_a = 0.4r.j.$; $Q_r = 0.2r.j.$



Sl.6. Vremenski tok struje i_a



Sl.7. Vremenski tok pobudne struje i_j



Sl.8. Vremenska promena ugaone brzine ω

4. ZAKLJUČAK

Radom je demonstrirana mogućnost izračunavanja svih relevantnih veličina sinhronne mašine, koje su bitne za efikasno i precizno podešavanje njene relejne zaštite. Prikazani modeli omogućavaju proračune situacija koje u praksi mogu nastati zbog otkaza jednog ili dva pola visokonaponskog prekidača pri pokušaju isključenja generatora, zbog otkaza pri pokušaju sinhronizacije sinhronne mašine ili zbog pregorevanja strujnog mosta na zateznom stubu dalekovoda preko koga je sinhrona mašina vezana na mrežu.

Naredni korak treba da obuhvati analizu dobijenih rezultata. Tu se pre svega misli na izračunavanje toplotnih impulsa struja rotora i statora kako bi se moglo odrediti dozvoljeno trajanje ovakvih poremećaja.

Isto tako, matematički modeli izloženi u ovom radu se veoma lako mogu primeniti (uz minimalne korekcije) i na analizu neregularnog rada svih prekidača u neposrednoj blizini sinhronne mašine (tu se pre svega misli na generatorske prekidače, ukoliko oni postoje ali i prekidače transformatora sopstvene potrošnje u elektranama).

LITERATURA

- [1] M. Đurić, *Rešeni problemi iz relejne zaštite, teorija kratkih spojeva i prekida, Beograd, 1998.*
- [2] M.S. Čalović, *Regulacija elektroenergetskih sistema, Tom-2, Beograd, 1997.*
- [3] P.M. Anderson, A.A. Fouad, *Power System Control and Stability, The Iowa State University Press, Ames, Iowa, USA, 1977.*

Abstract-During the operation of the synchronous generator the malfunction of circuit breaker or current bridge damage on line towers can occur. These events caused double-phase (or single-phase) generator operation and failures on the stator and rotor windings. This paper presents time-scale models for a transient analysis of a double-phase and single-phase generator operation. A numerical simulations are also included in the paper.

TRANSIENT ANALYSIS OF SYNCHRONOUS GENERATOR OF A DOUBLE-PHASE AND SINGLE-PHASE OPERATION

Goran Đukić, Milenko Đurić

NEKE PREPORUKE ZA IZBOR PERIODE DISKRETIZACIJE U SISTEMIMA AUTOMATSKOG UPRAVLJANJA

Milica B. Naumović, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj - U radu su date neke korisne preporuke za izbor brzine diskretizacije u postupku projektovanja digitalnih kontrolera. Razmatran je uticaj periode diskretizacije na nemodeliranu dinamiku objekta upravljanja i performanse regulatora stanja. Takođe je dat dovoljan uslov da, i nakon diskretizacije, diskretni model zadrži minimalno fazno svojstvo objekta.

1. UVOD

Dobro je poznato, da su digitalni sistemi upravljanja sa gledišta kvaliteta dinamičkog ponašanja i tačnosti rada u stacionarnom stanju lošiji od analognih. To se često objašnjava činjenicom da diskretni odbirci signala sadrže manju količinu informacije u odnosu na kontinualni signal. Količina informacije, međutim, ne mora uvek biti dominantna, već je nekad bitnije kako se ista koristi. Štaviše, sa stanovišta razvoja različitih algoritama upravljanja digitalni sistemi poseduju više mogućnosti.

Pri usvajanju periode odabiranja, pored željenog kvaliteta ponašanja u prelaznom režimu rada i stacionarnom stanju, treba imati u vidu i sledeće faktore: dinamiku objekta upravljanja, karakteristike aktuatora, izvršnih organa i primenjenih pretvarača fizičkih veličina, metodu identifikacije modela procesa, frekvencijsko područje delovanja spoljnih poremećaja, ograničenje koje nameće zahtev za radom u realnom vremenu. Ovi faktori, koji su često i protivrečni, razmatrani su detaljnije u literaturi [1], [2].

Za periodu odabiranja se, međutim, ne sme usvajati suviše mala vrednost, jer to može imati negativne efekte na ponašanje sistema kao i mogućnost njegove fizičke realizacije u različitim režimima rada. Tako se smanjivanjem periode odabiranja širi Nyquistovo područje učestanosti, a time se povećava uticaj nemodelirane dinamike na dinamičko ponašanje sistema. Poznato je, i da se dovoljno sporom diskretizacijom uvek dobija minimalno fazni diskretni model objekta upravljanja [3]. Moguće je, međutim, odrediti kritičnu vrednost učestanosti diskretizacije koja definiše najveću brzinu, kojom se diskretizacija vrši, a da model objekta zadrži minimalno fazno svojstvo [4].

U radu su analizirani neki efekti koji prate proces diskretizacije koji se obavlja relativno velikom brzinom u odnosu na dinamiku razmatranog kontinualnog objekta kojim se upravlja.

2. UTICAJ NEMODELIRANE DINAMIKE OBJEKTA NA DINAMIČKO PONAŠANJE ZATVORENOG SISTEMA UPRAVLJANJA

Ubrzavanjem procesa diskretizacije uticaj nemodelirane dinamike objekta na dinamičko ponašanje zatvorenog sistema dolazi do izražaja, budući da se širi Nyquistovo područje učestanosti. Razmatranje u ovom poglavlju ilustruje se na primeru objekta upravljanja trećeg reda funkcije

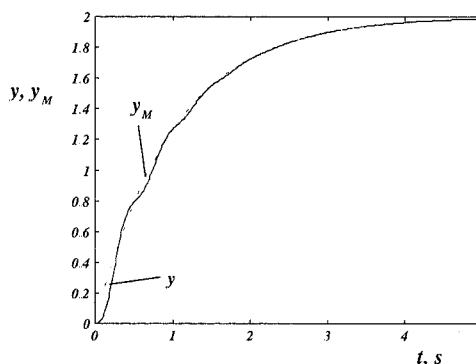
prenosa $G(s)$ čija se dinamika može aproksimirati modelom prvog reda $G_m(s)$, dok je nemodelirana oscilatorna dinamika drugog reda, odnosno

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{256}{(s+1)(s^2+4s+148)} \quad (1)$$

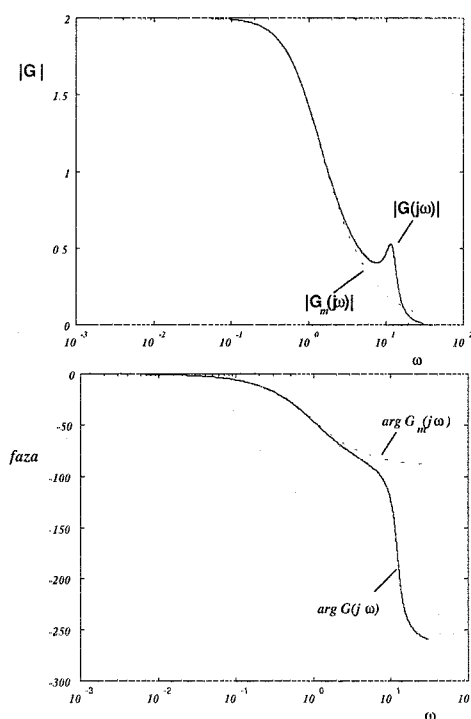
i

$$G_m(s) = \frac{Y_m(s)}{U(s)} = \frac{2}{s+1} \quad (2)$$

Odskočni odziv razmatranog objekta, zajedno sa odzivom modela, prikazan je na Sl. 1.



Sl.1. Odskočni odziv objekta i modela

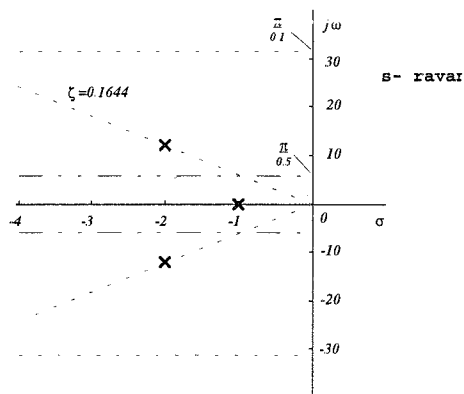


Sl.2. Frekvencijske karakteristike objekta i modela

Frekvencijski odzivi (amplituda i faza) prikazani su na Sl. 2.

Uočimo da razlike između usvojenog modela i objekta dolaze do izražaja tek na višim učestanostima.

Neka je usvojena perioda diskretizacije $T = 0.1$ s. Lako se može ustanoviti da par konjugovano-kompleksnih polova, koji definiše oscilatornu, nemodeliranu dinamiku, leži unutar primarnog pojasa s - ravnani. To nije slučaj ukoliko se diskretizacija vrši pet puta sporije, tj. usvajajući za periodu diskretizacije vrednost $T = 0.5$ s. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnog lika $G(s)$ prikazan je na Sl. 3.



Sl.3. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnog lika $G(s)$

Neka je željeni kontinualni odziv sistema kritično aperiodičan (faktor relativnog prigušenja je $\zeta = 1$), dok je brzina reagovanja sistema okarakterisana neprigušenom prirodnom učestanošću $\omega_n = 1.5$ rad/s. Pošto je objekat upravljanja statičkog tipa, neophodan astatizam prvog reda mora se obezbediti u zakonu upravljanja. Stoga, usvojimo da je digitalni regulator proporcionalno-integralnog tipa.

Pri različitim brzinama diskretizacije dobijaju se funkcije diskretnog prenosa kontinualnog dela sistema (kolo zadržke nultog reda i objekat upravljanja) u obliku

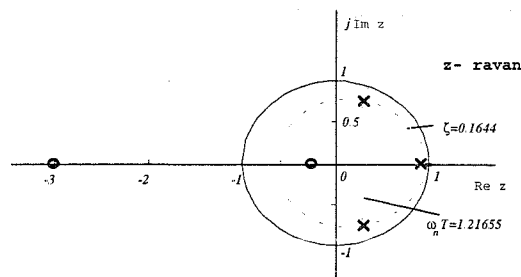
$$H_1(z) = \frac{0.04061(z + 3.01408)(z + 0.25744)}{(z - 0.90484)(z^2 - 0.59335z + 0.67032)}, T = 0.1 \text{ s} \quad (3)$$

$$H_2(z) = \frac{0.79323(z^2 - 0.71749z + 0.14297)}{(z - 0.60653)(z^2 - 0.70645z + 0.13533)}, T = 0.5 \text{ s}. \quad (4)$$

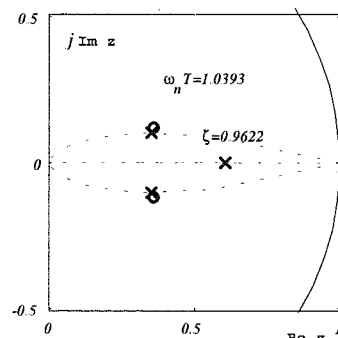
Raspored polova i nula funkcija prenosa $H_1(z)$ i $H_2(z)$ dat je redom na Sl. 4a i b. Podsetimo da nule funkcije diskretnog prenosa, koje se pojavljuju kao rezultat procesa diskretizacije, zavise od periode diskretizacije T , sa čijim smanjenjem postaju nestabilne [3], što je ilustrovano na Sl.4. Uočimo, takođe, da se u slučaju manje brzine diskretizacije dobija ne samo minimalno fazni diskretni model, već i da su par konjugovano-kompleksnih polova i dve nule, koje su rezultat procesa diskretizacije, bliskih vrednosti. Poznato je, da je uticaj takvih dipola, koji se ovde javljaju u funkciji prenosa $H_2(z)$, na odskočni odziv neznan, pa se bliski polovi i nule mogu jednostavno skratiti, čime se red diskretnog modela redukuje.

Polazeći od redukovano modela prvog reda objekta upravljanja, za specificirani kvalitet ponašanja sistema pri različitim periodama diskretizacije izračunati su parametri upravljanja i dati u Tabeli 1. Analiza kvaliteta ponašanja zatvorenog sistema, uz implementaciju digitalnog PI

regulatora pri različitim brzinama diskretizacije, moguća je na osnovu rezultata simulacije koji su dati na Sl. 5.



a.

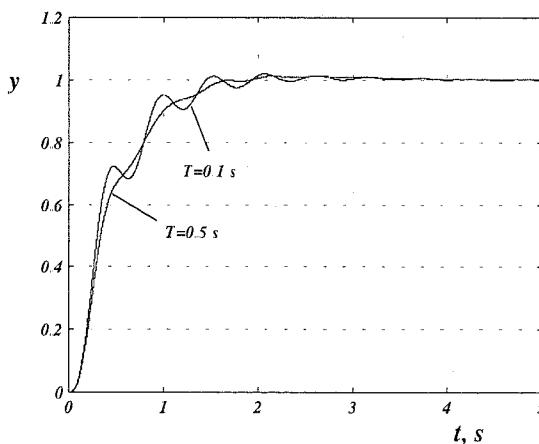


b.

Sl.4. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnih likova $H_1(z)$ i $H_2(z)$

Tabela 1. Parametri digitalnog PI regulatora

$\zeta = 1; T_u = 1.67$ $\omega_n = 1.5 \text{ rad/s}$	K_p	K_I
$T = 0.1 \text{ s}$	0.8618	0.1019
$T = 0.5 \text{ s}$	0.4872	0.3538

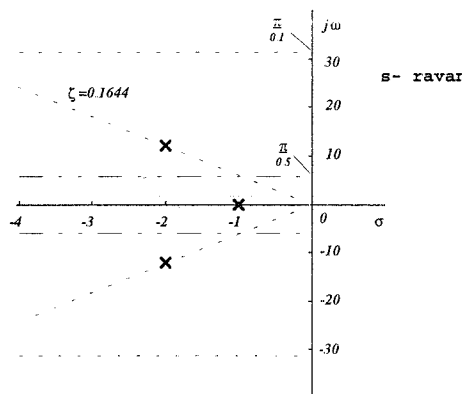


Sl.5. Uticaj nemodelirane dinamike na kvalitet odziva upravljane promenljive

U slučaju manje periode diskretizacije, i u prelaznom režimu i u stacionarnom stanju, u odzivu upravljane veličine jasno se uočavaju oscilacije, što nije slučaj pri sporijoj

Uočimo da razlike između usvojenog modela i objekta dolaze do izražaja tek na višim učestanostima.

Neka je usvojena perioda diskretizacije $T = 0.1$ s. Lako se može ustanoviti da par konjugovano-kompleksnih polova, koji definiše oscilatornu, nemodeliranu dinamiku, leži unutar primarnog pojasa s - ravnani. To nije slučaj ukoliko se diskretizacija vrši pet puta sporije, tj. usvajajući za periodu diskretizacije vrednost $T = 0.5$ s. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnog lika $G(s)$ prikazan je na Sl. 3.



Sl.3. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnog lika $G(s)$

Neka je željeni kontinualni odziv sistema kritično aperiodičan (faktor relativnog prigušenja je $\zeta = 1$), dok je brzina reagovanja sistema okarakterisana neprigušenom prirodnom učestanošću $\omega_n = 1.5$ rad/s. Pošto je objekat upravljanja statičkog tipa, neophodan astatizam prvog reda mora se obezbediti u zakonu upravljanja. Stoga, usvojimo da je digitalni regulator proporcionalno-integralnog tipa.

Pri različitim brzinama diskretizacije dobijaju se funkcije diskretnog prenosa kontinualnog dela sistema (kolo zadržke nultog reda i objekat upravljanja) u obliku

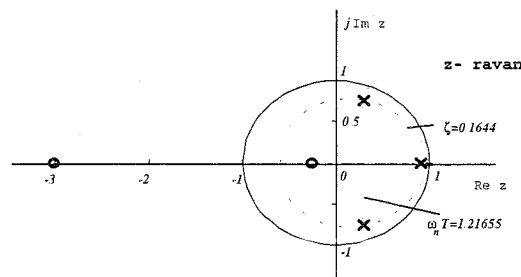
$$H_1(z) = \frac{0.04061(z + 3.01408)(z + 0.25744)}{(z - 0.90484)(z^2 - 0.59335z + 0.67032)}, T = 0.1 \text{ s}$$

$$H_2(z) = \frac{0.79323(z^2 - 0.71749z + 0.14297)}{(z - 0.60653)(z^2 - 0.70645z + 0.13533)}, T = 0.5 \text{ s.}$$

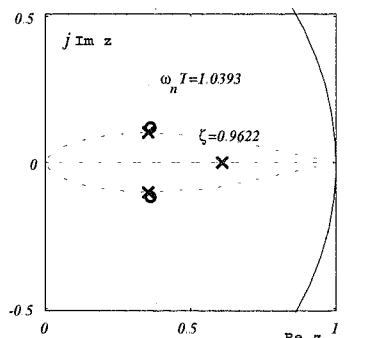
Raspored polova i nula funkcija prenosa $H_1(z)$ i $H_2(z)$ dat je redom na Sl. 4a i b. Podsetimo da nule funkcije diskretnog prenosa, koje se pojavljuju kao rezultat procesa diskretizacije, zavise od periode diskretizacije T , sa čijim smanjenjem postaju nestabilne [3], što je ilustrovano na Sl.4. Uočimo, takođe, da se u slučaju manje brzine diskretizacije dobija ne samo minimalno fazni diskretni model, već i da su par konjugovano-kompleksnih polova i dve nule, koje su rezultat procesa diskretizacije, bliskih vrednosti. Poznato je, da je uticaj takvih dipola, koji se ovde javljaju u funkciji prenosa $H_2(z)$, na odskočni odziv neznatan, pa se bliski polovi i nule mogu jednostavno skratiti, čime se red diskretnog modela redukuje.

Polazeći od redukovano modela prvog reda objekta upravljanja, za specificirani kvalitet ponašanja sistema pri različitim periodama diskretizacije izračunati su parametri upravljanja i dati u Tabeli 1. Analiza kvaliteta ponašanja zatvorenog sistema, uz implementaciju digitalnog PI

regulatora pri različitim brzinama diskretizacije, moguća je na osnovu rezultata simulacije koji su dati na Sl. 5.



a.

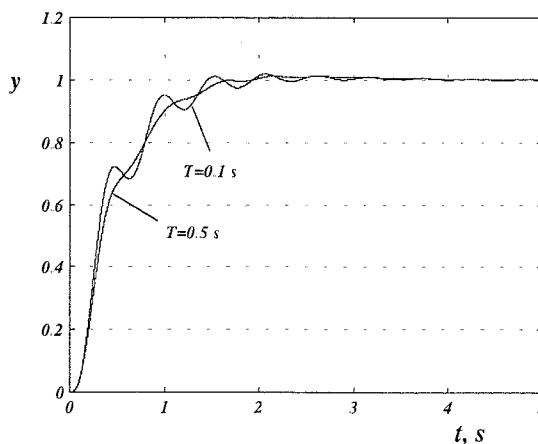


b.

Sl.4. Spektar kritičnih učestanosti kompleksnih likova $H_1(z)$ i $H_2(z)$

Tabela 1. Parametri digitalnog PI regulatora

$\zeta = 1; T_u = 1.67$ $\omega_n = 1.5$ rad/s	K_p	K_i
$T = 0.1$ s	0.8618	0.1019
$T = 0.5$ s	0.4872	0.3538



Sl.5. Uticaj nemodelirane dinamike na kvalitet odziva upravljane promenljive

U slučaju manje periode diskretizacije, i u prelaznom režimu i u stacionarnom stanju, u odzivu upravljane veličine jasno se uočavaju oscilacije, što nije slučaj pri sporijoj

diskretizaciji. To je svakako rezultat prisutnog uticaja oscilatorne dinamike objekta upravljanja, koji je zanemaren u postupku projektovanja regulatora.

3. NAJVEĆA BRZINA DISKRETIZACIJE KOJA GARANTUJE DOBIJANJE MINIMALNO FAZNOG DISKRETNOG MODELA

Neka je $G(s)$ realna, racionalna, stabilna, fizički ostvarljiva funkcija prenosa razmatranog objekta upravljanja. Diskretni model objekta dat je sa

$$H(z) = \frac{z-1}{z} ZL^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (5)$$

Ako je
$$G_0(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{G(s)}{s} \quad (6)$$

tada je kompleksni lik impulsne povorke odbiraka na izlazu objekta

$$\frac{1}{T} G^*(s) \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} G_0(s + jm\omega_c) = \frac{1}{T} G_z(z) \Big|_{z=e^{sT}} \quad (7)$$

gde je $\omega_c (= 2\pi/T)$ kružna učestanost odabiranja. Dakle, za diskretni model objekta možemo da pišemo

$$H(z) = \frac{z-1}{Tz} G_z(z) \quad (8)$$

Uslov da je diskretni model objekta minimalne faze iskazan je u vidu teoreme u radu Y. Fu i G.A. Dumont [4]. U nastavku je data formulacija teoreme bez dokaza.

Teorema [4]: Za datu fizički ostvarljivu, stabilnu, minimalno faznu, realnu, racionalnu funkciju $G(s)$, definisati $G^*(s)$ saglasno relaciji (7). Diskretni model objekta $H(z)$ je minimalno fazni ako i samo ako Nyquistova kriva, koja odgovara $G^*(s)$, ne obuhvata koordinatni početak.

Dakle, kritična učestanost odabiranja ω_c je najmanja učestanost za koju važi

$$\operatorname{Re} \left\{ G^* \left(j \frac{\omega_c}{2} \right) \right\} = 0 \quad (9)$$

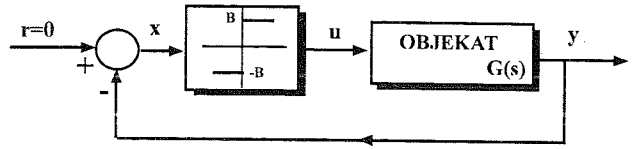
Lako se pokazuje da je prethodnom uslovu ekvivalentan uslov [4]

$$\operatorname{Im} \left\{ \sum_{m=0}^{\infty} \frac{G \left[j(2m+1) \frac{\omega_c}{2} \right]}{2m+1} \right\} = 0 \quad (10)$$

Uočimo da je poslednjom relacijom iskazan dovoljan uslov da kontinualan, stabilan, fizički ostvarljiv, minimalno fazni objekat zadržava, i posle diskretizacije, minimalno fazno svojstvo.

Štaviše, kritična učestanost odabiranja može se odrediti bez prethodnog poznavanja dinamike kontinualnog objekta. Pri tome bi se koristila dobro poznata inženjerska metoda nalaženja učestanosti samooscilacija upravljane veličine u zatvorenom sistemu sa relejnim upravljanjem □5□, na način kako je to prikazano na Sl. 6. Inače, ova konfiguracija služi za estimaciju vremena kašnjenja, recimo pri inicijalizaciji adaptivnih kontrolera, ili kod podešavanja jednostavnih regulatora, za automatizaciju dobro poznate Ziegler-Nicholsove metode kritične učestanosti. Dakle, moguća je još jedna primena iste metode pri izboru periode diskretizacije stabilnog, minimalno faznog, kontinualnog objekta, uz

garanciju dobijanja diskretnog modela minimalne faze. Pokazuje se da je učestanost oscilovanja jednaka polovini kritične učestanosti odabiranja $\omega_c/2$, pa se problem svodi na merenje periode sopstvenih oscilacija u sistemu na Sl. 6 [4].



Sl.6. Sistem sa zatvorenom povratnom spregom i relejnim upravljanjem

Primer [4]. Neka je funkcija prenosa objekta upravljanja u sistemu sa zatvorenom povratnom spregom i relejnim upravljanjem

$$G(s) = \frac{4}{(s+1)^3(s+2)^2} \quad (11)$$

Karakteristična jednačina, koja odgovara diferencijalnoj jednačini prelaznog procesa dobijenoj primenom harmonijske linearizacije nelinearnosti relea, je oblika

$$s^5 + 7s^4 + 19s^3 + 25s^2 + 16s + 4 + \frac{4B}{\pi A} = 0 \quad (12)$$

Egzistencija periodičnog rešenja bliskog prostoperiodičnom $x = A \sin \Omega t$, svodi se na postojanje para čisto imaginarnih korena u rešenju jednačine (12). Dakle, kriva Mihajlova za karakterističnu jednačinu (12) određena sa

$$f(j\omega) = (7\omega^4 - 25\omega^2 + 4) + \frac{4B}{\pi A} + j\omega(\omega^4 - 19\omega^2 + 16) \quad (13)$$

mora prolaziti kroz koordinatni početak $f(j\omega)$ -ravni. Prema tome, amplitudu i učestanost (A i Ω) periodičnog rešenja, ukoliko isto egzistira, dobijamo rešavanjem simultanih jednačina

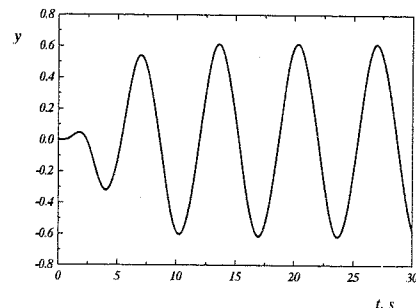
$$\operatorname{Re} f(A, \Omega) = 7\Omega^4 - 25\Omega^2 + 4 + \frac{4B}{\pi A} = 0 \quad (14)$$

$$\operatorname{Im} f(A, \Omega) = \Omega(\Omega^4 - 19\Omega^2 + 16) = 0.$$

Sistem jednačina (14) daje dva para vrednosti:

$$(A_1, \Omega_1) = (-0.0007B, 4.26) \text{ i } (A_2, \Omega_2) = (0.1B, 0.94).$$

U posmatranom sistemu se dakle uspostavljaju sopstvene oscilacije sa periodom $T_{\text{osc}} = 2\pi/\Omega_2 = 6.68$ s, kako je to prikazano na Sl.7.



Sl.7. Stabilni režim samooscilovanja u sistemu sa relejnim upravljanjem i objektom funkcije prenosa $G(s)$

Inače, u slučaju pojavljivanja više graničnih krugova, razmatra se najniža učestanost oscilovanja.

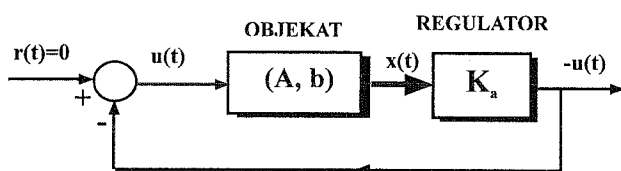
Dakle, kritične vrednosti učestanosti odabiranja i periode diskretizacije su redom $\omega_c = 2\Omega_2 = 188 \text{ rad/s}$ i $T_c = 3.34 \text{ s}$. Sračunajmo i $\pi/\Omega_1 = 0.74 \text{ s}$. Interesantno je uočiti vezu između periode diskretizacije i pojave nestabilnih nula diskretnog modela razmatranog objekta upravljanja (11) koja je data sa

$$\begin{aligned} T \geq T_c = 3.34 & \text{ inverzno stabilan model} \\ 3.34 > T \geq 0.74 & \text{ jedna nestabilna nula} \\ T < 0.74 & \text{ dve nestabilne nule} \end{aligned} \quad (15)$$

4. REGULATORI STANJA U SISTEMU SA PO JEDNIM ULAZOM I IZLAZOM - IZBOR PERIODE DISKRETIZACIJE

Pretpostavimo da je analogni regulator stanja, koji je određen vektorom pojačanja \mathbf{K}_a , projektovan saglasno postavljenim zahtevima u pogledu preteka stabilnosti i brzine reagovanja sistema. Moguće je uspostaviti vezu između periode diskretizacije digitalnog regulatora T i granične učestanosti propusnog opsega analognog regulatora ω_0 . Propusni opseg, međutim, definiše se za sistem praćenja. Pošto sistem tipa regulatora nema spoljašnji ulaz, postavlja se pitanje kako definisati njegov propusni opseg. Propusni opseg regulatora bi bio mera reprodukcije signala od nenultog početnog stanja ili poremećaja do ulaza u objekat upravljanja. Nama, međutim, ne odgovara ovakva definicija propusnog opsega koji bi zavisio od vrednosti specificiranog početnog uslova ili poremećaja.

Sistem tipa regulatora, međutim, moguće je predstaviti blok dijagramom datim na Sl. 8. Naime, u sistemu praćenja, prikazanom na ovoj slici, signal $-u(t)$ je izlaz. Ako dopustimo da je $r(t) = \sin \omega t$, gde je ω promenljiva učestanost, moguće je odrediti opseg učestanosti koje ulaz u objekat $u(t)$ može da prati.



Sl.8. Regulator stanja prikazan kao prateći sistem sa po jednim ulazom i izlazom

Dalje, moguće je uspostaviti logičnu vezu između ovog opsega učestanosti i periode diskretizacije digitalnog regulatora na sledeći način: ukoliko analogni regulator može da generiše ulaze u objekat upravljanja sa visokofrekvencijskim sadržajem, tada perioda diskretizacije mora biti mala i obrnuto.

Sistem na Sl. 8 opisuje se u prostoru stanja modelom $(\mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{K}_a, \mathbf{b}, \mathbf{K}_a, 0)$. Bodeov dijagram za ovaj sistem može da posluži za nalaženje širine propusnog opsega analognog regulatora. Naime, ako je funkcija prenosa zatvorenog sistema prikazanog na Sl. 8

$$H(s) = \mathbf{K}_a (s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{K}_a)^{-1} \mathbf{b}, \quad (16)$$

tada je širina propusnog oseg ω_0 definisana sa

$$|H(j\omega)| \text{ dB} = |H(j0)| \text{ dB} - 3 \text{ dB} \quad (17)$$

Nazovimo slučajni poremećaj, čiji je frekvencijski spektar van propusnog opsega upravljačkog sistema, širokopojasnim slučajnim poremećajem. Preporučuje se da se izbor brzine diskretizacije izvrši saglasno sledećim pravilima [6]:

◊ ako je objekat (ili senzor) izložen dejstvu širokopojasnih slučajnih poremećaja, usvojiti

$$20 \leq \frac{\omega_s}{\omega_0} \leq 40, \quad (18)$$

◊ inače $5 \leq \frac{\omega_s}{\omega_0} \leq 10$ (19)

Uočimo da se u prethodnim relacijama, pored gornje, definiše i donja granica periode diskretizacije T . U prethodnim poglavljima bilo je više reči o problemima koji prate brz proces diskretizacije.

5. ZAKLJUČAK

U literaturi se mogu naći brojne preporuke za izbor periode diskretizacije, koje su mahom iskustvene prirode. Izbor brzine diskretizacije je uglavnom uslovljen dinamikom objekta upravljanja. Očekivanja, da se bolji željeni kvalitet dinamičkog ponašanja digitalnog sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi može postići izborom veće brzine odabiranja, su realna, ali ne i uvek ostvariva. U radu su sagledani i izloženi neki problemi koji dolaze do izražaja sa smanjenjem periode diskretizacije, a koji su vezani za nemodeliranu dinamiku objekta upravljanja, neminimalno fazne diskretne modele, kao i za izbor periode diskretizacije pri projektovanju regulatora stanja. Razmatranja su ilustrovana primerima i rezultatima digitalnih simulacija.

LITERATURA

- [1] R. Isermann, *Digital Control Systems*, Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [2] M.R. Stojić, *Digitalni sistemi upravljanja*, Beograd: Elektrotehnički fakultet, 1998.
- [3] K.J. Åström, P. Hagander, and J. Sternby, "Zeros of Sampled Systems", *Automatica*, vol. 20, No. 1, pp.31-38, 1984.
- [4] Y. Fu and G.A. Dumont, "Choice of sampling to ensure minimum-phase behavior", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, Vol. AC-34, pp. 560-563, May 1989.
- [5] K.J. Åström, and T. Häggglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, 1988.
- [6] R.J. Vaccaro, *Digital Control - A State-Space Approach*, New York: McGraw-Hill, 1995.

Abstract - Some useful guidelines for choosing the sampling rate in digital controller design are given in this paper. It is considered how the sampling period influences the unmodelled control plant dynamics and state-feedback regulator performance. A sufficient condition for remaining the minimum phase attribute of the control plant, even after sampling, is also presented.

SOME GUIDELINES FOR CHOOSING THE SAMPLING PERIOD IN CONTROL SYSTEMS

Milica B. Naumović

PRIMENA DISKRETNIH REGULATORA PROMENLJIVE STRUKTURE U SISTEMIMA UPRAVLJANJA SA NEPOTPUNOM INFORMACIJOM

Zoran Jovanović i Boban Veselić, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj U radu su projektovani diskretni regulatori promenljive strukture (relejni i kvazirelejni sa proporcionalno integralnim dejstvom) za sistem kod koga nisu dostupne sve koordinate stanja za merenje. Koordinate stanja koje ne mogu da se mere, opserviraju se odgovarajućim diskretnim opserversom identiteta. U slučaju delovanja konstantnog ili sporopromenljivog poremećaja na objekat upravljanja, prisutna je greška tokom opservacije. Jedan od načina da se ova greška otkloni jeste projektovanje proširenog opserversa stanja, koji integralnom komponentom eliminiše pomenutu grešku opservacije. U radu je predložen jedan novi način za eliminisanje ove greške. U ovom rešenju se koristi postojeći opservers identiteta, kome se pridodaje PI član da bi se eliminisala greška opservacije. Efikasnost predloženog rešenja može se potvrditi simulacijom na primeru objekta upravljanja drugog reda.

1. UVOD

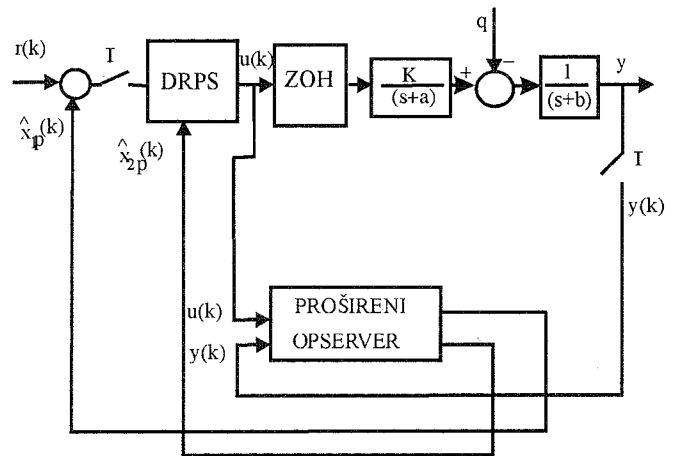
Sa razvojem mikrokontrolera sve je veće interesovanje za njihovu primenu u sistemima automatskog upravljanja. Procedura projektovanje bez izmene hardvera je omogućilo realizaciju različitih vrsta digitalnih regulatora. Na taj način se mogu projektovati i diskretni regulatori promenljive strukture (DRPS) [1,2]. U zavisnosti od primenjenog algoritma upravljanja, moguće je realizovati diskretni regulator promenljive strukture relejnog tipa (DRPSR) ili diskretni regulator promenljive strukture kvazirelejnog tipa sa proporcionalno-integralnim dejstvom (DRPSK) (pri čemu se PI dejstvo i kvazirelejni regulator mogu kombinovati na različite načine). U radu će se istovremeno analizirati oba tipa regulatora, primenjena na objekat upravljanja sa nepotpunom informacijom o koordinatama stanja [3]. Kao što je poznato osnovni oblik kretanja u ovim sistemima je klizni režim, a za ostvarivanje ovog oblika kretanja potrebna je potpuna informacija o svim koordinatama stanja, pa se može zaključiti da je navedeni problem vrlo značajan. Ovaj zadatak se može rešiti rekonstrukcijom nemeđljivih koordinata stanja [4]. Projektovanjem odgovarajućeg diskretnog opserversa identiteta moguće je dobiti potrebne koordinate stanja. Međutim, tako projektovan opservers uspešno radi, sve dok na objekat upravljanja ne počne da deluje konstantan ili sporopromenljiv poremećaj. Kao posledica dejstva poremećaja, javlja se greška u opservaciji koordinata stanja, usled čega nastaje statička greška u sistemu. U cilju eliminacije greške u stacionarnom stanju, odnosno greške opservacije, potrebno je uvesti integralno dejstvo između signala greške i mesta delovanja poremećaja. U [3,5] ovaj problem je rešavan uvođenjem takozvanog proširenog opserversa. Međutim, prošireni opservers zahteva novo projektovanje i određivanje novih parametara. Predloženo rešenje zadržava opservers identiteta, ali pri tom integralnim delovanjem (PI regulator) eliminiše dejstvo poremećaja ispred opserversa. Dobijeni rezultati su pokazali da se

eliminacija poremećaja vrši na sličan način kao i u slučaju proširenog opserversa. U ovom radu je izvršena uporedna analiza pomenuta dva načina za eliminaciju greške u sistemu pri dejstvu konstantnog ili sporopromenljivog poremećaja.

2. POSTAVKA ZADATKA

Na sl. 1 prikazana je strukturna blok šema sistema sa diskretnim regulatorima promenljive strukture (DRPS) i diskretnim proširenim opserversom stanja. Ovakva konfiguracija je izabrana zbog toga što je informacija o drugoj koordinati stanja bila nedostupna, pa je uveden opservers stanja. Na osnovu opserviranih stanja dobija se neophodna informacija za projektovanje DRPS. Objekat upravljanja je drugog reda bez astatizma sa funkcijom prenosa:

$$W(s) = \frac{K}{(s+a)(s+b)} \quad (1)$$



Sl. 1. Strukturna blok šema sistema automatskog upravljanja sa proširenim opserversom

U prostoru stanja ovaj objekat se može prikazati u obliku:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t) \\ c(t) &= \mathbf{D}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

pri čemu su:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -ab & -(a+b) \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ K \end{bmatrix}, \mathbf{D} = [1 \ 0]$$

Odgovarajuće diferencne jednačine mogu se predstaviti u sledećem obliku:

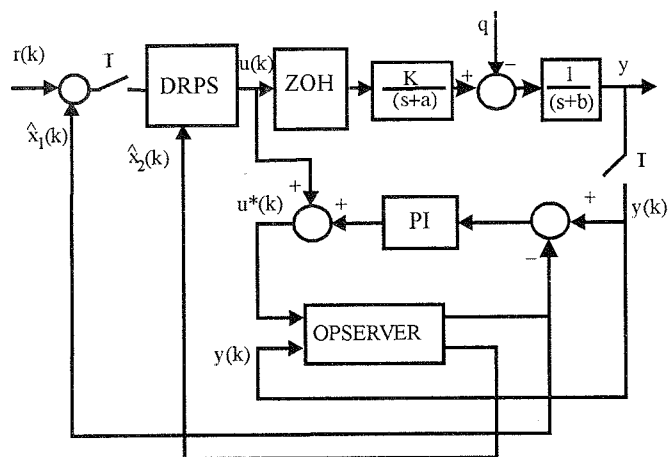
$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{E}(T)\mathbf{x}(k) + \mathbf{F}(T)u(k) \\ c(k) &= \mathbf{D}(T)\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

gde su:

$$\mathbf{E}(T) = \begin{bmatrix} e_{11}(T) & e_{12}(T) \\ e_{21}(T) & e_{22}(T) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{F}(T) = \begin{pmatrix} \tau \\ \int_0^{\tau} e^{A t} dt \\ 0 \end{pmatrix} \mathbf{B} = \begin{bmatrix} f_1(T) \\ f_2(T) \end{bmatrix}$$

Na sl. 2 prikazana je ista konfiguracija, pri čemu se umesto proširenog opserversa koristi opservers identiteta u kombinaciji sa PI regulatorom.



Sl. 1. Strukturna blok šema sistema automatskog upravljanja sa proširenim opserversom

Projektovanje DRPS zahteva pored poznavanja signala greške, takodje i poznavanje diferencijala signala greške. Medjutim, ova veličina je često nepoznata, odnosno ne može se izmeriti. Za uspešno projektovanje DRPS, potrebno je dakle uvesti diskretni opservers identiteta.

3. PROJEKTOVANJE DRPS POMOĆU OPSERVERA IDENTITETA

Relacija kojom se opisuje diskretni opservers identiteta je

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{E}_c(T)\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{G}(T)y(k) + \mathbf{F}(T)u(k), \quad (4)$$

pri čemu su

$$\mathbf{E}_c(T) = \mathbf{E}(T) - \mathbf{G}(T)\mathbf{D}(T) = \begin{bmatrix} e_{c11}(T) & e_{c12}(T) \\ e_{c21}(T) & e_{c22}(T) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}(T) = \Delta_e(\mathbf{E}) \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{DE} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1(T) \\ g_2(T) \end{bmatrix},$$

$$\Delta_e(\mathbf{E}) = \mathbf{E}^2 - 2\sigma_z\mathbf{E} + \sigma_z^2\mathbf{I}$$

σ_z - predstavlja izabrani pol opserversa kojim se postižu željene dinamičke osobine.

Za ovako projektovan opservers identiteta sada se projektuje odgovarajući DRPS.

Upravljački signali za DRPSR i DRPSK dati su relacijama respektivno

$$u(k) = U_0 \text{sign}(g(k)), \quad (5)$$

$$u(k) = \omega |e_1(k)| \text{sign}(g(k)), \quad (6)$$

pri čemu se klizna prava može napisati u obliku

$$g(k) = c_1 e_1(k) + e_2(k), \quad (7)$$

$e_1(k)$ i $e_2(k)$ predstavljaju signal greške i njegov izvod respektivno.

Uslovi klizanja se određuju iz relacija

$$g(k)\Delta g(k) < 0, \quad (8)$$

$$\Delta g(k) = g(k+1) - g(k).$$

Na osnovu relacija (8) dobijaju se vrednosti parametara U_0 i ω za koje nastupa kretanje po kliznoj pravoj:

$$U_0 > \left| \frac{(ce_{11}(T) + e_{21}(T) - c^2 e_{12}(T) - ce_{22}(T))e_1(k)}{cf_1(T) + f_2(T)} \right|, \quad (9)$$

odnosno

$$\omega > \left| \frac{ce_{11}(T) + e_{21}(T) - c^2 e_{12}(T) - ce_{22}(T)}{cf_1(T) + f_2(T)} \right|. \quad (10)$$

Objekat upravljanja je statičkog tipa (sa nultim astatizmom). Poznato je da kod statičkih sistema DRPSK ima grešku u stacionarnom stanju. Da bi se ova greška eliminisala uvodi se PI član, čije parametre biramo u odnosu na objekat upravljanja [6].

Na ovaj način projektovani opservers identiteta i DRPS u potpunosti zadovoljavaju postavljene zahteve. Međutim, problem nastaje kada na objekat deluje poremećaj tipa odskočne funkcije. Tada dolazi do pojave statičke greške sistema, što je posledica greške opservacije koja se može predstaviti izrazom:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \hat{x}_1(k). \quad (11)$$

Poznato je [3,5] da se ovaj problem može rešiti takozvanim proširenim opserversom. Koristeći relaciju [3]

$$\hat{\mathbf{x}}_p(k+1) = \mathbf{E}_p(T)\hat{\mathbf{x}}_p(k) + \mathbf{F}_p(T) + \mathbf{G}_p(T)(y(k) - \mathbf{D}_p(T)\hat{\mathbf{x}}_p(k)) \quad (12)$$

pri čemu je

$$\mathbf{E}_p(T) = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & 0 \\ e_{21} & e_{22} & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{F}_p = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

vektor \mathbf{G}_p treba ponovo odrediti u saglasnost sa željenom dinamikom. Željena dinamika se ostvaruje izborom polova opserversa, pri čemu se oni biraju tako da se ne promeni propusni opseg i pored uvođenja integralnog dejstva pomoću proširenog opserversa. Prema tome, potrebno je da se izborom trostrukog pola opserversa σ_z , metodom podešavanja polova odredi $\mathbf{G}_p = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$. Međutim, projektovanje proširenog opserversa kao što se može primetiti, predstavlja dodatni problem.

Zbog toga je pored ove metode, predložen i nešto drugačiji pristup koji u prisustvu poremećaja omogućava odziv sistema bez greške u stacionarnom stanju. Praktično

ovde se greška opservacije vodi na PI regulator, a zatim se taj signal dodaje upravljačkom signalu i dobija modifikovani upravljački signal $u^*(k)$ koji se vodi na opservers identiteta. To se može pokazati sledećom relacijom:

$$u^*(k) = u(k) + \left(K_p (y(k) - \hat{x}_1(k)) + \frac{T}{T_{i0}} \sum_{i=0}^{k-1} (y(i) - \hat{x}_1(i)) \right), \quad (13)$$

pa je sada opservers identiteta dat izrazom:

$$\hat{x}(k+1) = E_c(T)\hat{x}(k) + G(T)y(k) + F(T)u^*(k), \quad (14)$$

Na taj način, bez projektovanja proširenog opserversa, već korišćenjem postojećeg opserversa identiteta uz modifikaciju upravljačkog signala mogu se obezbediti željene dinamičke osobine sistema, kao i nulta greška u stacionarnom stanju.

4. PRIMER

Koristeći karticu za akviziciju podataka i upravljanje ED-2000, metodom srednje kvadratne aproksimacije izvršena je identifikacija objekta-makete drugog reda u obliku:

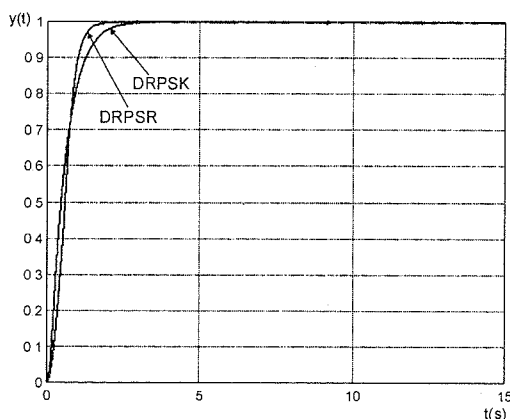
$$W(s) = \frac{0.798559}{(s + 0.378836)(s + 1.34058)}$$

Za period odabiranja $T=0.01s$ dobijen je model objekta u diskretnom domenu:

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0.999975 & 0.00991444 \\ -0.00503515 & 0.982928 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0.0000396999 \\ 0.0141964 \end{bmatrix} u(k)$$

Za ovaj sistem treba projektovati DRPS, ali kao ograničavajući faktor javlja se nemogućnost merenja druge koordinate stanja. Kako je za projektovanje regulatora ova promenljiva stanja neophodna, rešenje je potraženo u projektovanju diskretnog opserversa identiteta. U skladu sa [4] pol opserversa se bira tako da dinamika opserversa bude 2 do 4 puta brža od dinamike objekta. Korišćenjem (4) izabran je dvostruki pol u tački 0.9, a projektovani opservers je oblika:

$$\hat{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 0.986992 & 0.00991444 \\ -0.000597854 & 0.982928 \end{bmatrix} \hat{x}(k) + \begin{bmatrix} 0.012983 \\ -0.0044373 \end{bmatrix} y(k) + \begin{bmatrix} 0.0000396999 \\ 0.00791726 \end{bmatrix} u(k)$$

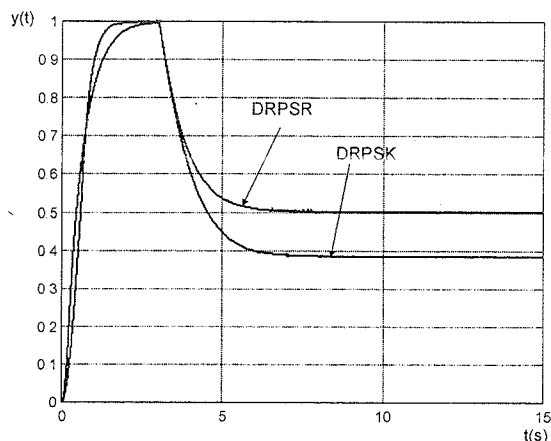


Sl. 3. Odzivi sistema sa DRPSR i DRPSK na jedinični odskočni signal

Koristeći stanja opserversa i relacije (9) i (10) projektovan je DRPSR sa parametrima $c=4$, $U_0=\pm 5$, dok su parametri DRPSK $c=2$, $\omega=\pm 10$, $T_i=0.5s$. Referentni ulazni signal je $r=1$. Rezultati simulacije prikazani su na sl. 3. Na pomenutoj slici ne deluje poremećaj na objekat upravljanja i

kao što se vidi postoji mala razlika u odzivima za pomenute regulatore.

Međutim, ako na objekat deluje konstantan poremećaj $q=0.5$ u $t=3s$, dolazi do pojave statičke greške prikazane na sl. 4.



Sl. 4. Odzivi sistema sa DRPSR i DRPSK pri delovanju poremećaja q na objekat upravljanja

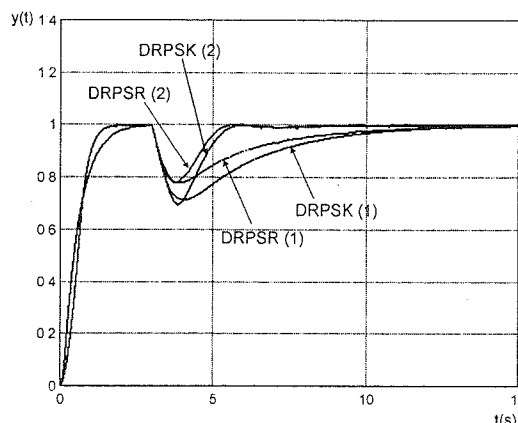
Kao što je već rečeno problem opservacije u prisustvu poremećaja može se rešiti proširenim opserversom. Na osnovu relacije (12) dobija se

$$g_p = [0.028023 \quad 0.0152549 \quad 0.000201726]^T$$

Prošireni opservers se može prikazati relacijom u matičnom obliku.

$$\hat{x}_p(k+1) = \begin{bmatrix} 0.971952 & 0.00991444 & 0 \\ -0.02029 & 0.982928 & 1 \\ -0.000201726 & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{x}_p(k) + \begin{bmatrix} 0.028023 \\ 0.0152549 \\ 0.000201726 \end{bmatrix} y(k) + \begin{bmatrix} 0.0000396999 \\ 0.00791726 \\ 0 \end{bmatrix} u(k)$$

Kao što je već rečeno problem opservacije u prisustvu poremećaja može se rešiti modifikacijom upravljačkog signala na ulaz u opservers identiteta. To se postiže PI dejstvom na grešku opservacije kao što je prikazano relacijom (13). Parametri primenjenog PI regulatora su $T_{i0}=0.2s$ i $K_p=5$. Ovi parametri su određeni tokom simulacije.



Sl. 5. Odzivi sistema sa DRPSR i DRPSK pri delovanju poremećaja q na objekat upravljanja sa proširenim opserversom (1) i opserversom identiteta i PI dejstvom (2)

Na sl. 5 prikazan je sistem u prisustvu poremećaja. Odzivi označeni sa (1) su dobijeni korišćenjem proširenog

opservera. Odzivi označeni sa (2) dobijeni su korišćenjem rešenja koje autori predlažu, jer je postupak projektovanja jednostavniji. Kod ovog načina se zadržava opserver identiteta, a dodaje se PI regulator kojim se koriguje greška opservacije. U ovom slučaju, može se primetiti da su rezultati simulacije dobijeni predloženom metodom bolji u pogledu brzine otklanjanja poremećaja što može biti važno za praktičnu primenu.

5. ZAKLJUČAK

U radu se razmatra interesantna kombinacija DRPS i diskretnog opservera identiteta. Pošto diskretni opserver identiteta ne poseduje integralno dejstvo radi eliminacije greške opservacije, usled poremećaja tipa Hevisajdove funkcije, ovde se koriste prošireni opserver kao jedno od rešenja kojim se ova greška eliminiše. Drugi metod koristi postojeći opserver identiteta gde se modifikacijom upravljačkog signala pomoću PI regulatora takođe vrlo efikasno eliminiše greška opservacije. Po završenom projektovanju, testirani su upravljački sistemi. Simulacija pokazuje da je drugi metod u ovom slučaju efikasniji po pitanju brzine u eliminaciji poremećaja. Ovo se može objasniti fleksibilnim izborom parametara PI regulatora. Budući rad bi trebalo da verifikuje dobijene rezultate primenom algoritma na objekat-maketu drugog reda. Personalni računar bi se koristio za implementaciju upravljačkog algoritma, a kao interfejs kartica za akviziciju i upravljanje ED-2000.

6. LITERATURA

- [1] Z. Jovanović, Č. Milosavljević, B. Veselić, "Analyses of Discrete-Time Variable Structure Controllers Designed on the Basis of the Object and Reduced Model", *Special Issue Dedicated to Third International Conference on Technical Informatics CONTI'98*, October 29-30, 1998,

- Timisoara, Romania, pp.175-184.
- [2] Z. Jovanović, "Neki upravljački algoritmi za regulaciju objekta b/s^3 primenom diskretnog regulatora promenljive strukture", *XLI konferencija ETRAN-a*, 1997, str. 468-471, Zlatibor.
- [3] Z. Jovanović, "Diskretni sistem promenljive strukture sa PI dejstvom i proširenim opserverom identiteta", *XL konferencija ETRAN-a*, Budva, jun 4-7, 1996., Zbornik radova Sveska I, str. 549-552.
- [4] M.R. Stojić, "Digitalni sistemi upravljanja", Nauka, Beograd, 1990.
- [5] M.R. Stojić, S. Vukosavić, "Design of the Observer-Based Speed Controller Applied in Servo Drives with Limited Resolution of Position Sensors", *Facta Universitatis*, Ser. Electr. and Energetics, vol. 1,p.p. 11-27.
- [6] Č. Milosavljević, "Variable Structure Systems of Quasi Relay Type with Proportional-Integral Action", *Facta Universitatis*, Series *Mechanics, Automatic Control and Robotics*, Vol. 2, No. 7, pp. 301-315, Niš, 1997.

Abstract: This paper proposes discrete variable structure controllers (DVSC), relay and quasi-relay with PI action, for systems with unavailable state coordinates. Immeasurable state coordinates are obtained with discrete identity observer. Observation error occurs in the presence of constant or slow varying disturbance. Well known solution for error elimination is employing of extended observer. A new method for error elimination is proposed in this paper, also. This method implies additional PI action to existent identity observer. Efficiency of the proposed control system is confirmed by simulation results.

DISCRETE VARIABLE STRUCTURE CONTROLLERS IMPLEMENTATION IN CONTROL SYSTEMS WITH INCOMPLETE INFORMATION

Zoran Jovanović, Boban Veselić

AKVIZICIONO-UPRAVLJAČKI SISTEM SA AUTOMATSKOM KONFIGURACIJOM NA BAZI MIKROKONTROLERA

Vujo Drndarević, Miodrag Bolić, Branko Samardžić
 Institut za nuklearne nauke "Vinča", Laboratorija za elektroniku, P. fah 522, 11001 Beograd

Sadržaj - Opisani su distribuirani akviziciono-upravljački sistem otvorene arhitekture realizovan na bazi mikrokontrolera. Konfiguracija sistema vrši se automatski. Zahvaljujući adaptivnoj strukturi dodavanje novih tipova distribuiranih jedinica ne zahteva izmenu softvera. Povezivanje elemenata sistema ostvareno je preko serijske zajedničke magistrale po redukovanom OSI protokolu. Predloženi koncept proveren je na sistemu realizovanom korišćenjem 8-bitnih mikrokontrolera Atmel serije 89S i 89C. Pored centralne jedinice realizovane su inteligentne distribuirane jedinice za upravljanje koračnim motorom, programirano linearno kretanje, upravljanje radom halogenih lampi, akviziciju i generisanje analognih, digitalnih i vremenskih signala i sat realnog vremena (real time clock).

1. UVOD

Savremene inustrijske sisteme za akviziciju podataka i automatsko upravljanje čini veći broj inteligentnih jedinica, lociranih neposredno uz proces ili objekat upravljanja. Inteligentne distribuirane jedinice su međusobno i sa centralnom jedinicom povezane zajedničkom magistralom. Ovakav koncept distribucije ili decentralizacije funkcija sistema počiva na primeni tehnički usavršenih mikrokontrolera, integrisanih elektronskih kola za konverziju i obradu signala male potrošnje i standardizovanih komunikacionih protokola [1].

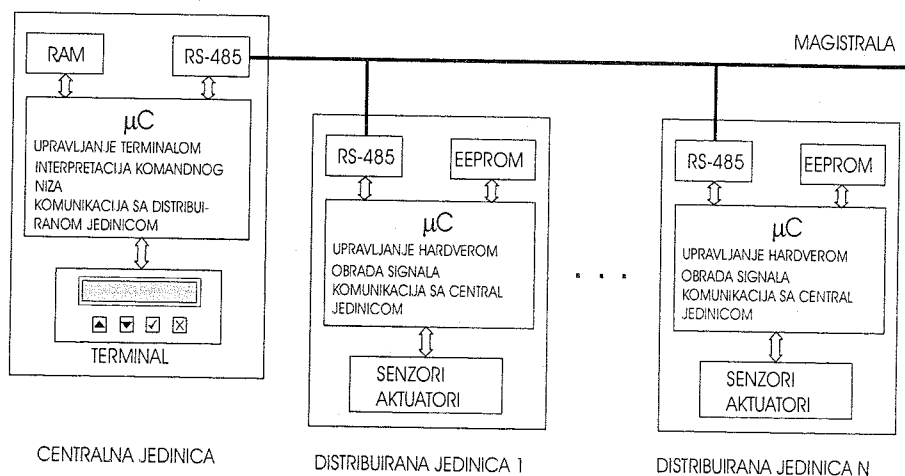
Inteligentna distribuirana jedinica prikuplja ulazne signale, ažurira izlaze, vrši kompleksnu digitalnu obradu signala, pamćenje podataka i, pored rezultata, izdaje statusne i dijagnostičke podatke. Preko zajedničkog procesora ili dodatnog komunikacionog procesora omogućuje se veza sa drugim jedinicama ili nadređenom centralnom jedinicom.

Najčešće korišćena komunikaciona veza ostvaruje se pomoću ekonomične serijske zajedničke magistrale. Primenom važnog pravila da se zajednički resursi, koje čine zajednička magistrala i centralni procesor, racionalno koriste, može se doći do kvalitetnog rešenja kompleksnih sistema za akviziciju podataka i upravljanje uz očuvanje brzine rada i efikasnosti.

Centralna jedinica savremenog distribuiranog sistema najčešće je personalni računar (PC). Zahvaljujući dobro poznatim karakteristikama koje se odnose na hardver i rasprostranjen i jeftin softver sa integrisanim merno-upravljačkim funkcijama, PC predstavlja dobar izbor u većini slučajeva. Međutim, postoje primene u kojima se ne zahtevaju snaga i resursi koje poseduje personalni računar, ali se traže male dimenzije, niska cena i rad u otežanim klimatskim i mehaničkim uslovima. Tipični primeri su sistem nadzora i upravljanja na vozilima i proizvodnim mašinama. Jedan takav distribuirani sistem za akviziciju podataka i upravljanje, realizovan na bazi 8-bitnog mikrokontrolera, opisan je u ovom radu.

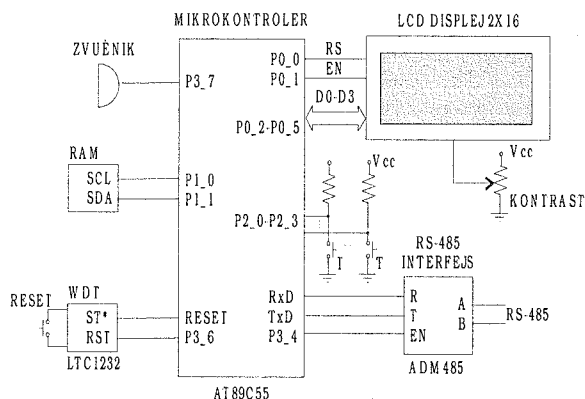
2. OPIS SISTEMA

Distribuirani sistem za akviziciju podataka i upravljanje ima modularnu strukturu i sastoji se od centralne jedinice i distribuiranih jedinica (slika 1). Centralna jedinica konfigurira sistem, upravlja radom sistema i, za izabranu distribuiranu jedinicu, prikazuje merne, statusne ili dijagnostičke podatke. Distribuirana jedinica može imati i merne i upravljačke funkcije. Rad distribuirane jedinice je autonoman, i odvija se na osnovu parametara koji se zadaju preko centralne jedinice. Specifičan tip distribuirane jedinice predstavlja sat realnog vremena (RTC), koji sistemu obezbeđuje podatak o tačnom vremenu i datumu.



Slika 1. Blok šema distribuiranog sistema na bazi mikrokontrolera.

Centralna jedinica realizovana je pomoću 8-bit mikrokontrolera Atmel AT89C55. Ovaj mikrokontroler poseduje 20 kB internu flash memoriju, što je sasvim dovoljno za smeštaj programa sistema. Za privremeno pamćenje parametara rada koristi se eksterna RAM memorija kapaciteta 4kB. Komunikacija između eksterne RAM memorije i mikrokontrolera vrši se na bazi I²C protokola. Serijski RS-485 interfejs realizovan je pomoću Analog Devices ADM485 primopredajnika. Ovo kolo omogućuje kontrolu slanja odnosno prijema podataka. Udesni sat, realizovan pomoću kola LTC1232, koristi se za vraćanje sistema u normalno funkcionisanje nakon nenamernog prestanka rada. Za praćenje rada sistema i unošenje radnih parametara distribuirane jedinice na raspolaganju je jednostavan terminal koga čini alfanumerički LCD displej kapaciteta 2 reda po 16 karaktera i četiri upravljačka tastera označena sa ↑, ↓, √ i X. Program mikrokontrolera može se podeliti na tri celine: deo koji se odnosi na komunikacioni protokol, deo programa koji radi kao interpreter komandi konfiguracionog niza i deo za kontrolu korisničkog interfejsa odnosno terminala. Na slici 2 data je blok šema centralne jedinice.

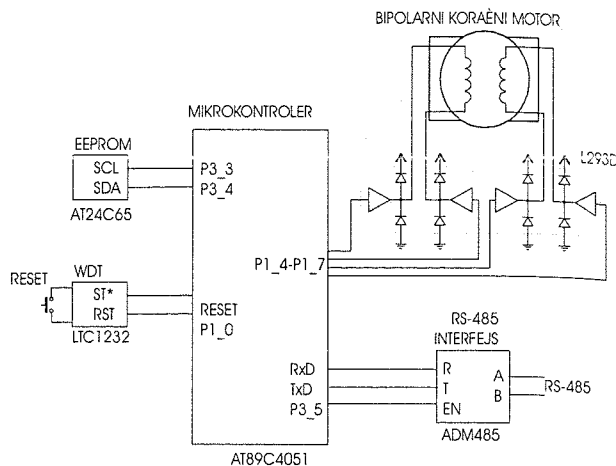


Slika 2. Centralna jedinica.

Distribuirana jedinica je inteligentan adresabilni modul koji u sistemu radi autonomno. Ona samostalno upravlja akvizicijom i generisanjem signala, obavlja složena izračunavanja i komunicira sa centralnom jedinicom. Prikazivanje stanja i promena parametara rada distribuirane jedinice obavlja se preko centralne jedinice. Svaka distribuirana jedinica sadrži 8-bit mikrokontroler Atmel AT89C4051. Pamćenje konfiguracionog niza i parametara rada distribuirane jedinice vrši se pomoću EEPROM memorije AT24C65 kapaciteta 8 KB. Mikrokontroler distribuirane jedinice ostvaruje tri osnovne funkcije: upravlja hardverom, vrši obradu signala i podataka i komunicira sa centralnom jedinicom. U cilju ostvarenja zadate funkcije, svaka distribuirana jedinica poseduje specifična kola koja se koriste kao interfejs između mikrokontrolera i fizičke pojave koja se meri ili procesa kojim se upravlja.

Realizovan je veći broj distribuiranih jedinica sa različitim funkcijama: povezivanje senzora i merenje fizičkih veličina, upravljanje koračnim i dc motorom, programirano linearno kretanje, upravljanje radom halogenih lampi, generisanje analognih, digitalnih i vremenskih signala i sat realnog vremena. Na slici 3 dat je primer distribuirane jedinice koja se koristi za upravljanje dvofaznim bipolarnim

koračnim motorom. Za upravljanje koračnim motorom koristi se kolo L293D koje poseduje četiri push-pull izlazna stepena. Promena brzine obrtanja postiže se primenom PWM upravljanja, dok se promena smeru ostvaruje promenom vremenske sekvence upravljačkih signala.



Slika 3. Distribuirana jedinica za upravljanje koračnim motorom.

Funkcionisanje sistema se odvija kroz dva koraka. Prvi korak se odnosi na dodeljivanje adresa, dok se drugi odnosi na konfiguraciju programa. Po uključanju, centralna jedinica detektuje priključene distribuirane jedinice. Distribuirana jedinica koja je neispravna, nema adresu ili adresu nije validna biće ignorisana. Detektovanim distribuiranim jedinicama pridružujuju se odgovarajući meniji preko kojih se vrši podešavanje parametara jedinica.

Nakon automatske detekcije i konfigurisanja programa distribuiranih jedinica, one rade autonomno sa parametrima koji su poslednji put podešeni. Podešavanje radnih parametara, očitavanje rezultata i statusnih i diagnostičkih informacija vrši se preko terminala centralne jedinice. Koristeći tastere terminala, korisnik bira jedinicu kojoj želi da se obrati, kreće se kroz menije koji se odnose na pojedine funkcije jedinice, menja parametre funkcije ili vrši očitavanje rezultata ili statusa. Kretanje kroz menije se odvija na istovetan način što doprinosi da se podešavanje parametara izvodi jednostavno i brzo. Parametar se, odmah po postavljanju, prosleđuje distribuiranoj jedinici gde se pamte u lokalnoj EEPROM memoriji.

3. KOMUNIKACIONI PROTOKOL

Povezivanje elemenata sistema ostvareno je u skladu sa redukovanim OSI modelom [2]. Ovaj model pogodan je za definisanje protokola za industrijske komunikacije. Po redukovanom OSI modelu komunikacioni protokol je definisan preko tri nivoa: fizički nivo, transportni nivo i aplikativni nivo.

Fizički nivo ostvaren je kod sistema opisanog u ovom radu preko standardnog RS-485 serijskog interfejsa. Za prenos podataka se koristi upredena parica. U mrežu, koja ima multi-drop topologiju, može se povezati maksimalno 127 modula. Maksimalna dužina kabla za vezu zavisi od brzine prenosa. Pri brzini prenosa od 9.6 kb/s ona iznosi 1200 m, a pri brzini prenosa od 10 Mb/s maksimalna dužina kabla je

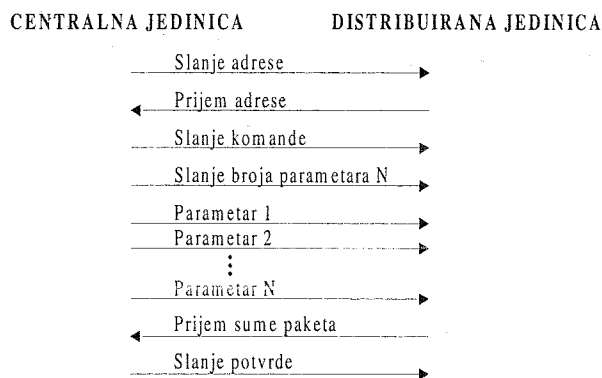
100 m.

Transportni nivo definiše tehniku pristupa mreži, adresiranje podataka i detekciju grešaka u prenosu. Pristup mreži je centralizovan, sa centralnom jedinicom kao masterom na magistrali. Distribuirane jedinice su podređene masteru. Master, koristeći tehniku vremenskog multipleksa, dodeljuje vreme pristupa distribuiranim slave jedinicama.

Podaci sadrže devet bita, pri čemu je bit najveće težine kontrolni, a lakših osam bita su informacioni. Logička jedinica na mestu kontrolnog bita znači da se prenosi prvi bajt komande. Ovaj bajt uvek predstavlja adresu distribuirane jedinice kojoj se centralna jedinica obraća.

Aplikacioni nivo definiše format paketa i vrši tumačenje sadržaja prenesenih komandi. Prenos komandi vrši se u jednom smeru - samo centralna jedinica može slati komande distribuiranim jedinicama. Komande mogu biti univerzalne i adresirane. Adresirana komanda odnosi se samo na selektovanu distribuiranu jedinicu. Univerzalne komande odnose se na sve jedinice povezane na magistralu.

Format univerzalnih komandi sastoji se od niza bajtova kojim se definiše: zajednička adresa, kôd komande, broj parametara i vrednost samih parametara. Centralna jedinica ne očekuje odgovor od strane distribuiranih jedinica na univerzalne komande. Postoji dva tipa adresiranih komandi: komande za slanje i komande za prijem parametara. Postupak slanja parametara ka distribuiranoj jedinici prikazan je na slici 4. Centralna jedinica slanjem adrese selektuje odgovarajuću distribuiranu jedinicu. Selektovana distribuirana jedinica potvrđuje spremnost za slanje vraćanjem svoje adrese centralnoj jedinici. Potom, centralna jedinica šalje distribuiranoj jedinici komandu, broj parametara i same radne parametre. Provera ispravnosti prenosa obavlja se primenom tehnike sum check. Ako data paket nije uspešno prenesen iz tri pokušaja, na terminalu centralne jedinice se prikazuje poruka o grešci. Pri prijemu podataka menja se smer prenosa i broja bajtova koji se prenose, dok format podataka ostaje isti.

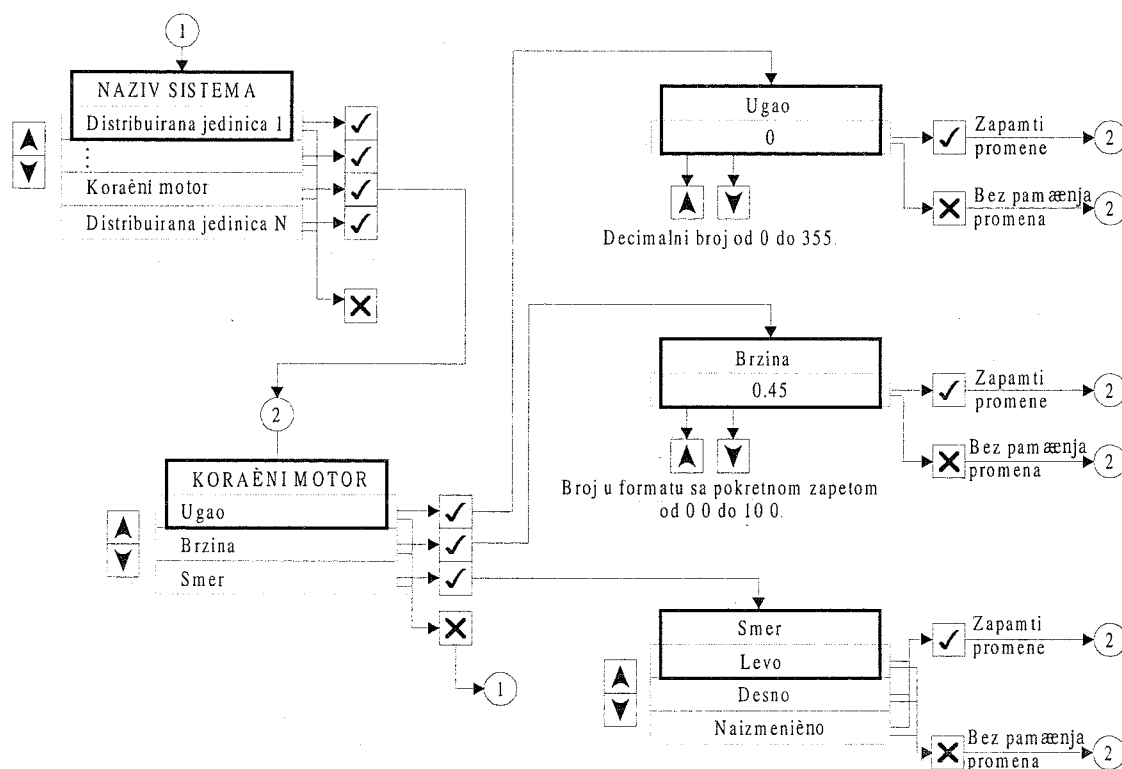


Slika 4. Slanje parametara rada prema distribuiranoj jedinici.

Tumačenje komande koja je ispravno prenesena vrši se na aplikativnom nivou distribuirane jedinice. Komande se mogu odnositi na konfiguraciju sistema, proveru stanja distribuiranih jedinica i očitavanje ili promenu parametara rada. Deo protokola koji se odnosi na autokonfiguraciju sistema i podešavanje parametara je specifičan i detaljnije je razmotrene u literaturi [3].

4. PRIMER PODEŠAVANJA PARAMETARA

Postupak podešavanja parametara ilustrovan je na primeru distribuirane jedinice koja se koristi za upravljanje koračnim motorom. Parametri koji se mogu podešavati su brzina step motora (0 do 10 obrt/min, u koracima po 0.10 obrt/min), smer obratanja (levo, desno i naizmenično) i ugao obrtanja (0° do 355°, u koracima po 5°). Podešavanje ugla obrtanja ima smisla samo ukoliko je izabran naizmenični režim rada. Ugao, brzina i smer predstavljaju primere parametara decimalnog, racionalnog i string tipa,



Slika 5. Izgled menija i funkcije tastera pri podešavanju parametara rada distribuirane jedinice za upravljanje koračnim motorom.

respektivno.

Na slici 5 dat je izgled menija i funkcije tastera prilikom podešavanja parametara distribuirane jedinice za upravljanje step motorom. S obzirom da se u isto vreme u sistemu može naći više jedinica za upravljanje step motorom, najpre se tasterima \uparrow i \downarrow izabere jedinica čiji parametri se podešavaju, a zatim se podešavaju parametri izabrane jedinice.

5. ZAKLJUČAK

U ovom radu opisan je distribuirani merno-upravljački sistem otvorene arhitekture sa automatskom konfiguracijom. Zahtev da centralna jedinica može raditi u proširenom temperaturnom opsegu i u otežanim uslovima eksploatacije i da bude jednostavna i jeftina, ostvaren je primenom rešenja centralne jedinice na bazi 8-bitnog mikrokontrolera.

Zahvaljujući adaptivnoj strukturi softvera sistema, proširenje sistema novom distribuiranom jedinicom ili jedinicom novog tipa ne zahteva izmenu softvera. Ova mogućnost ostvarena je uvođenjem skupa generičkih komandi distribuirane jedinice koje, zajedno sa trenutnim vrednostima parametara, formiraju odgovarajuće konfiguracione nizove. Na osnovu sadržaja konfiguracionih nizova definisane su sve funkcije distribuirane jedinice. Na taj način došlo se do fleksibilnog rešenja distribuiranog sistema sa automatskom konfiguracijom i optimalnim korišćenjem memorijskog prostora. Proširenjem ovakvog sistema novim distribuiranim jedinicama praktično ne dovodi do proširenja programa. Primenom fiksne softverske strukture, veličina programa bi rasla linearno sa povećanjem broja priključenih distribuiranih jedinica.

Primenom koncepta opisanog u ovom radu realizovan je distribuirani upravljački sistem koji sadrži inteligentne jedinice za upravljanje koračnim motorom, programirano linearno kretanje, upravljanje radom halogenih lampi, upravljanje radom sata realnog vremena, povezivanje analognih i digitalnih ulazno-izlaznih signala i drugo. Centralna jedinica sistema realizovana je pomoću mikrokontrolera Atmel AT89C55. Distribuirane jedinice su realizovane koristeći mikrokontrolere Atmel AT89C4051 i EEPROM memorije kapaciteta 8K.

LITERATURA

- [1] Bill Travist, "Smart-sensor Stantard will Ease Networking Woes", *EDN*, June 22, 1995, pp. 49-52.
- [2] J.K. Atkinson, "Communication protocols in instrumentation", *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, vol. 20, pp. 484-491, 1987.
- [3] Bolić M., Drndarević V., Samardžić B., "Distributed Measurement and Control System Based on Microcontrollers with Automatic Configuration", pripremljeno za publikovanje.

Abstract – *The paper describes a distributed data acquisition and control system of an open architecture based on microcontrollers. The system is configured automatically. Due to its adaptive software structure, adding of new types of distributed units does not require changes of the software. The elements of the system are interconnected by means of a serial common bus according to the reduced OSI protocol. The proposed concept was tested in a system developed by using 8-bit Atmel controllers of 89S and 89C series. Apart from the central unit, intelligent distributed units were developed for the control of a stepper motor, programmable linear movement, control of halogenous lamps, acquisition and generation of analogue, digital and timing pulses and a real time clock.*

DATA ACQUISITION AND CONTROL SYSTEM WITH AUTOMATIC CONFIGURATION BASED ON MICROCONTROLLERS

Vujo Drndarević, Miodrag Bolić, Branko Samardžić

REALIZACIJA ZADATKA KOMUNIKACIJE U DISTRIBUIRANOM SISTEMU ZA RAD U REALNOM VREMENU MULTI-POINT TOPOLOGIJE

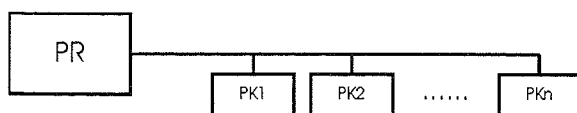
Marko D. Cvetković, Milun S. Jevtić, Elektronski fakultet u Nišu

Sadržaj - Predmet razmatranja u ovom radu je realizacija procesa komunikacije u host-u distribuiranog real-time sistema multi-point topologije. Dat je osvrt na potrebne modifikacije kernela standardnog Linux-a, kako bi se omogućile aplikacije koje zadovoljavaju zahteve u pogledu rada u realnom vremenu. Pažnja je usmerena ka sagledavanju rada drajvera za serijski port u RT Linux-u, kao i organizaciji aplikacije za komunikaciju u host-u.

1. UVOD

Osim razvoja računara za naučne i industrijske primene, osamdesetih godina dvadesetog veka došlo je do naglog razvoja personalnih računara (PC). Proizvode se sve brži i kompleksniji PC-i, a sa porastom njihovih mogućnosti stalno se proširuje i polje njihovih primena, tako da se današnji personalni računari mogu koristiti za obavljanje jako složenih poslova. Oni se sve češće povezuju u računarske sisteme, koji imaju sve širu primenu u industriji. Posebnu grupu ovih sistema čine distribuirani sistemi za rad u realnom vremenu, koji su od osnovnog interesa u ovom radu.

Pojam distribuiranih sistema vezuje se za obradu i prenos podataka između razdvojenih skupova elektronskih elemenata. Pri projektovanju ovih sistema posebnu pažnju treba obratiti na projektovanje komunikacionog sistema, koji povezuje resurse distribuiranog sistema i omogućava prenos informacije između pojedinih njegovih delova. Na Slici 1 prikazan je blok dijagram distribuiranog sistema koji se sastoji od jednog procesnog računara i većeg broja procesnih kontrolera, povezanih u mrežu *multi-point (bus)* topologije.



PR - procesni računar
PK1 .. PKn - procesni kontroleri

Slika 1: Distribuirani sistem multi-point topologije

U ovom radu će biti opisana struktura softvera za komunikaciju između procesnog računara i procesnih kontrolera. Osnovna ideja kod projektovanja softvera za

procesni računar (*host*) je organizovati ga slojevito, gde niži slojevi (bliži hardveru) kriju osobenosti hardvera od onih viših, a viši se brinu da daju što je moguće pogodniji interfejs prema korisničkim procesima. U projektovanju softvera za komunikaciju treba obratiti pažnju i da budu zadovoljeni vremenski zahtevi u pogledu odziva sistema, odnosno da se obezbede *real-time* karakteristike.

Kada je u pitanju izbor odgovarajućeg operativnog sistema za PC, koji će omogućiti razvoj softverskih aplikacija koje će zadovoljiti *real-time* zahteve, kao logično rešenje javljaju se UNIX operativni sistemi za PC, čiji je najdostupniji i najšire prihvaćeni zastupnik Linux [2]. Standardni Linux, međutim, ima nekoliko ograničenja zbog čega ga ne možemo iskoristiti za realizaciju *hard real-time* sistema. U prvom redu to je činjenica da se prekidi često zabranjuju tokom izvršavanja kernel rutina. Osim latentnosti prekida, tu je i *time-sharing* planiranje, vremenska nepredvidivost sistema virtuelne memorije, kao i nedostatak tajmera visoke granularnosti [1]. Uz razmatranje potrebnih modifikacija Linux-a za realizaciju *real-time* operativnog sistema, nadalje će biti reči o realizaciji zadatka komunikacije u *host-u* jednog distribuiranog *real-time* sistema *multi-point* topologije.

2. LINUX I REAL-TIME KARAKTERISTIKE

Rešenje nedostataka standardnog Linux-a kada je u pitanju *real-time* obrada pojavilo se u vidu Real-time Linux-a. Real-time Linux (RT Linux) je operativni sistem kod koga pridodati, jednostavni *real-time* kernel koegzistira sa Posix-like kernelom standardnog Linux-a. Cilj ovakvog rešenja je bio iskoristiti sofisticirane servise i visoko optimizovane prosečne performanse standardnog *time-sharing* sistema (Linux), a istovremeno omogućiti da *real-time* funkcije rade u okruženju koje je predvidivo i sa malom latencijom prekida. Do sada su bile najpoznatije dve strategije u projektovanju *hard real-time* sistema: jedna je bila da se *non-real-time* servisi dodaju bazičnom RT kernelu, a druga, da se modifikuje standardni kernel i da se u potpunosti omogući istiskivanje (eng. *preempting*), neophodno za *real-time* obradu. RT Linux je, međutim, baziran na trećoj koncepciji, gde je u jednostavnom *real-time* sistemu standardni (Linux) kernel zapravo *real-time task* sa najnižim prioritetom[4].

Osnovne karakteristike RT Linux-a su[3]:

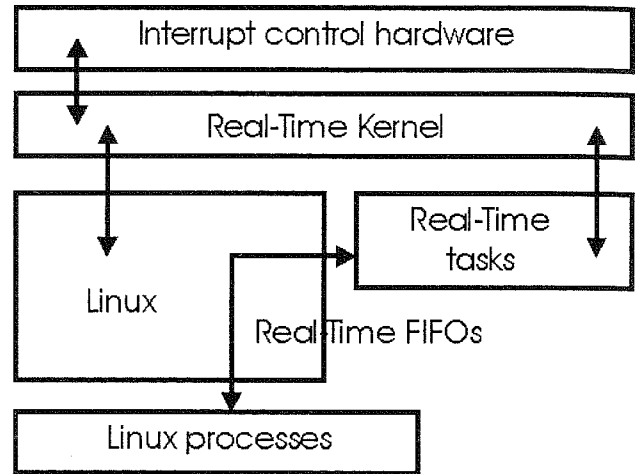
- Rukovanje vremenski kritičnim zadacima je realizovano umetanjem *real-time* kernela između Linux kernela i hardverske kontrole prekida. Ovako je eliminisano najveće ograničenje Linux-a kod vremenski kritične obrade - velika latencija prekida.
- Pod RT kernelom, Linux kernel je samo jedan *real-time* task sa najnižim prioritetom, što znači da se može istisnuti kada je potrebno.
- Za prenos podataka između *real-time* procesa i Linux procesa implementirani su posebni FIFO baferi - RT FIFO-i (eng. *Real-Time FIFOs*).
- Tipična aplikacija se sastoji od *real-time* zadataka koji direktno rade sa hardverom, tj. vrše akviziciju podataka sa uređaja, dok je vremenski nekritična obrada "ostavljena" Linux procesima.
- RT kernel ne štiti od preopterećenja. Moguće je da *real-time* zadaci u potpunosti "okupiraju" CPU, tako da Linux kernel, kao zadatak sa najmanjim prioritetom, neće dobiti šansu da radi, a sistem će blokirati.
- *Real-time* zadaci se izvršavaju u adresnom prostoru kernela, na privilegovanom nivou kernela. Zbog toga se mogu implementirati kao kernel moduli.

2.1 Emulacija prekida

Latencija prekida je, kao što je već rečeno, najveći ograničenja Linux-a kod vremenski kritične obrade. Latencija prekida je posledica zabrane prekida, koja se postavlja kada izvršenje zadatka pređe u "kernel-mod". Drugačije rečeno, ako zadatak preko sistemskog poziva otpočne izvršavanje kernel rutine, a drugi zadatak višeg prioriteta zatraži CPU resurs, zadatak višeg prioriteta će morati da sačeka kompletiranje ranijeg sistemskog poziva. Ovakav pristup je sasvim korektan sa stanovišta sigurnosti sistema, pošto se na ovaj način obezbeđuje zaštita podataka, koji bi mogli biti promenjeni ukoliko bi se dozvolilo istiskivanje u kernel modu. Međutim, na ovaj način narušavaju se performanse sistema, koje su od najvećeg interesa kada se radi o *hard real-time* sistemima.

Kod RT Linux-a, ovaj problem je rešen postavljanjem softverskog sloja za emulaciju prekida između Linux kernela i programabilnog kontrolera prekida (engl. *Programmable Interrupt Controller - PIC*). U izvornom kodu Linux-a, sve pojave instrukcija *cli* (*clear interrupt*), *sti* (*set interrupt*) i *iret* (*return from interrupt*) se zamenjuju emulacionim makroima: *S_CLI*, *S_STI* i *S_IRET*. Svi hardverski prekidi bivaju "uhvaćeni" od strane emulatora. Pri svemu ovome podrazumeva se da je aplikacija podeljena na *real-time* i *non-real-time* deo: prvi se odnosi na vremenski kritičnu obradu (*real-time task*), a drugi na obradu koja nije vremenski kritična i predstavlja običan proces jednog *multitasking*

operativnog sistema (*user process*). Kod ovakve realizacije se, umesto zabrane prekida, resetuje posebna promenljiva u emulatoru. Kad god se javi prekid, ispituje se da li je ta promenljiva setovana. Ako jeste (prekidi namenjeni Linux-u su dozvoljeni), trenutno se prelazi na obradu prekida. Ako je, sa druge strane, Linux zabranio prekide (promenljiva je resetovana), rutina neće biti pokrenuta. Umesto toga, postavlja se bit u promenljivoj koja čuva podatke o prekidima koji trebaju biti opsluženi. Na ovaj način prekidi se ulančavaju, tako da kada Linux ponovo dozvoli prekide, svi rukovaoci prekida iz lanca se izvršavaju. Ovako obrađene prekide nazivaćemo *soft* prekidima.

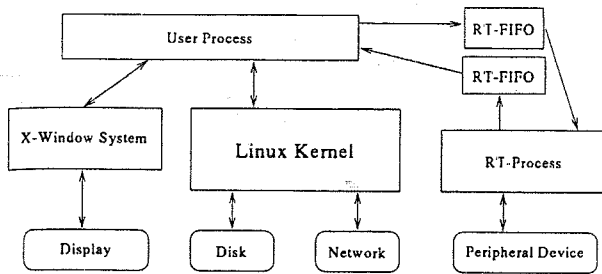


Slika 2: Tok podataka i upravljanja u RT Linux-u

Sa Slike 2 se vidi da Linux nema direktnu kontrolu nad kontrolerom prekida, tako da neće uticati na obradu prekida koji su vezani za *real-time* obradu. S druge strane, ovi prekidi ne prolaze kroz emulator, tako da će biti trenutno obrađeni, čim se jave [5]. Prekidi koje treba da obradi Linux, biće opsluženi na ranije opisani način.

2.2 Organizacija aplikacije u RT Linux-u

Ranije u radu je već napomenuto da bi u RT Linux-u svaku aplikaciju trebalo podeliti na dva dela: *real-time* i *non real-time*. *Real-time* deo predstavlja tzv, *real-time* zadatak i treba da bude što je moguće jednostavniji. On treba da sadrži samo k d koji je vezan za vremenski kritične događaje. Tako upravljanje hardverom treba da pripada ovom delu aplikacije, pošto hardver često nameće vremenska ograničenja u programu [1]. Deo koji nije *real-time*, nazvaćemo korisnički proces, pošto se izvršava u korisničkom prostoru. U ovom delu treba implementirati veći deo obrade podataka, njihovo arhiviranje, kao i interfejs sa korisnikom. Ova dva dela komuniciraju koristeći memorijske baferne, i to RT FIFO ili deljivu memoriju (eng. *shared memory*). U ovom radu ograničićemo se samo na korišćenje RT FIFO-a. Na Slici 3 je prikazan tok podataka u RT Linux-u.



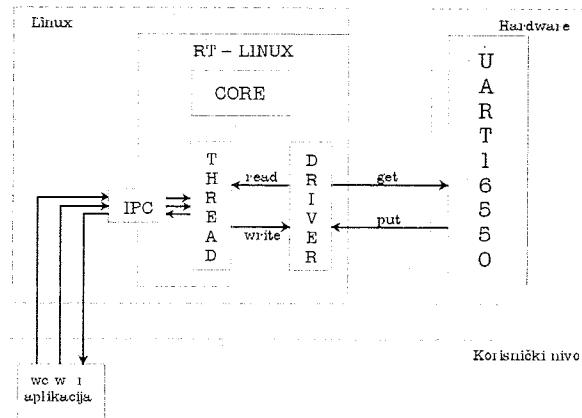
Slika 3: Organizacija aplikacije u RT Linux-u

Svi *real-time* zadaci bi trebalo da se nalaze u istom adresnom prostoru i to u adresnom prostoru kernela. Osnovni razlog za to je problem sa performansama CPU-a. U slučaju različitih adresnih prostora za svaki od zadataka, kod svakog prebacivanja konteksta na novi zadatak, menja se sadržaj registara koji pomažu straničenje memorije. Osim toga i keš memorija, koja čuva najskorije korišćene stranice iz memorije se proglašava nevažećom. Kako je komutacija konteksta u *real-time* sistemima vrlo učestana, ovo prouzrokuje znatan pad performansi sistema. Pored navedenih, javlja se i problem kod izvršenja sistemskih poziva. U slučaju da se *real-time* zadatak ne nalazi u kernel adresnom prostoru nego u korisničkom prostoru, bilo bi potrebno približno sedam puta više vremena da bi se izvršio isti sistemski poziv [4, 5].

Stavljanje *real-time* zadataka u kernel prostor ima još neke prednosti. Jedna od očiglednih je postojanje instalabilnih kernel modula. Kernel moduli su objektni fajlovi koji mogu dinamički da se učitaju u adresni prostor kernela i linkuju sa kernel k dom. Na ovaj način u RT Linux-u možemo dinamički kreirati *real-time* zadatke, što je izuzetna pogodnost, pošto greška (*bug*) u *real-time* zadatku može oboriti ceo sistem. Osim ove prednosti, ovakav pristup nam omogućava i da funkcijama i objektima pristupamo preko imena, pre nego preko deskriptora.

3. REALIZACIJA ZADATKA KOMUNIKACIJE U HOST-u SA RT LINUX-om

Realnu strukturu aplikacije u RT Linux-u možemo sagledati kroz analizu procesa komunikacije u jednom dvohijerarhijskom distribuiranom računarskom sistemu (Slika 1). Ovaj sistem sastoji se od jednog procesnog računara i većeg broja procesnih kontrolera, koji su povezani u mrežu *multi-point* topologije. Softver za komunikaciju u *host*-u, njegovi sastavni delovi, kao i razmena podataka i upravljanje između njih prikazan je na Slici 4. Drajver za serijski port direktno upravlja UART-om PC-ja (*host*-a), a sama aplikacija je podeljena na *real-time thread* (zapravo *real-time* zadatak), koji se nalazi u adresnom prostoru kernela, i korisnički proces, alociran u korisničkom prostoru.



Slika 4: Razmena podataka tokom serijske komunikacije

K d drajvera za serijsku komunikaciju napisao je Jochen Kupper. Ovaj drajver obezbeđuje neke bazične funkcije za softverski interfejs prema serijskom komuniacionom kanalu. Funkcije za interfejs su *rt_com_setup*, za inicijalizaciju UART-a 16550, *rt_com_read* za čitanje podataka koji su pristigli sa linije i *rt_com_write*, za upis podataka na liniju. Funkcije za direktnu komunikaciju sa hardverom su *rt_com_put*, koja prebacuje bajt iz prijemnog bafera UART-a u odgovarajući memorijski bafer, *rt_com_get*, koja bajt iz odgovarajućeg memorijskog bafera upisuje u predajni bafer UART-a, i *rt_com_isr*, rutina za rukovanje prekidima, pošto je drajver vođen prekidima [3]. Karakteristika svih nabrojanih funkcija je da su sekvencijalne, da traju kratko i da ne postoji mogućnost ulaska u mrtvu petlju. Kritične sekvence instrukcija počinju zabranom prekida, tako da su podaci u potpunosti zaštićeni od izmena za to vreme, a utrošeno vreme za izvršenje ovih instrukcija je reda veličine vremena potrebnog za interakciju sa hardverom.

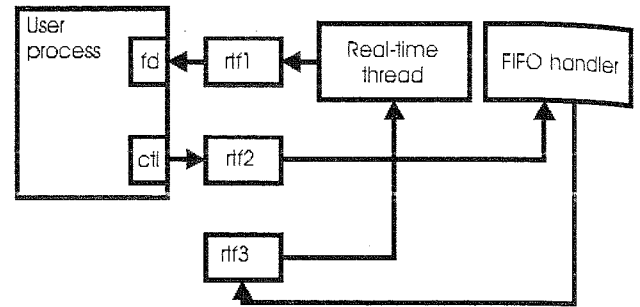
Pozivom funkcije *rt_com_write*, niz bajtova poruke se upisuje u poseban bafer za slanje podataka, a zatim se postavi fleg za dozvolu prekida za prazan predajni bafer. Prekidi za prazan prijemni bafer su dozvoljeni od momenta inicijalizacije porta, tako da pri pozivu funkcije *rt_com read*, zapravo čitamo ono što je već stiglo u prijemni bafer UART-a. Rad drajvera se najbolje može sagledati kroz funkcionisanje rutine za obradu prekida (eng. *Interrupt service routine - ISR*). Ova rutina se sastoji od dva dela. U prvom delu se obavlja proces slanja bajtova iz poruke na liniju, ukoliko je bit *RxRD (received data ready)* u linijskom statusnom registru. Bajtovi se prihvataju sa linije pozivom funkcije *rt_com_irq_put* i smeštaju u memorijski prijemni bafer. U drugom delu rutine, preko funkcije *rt_com_irq_get*, šalje se bajt po bajt poruke iz predajnog bafera, osim ako ovaj bafer nije prazan, tj. iz *real-time* zadatka nije poslato ništa. Ukoliko je bafer prazan zabranjuju se prekidi za prazan

predajni bafer UART-a. Obe sekcije, prijemna i predajna, nalaze se u jednoj *do-while* petlji, za koju je u k du rutine definisan maksimalan broj uzastopnih prolazaka. Ovaj broj obezbeđuje da izvršenje rutine traje dovoljno kratko, ali se može menjati, i na taj način eksperimentalno dolaziti do najpovoljnijih performansi sistema.

Real-time zadatak za komunikaciju je zapravo *real-time thread*, koji je implementiran kao kernel modul, zbog čega se izvršava u adresnom prostoru kernela. Kao što sa Slike 4 može da se vidi, *thread* sa jedne strane komunicira sa drajverom, a sa druge, preko RT FIFO-a, sa aplikacijom. Interakcija sa drajverom ostvaruje se preko funkcija *rt_com_read* i *rt_com_write*. Prilikom poziva funkcije *rt_com_write* poruka koja se šalje se upisuje u poseban predajni memorijski bafer, odakle se zatim, bajt po bajt poruke šalje na liniju, na ranije opisan način. Drugim rečima, pravi proces slanja se odvija u *background*-u, a *real-time thread* nastavlja sa daljim izvršavanjem instrukcija. Slično je i sa funkcijom *rt_com_read*, čijim se pozivom čitaju podaci koji su već pristigli na port, a koje je rutina za obradu prekida već smestila u odgovarajući memorijski bafer za prijem. Činjenica da se *thread* nalazi u istom adresnom prostoru kao i drajver omogućava da se ovim funkcijama pristupa preko njihovih imena, a ne standardnim putem, preko deskriptora.

Interakcija sa korisničkim procesom se ostvaruje preko *real-time* FIFO-a, koji predstavljaju poseban mehanizam, sličan klasičnim FIFO-ima za IPC (eng. Inter Process Communication), implementiranim za razmenu podataka između *real-time thread*-ova i standardnih Linux procesa. U konkretnom slučaju, kada imamo jedan *thread* i jedan korisnički proces, potrebna su nam tri RT FIFO-a: jedan za čitanje podatka iz *thread*-a, drugi za slanje komande *thread*-u (za pokretanje i zaustavljanje *thread*-a) i treći za prenos komande od rukovaoca FIFO baferom do *thread*-a. Svi FIFO-i se kreiraju u *real-time thread*-u i to u trenutku njegovog punjenja u memoriju (pokretanje *init_module* funkcije). Posle toga, *thread* je rezidentan u memoriji i čeka na komandu od korisničkog procesa, a FIFO-i su spremni za prenos podataka. RT FIFO baferi su alocirani u adresnom prostoru kernela i pristupa im se preko jedinstvenih celobrojnih vrednosti, koje im se dodeljuju prilikom kreiranja. Interfejs *real-time* zadatka prema RT FIFO-ima uključuje kreiranje, uništavanje, čitanje i upis. Važno je da su funkcije upisa i čitanja atomične i neblokirajuće. To omogućava da *real-time* proces nikada neće biti blokiran pri upisu ili čitanju iz RT FIFO-a. S druge strane, korisnički proces RT FIFO-e vidi kao karakterne uređaje (eng. *character device*). Zbog toga je u aplikaciji potrebno prvo ih otvoriti za odgovarajuću operaciju; čitanje (*O_RDONLY*) ili upisivanje (*O_WRONLY*), a na dalje će im se pristupati preko fajl deskriptora. Ukupan broj RT FIFO-a je tačno

definisan, ali se može promeniti, posle čega je neophodno izvršiti rekompilaciju kernela.



Slika 5: Razmena podataka između *real-time thread*-a i korisničkog procesa preko RT FIFO-a

Proces razmene podataka između Linux procesa i *real-time thread*-a prikazan je na Slici 5. Posto je, kako je ranije u radu rečeno, *thread* posle instaliranja rezidentan u memoriji, njegovo pokretanje se obavlja slanjem komande iz aplikacije. Komanda se upisuje u FIFO za upis (kontrolu) i preko njega se prenosi do rukovaoca FIFO-om. Rukovaoc zatim komandu prosleđuje do *thread*-a, a *thread* na osnovu nje kreće u izvršenje ili se suspenduje. Kada se *real-time thread* pokrene, kreće i proces čitanja serijskog porta, odnosno slanja poruke. Ono što *thread* bude primio preko drajvera sa linije, upisuje se u RT FIFO iz koga korisnički Linux proces te podatke treba da pročita.

3.1 Standardne funkcije korišćene u realizaciji zadatka

- *gethrttime* - vraća vreme u nanosekundama od trenutka startovanja sistema.
- *pthread_delete_np* - uništava *thread* i oslobađa resurse koje je on zauzeo (*np* - *non portable*).
- *pthread_make_periodic_np* - markira *thread* kao spreman za izvršenje i ukazuje planeru da pokrene *thread* sa fiksnim periodom, koji se zadaje kao parametar.
- *pthread_suspend_np* - povlači *thread* iz reda čekanja na izvršenje
- *pthread_wait_np* - ukazuje procesoru da sačeka sa pokretanjem *thread*-a do početka sledećeg perioda za taj *thread*.
- *pthread_wakeup_np* - "budi" suspendovani *task*.
- *rtf_create* - kreira FIFO.
- *rtf_create_handler* - rutinu koja se izvršava u Linux kernelu povezuje sa FIFO-om, tako da

korisnički proces može da komunicira sa *real-time thread*-om.

- *rtf_destroy* - oslobađa FIFO.
- *rtf_get* - neblokirajuća read operacija za *real-time* FIFO.
- *rtf_put* - neblokirajuća write operacija za *real-time* FIFO.
- *rtf_resize* - menja veličinu FIFO-a u bajtovima.

4. ZAKLJUČAK

U ovom radu opisana je realizacija zadatka komunikacije u procesnom računaru jednog distribuiranog *real-time* sistema *multi-point* topologije. Kao osnova za projektovanje i realizaciju zadatka korišćen je Real-time Linux, hard *real-time* operativni sistem baziran na standardnom Linux-u. Na ovaj način izbegnuta su ograničenja u smislu odziva sistema u vremenu, karakteristična za operativne sisteme opšte namene. RT Linux drajver za serijski port, smešten je u RT kernel, tako da iskorišćava malu latenciju prekida RT Linux-a, a istovremeno je nezavisan od ostalih delova kernela, koji nisu od značaja za *real-time* obradu. Slično je i *real-time thread*, zapravo instalabilni kernel modul, smešten u adresni prostor RT kernela, što ne samo da rešava problem prekoračenja usled sistemskih poziva, već nam omogućava obraćanje funkcijama preko njihovih imena, a pre nego preko deskriptora. *Real-time thread* i korisnički proces informacije razmenjuju preko RT FIFO-a, memorijskih bafera implementiranih za komunikaciju između *real-time* procesa i korisničkih procesa.

Ovakvo rešenje primenjeno je za realizaciju komunikacionog zadatka u okviru projekta "Vizuelizacije procesa pakovanja cigareta oko mašine GD-X1", gde je realizovana komunikacija procesnog računara sa deset temperaturnih regulatora i četiri procesna kontrolera.

LITERATURA

- [1] Michael Barabanov, *A Linux-based Real-time Operating System - MSc. thesis*, New Mexico Institute of Mining and Technology, Socorro, New Mexico, 1997.
- [2] M. Jevtić, V. Živković, *Modifikacije Linux-a za realizaciju sistema za rad u realnom vremenu*, ETRAN 1997.
- [3] RT-Linux Documentation Group, *Real-time Linux Manual v4.*, dostupno na <http://www.rtlinux.org>
- [4] M. Barabanov, V. Yodaiken, *Real-time Linux*, 1996., dostupno na <http://www.rtlinux.org>
- [5] V. Yodaiken, *The RTLinux Manifesto*, dostupno na <http://www.rtlinux.org>

Abstract - The implementation of communication process in a host computer of a distributed *real-time* system with multi-point topology is the main subject in this paper. Necessary Linux kernel modifications in order to achieve applications that fulfill *real-time* requirements are presented. The attention is focused to perceive the functioning of the RT Linux serial port driver, as well as the host communication application organization.

COMMUNICATION TASK REALIZATION IN A DISTRIBUTED *REAL-TIME* SYSTEM WITH MULTI-POINT TOPOLOGY

Marko D. Cvetković, Milun S. Jevtić

MEHANIZMI ZAŠTITE MOBILNIH AGENATA OD MALICIOZNIH SERVERA

Zdravko Kordić, Slavko Jokić, *Elektrotehnički fakultet u Banjoj Luci*

Sadržaj : Zaštitu mobilnih agenata tokom izvršavanja je najteže realizovati. Maliciozni server ima na raspolaganju brojne mehanizme kojima može promijeniti stanje ili sadržaj agenata. Tehnički domen realizacije sigurnosti i zaštite agenata, zasnovan na principima notifikacije, kontrole i povjerenja, može se realizovati primjenom preventivnih i (ili) detekcionih mehanizama, različitih performansi. U radu su prikazani primjeri realizacije dva detekciona mehanizma na JATLite agent platformi, a koji koriste Java deklaracije *ReadOnly* i *AppendOnly*. Razmatrane su njihove performanse i ograničenja u primjeni.

1. UVOD

Tehnički aspekt realizacije sigurnosnih i zaštitnih mehanizama zasniva se na ostvarivanju tri bazna principa: notifikacije promjena, kontroli pristupa i povjerenju u okruženje koje može pristupiti agentu [1].

Sistem mobilnih agenata podrazumijeva mrežu sa serverima koje hostuju agenta i po definiciji ne mora postojati povjerenje u njihove dobre namjere prema agentu, ali ni oni ne moraju imati povjerenja u agenta. Ne može se malicioznost isključiti, već samo tražiti rješenja za smanjenje rizika. Zaštita agenata od neovlaštenog pristupa podacima, metodama i internom stanju tridova, te zaštita mrežnih i serverskih resursa od malicioznih agenata, problemi su koji ograničavaju primjenu ove paradigme.

2. PREGLED MEHANIZAMA ZAŠTITE AGENTA

Problem zaštite mobilnog agenta tokom migracije na nepouzdanu mrežu može se riješiti kao problem integriteta i provjere poruka (confidentiality and integrity protection of messages), a postiže se korištenjem sigurnosnih protokola tipa SSL (SSL Security Socket Layer). Kako agent ima nepromjenljivi dio i dio koji se mijenja tokom migracije ili izvršavanja, a koji se mogu štiti odvojeno, možemo primijeniti poznate kriptografske mehanizme za nepromjenljivi dio, a digitalne potpise vlasnika agenta sa javnim ključem za nepromjenljivi dio [2].

Zaštita mobilnog agenta tokom izvršavanja na nekoj agent-platformi (u koju nema povjerenja) sastoji se od zaštite agenata od drugih (malicioznih) agenata na toj platformi i od same platforme. Prvi problem se može rješavati u okviru operativnog sistema i sigurnosne politike upravljanja resursima (zaštita memorije i pristupni mehanizmi). Drugi problem (sprečavanje neželjenog pristupa ili manipulacije stanjem agenta, njegovim kodom ili enkapsuliranim podacima) smatra se veoma teškim za realizaciju. Gotovo da se više govori o mehanizmima koji detektuju pokušaje takvog dejstva ili detektuju promjene nastale kao posljedica takvog dejstva, nego o preventivnim mehanizmima [3].

Zaštitu agenata od maliciozne agent platforme možemo realizovati kombinacijom dvije kategorije mehanizama: detekcionih i preventivnih [4].

- detekcioni mehanizmi, koji pokušavaju da detektuju neovlaštenu modifikaciju koda ili stanja agenta:
 - a) automatski ili na zahtjev - D1,
 - b) tokom izvodjenja ili nakon terminiranja - D2,
 - c) sve moguće manipulacije ili samo neke - D3.
- preventivni mehanizmi, koji pokušavaju da, ako je moguće, spriječe, ili bar otežaju pristup ili modifikaciju koda, stanja ili toka izvodjenja agenta, a:
 - d) djeluju na dijelove agenta ili cjelinu - P1,
 - e) oslanjaju se na provjerene funkcije - P2
 - f) djeluju povremeno ili stalno - P3.

Mehanizmi dati u Tabeli 1 nude različite performanse zaštite i treba ih odabirati u skladu sa specifičnim zahtjevima aplikacije. Razmotrićemo realizaciju dva detekciona mehanizma na JATLite agent-platformi [5].

3. READ-ONLY CONTAINER MEHANIZAM

Tokom izvršavanja na hostu, agent je izložen djelovanju servera, koje može biti maliciozno. Kako je obrazložio Farmer [4], 1996. godine, ovu vrstu napada nije moguće spriječiti, odnosno nije moguće realizovati neki od preventivnih mehanizama iz Tabele 1. Međutim, Java zasnovani agent sistemi, kao i JATLite [5], omogućavaju da se bar djelimično smanji rizik od uticaja malicioznog servera, korištenjem programerskih mogućnosti koje nudi Java jezik [6].

Ako dijelove agenta koji su stalni (nepromjenljivi) tokom izvršavanja deklariramo kao *read-only*, odnosno konstantama, svaka promjena biće detektovana od strane vlasnika agenta.

Takve dijelove agenta mogli bismo deklarirati kao *final*, ali to nije dovoljno. Neki maliciozni server mogao bi svojom Java VM omogućiti modifikaciju *final* objekata. Mi predlažemo kombinaciju *ReadOnlyContainer* mehanizma sa kriptografskim mehanizmom u cilju zaštite od malicioznog servera.

Baznoj klasi JATLite platforme *BaseLayerSecurity* dodajemo potklasu koja sadrži objekat *ReadOnlyContainer*, definisan na sledeći način:

```
class ReadOnlyContainer { (1)
    Vector objs; // objekti koje stitimo
    byte [] sign; // sa potpisom vlasnika
    // Konstruktor
    ReadOnlyContainer(Vector o, PrivateKey k)
```

Tabela 1. Tipovi mehanizama.

Kategorija	MEHANIZAM	OZNAKA	OZNAKA	OZNAKA
Detekcioni		D1	D2	D3
	Kriptografski zapis	Na zahtjev	Nakon	Sve
	Provjera integriteta	Automatski	Nakon	Neke
	Procjena stanja	Automatski	Tokom	Neke
Preventivni		P1	P2	P3
	Kooperirajućii agenti	Na dijelove	Povjerljiv	Stalno
	Sa prekidnim vezama	Na cjelinu	Nepovjerljiv	Povremeno
	Sa tamper-resistant hardverom	Na cjelinu	Povjerljiv	Stalno
	Sraćunavanje sa kriptovanim funkcijama	Na cjelinu	Nepovjerljiv	Stalno

$objs = o;$ // potpisivanje privatnim kljucem:

```
sign = DSA_Signature ( hash(objs), k );
}
```

(2)

```
public boolean verify ( PublicKey k ) {
//verifikacija potpisa vlasnika agenta
//na objektima korištenjem javnog kljuca
}
}
```

(3)

Ovaj objekat sadri vektor objekata proizvoljnog tipa zajedno sa digitalnim potpisom vlasnika agenta i kao dio agenta moze biti inicijaliziran odgovarajućim *read-only* vrijednostima. Digitalni potpis je najprije sraćunat korištenjem jednosmjerne hash funkcije [7] (korištenjem Secure Hash Algorithm - SHA) na izabranom vektoru objekata na 128-bitnu vrijednost, a zatim kriptovan korištenjem privatnog kljucha u konstruktoru, na bazi DSA (Digital Signature Algorithm) algoritma. Ako sa $h(objs)$

oznaćimo primjenu hash funkcije, a sa K^A primjenu privatnog kljucha vlasnika agenta A, vrijednost *sign* u gornjem kodnom zapisu će iznositi :

$$sign = K^A (h (objs)) \quad (4)$$

Naravno, vrijednost potpisa mora biti sraćunata prilikom kreiranja agenta (na njegovoj platformi), jer se samo tu nalazi privatni ključ vlasnika agenta.

Metoda *verify* nad objektom *ReadOnlyContainer* omogućava bilo kom serveru na putu kojim agent migrira da provjeri da li su vrijednosti oznaćene kao *read-only* bile izmijenjene. Da bi se izvela provjera, server pristupa javnom kljuchu agenta K^{A+} (koji je na raspolaganju zajedno sa ostalim dijelom agenta) da dekriptuje potpis. Zatim poredi vrijednost tako dobijenog potpisa i vrijednost dobijenu ponovnom primjenom hash funkcije na vektor objekata. Jednakost ovih vrijednosti vodi zakljućku (ili pretpostavci) da nijedan objekat u vektoru nije modifikovan od zadnjeg sraćunavanja potpisa :

$$h(objs) = K^{A+} (sign) \quad (5)$$

Iako ovaj pristup zadovoljava osnovne zahtjeve iz tabele 1, ima i nekoliko nedostataka na koje treba ukazati :

- Maliciozni server moze pokušati modifikovati neke *read-only* objekte, ostavljajući vrijednost potpisa nepromijenjenom;
- Moze pokušati modifikovati objekte sa takvim potpisom da se ovi objekti pokažu na nekom drugom serveru ispravni;
- Mehanizam se moze primijeniti samo na one dijelove agentovog stanja koji ostaju konstantni tokom migracije.

Da bi se izbjegao pokušaj modifikacije nekih *read-only* objekata, pri ćemu bi vrijednost potpisa ostala nepromijenjena, primijenjena je hash funkcija (SHA algoritam). Ona je otporna na koliziju, odnosno na osnovu slike objekta prije primjene ove funkcije i slike nakon primjene, nije moguće sraćunati neku drugu sliku prije koja daje istu sliku nakon primjene kao u uzorku.

4. APPEND-ONLY MEHANIZAM

Primjena detekcionih i preventivnih mehanizama na dijelove agenta koji se moraju mijenjati tokom migracije znatno je teža za realizaciju, ali pod izvjesnim ogranićenjima moguća. Tipičan primjer je aplikacija agent sistema za pretraživanje ponude nekog proizvoda ili usluge. Agent treba da posjeti nekoliko servera na kojima prikuplja podatke o ponudi, ali tako da ti serveri ne mogu da proćitaju vektor cijena, niti da ga na bilo koji naćin izmijene. Ovaj vektor se mijenja nakon svake posjete (dopunjuje novim podacima), pa se ne moze primijeniti *read-only* mehanizam.

Problem se moze riješiti definisanjem *AppendOnlyContainer* objekta, koji sadri vektor objekata koji moraju biti zašćićeni, zajedno sa njihovim pripadajućim digitalnim potpisima i identitetima potpisnika, te kontrolnim vrijednostima, npr. *checksum*, koje služe za detekciju promjena.

Prilikom kreiranja agenta, njegov *AppendOnlyContainer* je prazan, tj. ne sadrži ni jedan zaštićeni objekat. Inicijalna vrijednost kontrolnog objekta *checksum* obezbjeđuje se kriptovanjem jedinstvenog broja agent- servera *Na*, generisanog pseudo-slučajno npr.:

$$checksum = K^{A+}(Na) \quad (6)$$

Jedinstveni broj *Na* je poznat samo vlasniku agenta i ne prenosi se zajedno sa agentom.

Na nekom čvoru (serveru) svog puta agent može koristiti *checkIn* metod radi insertovanja nekog objekta *X* proizvoljnog tipa u *AppendOnlyContainer*, a u cilju sprečavanja kasnije modifikacije tog objekta. U tu svrhu će procedura *checkIn* zatražiti od tekućeg servera *C* da objekat *X* potpiše svojim privatnim ključem K^C . Objekat

X, njegov digitalni potpis $Sig_C(X)$ i identitet servera *C* se ubacuju u odgovarajuće vektore u *AppendOnlyContainer* objekat. Sada se vrijednost *checksum* može ažurirati na sledeći način:

$$checksum = K^{A+}(checksum + Sig_C(X) + C) \quad (7)$$

Na taj način se potpis i identitet servera vezuju za tekuću vrijednost *checksum*, a zatim sve zajedno kriptuje.

Izloženi pristup se realizuje dodavanjem *BaseLayerSecurity* klasi JATLite platforme potklase *AppendOnlyContainer*, odgovarajućeg konstruktora, te *checkIn* i *verify* metoda:

```
class AppendOnlyContainer {
    Vector objs; // objekti koje treba stiti
    Vector signs; // odgovarajuci dig potpisi
    Vector signers; // odgovarajuce URN adrese
    // servera
    byte [ ] checksum; // kontrolna varijabla za
    // detektovanje promjene
    // Konstruktor
    AppendOnlyContainer(PublicKey k, int nonce)
    {
        objs = new Vector(); // inicijalno prazan
        signs = new Vector(); // inicijalno prazan
        signers = new Vector(); // inicijalno prazan
        checksum = encrypt(nonce); // j. kljucem k
    }
    public void checkIn(Object X) {
        // zatrazi od tekućeg servera da potpise taj
        // objekat
        sig = host.sign(X);
        // azuriraj vektore
        objs.addElement(X);
        signs.addElement(sig);
        signers.addElement(current server);
        // azuriraj kontrolnu varijablu
        checksum = encrypt( checksum + sig + current server );
    }
    public boolean verify(PrivateKey k, int nonce) {
        loop {
            checksum = decrypt( checksum ); // privatnim
            // kljucem k
            // sada izdvoji vrijednost potpisa sig i URN
            // adresu servera current server iz checksum;
            // oni treba da se slazu sa zadnjim elementima u
            // vektorima potpisa i adresa; provjeri !!!
        } until what's left is the initial nonce ;
    }
}
```

} } (8)

Kada se agent vrati na polazni server, vlasnik može koristiti *verify* metod da provjeri da li je bilo promjena u *AppendOnlyContainer* objektima. Kao što je vidljivo iz (8), proces provjere teče unazad za svaki posjećeni server, pri čemu se vrši proces dekripcije:

$$K^A(checksum) \Rightarrow checksum + Sig_S(X) + S \quad (9)$$

gdje je *S* tekući server (tj. njegova URN adresa u vektoru *signers*), a *X* odgovarajući objekat u vektoru *objs*. Procedura *verify* obezbjeđuje da bude:

$$K^{S+}(Sig_S(X)) == h(X) \quad (10)$$

Ukoliko se utvrdi neslaganje, vlasnik agenta zna da je taj objekat izmijenjen i može odlučiti o daljim koracima. Provjera se nastavlja do kraja, sve dok se ne dodje do zadnje vrijednosti, a ona bi trebalo da odgovara jedinstvenom broju servera vlasnika (kreatora) agenta (*Na*). Ukoliko se utvrdi neslaganje, otkrivena je i dokazana nedozvoljena (maliciozna) izmjena u strukturi agent- aplikacije, što je i bio cilj mehanizma.

Nedostatak ovog mehanizma je u tome što verifikacioni proces zahtijeva agentov privatni ključ, odnosno, može biti izvršen samo na serveru vlasnika ili kreatora agenta, ili drugom povjerljivom serveru koji čuva taj privatni ključ.

5. ZAKLJUČAK

Za realizaciju zaštite agenta od platforme stoji nam na raspolaganju nekoliko mehanizama, kategorisanih na preventivne i detekcione, a koji se oslanjaju na systemske i jezičke prednosti Java jezika. Ispoljeni nedostaci ovih mehanizama sprečavaju širu komercijalnu primjenu sistema mobilnih agenata. Predloženi mehanizmi pokušavaju da unaprijede sigurnosni aspekt aplikacija na JATLite platformi koristeći razvijene potklase *ReadOnlyContainer* i *AppendOnlyContainer*, zajedno sa gotovim Java mehanizmima za enkripciju i digitalni potpis. Ovi mehanizmi se pokazuju zadovoljavajućim za zaštitu onih dijelova agenta koji trebaju biti konstantni, ili se samo dopunjuju novim vrijednostima tokom životnog ciklusa agenta.

LITERATURA

- [1] Wilhelm, U.G.; Buttyan, L.; Staaman, S.: On the problem of trust in mobile agent system, *In Symposium on network and distributed system security*, p. 114-124, Internet Society, March, 1998.
- [2] Rivest, R.L.; Shamir, A.; Adleman, L.: A method for obtaining Digital Signatures and Public-Key Cryptosystems, *Communications of the ACM*, 21(2):120-126, February, 1978.
- [3] Ordille, J.: When agents roam, who can you trust? *Technical Report, Computing Science Research Centre, Bell Labs*, 1996.

- [4] Farmer, W.M.; Guttman J.D.; Swarup V.: Security for mobile agents : Issues and requirements, *In National Information Systems Security Conference*, p. 591 – 597, Baltimore, MD, USA, October 1996. Natinal Institute of Standards and Technology.
- [5] Kordic, Z.; Dragisic, D.; Jokic, S.: JATLite – a mobile agent develop environment, *Proceedings of ETRAN XLIII*, Zlatibor, Yugoslavia, September, 1999.
- [6] Gosling, J.; Joy, B.; Steele, G.: *The Java Language Specification*, Addison – Wesley, August, 1996.
- [7] Pfitzman, B.: *Digital Signature Schemes*, Springer-Verlag, *Lecture Notes in Computer Science* # 1100, 1996.
- [8] Sander, T.; Tscudin, C.F.: *Mobile agents and security*, Springer – Verlag, *Lecture Notes in Computer Science* #1419, June 1998.

Abstract: A technical-level security and safety domen of mobile agent systems is based on three basic principles : notification , control and trust. The protection of a mobile agent from the agent platform on executing server may be addressed in two categories of the mechanisms : detection and prevention, with appropriate properties. We are analyzing properties of two Java based mechanisms, implemented on JATLite platform.

MALICIOUS SERVER AND MOBILE AGENT PROTECTION

Zdravko Kordić, Slavko Jokić

MIKROPROCESORSKI KOREKTOR FAKTORA SNAGE

Miroslav Ravlić, Radosav Majkić - "Majk Elektronik", Nušićeva 15, 11400 Mladenovac, tel: 011/822-7722
 Saša Varjačić, "Partner Inženjering", Ilije Garašanina 26-28, 11000 Beograd

Sadržaj - Pre tri godine razvijen je mikroprocesorski korektor reaktivne snage ME-2000 i napravljena je prva serija od dvanaest primeraka. Uređaj se pokazao pouzdan u radu, ali su nas pokazani izvesni nedostaci i novi tehnički zahtevi naveli da razvijemo nov model korektora reaktivne snage, ME-2001.

1. UVOD

Korektor reaktivne snage ME-2000 [1] pokazao se kao pouzdan uređaj u toku perioda eksploatacije od tri godine. Smatramo da su projektni zahtevi postavljeni u toku razvoja uređaja uglavnom ispunjeni.

U eksploataciji se pojavio jedan slučaj u kome korektor nije obavljao korektno merenje faktora snage. Napravljena merenja su pokazala da je uzrok greške odstupanje oblika struje od sinusnog, tj. deformacije oblika strujnog signala u trenucima prolaska kroz nulu. Korektor ME-2000 za merenje faktora snage koristi jednostavan algoritam zasnovan na merenju vremena između prolazaka kroz nulu signala struje i signala napona. Pošto se rad algoritma zasniva na informacijama uzetim samo u jednom delu ulaznih signala, jasno je da će korekcija krahirati ako se baš u tom delu signala pojave smetnje.

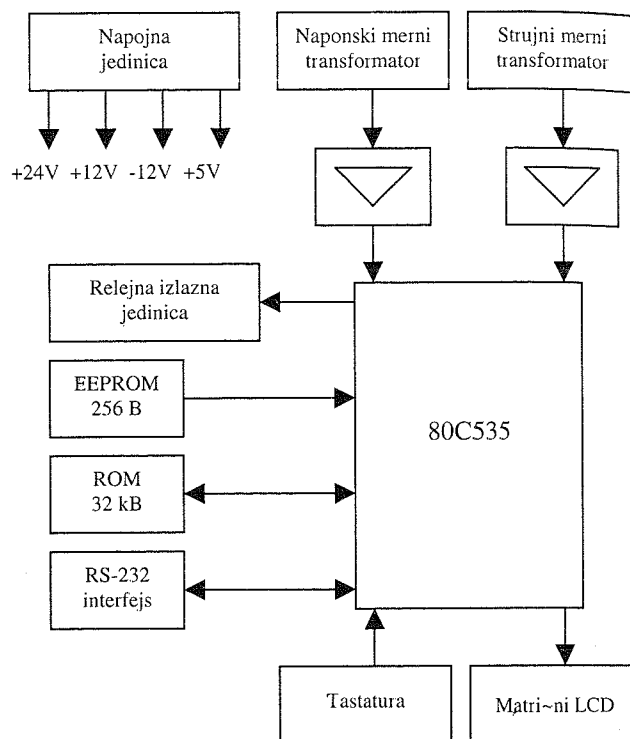
Pored toga, pojavili su se novi zahtevi koje bi jedan korektor reaktivne snage trebao da ispuni:

- merenje RMS napona,
- merenje RMS struje,
- merenje aktivne snage,
- merenje reaktivne snage,
- merenje prividne snage,
- merenje THD napona,
- merenje THD struje,
- otpornost na harmonike u mreži,
- jednostavno konfigurisanje,
- razmena podataka sa spoljnim uređajima.

Napred navedeno je bio podsticaj da se razvije nov model korektora reaktivne energije, ME-2001.

2. OPIS HARDVERA KOREKTORA ME-2001

Na slici 1. prikazana je blok šema korektora ME-2001. Ceo uređaj je napravljen oko kontrolera SAB 80C535 koji radi na taktu od 12 MHz. Program je smešten u EPROM kapaciteta 32 kB. Parametri potrebni za rad korektora reaktivne snage smešteni su u EEPROM kapaciteta 256 bajta. Merenje napona i struje vrši se odgovarajućim mernim transformatorima. Pojačani signali sa njih dovode se na ulaze 10-to bitnih AD konvertora u kontroleru 80C535. Upravljanje kondenzatorskim baterijama vrši se preko izlazne relejne jedinice. Izbor menija i unos parametara vrši se preko tastature, a podaci se prikazuju na alfanumeričkom LCD displeju veličine 2 x 16 karaktera. Za komunikaciju sa spoljnim uređajima koristi se asinhroni serijski port kontrolera 80C535 i konvertor nivoa napona prema RS232 standardu.



Slika 1. Blok šema korektora ME-2001.

3. MERENJE ELEKTRIČNIH VELIČINA

Pošto je merenje faktora snage u korektoru ME2000 pokazalo svoje nedostatke i pojavila se potreba za merenjem dodatnih veličina, ceo postupak merenja i obrade podataka koncipiran je iz početka.

U korektoru ME-2001 podaci o naponu i struji se uzorkuju pomoću odgovarajućih transformatora, pojačavaju i dovode na ulaze 10-to bitnih AD konvertora u kontroleru 80C535. Za jednu AD konverziju i smeštanje podataka u internu memoriju kontrolera potrebno je oko 50 mikrosekundi. Zbog ekonomičnosti u ME-2001 se ne koriste simultana sample-hold kola za uzorkovanje signala napona i struje, nego se prvo meri napon, a za njim struja. Vreme potrebno za jednu AD konverziju uzrokuje dodatni fazni pomak od 0.9. Srećom, taj dodatni fazni pomak je konstantan i moguće ga je kompenzovati kasnije, u toku digitalne obrade signala. Digitalna obrada signala je dosta zahtevna, jer obuhvata računanje RMS vrednosti napona, RMS vrednosti struje i diskretne Furijeove transformacije (DFT) za određivanje amplitude i faze osnovnih harmonika napona i struje. Računarski kapaciteti i brzina AD konvertora kontrolera 80C535 nisu dovoljni da se prikupljanje podataka i potrebni proračuni obave u realnom vremenu. Zato je program korektora ME-2001 organizovan tako da

naizmeniĉno prolazi kroz fazu prikupljanja podataka i fazu obrade podataka.

U toku prikupljanja podataka, uzorci napona i struje smeštaju se u bafer u internom RAM-u kontrolera 80C535. Za bafer je na raspolaganju bilo svega 128 bajta, a svaki uzorak napona ili struje zauzima dva bajta. Te ĉinjenice su odredile da se vrši prikupljanje po 32 uzorka napona i struje u toku jedne periode. Uzorkovanje se vrši u interapt potprogramu koji na svakih 625 mikrosekundi aktivira T0 brojaĉ u kontroleru 80C535.

Zbog potiskivanja smetnji po'eljno je bilo izvršiti uzorkovanje nekoliko perioda signala i zatim izra-unati DFT nad celom sekvencom. Problem je {to je za pam}enje uzoraka napona i struje iz n perioda potreban bafer veli-ine 128 n bajta, {to je ta-no ($n - 1$) puta vi{e memorije nego {to bilo je na raspolaganju. Sre}om, zbog periodi-nosti harmonijskih funkcija izraz za DFT mo'e da se aran'ira tako da se cela obrada obavi i u malom baferu. Za osnovni harmonik napona, izraz za DFT bi izgledao:

$$\bar{U}_1 = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{nN-1} e^{-j2\pi k / nN} \cdot u(kT) =$$

$$= \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{N-1} \left(e^{-j2\pi k / N} \sum_{l=0}^{n-1} u((k + lN) \cdot T) \right) \text{ gde je: } T$$

perioda uzorkovanja

N - broj uzoraka u toku jedne periode

n - broj uzorkovanih perioda

Na analogan naĉin raĉuna se i prvi harmonik struje. Suština je da se uzorci udaljeni jednu periodu mrežnog napona množe istom vrednošću harmonijske funkcije. Zato je moguće prvo sabrati odgovarajuće uzorke, pa ih tek potom pomnožiti sa odgovarajućom vrednošću harmonijske funkcije. Tako se štedi i na broju potrebnih operacija množenja i na potrebnom memorijskom prostoru. Raĉunanje izraza (1) organizovano je tako da se prvo u bafer prikupe uzorci iz jedne periode, a zatim se uzorci iz sledećih perioda dodaju na odgovarajuće uzorke iz prethodnih perioda koji su već u baferu. Posle prikupljanja svih uzoraka vrši se njihovo množenje vrednostima harmonijske funkcije iz look-up tabele. Pošto su apsolutne vrednosti koeficijenata u look-up tabeli maksimalno jednake jedinici, a i vrednosti sa AD konvertora su isto tako skalirane, onda su i apsolutne vrednosti odgovarajućih proizvoda u izrazu (1) manji ili jednaki jedinici. Zato je zbog brzine rada i manjeg potrebnog radnog prostora u RAM-u kod raĉunanja DFT primenjena aritmetika u fiksnom zarezu. Ceo program za upravljanje korektorom smešten je u EPROM kapaciteta 32 kB, pa prostor za smeštanje dodatnih potprograma za aritmetiku u fiksnom zarezu nije predstavljao problem.

Posle raĉunanja DFT isti podaci iz bafera koriste se i za raĉunanje RMS vrednosti napona i struje po formuli:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{nN} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{n-1} (u((k + lN) \cdot T) -$$

$$- \frac{1}{nN} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{n-1} u((m + iN) \cdot T))^2} \quad (2)$$

Suma u drugom redu izraza (2) služi za kompenzaciju ofseta mernog lanca do AD konvertora i veštaĉke nule od +2.5V, jer je opseg ulaznih napona AD konvertora 0-5V. Izraz (2) nije uobiĉajeni izraz za raĉunanje RMS, nego u stvari raĉuna RMS vrednost usrednjenog signala iz n perioda naizmeniĉnog signala. Ako je signal periodiĉan, oba izraza daju identičan rezultat. Uobiĉajena formula za raĉunanje RMS nije upotrebljena zato što u tom sluĉaju ne bi mogli da se upotrebe podaci prikupljeni za potrebe raĉunanja DFT, nego bi morao da se prikupi novi blok podataka. Tada bi se javio problem stacionarnosti signala u mreži, te validnosti raĉunanja THD napona i struje.

Posle raĉunanja DFT i RMS podaci iz bafera više nisu potrebni i taj memorijski prostor se koristi za smeštanje veličina koje se dodatno raĉunaju na osnovu DFT i RMS vrednosti napona i struje, preko dobro poznatih formula (faktor snage, aktivna snaga, reaktivna snaga, prividna snaga, THD napona i THD struje).

Osim DFT, svi ostali proraĉuni vrše se u aritmetici sa pokretnim zarezom koristeći ranije razvijenu biblioteku potprograma.

Primenjena koncepcija prikupljanja i obrade signala predstavlja poboljšanje u odnosu na koncept primenjen u uređaju ME-2000.

Prvo, pojednostavljena je šema analognog dela mernog lanca. Ranije rešenje je sadržavalo dva uobiĉavaĉa (komparatora) analognih signala u digitalne i precizni detektor naizmeniĉnog signala struje, dok novo rešenje sadrži samo dva nekritična pojaĉavaĉa.

Drugo, poboljšana je taĉnost obrade signala. Naime, strmina signala na izlazu komparatora za uobiĉavanje signala struje u uređaju ME-2000 dosta je opadala u opsegu malih struja potrošaĉa (<7% I_{MAX}) i dovođila do povećane greške određivanja faktora snage u tom opsegu. Uzrok pojave je relativno malo pojaĉanje primenjenog operacionog pojaĉavaĉa LM324 u otvorenoj petlji i pri unipolarnom naponu napajanja od +5V. U novom rešenju nema komparatora, pa ni problema vezanih za njih. Zatim, određivanje faktora snage više se ne zasniva samo na merenju kašnjenja između uzlaznih ivica uobiĉenih signala napona i struje, nego se primenom DFT za to koristi ceo uzorkovani signal. Istovremeno, primena DFT ĉini da je određivanje faktora snage osnovnog harmonika neosetljivo na prisustvo harmonika u elektriĉnoj mreži do 15-tog reda.

4. KORISNIĀKI INTERFEJS

Korektor faktora snage ME-2001 može da radi u jednom od sledeća tri režiama:

- automatski,
- ruĉni,
- zadavanje vrednosti parametara korektora.

Parametri koje treba podesiti pre puštanja korektora u rad su:

- željena vrednost faktora snage (-0.7 do +0.7),
- vreme između komutiranja kondenzatorskih baterija kod njihovog ukljuĉenja (1s do 120s),
- vreme između komutiranja kondenzatorskih baterija kod njihovog iskljuĉenja (1s do 120s),

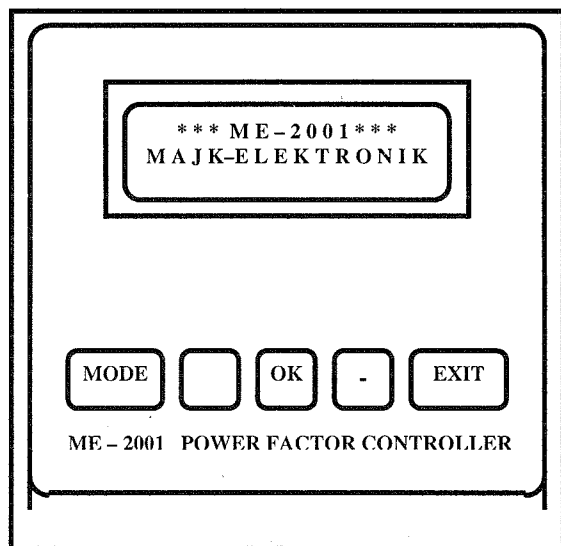
- broj kondenzatorskih baterija,
- prenosni odnos strujnog reduktora,
- kapacitet najmanje kondenzatorske baterije.

U automatskom režimu rada korisnik može da izabere da li će na displeju biti prikazan faktor snage i inidakacija uključenja kondenzatorskih baterija ili vrednost nekog od izračunatih električnih parametara mreže.

Pošto je broj opcija znatno veći nego što je bio kod modela ME-2000, odustalo se od za korisnika jednostavne i pregledne koncepcije zadavanja parametara preko potencijometara. Usvojeno je zadavanje vrednosti parametara preko tastature, a pamćenje parametara rešeno je ugradnjom serijskog EEPROM-a. Zbog eventualnih oštećenja EEPROM-a ili nepoželjnog gubitka podataka, pored podataka, u EEPROM se upisuje i kontrolna suma. Ukoliko je ona neispravna, korektor prekida rad, aktivira alarm i na displeju prikazuje odgovarajuću poruku.

Prikaz svih podataka vrši se na alfanumeričkom LCD displeju sa 2 x 16 karaktera. Ovo rešenje je hardverski daleko jednostavnije, ima neuporedivo manju potrošnju struje i zahteva daleko manje angažovanje procesora nego ranije korišćeni multipleksirani LED displej u modelu ME-2000. Jedini nedostatak LCD u odnosu na LED displej su manji kontrast i vidni ugao. Pošto korektor faktora snage nije uređaj koji operater stalno očitava, nego se jednom podešava za rad i povremeno nadgleda, smatramo da ovaj nedostatak nije značajan. Daleko bitnija je mogućnost ispisivanja jasnih tekstualnih poruka umesto raznih kodnih kombinacija segmenata na LED displeju, što veoma olakšava rad operatera.

Na kraju, na slici 2 prikazan je izgled prednje ploče uređaja ME-2001.



Slika 2. Prednja ploča uređaja ME-2001.

5. ZAKLJUČAK

Prikazana je nova verzija mikroprocesorskog korektora faktora snage, ME-2001. Novi tehnički zahtevi i korekcija uočenih nedostataka, doveli su do drastične izmene koncepcije u odnosu na raniji model ME-2000.

LITERATURA

[1] M.Ravlić, R.Majkić, S.Varjačić, "Mikroprocesorski korektor reaktivne snage, Zbornik radova INDEL '98, Banja Luka 1998. god.

[2] Prospektni materijal za regulatore reaktivne snage RVS6, RVS12, ASEA BROWN BOWERY

[3] SAB 80515/80535 Single-Chip Microcontroller Manual, SIEMENS

Abstract - Three years ago we developed our first microprocessor power factor controller ME-2000 and made first twelve of them. Reliability in the field use was good, but some existing problems and new technical requirements forced us to develop new power factor controller, ME-2001.

MICROPROCESSOR POWER FACTOR CONTROLLER

Miroslav Ravlić, Radosav Majkić, Saša Varjačić

MODELOVANJE MINIMALNOG FAKTORA ŠUMA MIKROTALASNIH FET TRANZISTORA POMOĆU NEURONSKIH MREŽA

Bratislav Milovanović, Vera Marković, Zlatica Marinković, Zoran Stanković, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj - U ovom radu prikazani su rezultati modelovanja minimalnog faktora šuma mikrotalasnih MESFET tranzistora pomoću neuronskih mreža. Za razliku od dosadašnjih modela, koji zahtevaju poznavanje vrednosti minimalnog faktora šuma na barem jednoj frekvenciji neuronski model koji mi predlazemo zahteva poznavanje samo vrednosti S-parametara u odgovarajućem frekvencijskom opsegu. Kao ilustracija dati su rezultati modelovanja za jedan konkretni GaAs MESFET tranzistor.

1. UVOD

U poslednje vreme neuronske mreže [1] su se pokazale kao veoma brzo i efikasno sredstvo u procesima modelovanja, simulacije i optimizacije. Zahvaljujući njihovoj strukturi crne kutije moguće je formirati modele i onda kada matematički izrazi koji opisuju originalni prolem nisu poznati u celoj oblasti rada. Neuronske mreže omogućavaju modelovanje kako linearnih tako i nelinearnih problema, na nivou kola ili na nivou komponente. Veoma važna osobina neuronskih mreža je sposobnost generalizacije, tj. sposobnost da daju korektan izlaz i za one ulaze koji im nisu predstavljeni u procesu učenja, bez dodatnih promena strukture mreže.

Poslednjih godina dosta se istražuje na planu primene neuronskih mreža u oblasti mikrotalasa [2-4]. Modelovanje pasivnih mikrotalasnih komponenta pomoću neuronskih mreža pokazano je u [5-7]. U skorije vreme, neuronske mreže su uspešno primenjene i na mikrotalase tranzistore (MESFET, HEMT). Vršeno je modelovanje statičkih strujno-naponskih karakteristika MESFET tranzistora [8,9], S-parametara [2], kao i parametara šuma [10,11].

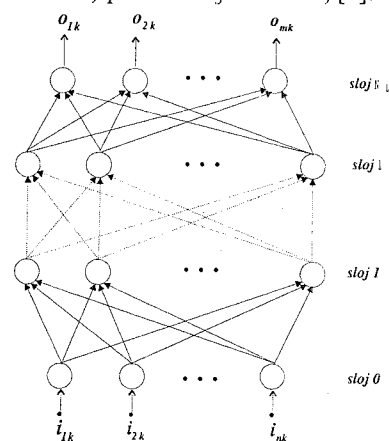
U procesu projektovanja mikrotalasnih malošumnih aktivnih podsklopova teži se što je moguće manjem faktoru šuma. Problem karakterizacije mikrotalasnih tranzistora u pogledu parametara šuma, koje čine minimalni faktor šuma, optimalni koeficijent refleksije i ekvivalentna otpornost šuma, nije ni malo jednostavan. Neposredno merenje parametara šuma zahteva niz složenih i dugotrajnih postupaka i veoma skupu opremu, [12]. Iz tog razloga već duže vreme se čine pokušaji na planu što adekvatnijeg modelovanja karakteristika šuma mikrotalasnih tranzistora, što bi omogućilo efikasno određivanje parametara šuma simulacijom na računaru. Postoji više različitih načina modelovanja parametara šuma, [13-16]. Generalno, ove modele možemo podeliti na dve grupe: fizičke modele i empirijske modele. Fizički modeli su po pravilu dosta složeni modeli koji se baziraju na fundamentalnim fizičkim karakteristikama tranzistora, te je stoga neophodno poznavanje brojnih fizičkih parametara vezanih za geometriju komponente, osobine poluprovodnika, uslove

napajanja itd. S druge strane, empirijski modeli su bazirani na ekvivalentnim kolima tranzistora za male signale uz korišćenje nekoliko dodatnih empirijskih parametara pomoću kojih se vrši "fitovanje" šumnih karakteristika, a u cilju što boljeg slaganja sa stvarnim karakteristikama. Kod svih do sada publikovanih empirijskih modela za generisanje elemenata modela neophodno je poznavanje S-parametara tranzistora u odgovarajućem frekvencijskom opsegu i vrednosti parametara šuma na nekoliko diskretnih frekvencija, ili makar na jednoj. Do tih podataka o parametrima šuma mora se doći eksperimentalnim putem, ili se mogu koristiti kataloške vrednosti proizvođača, ukoliko su raspoložive.

U prethodnim radovima koji se odnose na modelovanje parametara šuma korišćenjem neuronskih mreža [10,11] autori su došli do neuronskih modela kod kojih je, slično kao kod pomenutih empirijskih modela potrebno pored poznavanja S-parametara komponente, imati i bar jedan podatak o parametrima šuma. U ovom radu biće po prvi put prikazani rezultati koji se odnose na novi model MESFET tranzistora na bazi neuronskih mreža za dobijanje minimalnog faktora šuma u širokom frekvencijskom opsegu, kod koga su ulazni parametri modela samo S-parametri tranzistora i frekvencija.

2. SLOJEVITA NEURONSKA MREŽA

Slojevita neuronska mreža (MLP, Multilayer Perceptron Network) prikazana je na Sl.1., [1]:



Sl.1. MLP mreža

Neuroni (označeni kružićima) grupisani su u slojeve. Pobudni signali iz okruženja se dovode na ulaze neurona u prvom, ulaznom, sloju. Neuroni iz ovog sloja imaju samo po

jedan ulaz. Izlazi svih neurona iz jednog sloja se vode na ulaze neurona iz narednog sloja. Izlazi neurona iz poslednjeg, izlaznog, sloja su izlazi cele mreže. Neuroni koji nisu u direktnom kontaktu sa okruženjem su skriveni neuroni, a odgovarajući slojevi skriveni slojevi. Informacija iz okruženja dovodi se na ulaze ulaznih neurona, a zatim se procesira od strane svih neurona u mreži. Svakom neuronu je dodeljena aktivaciona funkcija, F , a svakom vezi težina. Pragovi aktivacionih funkcija i težine veza predstavljaju parametre neuronskog modela. Izlaz l -tog sloja je:

$$Y_l = F(W_l Y_{l-1} + B_l) \quad (1)$$

gde su Y_l i Y_{l-1} izlazi l -tog i $(l-1)$ -og sloja, respektivno, W_l je težinska matrica između l -tog i $(l-1)$ -og sloja a B_l je matrica biasa između l -tog i $(l-1)$ -og sloja. Aktivaciona funkcija je linearana za neurone iz ulaznog i izlaznog sloja i sigmoidalna za neurone iz skrivenih slojeva:

$$F(u) = \frac{1}{1 + e^{-u}} \quad (2)$$

U postupku učenja mreže treba odrediti parametre mreže tako da razlika između željenog i stvarnog odziva mreže bude minimalna.

Određivanje parametara se vrši iterativnim postupkom, pa je potrebno pronaći parcijalne izvode funkcije greške po svim parametara. Da bi se izračunali parcijalni izvodi greške po parametarima neurona iz jednog sloja potrebno je, pored stanja neurona iz prethodnog sloja, poznavati i parcijalne izvode iz narednog sloja. Ovaj problem uspešno rešava *backpropagation* algoritam koji vrši rekursivno izračunavanje parcijalnih izvoda i to u dve faze (faza prostiranja unapred i faza prostiranja unazad). Obe faze se primenjuju sekvencijalno za sve uzorke iz trening skupa. Ciklus obrade celog trening skupa naziva se *epoha*. U cilju učenja mreže izvršava se veći broj epoha dok se ne postigne zadovoljavajuća tačnost odziva mreže. Postoje modifikacije ovog algoritma sa većim redom konvergencije. Najznačajnije od njih su metoda *konjugovanog gradijenta* (*conjugate gradient*), *quasi-Newton-ova* metoda i *Levenberg-Marquardt-ova* metoda.

3. MODELOVANJE MINIMALNOG FAKTORA ŠUMA

Karakterizacija šuma dvoprilazne komponente ili dvoprilaznog sklopa može se vršiti preko *faktora šuma* F koji predstavlja meru degradacije odnosa signal/šum između ulaza i izlaza zbog šuma koji unosi sam posmatrani sklop. Faktor šuma aktivne komponente zavisi od admitanse generatora priključenog na ulaz komponente, $Y_g = G_g + jB_g$

$$F(Y_g) = F_{min} + \frac{R_n}{G_g} \left[(G_g - G_{opt})^2 + (B_g - B_{opt})^2 \right], \quad (3)$$

gde su F_{min} - minimalni faktor šuma, R_n - ekvivalentna otpornost šuma tranzistora i $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ - optimalna admitansa pri kojoj je $F = F_{min}$. Veličine F_{min} , Y_{opt} i R_n su tzv. *parametri šuma* aktivne komponente. Alternativno, umesto optimalne admitanse kao jedan od parametara šuma može se koristiti optimalni koeficijent refleksije (koji odgovara optimalnoj admitansi). Parametri šuma

predstavljaju interna svojstva same komponente, tj. nezavisni su od bilo kog priključenog spoljašnjeg kola.

Merenje parametara šuma mikrotalasnih tranzistora zahteva specijalnu mernu opremu, koja po pravilu uključuje izvor šuma, izolator, tjuner sa širokim opsegom promene impedanse, pojačavač, filter propusnik opsega i mešač. Sam postupak merenja predstavlja dugotrajan i mukotrpan posao, jer je za svaku diskretnu frekvenciju u okviru radnog frekvencijskog opsega tranzistora potrebno izvršiti veći broj merenja. S druge pak strane, eksperimentalni podaci proizvođača o parametrima šuma koji se mogu naći u katalogima često su limitirani u pogledu broja frekvencijskih tačaka, važenja pod određenim uslovima napajanja i slično. Imajući sve to u vidu, jasno je da postoji potreba za modelima pomoću kojih bi se u postupku projektovanja sklopova koji sadrže malošumne tranzistore brzo i efikasno mogli simulirati parametri šuma. Modelovanje minimalnog faktora šuma pomoću postojećih empirijskih modela zahteva, kao što je već rečeno u uvodnom delu, pored poznavanja merenih vrednosti S-parametara bar još neki eksperimentalni podatak o parametrima šuma tranzistora. Kako je postupak merenja S-parametara MESFETa mnogo lakši od postupka merenja parametara šuma, ideja je bila da se razvije neuronski model za predikciju parametara šuma, u ovom slučaju konkretno minimalnog faktora šuma, kod koga će za formiranje ulaznog seta podataka biti potrebno samo poznavati S-parametre tranzistora.

Za modelovanje je korišćena MLP slojevita mreža sa dva skrivena sloja. Mreža ima 9 ulaza, jedan koji odgovaraju frekvenciji i 8 koji odgovaraju S-parametrima (datih preko realnog i imagirnog dela). U izlaznom sloju postoji samo jedan neuron koji odgovara minimalnom faktoru šuma izraženom u dB. Modeli sa različitim kombinacijama broja neurona u skrivenim slojevima obučavani su različitim metodama na istom trening skupu. Trening skup je formiran na osnovu eksperimentalnih vrednosti S-parametara i minimalnog faktora šuma, koji se mogu naći u katalogu za *Hewlett Packard*-ove malošumne GaAs MESFET tranzistore klase ATF1x, sa širinom gejtja od 250 i 500 mikrometara. Pri tome je razmatran slučaj za jednosmerne uslove napajanja $V_{ds} = 0.5V$ i $I_{ds} = 20mA$, u frekvencijskom opsegu (4-15) GHz.

Na osnovu testiranja dobijenih modela na skupu koji sadrži vrednosti koje nisu korišćene za obučavanje, izvršeno je poređenje modela. Kao kriterijum za poređenje korišćen je *Pearson Product-Moment* korelacioni koeficijent r , [17]:

$$r = \frac{\sum (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum (x_i - \bar{x})^2 \sum (y_i - \bar{y})^2}} \quad (11)$$

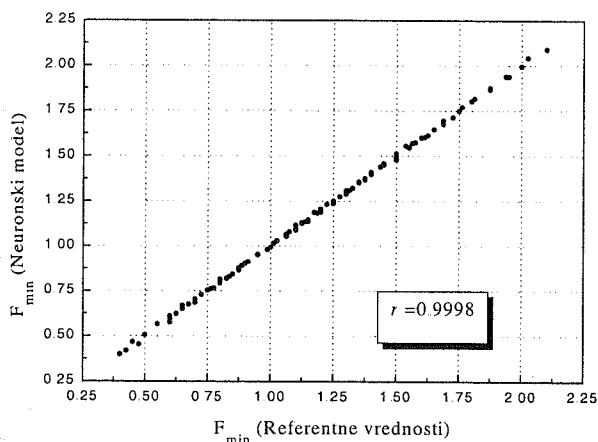
Pri tome je x_i referentna vrednost, y_i vrednost dobijena pomoću neuronskog modela, \bar{x} je srednja vrednost referentnih podataka i \bar{y} srednja vrednost podataka dobijenih pomoću neuronskog modela. Korelacioni koeficijent pokazuje stepen slaganja referentnih podataka i vrednosti generisanih pomoću neuronskog modela. Praktično, što je korelacioni koeficijent bliži jedinici slaganje je bolje.

U cilju vizuelne procene stepena slaganja kreirani su dijagrami rasipanja (rasejanja) vrednosti generisanih pomoću neuronskog modela u odnosu na odgovarajuće referentne podatke. Idealno slaganje bi bilo kad bi se sve tačke našle na

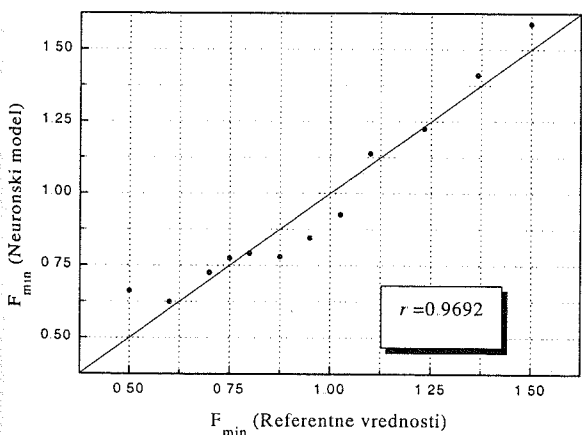
pravoj liniji duĀ dijagonalne ose (koeficijent pravca je jednak jedinici).

4. NUMERIĀKI REZULTATI

Na osnovu dobijenih rezultata moĀe se doći do zakljuĀka da najbolje rezultate daje model F_15_11 koji ima 15 neurona u prvom skrivenom sloju (gledano od ulaznog ka izlaznom sloju) i 11 neurona u drugom skrivenom sloju. Ovaj model je dobijen korišćenjem *Levenberg-Marquardt-ove* metode, koja je dala najbolje rezultate u skor u svim sluĀajevima, tj. za sve kombinacije broja neurona u skrivenim slojevima. Korelacioni koeficijent na trening skupu za ovaj model je 0.9998 što znaĀi da je mreĀa veoma dobro nauĀila predstavljenu zavisnost minimalnog faktora ŀuma od S-parametara i frekvencije. Na Sl.2. prikazan je dijagram rasipanja za trening skup, koji potvrđuje prethodni zakljuĀak.



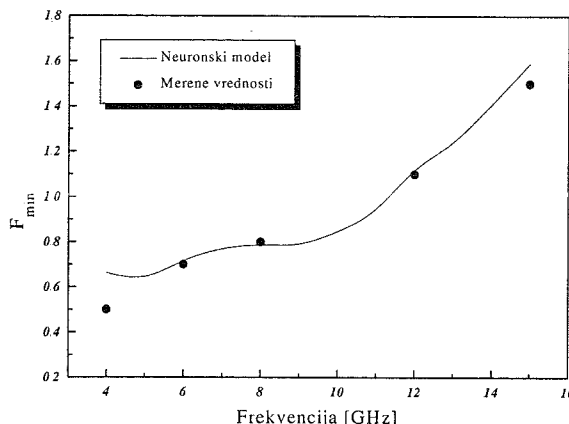
Sl.2. Dijagram rasipanja za trening skup



Sl.3. Dijagram rasipanja za test tranzistor ATF13100

Na Sl.3. prikazan je diijagram rasipanja za test tranzistor ATF13100, sa koga se moĀe uoĀiti da ne postoji veliko odstupanje modelovanih od referentnih vrednosti. Korelacioni koeficijent u ovom sluĀaju je 0.9692, što potvrđuje dosta dobro slaganje. Za isti tranzistor je na Sl.4. prikazana frekvencijska zavisnost minimalnog faktora ŀuma. Kontinualna kriva prikazuje izlaz iz neuronskog modela F_15_11 na Āije su ulaze dovedene merene vrednosti S-

parametara (kataloŀski podaci). TaĀkama su prikazane eksperimentalne vrednosti minimalnog faktora ŀuma na nekoliko diskretnih frekvencija, koje su date u katalogu.



Sl.4. Minimalni faktor ŀuma (ATF13100)

5. ZAKLJUĀAK

U radu je prikazan jedan novi pristup modelovanju parametara ŀuma mikrotalasnih FET tranzistora, sa ciljem da se prevaziđe problem skupog i mukotpnog procesa merenja ŀumnih karakteristika.

Korišćenjem slojevite MLP neuronske mreĀe izvršeno je modelovanje minimalnog faktora ŀuma tranzistora u zavisnosti od S-parametara iste komponente. Na ovaj naĀin, za razliku od dosadaŀnih modela, za određivanje minimalnog faktora ŀuma dovoljno je poznavati samo S-parametre tranzistora u odgovarajućem frekvencijskom opsegu, koji se mogu naći u katalogima ili relativno jednostavno izmeriti.

Korišćenjem kataloŀskih podataka za klasu maloŀumnih GaAs MESFET tranzistora ATF1x tranzistora, proizvođaĀa *Hewlett Packard*, koji rade pri istim jednosmernim uslovima izvršeno je obučavanje neuronskih modela sa razliĀitim kombinacijama broja neurona u skrivenim slojevima. Na osnovu testiranja modela podacima koji nisu korišćeni za obučavanje, kao najbolji model uzet je model F_15_11 sa 15 neurona u prvom i 11 neurona u drugom skrivenom sloju. Ovaj model pokazuje izuzetno dobro slaganje sa podacima sa kojima je obučavan. Takođe, što je joŀ vaĀnije, pomoću ovog modela je moguće dobiti korektne rezultate (uz prihvatljivo odstupanje) i za tranzistore koji nisu bili predstavljeni mreĀi u toku obučavanja, što znaĀi da model ima dobru sposobnost generalizacije. Ovi poĀetni dobri rezultati pruĀaju dobru osnovu za nastavak istraĀivanja u pravcu razvijanja neuronskih modela koji bi u pogledu izlaznih parametara obuhvatili i ostale parametre ŀuma.

LITERATURA

- [1] S. Haykin, *Neural networks*, New York, IEEE, 1994.
- [2] F. Wang, V. K. Devabhaktuni, Q. J. Zhang, "A hierarchical neural network approach to the development of a library of neural models for microwave design", *IEEE Trans., Microwave Theory Tech.*, Vol. 46, No-12, 1998, pp.-2391-2403.

- [3] Q. J. Zhang and M. S. Nakhla, "Signal integrity analysis and optimization of VLSI interconnects using neural network models", *IEEE Int. Symp. Circuits Systems*, London, U.K., 1994, pp 459-462.
- [4] P. M. Watson, K. C. Gupta, "EM-ANN Models for Microstrip Vias and Intreconnects in Dataset Circuits", *IEEE Trans., Microwave Theory Tech.*, Vol. 44, No-12, 1996, pp. 2495-2503.
- [5] Z. Stanković, B. Milovanović, V. Stanković, "Primena neuronskih mreža za modelovanje mikrotalasnih planarnih struktura", *Zbornik radova sa konferencije TELFOR 98*, str. 509-512, Beograd, 1998.
- [6] B. Milovanovic, Z. Stankovic and S. Ivkovic, "Loaded Cylindrical Metallic Cavities Modeling using Neural Networks", *Proceedings of the Conference TELSIKS'99*, 1999, pp. 214-217.
- [7] B. Milovanovic, Z. Stankovic and S. Ivkovic, "Loaded Cylindrical Metallic Cavities Modeling using Neural Networks", *Proceedings of the Conference TELSIKS'99*, 1999, pp. 214-217.
- [8] V. Marković, Z. Marinković, "Modelovanje mikrotalasnih MESFET tranzistora pomoću neuronskih mreža", *Zbornik radova sa XLIII konferencije ETRAN-a*, Zlatibor, 20-22. Septembar 1999, str. 233-236.
- [9] V. Marković, Z. Marinković, "Novi rezultati modelovanja mikrotalasnih MESFET tranzistora pomoću neuronskih mreža", *Zbornik radova sa XLIV konferencije ETRAN-a*, Sokobanja, 26-29. Jun 2000.
- [10] V. Markovic, Z. Marinkovic and N. Males-Ilic, "Microwave FET transistor noise modeling using neural networks", *Proceedings of the Conference TELSIKS'99*, Niš, September 1999, pp.403-406.
- [11] V. Markovic, Z. Marinkovic and N. Males-Ilic, "Applications of Neural Networks in Microwave FET Transistor Noise Modeling using Neural Networks", *Proceedings of the Conference NEUREL 2000*, Belgrade, September 2000, pp 146-149.
- [12] M. W. Pospieszalski, "On the measurement of Noise Parameters of Microwave Two-Ports", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 34, No. 4, 1986, pp-456-458.
- [13] M. Gupta, O. Pitzalis, S. Rosenbaum, P. Greiling, "Microwave Noise Characterization of GaAs MESFET's: Evaluation by On-Wafer Low-Frequency Output Noise Current Measurement", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 35, No. 12, 1987, pp.-1208-1217
- [14] B. Milovanović, V. Marković, "Šum u mikrotalasnoj elektronici", *Zbornik radova sa XLIV konferencije ETRAN-a*, Sokobanja, 26-29. Jun 2000
- [15] M. W. Pospieszalski, "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.MTT-37, pp. 1340-1350, Sept. 1989.
- [16] V. Markovic, B. Milovanovic, N. Males-Ilic, "MESFET Noise Modeling Based on Three Equivalent Temperatures", *Proceedings of the Conference EUMC'97*, pp.966-971, Jerusalem, Israel, September 1997.
- [17] R. Scheaffer and J. McClaave, *Statistics for Engineers*, Boston, MA: Duxbury Press, 1982, pp. 258-262

Abstract - In this paper we present a new approach in the microwave MESFET transistor noise parameters modeling. A multilayer perceptron network is implemented to model minimum noise factor. Unlike the existing models that require the measured values of the noise factor at one frequency at least or computing some empirical coefficients, the proposed neural models provide an opportunity of minimum noise factor determination without any additional information other than measured values of S-parameters in desired frequency range.

MICROWAVE FET TRANSISTOR MINIMUM NOISE FACTOR MODELING USING NEURAL NETWORKS

Bratislav Milovanović, Vera Marković,
Zlatica Marinković, Zoran Stanković

STRUKTURNA ISPITIVANJA KERAMIKE NA BAZI BaTiO₃

Ljiljana Źivković¹, Biljana Stojanović², Cesar R. Foschini², Miroslav Miljković³

¹Elektronski fakultet u Nišu, Jugoslavija, ²UNESP-IQ, Araraquara, Brazil, ³Centar za elektronsku mikroskopiju Univerziteta u Nišu, Jugoslavija

Sadržaj - *Nelinearna električna svojstva a posebno pozitivni temperaturni koeficijent specifične električne otpornosti (PTC efekat) materijala na bazi BaTiO₃ keramike zavise u velikoj meri od raspodele dopanata, veličine zrna i dobijene mikrostrukture. U ovom radu data su ispitivanja mikrostrukture i domenske strukture BaTiO₃, Ba_{1-x}Pb_xTiO₃ i Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO₃ koristeći SEM, EDS i XRD analizu. Na osnovu SEM analize pokazano je da sistemi Ba_{1-x}Pb_xTiO₃ i Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO₃ sinterovani na 1320°C u vremenu od dva sata imaju uniformnu mikrostrukturu sa veličinom zrna od 1-3 μm. Za razliku od zonske domenske strukture koja se javlja u čistom BaTiO₃, dopirane sisteme karakteriše monodomenska struktura. Fazni sastav dobijenih sistema analiziran je XRD metodom a EDS analiza je korišćena za ispitivanje strukture zrna kod kojih je uočen diskontinualni rast zrna PTC efekat, koji karakteriše nagli porast otpornosti, pomeren je ka višim temperaturama u dopiranoj keramici. Zavisno od parametara sinterovanja izmerena Kirijeva temperatura je u oblasti od 180°C- 190°C.*

1. UVOD

Feroelektrična keramika na bazi BaTiO₃ sa poluprovodničkim svojstvima predstavlja izuzetno važnu grupu funkcionalnih materijala koji se koriste za dobijanje termistora, senzora, komponenti za konverziju energije i dr. Pozitivni temperaturni koeficijent specifične električne otpornosti, PTC efekat, koji predstavlja jedan od relevantnih faktora za određivanje oblasti rada komponente, fundamentalno je povezan sa efektima na granici zrna [1]. Imajući u vidu da se radi o polikristalnim materijalima koji su dobijeni procesom sinterovanja, neophodno je dobiti keramiku sa homogenom mikrostrukturom. Homogena mikrostruktura ostvaruje se dodavanjem aditiva a poluprovodna svojstva, dodavanjem odgovarajućih primesa polaznom keramičkom prahu.

Poluprovodnički BaTiO₃ sa PTC efektom može se dobiti procesiranjem keramičkog materijala u redukcionoj atmosferi, odnosno formiranjem vakancija kiseonika u kristalnoj rešetki, ili dopiranjem donorskim primesama. Donorske primese mogu biti trovalentni joni La, Y ili Sb koji zauzimaju mesta Ba²⁺, ili petovalentni joni Nb, Ta ili Sb koji zauzimaju mesta Ti⁴⁺ jona [1]. Kirijeva temperatura, u okolini koje se dešava PTC efekat, predstavlja takođe, relevantni faktor za određivanje temperaturnog opsega rada odgovarajuće komponente. U zavisnosti od vrste i koncentracije korišćenih aditiva i primesa Kirijeva temperatura T_c se može pomeriti ka višim vrednostima u odnosu na temperaturu koja je karakteristična za čisti BaTiO₃.

U polikristalnoj keramici na bazi BaTiO₃ kao posledica fazne transformacije iz kubnog u tetragonalni sistem dolazi do stvaranja feroelektričnih domena. Domenska struktura je

karakteristična za feroelektričnu fazu, a tip i veličina domena u velikoj meri zavise od mikrostrukturnih karakteristika keramike. Najčešće zapažene domenske strukture u keramici tipa BaTiO₃ su lamelarna ili monodomenska struktura i zonska domenska struktura. U finoiznastoj keramici sa veličinom zrna ispod 2 μm javlja se monodomenska struktura a za keramiku sa većom srednjom veličinom zrna karakteristična je zonska domenska struktura sa različitim brojem monodomena u okviru jednog zrna. Na osnovu ispitivanja domenskih struktura koja su vršena od strane velikog broja autora [2,3] pokazano je da postoje uglavnom dva osnovna tipa domenskih konfiguracija i to: a) tip riblje kosti i b) tip kvadratne mreže. Paralelne linije koje se javljaju u okviru ovih konfiguracija identifikovane su kao 90° domenski zidovi. Ravnotežna veličina domena i debljina domenskog zida zavise od veličine zrna i mogu se izračunati na osnovu modela koji je predložio G Arlt [2]. Konfiguracija samih domena zavisi od više parametara kao što su veličina zrna, naprezanje između zrna različitih veličina, temperature faznog prelaza, nehomogenosti sastava, hlađenja i dr. Domenska konfiguracija i kretanje domena u materijalima koji prolaze kroz faznu transformaciju u toku procesa sinterovanja su od posebnog interesa zato što se ovi fenomeni mogu kontrolisati preko mikrostrukturnih parametara (veličine zrna) kao i odgovarajućih aditiva.

U ovom radu vršena su SEM ispitivanja mikrostrukture i domenske strukture čistog BaTiO₃ i sistema (Ba,Pb)TiO₃ i (Ba,Ca,Pb)TiO₃ koji su dobijeni procesom sinterovanja polazeći od čistih oksida. Fazni sastav dobijenih sistema određivan je XRD metodom a fazni sastav pojedinih zrna sa velikim aspekt odnosom određivan je EDS spektrometrom. U radu je takođe data relacija između veličine zrna i veličine domena ispitivanih sistema.

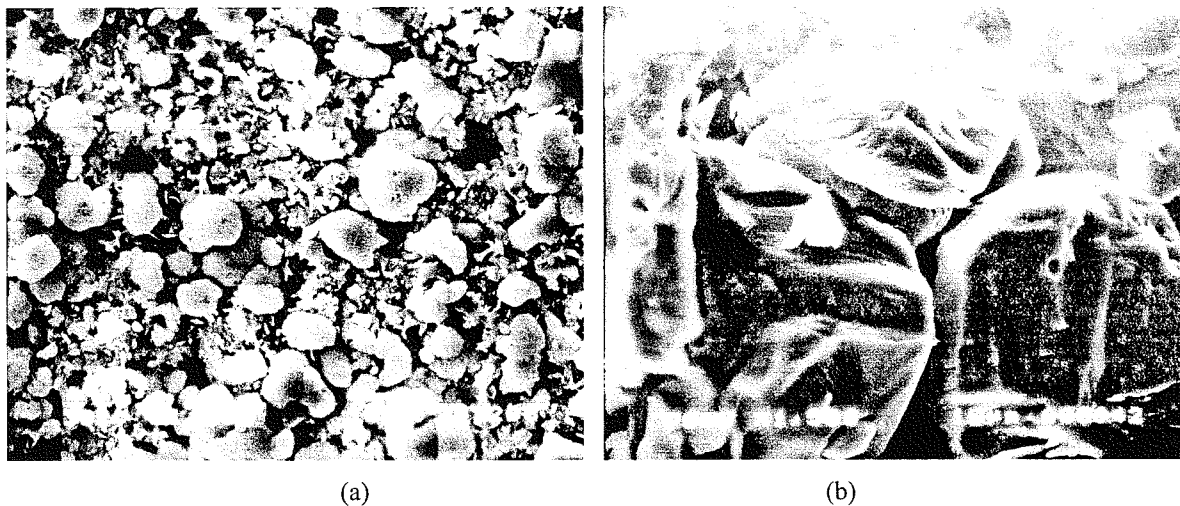
2. EKSPERIMENTALNI DEO

BaTiO₃ i sistemi na bazi BaTiO₃ dobijeni su procesom sinterovanja polazeći od čistih oksidnih prahova BaCO₃, TiO₂, PbO₂, CaCO₃, Al₂O₃ i SiO₂. Kao dopirajuće primese korišćeni su prahovi Sb₂O₃, MnSO₄·H₂O i ZnO. Posle homogenizacije prahova od 30 časova, sušenja i granulisanja, prahovi su presovani u pelete i kalcinirani na 1050°C u vremenu od 1 h. Posle ponovnog mlevenja, sušenja i granulisanja, prahovi su presovani i sinterovani 2 h na temperaturama u opsegu od 1240°C - 1340°C u atmosferi vazduha. Početna gustina peleta iznosila je 3,5 gr/cm³ a gustina sinterovanih uzoraka bila je u opsegu od 5,1 g/cm³ do 5,6 g/cm³. Nominalni sastavi dobijenih kompozita su Ba_{0,84}Pb_{0,16}TiO₃ i Ba_{0,84}Pb_{0,06}Ca_{0,10}TiO₃. Mikrostrukturna i domenska struktura ispitivane su na skening elektronskom mikroskopu, JEOL-SEM 5300, koji je opremljen energijskim disperzivnim spektrometrom (EDS). Za ispitivanje domenske strukture uzorci su prethodno nagriženi u rastvoru 10% HCl

sa 5% HF kiselinom. Za analizu faza korišćen je X-RAY difraktometar (Philips Analytical PW 1710). Kirijeva temperatura određivana je pomoću diferencijalnog skening kalorimetra (DSC-50 Shimadzu).

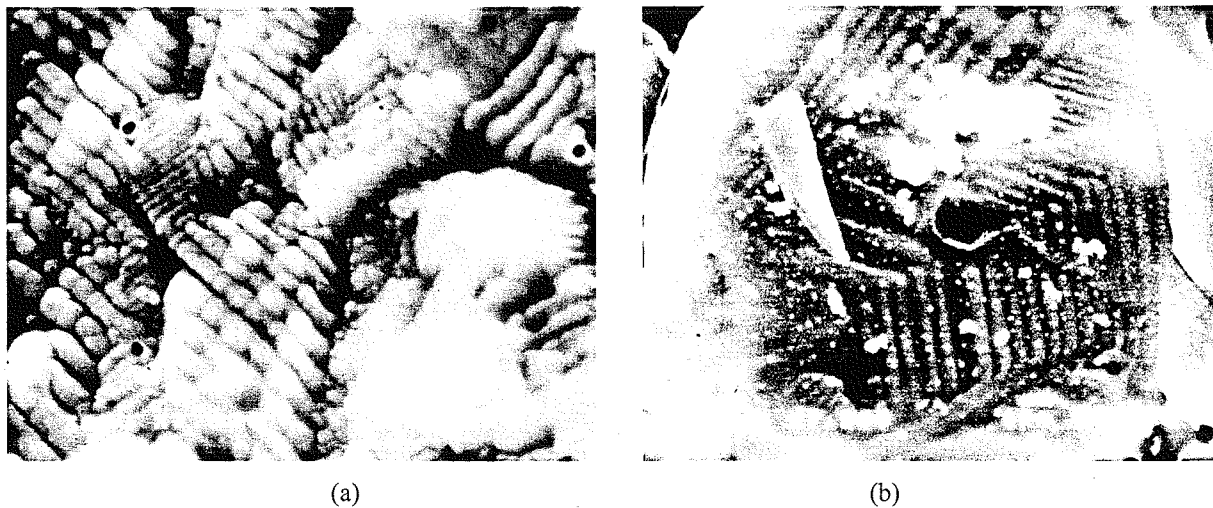
3. REZULTATI I DISKUSIJA

Za čisti BaTiO₃, sinterovan bez aditiva, karakterističan je diskontinualni rast zrna sa veličinom zrna koja se kreće u opsegu od 10-20 μm na nižim temperaturama sinterovanja, T=1240°C i od 20-50 μm na temperaturi od 1320°C. Zbog naprezanja koja se javljaju usled fazne transformacije prisutni su i planarni defekti kao što se može videti na sl. 1.



Slika 1. SEM mikrostruktura BaTiO₃ bez aditiva, a) 1240°C, b) 1300°C

Posle hemijskog ecovanja, s obzirom da svaki domen ima različita optička svojstva i različito se ponaša prema sredstvima za nagrizanje u zavisnosti od ose polarizacije, moguće je zapaziti domene temperaturama sinterovanja



Slika 2. Domenska struktura u BaTiO₃, a) struktura kvadratne matrice i b) struktura riblje kosti

koji su dati na sl.2. Postojanje domena u okviru zrna ukazuje da se većina zrna nalazi u feroelektričnoj fazi i da se domenske linije protežu od jedne do druge granice zrna. Sa Sl.2a se može videti da se širina domena menja u okviru jednog zrna ali ostaje konstantna u okviru zone. Raznovrsnost domenskih konfiguracija u BaTiO₃ potvrđuje da se domeni u polikristalnim materijalima, za razliku od monokristala gde

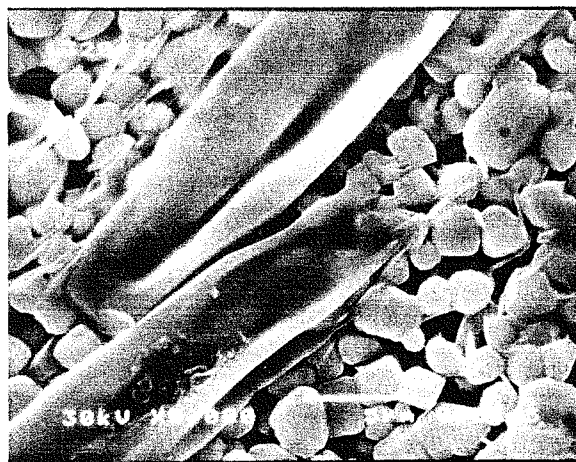
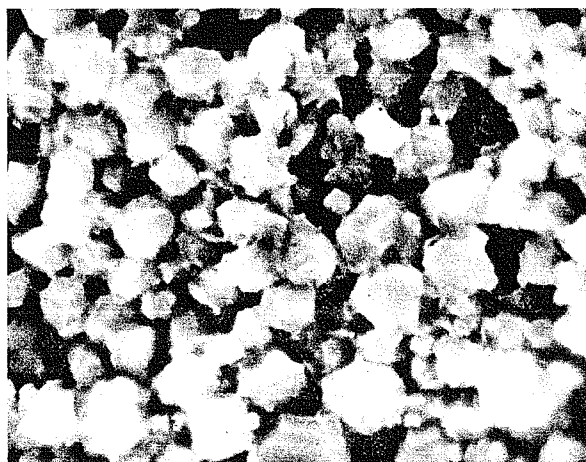
nema površinskih defekata, formiraju u uslovima kada su zrna izložena nehomogenim naprezanjima, odnosno kada se radi o mikrostrukturama sa neravnomernom raspodelom srednje veličine zrna. Izgled domenskih struktura i na višim sinterovanja, razlika je jedino u broju sub-domenskih zona u okviru zrna kao i u debljini domenskih zidova, sl.3.



Slika 3. Domenska struktura u $BaTiO_3$ sinterovanom na $T=1320^\circ C$

Detaljna ispitivanja zavisnosti veličine domenske zone od veličine zrna [4] pokazala su da je veličina domenske zone ispod $5 \mu m$ za zrna koja imaju dimenzije do $50 \mu m$ a da u zrnima veličine iznad $50 \mu m$ dolazi do naglog rasta veličine domenske zone.

Za razliku od čistog $BaTiO_3$, na osnovu analize X zračenja, pokazano je da u kalcinisanim i sinterovanim uzorcima $Ba_{1-x}Pb_xTiO_3$ i $Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO_3$ dolazi do formiranja čvrstih rastvora. Zamena Ba^{2+} jona jonskog radijusa 0.135 nm sa Pb^{2+} jonom, radijusa 0.12 nm [5], dovodi do neznatne promene u parametrima kristalne rešetke. Veoma malo povećanje parametara jedinične ćelije u kalcinisanim prahovima u odnosu na sinterovane uzorke uslovljeno je



Slika 4. Mikrostruktura $(Ba,Ca,Pb)TiO_3$ (a), $(BaPb)TiO_3$ (b) sinterovanih na $T=1320^\circ C$.

Jedna od karakteristika dobijene mikrostrukture u dopiranim sistemima je pojava mahunastih zrna sa velikim aspekt odnosom koji su haotično raspoređeni u matrici modifikovane $BaTiO_3$ keramike (sl. 4b). Aspekt odnos ovih izduženih zrna iznosi oko 5. Mahunasta zrna kao i pojedine oblasti u kristalu ne pokazuju domensku strukturu. EDS analiza ovih zrna u $(Ba,Pb)TiO_3$ [6] ukazuje da se osnovna matrica modifikovane keramike i mahunasta zrna razlikuju i kvantitativno i kvalitativno i da su mahunasta zrna obogaćena olovom. Kvantitativna EDS analiza [5] $(Ba,Pb)TiO_3$ matrice pokazuje da je odnos $Ba/Pb/Ti$ jednak $41.7/7.8/48.3$

promenom količine Pb^{2+} jona koja se smanjuje usled isparavanja olova u toku sinterovanja.

Potpuno drugojačija mikrostruktura i domenska struktura zapažena je u $(Ba,Pb)TiO_3$ i $(Ba,Ca,Pb)TiO_3$ sistemima u odnosu na strukturu čistog barijum titanata. Ove uzorke odlikuje sitnozrnasta struktura sa prosečnom veličinom zrna od $1-3 \mu m$, kao što se može videti na sl.4, mada su zapažena i zrna veličine do $5 \mu m$. Očigledno da dodatak od 5 mol\% smeše Al_2O_3 , SiO_2 i TiO_2 sprečava abnormalni rast zrna, a formiranje tečne faze u toku sinterovanja omogućava ravnomernu raspodelu dopanata što takodje vodi ka stvaranju homogene mikrostrukture. Prisustvo sekundarne faze ubrzava difuziju dopanata kroz granicu zrna i poboljšava poluprovodna svojstva modifikovane keramike. Posebno treba istaći da se procesom sinterovanja na višim temperaturama dobija relativno gusta keramika sa 93% teorijske gustine.

titanat. U modifikovanoj keramici se domenska struktura teže otkriva a odsustvo domena u zrnima čija je veličina ispod $1 \mu m$ je očigledno.

Uniformnost mikrostrukture ostvarena je i zahvaljujući Ca koji takodje deluje kao inhibitor diskontinualnog rasta zrna.

(izraženo u at%) što odgovara nominalnom sastavu početnog kompozita.

Uzorke dopirane keramike odlikuje monodomenska struktura, odnosno, jedno zrno predstavlja jedan domen kao što se može videti na sl.5.

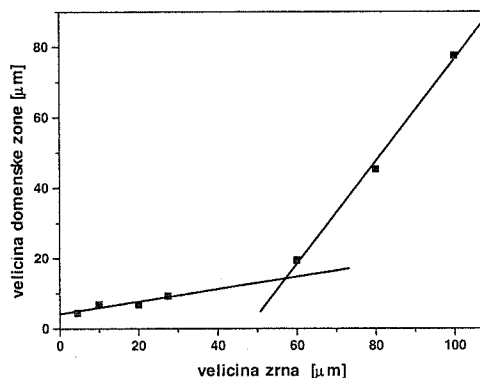
Domene karakterišu 90° domenski zidovi a širina domena je u oblasti od $0,1$ do $0,25 \mu m$. Debljina domenskih zidova je za jedan red veličine manja od širine domena i kreće se u opsegu od $0,03-0,05 \mu m$. Manja debljina domenskog zida u $(Ba,Ca,Pb)TiO_3$ u poredjenju sa čistim $BaTiO_3$ može se pripisati činjenici da se odnos parametara kristalne rešetke c/a

smanjuje od 1.01 za čisti barijum titanat do 1.007 za Ca dopirani barijum Delimična zamena jona Ba^{2+} jonima Ca^{2+} poboljšava elektromehanička svojstva i povećava temperaturnu oblast u kojoj je stabilna tetragonalna faza.



Slika 5. Domenska struktura $(Ba,Ca,Pb)TiO_3$

V.S.Tiwari i dr. [7] ispitujući $BaTiO_3$ dopiran Ca došli su do zaključka da se 90° domeni javljaju i u zrnima čija je veličina manja od $1 \mu m$ kao i da je širina domena od 0,1 do $0,3 \mu m$. U cilju dobijanja korelacije između domenske strukture i veličine zrna, ispitivana je zavisnost debljine domena od veličine zrna u $BaTiO_3$ keramici bez aditiva. Kao što se može videti sa sl.6 postoje dve oblasti u kojima dolazi do linearnog povećanja debljine domena sa porastom zrna ali sa različitim brzinom. Za zrna čija je veličina iznad $40 \mu m$ debljina domena je skoro konstantna i iznosi oko $1,15 \mu m$.



Slika 6. Debljina domena u funkciji veličine zrna za čisti barijum titanat.

U dopiranim sistemima $Ba_{1-x}Pb_xTiO_3$ i $Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO_3$ ispitivana je i Kirijeva temperatura na kojoj dolazi do faznog prelaza iz paraelektričnog u feroelektrično stanje. Na osnovu DSC analize, mereći Kirijevu temperaturu za čisti barijum titanat i $(Ba,Pb)TiO_3$ dobijene su vrednosti od $128.5^\circ C$ i $184.5^\circ C$ respektivno. Za $(Ba,Pb,Ca)TiO_3$ izmerena T_C vrednost iznosila je oko $190^\circ C$. Nagli porast otpornosti od 25 kOhm na sobnoj temperaturi do 1 MOhm na Kirijevoj temperaturi pokazuje da se radi o PTC efektu u ovim sistemima.

ZAKLJUČAK

U $Ba_{1-x}Pb_xTiO_3$ i $Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO_3$ sistemima sinterovanim na temperaturama od $1240^\circ C$ do $1320^\circ C$ postiže se uniformna i homogena mikrostruktura sa veličinom zrna od $1-3 \mu m$. Procesom sinterovanja dobijaju se relativno guste keramike sa teorijskom gustinom od 93%. U ovim sistemima formira se monodomenska struktura u zrnima čija je veličina ispod $2 \mu m$. Veličina domena je od 0.15 do $1 \mu m$, u zavisnosti od veličine zrna, a debljina domenskih zidova od 0.03 do $0.15 \mu m$. PTC efekat zapažen je na Kirijevoj temperaturi od $180^\circ C$ do $190^\circ C$ u zavisnosti od ispitivanog sistema. Za čisti barijum titanat sinterovan bez aditiva karakteristično je stvaranje zonske domenske strukture sa većim brojem subdomena u okviru jednog zrna. Veličina zrna u čistom $BaTiO_3$ u zavisnosti od temperature sinterovanja kreće se od $10 \mu m$ do $50 \mu m$ i više. Pokazano je takodje da postoji stroga zavisnost između veličine zrna i debljine domena.

LITERATURA

1. W. Heywang, *Solid State Electronics*, 3, 1, 51 (1961).
2. G.Arlt, "Twinning in ferroelectric and ferroelastic ceramics: stress relief", *Journal of Materials Science*, 25 2655-2666 (1990).
3. G.Kästner, V.Hilarius, R.Wagner, W.Bürger, "Configuration of ferroelectric domains in semiconducting $BaTiO_3$ ceramics", *Journal of Materials Science Letters*, 8 959-960 (1989).
4. Lj.Živković, B.Stojanović, Z.Nikolić, Characterization of domain structure in modified $BaTiO_3$ ceramics by electron microscope, *Advanced Science and Technology of Sintering*, 1998, pp. 391-396.
5. B.Stojanovic, C. Foschini, T. Sreckovic, V. Pavlovic, Lj. Zivkovic, M. Cilence, J.A.Varela, "Structural and Electrical Characterization of Semiconducting $Ba_{1-x}Pb_xTiO_3$ ceramics", *Proc. of MICROMAT*, May 2000, Brazil.
6. Lj.Živković, B.Stojanović, V.Pavlović, Z.Nikolić, B.Marinković and T.Srećković, SEM investigation of domain structure in $(Ba,Ca,Pb)TiO_3$, *Journal of the European Ceramic Society* 19 (1999) 1085-1087.
7. V.S.Tiwari, N.Singh and D.Pandey, "Structure and properties of $(Ba,Ca)TiO_3$ ceramics prepared using $(Ba,Ca)CO_3$ precursors: I, crystallographic and microstructural studies", *J. Am. Ceram. Soc.*, 77 [7] 1813-18-(1994).

Abstract - In this paper the microstructure and domain structure in pure barium titanate, $Ba_{1-x}Pb_xTiO_3$ and $Ba_{1-x}(Pb,Ca)_xTiO_3$ were characterised using SEM, EDS and XRD analysis. Both types of modified $BaTiO_3$, sintered at $1320^\circ C$ for 2 h have the uniform microstructure with grain size $1-3 \mu m$. The single domain structure is observed in modified $BaTiO_3$ while the domain banded structure is associated with pure $BaTiO_3$. Phase composition was analyzed by XRD method. EDS attached to SEM was used to analyze the phase of the discontinuous grains. PTC effect, characterized by an abrupt increase of resistivity, is shifted towards higher temperature of $180-190^\circ C$.

STRUCTURE INVESTIGATION OF $BaTiO_3$ BASED CERAMICS

Ljiljana Živković, Biljana Stojanović, Cesar R Foschini, Miroslav Miljković

CURENJE OKSIDA GEJTA INDUKOVANO VISOKIM ELEKTRIČNIM POLJIMA

Lj.Vračar, B.Pešić, N.Stojadinović, *Elektronski fakultet u Nišu, Jugoslavija*
 M.Pecovska-Đorđević, N.Novkovski, *Prirodno-matematički fakultet u Skopju, Makedonija*

Sadržaj - Niskonaponske struje curenja, posle stresa oksida gejta visokim poljima povezane su sa defektima generisanim usled transporta vrućih elektrona kroz oksid. U ovim istraživanjima utvrđeno je da je kreiranje neutralnih centara zahvata elektrona dominantni uzrok ovog fenomena.

1. UVOD

Oksid gejta MOS komponentata, u toku izlaganja visokim poljima, degradira kontinualno usled protoka Fowler-Nordheim-ove tunelske struje. U dosadašnjim istraživanjima ove pojave utvrđeno je da je degradacija oksida gejta povezana sa generacijom defekata. Najbolju sistematizaciju degradacionih procesa u oksidu dao je Cartier [1], po kojoj se na anodnoj strani oksida dešava primarna degradacija oksida u vidu udarne jonizacije, anodne injekcije šupljina, oslobađanja vodonikovih atoma, a na katodnoj strani sekundarna degradacija u vidu zahvatanja šupljina, rekombinacije elektrona i šupljina, hemijskih reakcija sa oslobođenim vodonikom. Koji će se tip primarne i sekundarne degradacije pojaviti zavisi od tehnologije izrade MOS komponentata i električnih uslova polarizacije.

U ovom radu ispitivana je degradacija oksida visokim poljima sa aspekta uticaja degradacije na ponašanje oksida u uslovima niskih polja. Interes za ovom vrstom istraživanja podstaknut je činjenicom da u literaturi ne postoji saglasnost oko mehanizama odgovoranog za struju curenja indukovanu stresom (SILC), s obzirom da se dovodi u vezu sa generacijom pozitivnog naelektrisanja [2], površinskih stanja [3] i neutralnih centara zahvata elektrona [4].

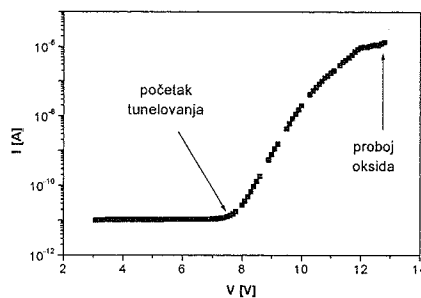
2. EKSPERIMENT

Eksperimentalni rezultati dobijeni su na MOS kondenzatorima sa Al gejtom površine $7.8 \cdot 10^{-5} \text{cm}^2$. Oksid debljine 11nm formiran je preko (100) Si-supstrata n-tipa postupkom termičke oksidacije na 800°C u atmosferi $\text{H}_2/\text{O}_2/\text{TCA}$ i zatim odžaren u azotu na 1050°C . U cilju degradacije oksida visokim poljima, MOS kondenzatori su podvrgnuti injekciji konstantne struje od $2\mu\text{A}$ (tunelovanje elektrona iz supstrata) i $-2\mu\text{A}$ (tunelovanje elektrona sa gejta) u istom ograničenom trajanju od 4.67s. Pri ovom nivou struja, polje u oksidu dostizalo je vrednost od oko 10MV/cm. Pre i posle tretmana visokim poljima merene su I-V karakteristike u opsegu pozitivnih napona od 3-7V i brzinom rampiranja od 0.50V/s. Na nekim od uzoraka snimanje I-V karakteristika ponavljano je više puta, čime je vršena dodatna degradacija oksida poljima nižim od onih tokom injekcije konstantne struje. Degradacija oksida kontrolisana je snimanjem kvazistatičnih C-V krivih.

3. REZULTATI

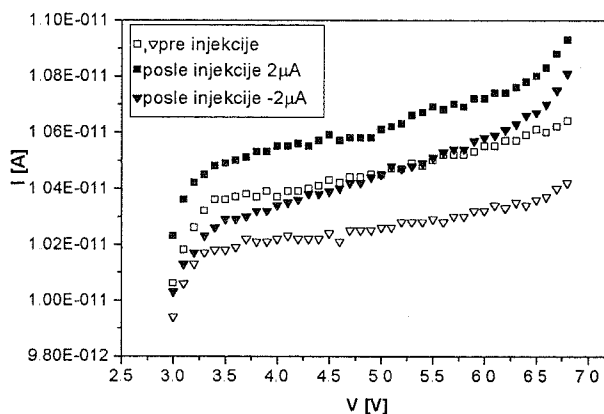
Na sl.1 predstavljena je I-V karakteristika MOS strukture sa nedegradiranim oksidom. Karakteristika sadrži tri oblasti: predtunelsku oblast niskih nivoa, tunelsku oblast brzih promena i oblast proboja. Analize koja sledi odnosi se

na predtunelsku oblast I-V krivih, tj. na curenje oksida u uslovima niskih napona.



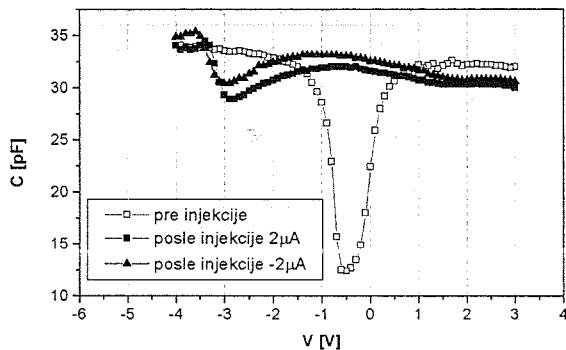
Sl. 1 I-V karakteristika MOS kondenzatora sa nedegradiranim oksidom

Na sl.2 prikazane su I-V karakteristike dva MOS kondenzatora čiji su oksidi stresirani visokim poljima suprotnog polariteta, tj. injekcijom struje obrnutog usmerenja. Poredjenja radi, na istoj slici prikazane su i karakteristike kondenzatora pre tretmana. Evidentan je porast struja curenja oksida posle degradacije visokim poljima, s tim što je efekat izraženiji pri negativnom polaritetu. Ovaj rezultat je saglasan eksperimentima sa ultra tankim oksidima [2,4,5], s razlikom u nivou zabeleženog curenja. Tanjim oksidima svojstvene su promene struja curenja u opsegu nekoliko redova veličina, što se dovodi u vezu sa režimom direktnog tunelovanja nosilaca naelektrisanja.



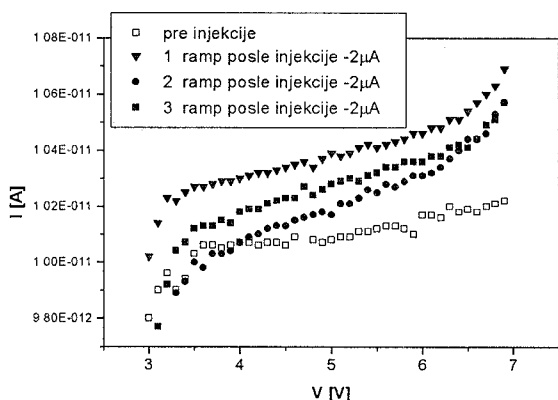
Sl. 2 Niskonaponske I-V karakteristike dva MOS kondenzatora posle injekcije konstantne struje suprotnog smeru

C-V krive MOS kondenzatora sa karakteristikama predstavljenim na sl.2, prikazane su na sl.3. Jaka distorzija krivih posle izlaganja oksida visokim poljima sugerise porast broja površinskih stanja, dok pomeraj napona ravnih zona ka negativnijim naponima porast pozitivnog naelektrisanja u oksidu. Oba efekta izraženija su pri negativnom polaritetu polja kojim je vršena degradacija.



Sl. 3 Niskofrekventne C-V krive dva MOS kondenzatora posle injekcije konstantne struje suprotnog smera

Rezultati testa sa ponovljenim rampiranjem pozitivnih napona na MOS kondenzatoru čiji je oksid prethodno izložen injekciji konstantne struje sa gejtja, prikazane su na sl.4. Kriva koja odgovara prvom rampiranju odnosi se na curenje oksida posle degradacije visokim poljima negativnog polariteta, i taj je efekat već predstavljen na sl.2. Kriva drugog rampiranja opisuje stanje oksida posle njegovog sukcesivnog izlaganja negativnom, a zatim pozitivnom polju. Položaj ove krive u odnosu na krivu prvog rampiranja ukazuje na pojavu pražnjenja naelektrisanja sa centara koji su generisani i punjeni prethodnim stresom. Pomeraj krive trećeg rampiranja iskazuje porast struje curenja, trend koji je na sl.2 pripisan pozitivnom polaritetu.



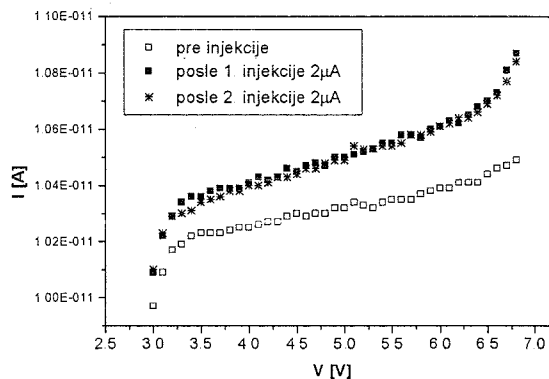
Sl. 4 Niskonaponske I-V karakteristike MOS kondenzatora posle sukcesivnog stresa negativnim i pozitivnim poljima

Na sl.5 upoređene su I-V karakteristike MOS kondenzatora čiji je oksid pretrpeo dvostruku degradaciju visokim poljima pozitivnog polariteta, dok su na sl.6 upoređene C-V krive koje odgovaraju tom tretmanu. Podaci sa sl.5 ilustruju efekat zasićenja koji je zapažen kod ultra tankih oksida [4,5]. Za razliku od njih podaci sa sl.6 sugerišu da se sa produženim stresom dalje povećava broj površinskih centara zahvata i koncentracija pozitivnog naelektrisanja zahvaćenog u oksidu.

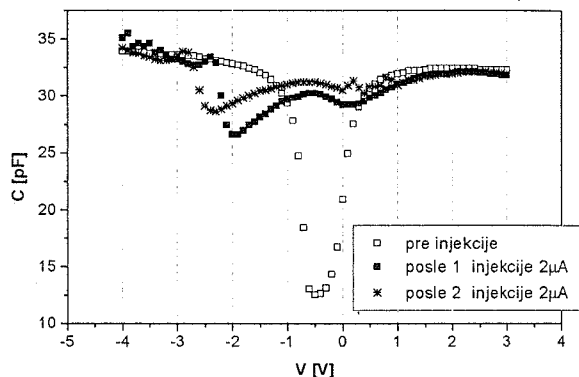
4. DISKUSIJA REZULTATA

Promena niskonaponskog curenja zavisi od polariteta polja kojim se oksid prethodno degradira (sl.2), ali i od polariteta polarizacije kojom se ta degradacija kontroliše (sl.4). Ona ulazi u zasićenje posle dovoljno dugog stresa visokim poljem (sl.5), što se dovodi u vezu sa ograničenom

generacijom naelektrisanja odgovornog za curenje. Kakva je priroda tog naelektrisanja?



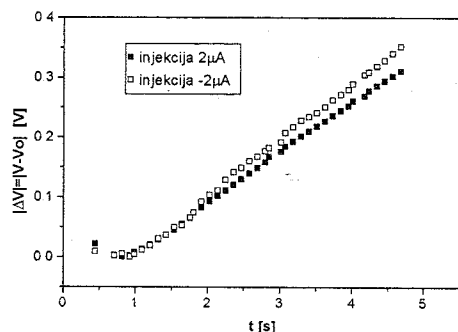
Sl. 5 Niskonaponske I-V karakteristike MOS kondenzatora posle dvostruke injekcije konstantne struje istog smera



Sl. 6 Niskofrekventne C-V krive MOS kondenzatora posle dvostruke injekcije konstantne struje istog smera

Na osnovu rezultata sa sl.2 i sl.3 moglo bi se zaključiti da je pojačano curenje posledica zahvatanja pozitivnog naelektrisanja u oksidu. Međutim, konzistentnost ovih rezultata samo je prividna, zbog toga što C-V kriva koja odgovara negativnom polaritetu karakteriše primarnu degradaciju, a kriva koja odgovara pozitivnom polaritetu sekundarnu degradaciju oksida [1].

Razlike u efektima curenja između pozitivnog i negativnog polariteta (sl.2) mogu se objasniti generacijom neutralnih centara zahvata elektrona. Na sl.7 predstavljene su normalizovane V-t karakteristike oksida snimljene tokom injekcije konstantne struje. Na osnovu ovih karakteristika izvode se dva zaključka. Prvi, da je početno pozitivno naelektrisanje oksida (pad napona) praćeno negativnim naelektrisanjem (porast napona), pa je sasvim logično da drugi proces, time što je dugotrajniji, određuje karakter neto degradacije. Drugi zaključak se odnosi na razlike u nagibima krivih. S obzirom da veličina dV/dt definiše brzinu generacije centara zahvata elektrona, veći nagin označava veću količinu naelektrisanja zahvaćenog na tim centrima. Dodatnom analizom V-t krivih, na način kako je to opisano u [6], procenjena je vrednost poprečnog preseka centara zahvata od $1.47 \cdot 10^{-19} \pm 8.7 \cdot 10^{-21} \text{ cm}^{-2}$, što potvrđuje da se zaista radi o neutralnim centrima zahvata elektrona. Ukoliko bi se utvrdila lateralna raspodela ovih centara u oksidu, za šta u ovim ispitivanjima nije postojala eksperimentalna baza, moglo bi se dati objašnjenje zbog čega na C-V krivama nije uočeno negativno naelektrisanje.



Sl. 7 Vremenske zavisnosti napona tokom injekcije konstantne struje suprotnog smera

Definitivna potvrda da pozitivno naelektrisanje i površinska stanja nisu primarno odgovorni za porast niskonaponskog curenja je izostanak efekta zasićenja krivih na sl.6. Prihvatanjem modela curenja po kome tunelujuć elektroni prolaze kroz oksid preskokom sa jednog na drugi centar zahvata [4], može se odrediti uloga zahvaćenog pozitivnog naelektrisanja. Naime, ovo naelektrisanje potpomaže curenje time što snižava potencijalnu barijeru tunelovanja.

5. ZAKLJUČAK

Oksid gejta debljine 11nm posle stresa visokim poljima curi i kada se vrednost polja snizi. Ova pojava posledica je generacije neutralnih centara zahvata elektrona poprečnog preseka reda veličine 10^{-21}cm^2 . Zavisí od polariteta polja kojim se oksid degradira i pokazuje efekat zasićenja kada stres dovoljno dugo traje.

LITERATURA

- [1] E.Cartier, "Characterization of the hot-electron-induced degradation in thin SiO₂ gate oxides", *Microelectron. Reliab.*, vol. 38, p.201 (1998)
- [2] P.Olivo, T.N.Nguyen and B.Ricco, "High-field-induced degradation in ultra-thin SiO₂ films", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-35, p.2259 (1988)
- [3] R.R.Rofan and C.Hu, "Stress-induced Oxide Leakage", *IEEE Trans. Electron Device Lett.*, EDL-12, p.632 (1991)
- [4] D.J.DiMaria and E.Cartier, "Mechanism for stress-induced leakage currents in thin silicon dioxide films", *J. Appl. Phys.*, vol. 78, p.3883 (1995)
- [5] M.Depas, B.Vermeire and M.M.Heyns, "Breakdown and defect generation in ultrathin gate oxide", *J. Appl. Phys.*, vol. 80, p.382 (1996)
- [6] B.Pešić et al., "Pre-breakdown electron trapping in irradiated and annealed oxides", *Proc. Int. microelectron. Conf. MIEL-95, Niš 1995*, (p.273)

Abstract – Low-field leakage currents, after oxide high-field stress are related to defects generated by hot-electron transport in the oxide. In these studies, it is found that creation of neutral electron traps is the dominant cause of this phenomenon.

HIGH-FIELD INDUCED GATE OXIDE LEAKAGE

Lj.Vračar, B.Pešić, N.Stojadinović, M.Pecovska-Đorđević, N.Novkovski

МОДЕЛ БИПОЛАРНОГ ТРАНЗИСТОРА СА РАСПОДЕЉЕНИМ ПАРАМЕТРИМА ЗА ПРОИЗВОЉНЕ НИВОЕ ИНЈЕКЦИЈЕ

Татјана Пешић, Небојша Јанковић, *Електронски факултет у Нишу*
Југослав Карамарковић, *Старца Вујадина 34/5, Ниш*

Садржај – Приказан је модел транзистора са расподељеним параметрима у коме је транспорт мањинских носилаца кроз квази-неутралну област у условима произвољних нивоа инјекције моделован нелинеарним нехомогеним водом са губицима. Модел еквивалентног вода омогућује да се успешно моделује и Кирков ефекат. Приказан је и итеративни поступак за решавање нелинеарног нехомогеног еквивалентног вода, као и неки основни резултати.

1. УВОД

Транспорт мањинских носилаца наелектрисања кроз квази-неутралну област (КНО) базе представља суштину рада биполарних транзистора. Овај транспорт описује се парцијалним диференцијалним једначинама што значи да егзактан електрични модел захтева коло са расподељеним параметрима [1]. Систем парцијалних једначина којима се описује транспорт мањинских носилаца може се протумачити и као систем једначина телеграфичара еквивалентног вода који представља електричну аналогију транспорта [2,3]. Овакав приступ доводи до модела биполарног транзистора са расподељеним параметрима [4,5]. Суштина овог модела је да је он физички заснован, компактан, и аналитички колико је то могуће. Произвољно допирање базе области условљава нехомогеност еквивалентног вода, те је за његово решавање неопходно извршити сегментацију, помоћу каскаде хомогених водова. За разлику од симулатора електричних компоненти, у моделу еквивалентног вода нема решавања Пуасаонове једначине, јер се посматра КНО у којој се електрично поље срачунава према аналитичком изразу [6].

Моделовање транспорта мањинских носилаца у условима високих нивоа инјекције поставља питање укључења два ефекта – модулације базе (Вебстеров ефекат), и ширења базе КНО (Кирков ефекат). Модел еквивалентног вода у свом основном облику развијен је за услове ниске инјекције [2,3]. Промена услова инјекције захтева промену “напонске” променљиве. У ствари, третирање произвољних нивоа инјекције, као најгенералнијег случаја, доводи до нелинеарног еквивалентног вода као најопштијег аналога транспорта [7,8]. Због своје физичке суштине, модел еквивалентног вода се показује као врло погодан јер у себи већ садржи инкорпориран Вебстеров ефекат, а са друге стране омогућује моделовање и Кирковог ефекта, што по нашем најбољем сазнању слични компактни модели не садрже [6,9,10].

2. МОДЕЛОВАЊЕ ТРАНСПОРТА

За p -тип квази-неутралне области базе при транзистора, општи облик стационарних једнодимензионих дрефт-дифузионих једначина за изотермални транспорт носилаца при произвољним нивоима инјекције је [6,9,11]:

$$\frac{du(x)}{dx} = -\frac{p(u, x)}{qD_n(x)n_{ie}^2(x)} J(x), \quad (1)$$

$$\frac{dJ(x)}{dx} = -q\mathfrak{R}(u, x). \quad (2)$$

У овако написаном систему једначина, променљива J је негативна вредност густине струје електрона, а u генерализација релативне надконцентрације носилаца за случај произвољног нивоа инјекције:

$$J(x) = -J_n(x), \quad (3)$$

$$u(x) = \frac{p(x)n(x) - n_{ie}^2(x)}{n_{ie}^2(x)}. \quad (4)$$

Укупна брзина рекомбинације једнака је збиру Шокли-Рид-Холове и Ожеове рекомбинације [11]:

$$\mathfrak{R}(u, x) = \mathfrak{R}_{SRH}(u, x) + \mathfrak{R}_A(u, x), \quad (5)$$

$$\mathfrak{R}_{SRH}(u, x) = \frac{p(u, x)n(u, x) - n_{ie}^2(x)}{\tau_{p0}[n(u, x) + n_{ie}(x)] + \tau_{n0}[p(u, x) + n_{ie}(x)]}, \quad (6)$$

$$\mathfrak{R}_A(u, x) = [C_n n(u, x) + C_p p(u, x)][p(u, x)n(u, x) - n_{ie}^2(x)]. \quad (7)$$

Систем једначина (1)-(2) може бити трансформисан на облик једначина телеграфичара које дефинишу еквивалентни вод:

$$\frac{du(x)}{dx} = -R'(u, x)J(x), \quad (8)$$

$$\frac{dJ(x)}{dx} = -G'(u, x)u(x), \quad (9)$$

где се $R'(u, x)$ непосредно добија из (1), док се $G'(u, x)$ добија алгебарским трансформацијом (2) уз коришћење израза (4)-(7) као:

$$G'(u, x) = qn_{ie}^2 \cdot \left\{ C_n n(u, x) + C_p p(u, x) + \frac{1}{\tau_{p0}[n(u, x) + n_{ie}(x)] + \tau_{n0}[p(u, x) + n_{ie}(x)]} \right\}. \quad (10)$$

Гранични услови који одговарају систему једначина (8)-(9) су:

$$u(0) = \exp\left\{ \frac{V_{be}}{V_T} \right\}, \quad (11)$$

$$J(w) = qn(u, w)v_s, \quad (12)$$

где су V_{be} примењени базно-емиторски напон, $V_T = kT/q$ термални напон, а v_s брзина мањинских носилаца на крају КНО.

Систем једначина (8)-(9) дефинише еквивалентни нехомогени и нелинеарни вод са губицима. Његови подужни параметри R' и G' зависе како од координате x тако и од напона u преко концентрација носилаца $n(u, x)$ и $p(u, x)$. За одређивање функција $n(u, x)$ и $p(u, x)$ користи се услов квази-неутралности:

$$p(u, x) = N_A(x) + n(u, x), \quad (13)$$

где је $N_A(x)$ концентрација акцепторских примеса. Из (4) и (13) добија се:

$$n(u, x) = \frac{N_A(x)}{2} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{4u(x)n_{ie}^2(x)}{N_A^2(x)}} \right], \quad (14)$$

$$p(u, x) = \frac{N_A(x)}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4u(x)n_{ie}^2(x)}{N_A^2(x)}} \right]. \quad (15)$$

Коришћењем $p = p_0 + \delta p \approx N_A + \delta n$, $n = n_0 + \delta n \approx \delta n$ (где су p_0 и n_0 равнотежне концентрације носилаца), и увођењем коефицијента инјекције θ дефинисаног као:

$$\theta = \frac{p - p_0}{p_0} = \frac{\delta p}{p_0}, \quad (16)$$

добијају се погодни изрази за R' и G' као:

$$R'(\theta) = \frac{1}{qD_n n_0} (1 + \theta), \quad (17)$$

$$G'(\theta) = qn_{ie}^2 \cdot \left\{ N_A [C_n \theta + C_p (1 + \theta)] + \frac{1}{\tau_{p0} [N_A \theta + n_{ie}] + \tau_{n0} [N_A (1 + \theta) + n_{ie}]} \right\}. \quad (18)$$

Коначно, узимајући у обзир да је $p \cdot n \gg n_{ie}^2$ завршна импеданса нелинеарног нехомогеног вода са губицима има облик:

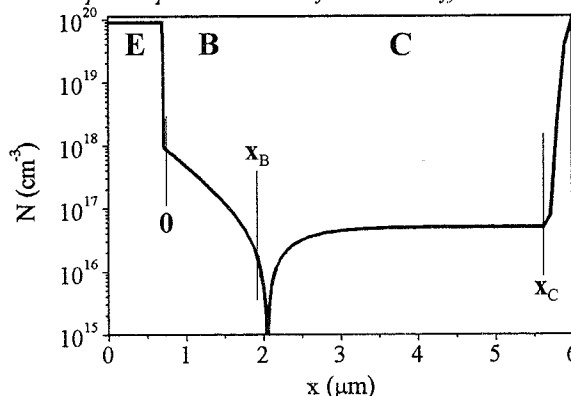
$$Z_l(\theta) = \frac{u(\omega)}{J(\omega)} = \frac{1 + \theta}{qn_0 v_s}. \quad (19)$$

3. МОДЕЛОВАЊЕ КИРКОВОГ ЕФЕКТА

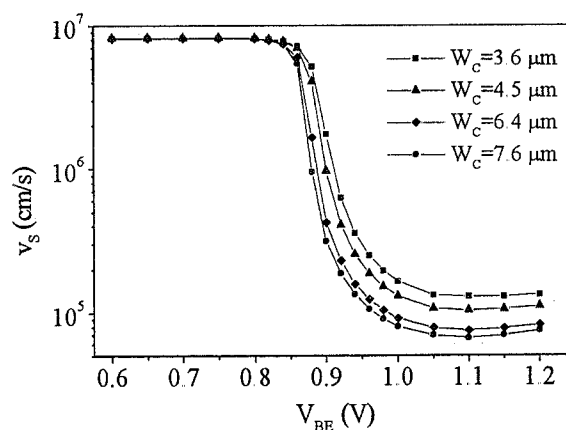
Постизањем довољно високог нивоа инјекције долази до компензације осиромашене области колектор-базног споја те се она помера дубље у колекторску област. Као граница за појаву овог ефекта узима се Киркова струја $J_{ck} = q \cdot N_c \cdot v_s$, где је N_c концентрација примеса у N колектору а v_s дрефтовска сатурациона брзина [6]. Да би се овај ефекат моделовао, могућа су два приступа: моделовати дужину КНО као функцију нивоа инјекције (тј. примењеног напона), или посматрати константну тачку краја КНО, а мењати брзину носилаца v_s у фиксној тачки краја КНО при условима ниске инјекције (тј. у водовском смислу оптеретну импедансу Z_l). Наиме, ширењем КНО кроз N област колектора, коју иначе садрже модерни транзистори, брзина v_s се мења од дрефтовске

сатурационе брзине до неке вредности дифузионе брзине, јер се у посматраној тачки краја КНО компензацијом успоставља доминантно дифузиони транспорт. Карактеристике $v_s(V_{be})$ добијене симулатором SEDAN [12,13], за теоријске структуре приказане на слици 1 са различитим дужинама N области приказане су на слици 2. Ови резултати показују да се са успостављањем дифузионог транспорта у крајњој тачки јавља сатурација брзине, и да се прелаз са дрефтовског на дифузионо кретање остварује нагло када степен инјекције постане довољно велики да започне процес компензације осиромашене области.

Сл. 1. Усвојени профил допирања при биполарног транзистора. Вертикалне линије означавају почетак и крај



КНО базе и крај проширене базе.



Сл. 2. Зависност брзина носилаца v_s од напона база-емитор V_{be} на месту x_b , добијене програмом SEDAN за различите ширине N области колектора W_c .

Да би одредили вредност дрефтовске сатурационе брзине $v_{s, min}$ потребно је посматрати еквивалентни вод у условима високих нивоа инјекције. Тада је могуће увести нову напонску променљиву користећи смену:

$$u = \frac{(N_A + \delta p)(n_0 + \delta n) - n_{ie}^2}{n_{ie}^2} = \frac{\theta^2 N_A^2}{n_{ie}^2} = \psi^2, \quad (20)$$

где је

$$\psi = \sqrt{u} = \frac{\theta N_A}{n_{ie}} = \frac{n}{n_{ie}}. \quad (21)$$

Сада систем једначина телеграфичара постаје:

$$\frac{d\psi(x)}{dx} = -R'_{HI}(x)J(x), \quad (22)$$

$$\frac{dJ(x)}{dx} = -G'_{HI}(\theta, x)\psi(x), \quad (23)$$

Овим једначинама дефинисан је нови еквивалентни, трансформисани вод са примарним параметрима:

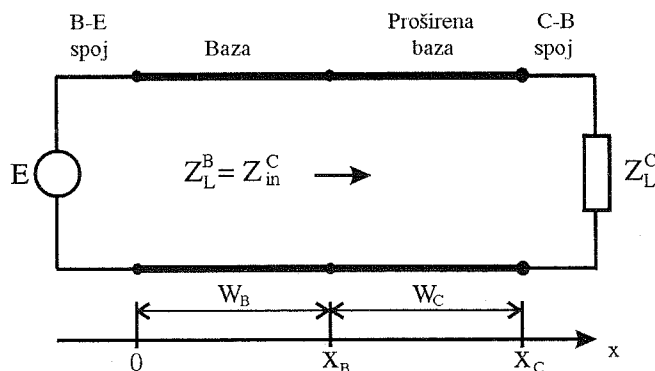
$$R'_{HI} = \frac{R'(\theta \gg 1)}{2\psi} = \frac{1}{2qn_{ie}D_n}, \quad (24)$$

$$G'_{HI} = G'(\theta \gg 1)\psi = \frac{qn_{ie}}{\tau_{p0} + \tau_{n0}} \left[1 + \left(\theta \frac{N_A}{N_g} \right)^2 \right] \quad (25)$$

где је $N_g = [(C_n + C_p)(\tau_{p0} + \tau_{n0})]^{-1/2}$. Интересантно је уочити да је подужна отпорност трансформисаног вода линеарна и да садржи фактор 2 (Вебстеров ефекат модуларности базе), док је подужна проводност нелинеарна при чему се ова нелинеарност може занемарити када је $N_A \ll N_g$. Слични изрази могу се извести и за област проширене базе, која такође има свој еквивалентни вод, при чему су његови примарни параметри:

$$R'_{HI} = \frac{1}{2qn_{ie}D_n}, \quad (26)$$

$$G'_{HI} = \frac{qn_{ie}}{\tau_{p0} + \tau_{n0}} \left[1 + \left(\frac{n}{N_g} \right)^2 \right] \quad (27)$$



Сл. 3. Репрезентација базе и проширене базе помоћу еквивалентних водова.

Ако је примењени напон V_{be} у таквом опсегу да се G'_{HI} и G''_{HI} могу сматрати линеарним, могуће је извести аналитички израз за $v_{s, min}$ у $v_s(V_{be})$ карактеристики. Посматрајмо тачку $x = x_b = W_b$ (слика 3).

Оптеретна импеданса базног еквивалентног вода

$$Z_l = \frac{\psi(x_b)}{J(x_b)} = \frac{1}{qn_{ie}(x_b)v_{s, min}(x_b)} \quad (28)$$

једнака је улазној импеданси еквивалентног вода проширене базе (слика 3):

$$Z_{in} = Z_c^c \frac{Z_l^c + Z_c^c \tanh \gamma^c W_c}{Z_c^c + Z_l^c \tanh \gamma^c W_c} = Z_l^c + R'_{HI}{}^c W_c \quad (29)$$

$$= \frac{1}{qn_{ie}(x_c)v(x_c)} + \frac{1}{2qn_{ie}(x_c)D_n},$$

при чему је искоришћено $\gamma^c W_c \ll 1$ и $Z_l^c \ll Z_c^c$. Параметри $n_{ie}(x_b)$ и $n_{ie}(x_c)$ су сопствене концентрације у тачкама x_b и x_c , респективно, а разликују се захваљујући ефектима сужења енергетског процепа, док је $v_s(x_c) \approx 10^7 \text{ cm/s}$. Коначно из $Z_l = Z_{in}$ следи

$$v_{s, min}(x_b) = \frac{n_{ie}(x_c)/n_{ie}(x_b)}{\frac{1}{v_s(x_c)} + \frac{W_c}{2D_n}} \quad (30)$$

Једначина (30) даје процену за $v_{s, min}$ у $v_s(V_{be})$ карактеристикама приказаним на слици 2. Ова минимална брзина се јавља када се проширена база прошири дуж читаве N^- области осим уске области око N^-/N^+ споја где је сада лоцирана осиромашена област.

Вредности за W_c у једначини (30) процењене су као дужине N^- области, екстаховане из профила. Оваква процена занемарује део базе између x_b и металуршког споја, али укључује крај N^- области у којој фактички постоји осиромашење.

Резултати приказани у табели 1 показују добро слагање резултата добијених срачунавањем на основу формуле (30) и оних добијених симулацијом. Ово слагање је нарочито изражено за краће, реалистичније, дужине N^- области. Грешка у процени $v_{s, min}$ за структуре са дужом N^- облашћу може се приписати мањој тачности процене за W_c . Када примењени напон довољно порасте ($V_{be} > 1.1 \text{ V}$) подужне проводности G'_{HI} и G''_{HI} постају нелинеарне што доводи до лаганог раста v_s , која је видљива на слици 2.

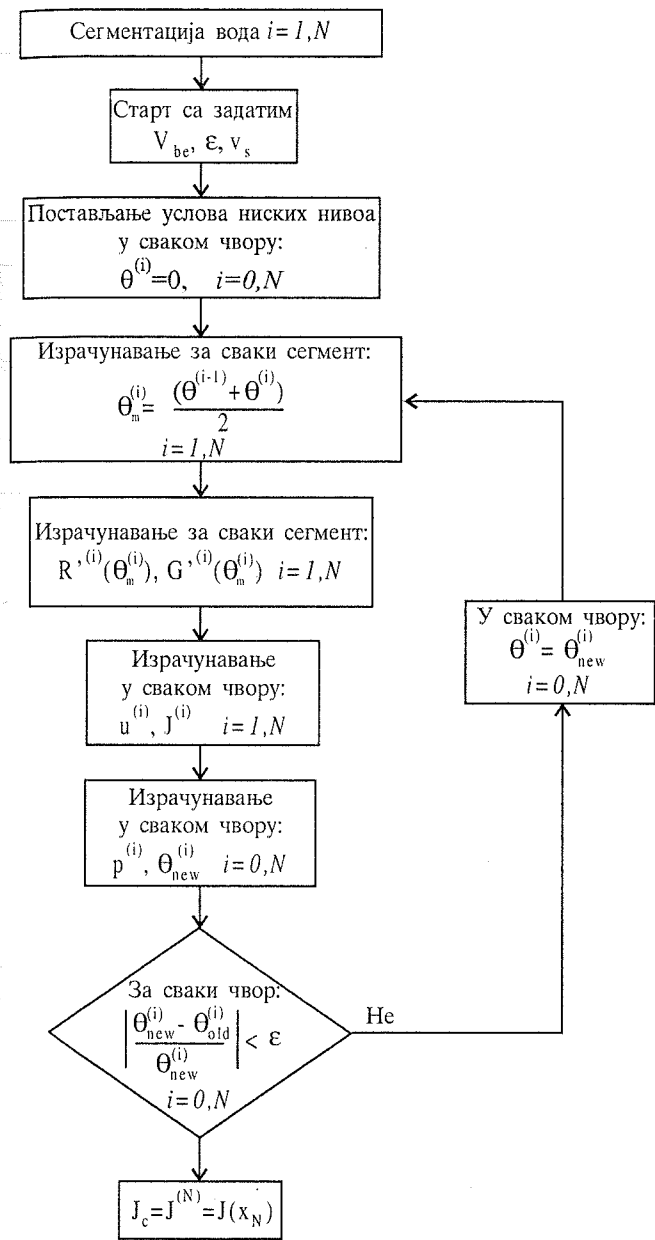
Табела 1: Упоређење вредности брзине носилаца на месту $x = x_b$ добијених аналитичким изразом са нумеричким вредностима добијеним симулатором SEDAN за два напона V_{be} .

W_c [μm]	$v_s(1.1\text{V})$ [cm/s]	$v_s(1.1\text{V})$ [cm/s]	$v_{s, min}$ [cm/s]
3.6	$1.29 \cdot 10^5$	$1.34 \cdot 10^5$	$1.28 \cdot 10^5$
4.5	$1.04 \cdot 10^5$	$1.10 \cdot 10^5$	$1.02 \cdot 10^5$
6.4	$7.44 \cdot 10^4$	$8.24 \cdot 10^4$	$7.11 \cdot 10^4$
7.6	$6.61 \cdot 10^4$	$7.45 \cdot 10^4$	$6.07 \cdot 10^4$

4. РЕЗУЛТАТИ

Решавање еквивалентног вода врши се према алгоритму приказаном на слици 4. Поступак почиње сегментацијом којом се нехомогени еквивалентни вод замењује каскадом хомогених водова са константним примарним параметрима (слика 5). Итеративни поступак

спроводи се по параметру θ , тако што итерација почиње са $\theta=0$, што одговара условима niskих нивоа инјекције. Свака наредна итерација повећава вредност за θ док се не достигне стварни ниво инјекције. Овај итеративни поступак показује се као природан и број потребних итерација је релативно мали (слика 6).

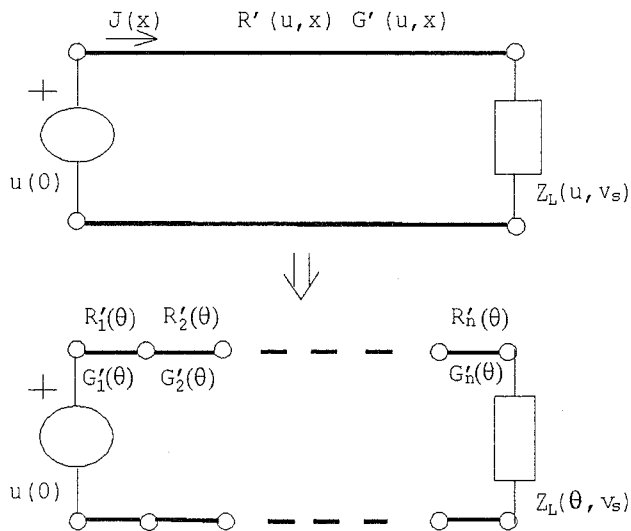


Сл. 4. Алгоритам за решавање нелинеарног нехомогеног вода.

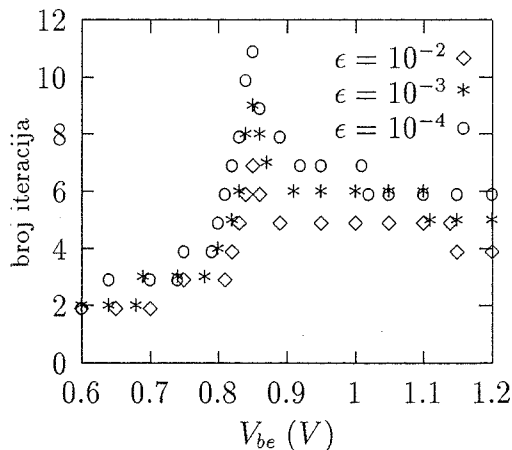
Резултати симулације $J_c(V_{be})$ и $\beta(J_c)$ и поређење са резултатима симулатора SEDAN за транзисторску структуру приказану на слици 7, дати су на сликама 8 и 9. Структура поседује експоненцијални профил примеса у бази са почетном и крајњом концентрацијом $N_A(0)=9.63 \cdot 10^{17}$ и $N_A(w)=1.08 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, респективно. Ширина базе КНО је $0.7 \mu\text{m}$. На слици 8 се примећује добро слагање резултата добијених помоћу еквивалентног вода и симулатора SEDAN у области високих нивоа инјекције. Одступање при врло високим вредностима

напона V_{be} настаје услед утицаја паразитних отпорности базе и емитора које нису укључене у модел еквивалентног вода.

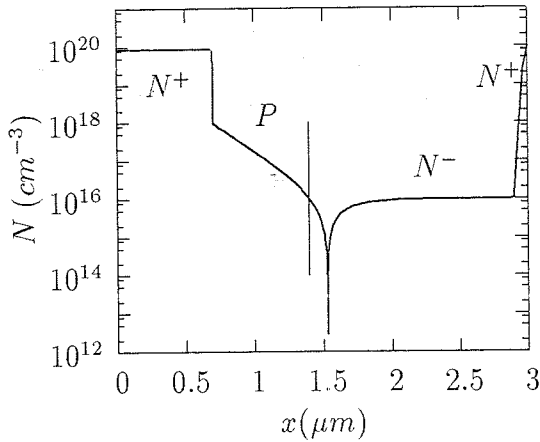
Значај моделовања Кирковог ефекта нарочито се запажа на карактеристици $\beta(J_c)$ приказаној на слици 9, при чему је нормализовано β из симулатора SEDAN прерачунато за случај јединичне емиторске ефикасности. Запажа се такође да Кирков ефекат значајно мења облик карактеристике у области високих нивоа инјекције. Овакав утицај може се објаснити резултатима приказаним на слици 10. Наиме, за високе вредности V_{be} расте коефицијент инјекције $\theta(x)$ кроз читаву базу КНО а посебно у близини њеног краја.



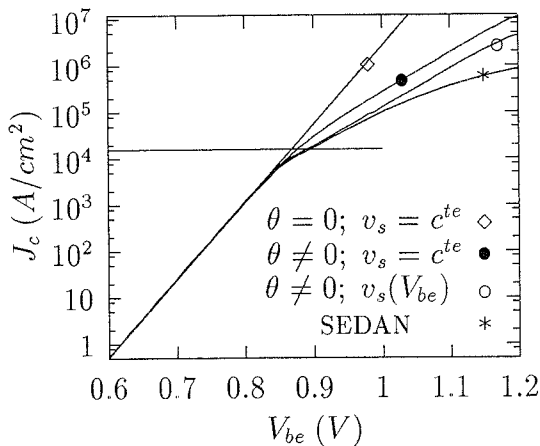
Сл. 5. Илустрација квази-неутралне области еквивалентног нелинеарног нехомогеног вода са губицима и његова сегментална репрезентација у итеративном алгоритму.



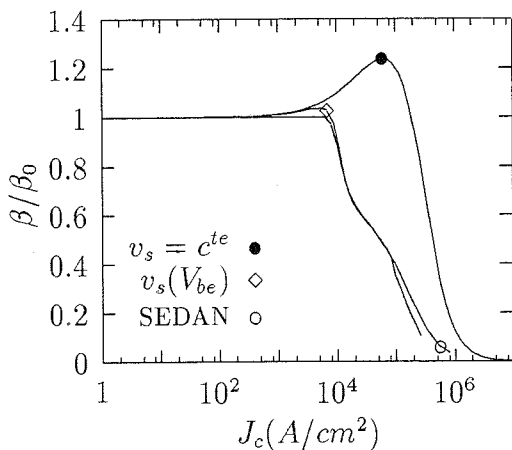
Сл. 6. Број потребних итерација у моделу еквивалентног нелинеарног нехомогеног вода за постизање задате тачности.



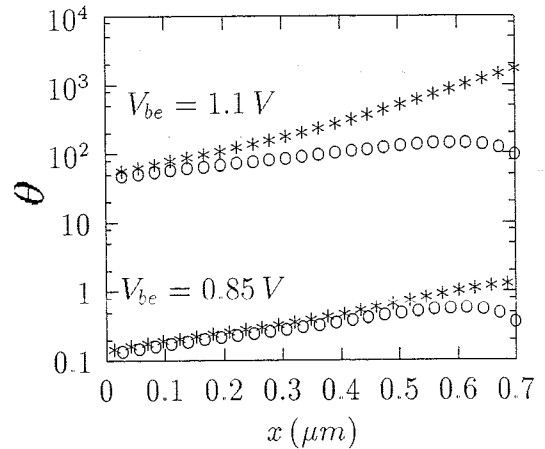
Сл. 7. Профил анализирание транзисторске структуре.



Сл. 8. Промена зависности густине колекторске струје J_c од напона V_{be} , при $V_{cb} = 0$, са укључивањем ефекта високих нивоа инјекције, и поређење са резултатима симулатора SEDAN. Хоризонтална линија означава вредност Киркове струје.



Сл. 9. Зависности нормализованог појачања од густине колекторске струје добијене са и без Кирковог ефекта, упоређене са резултатима симулатора SEDAN.



Сл. 10. Зависност коефицијента инјекције θ са и без Кирковог ефекта од координате x за две различите вредности напона V_{be} , израчуната моделом нелинеарног нехомогеног вода са губицима.

5. ЗАКЉУЧАК

Транспорт мањинских носилаца наелектрисања кроз квази-неутралну област базе при произвољним нивоима инјекције може се моделовати нелинерним нехомогеним водом са губицима. Нелинарност параметара овог еквивалентног вода изражава се јединствено преко коефицијента инјекције, па се итеративни поступак спроводи управо по њему. Кирков ефекат моделује се увођењем зависности брзине носилаца на крају области од примењеног напона. Ова карактеристика има типичан облик са две сатурационе брзине. Теоретском анализом могуће је доћи до аналитичког израза за процену дифузионе сатурационе брзине.

Резултати показују да је за успешно моделовање ефекта високих нивоа инјекције неопходно укључити Кирков ефекат који представља додатно смањење колекторске струје због појаве ширења квази-неутралне базе. Ово ширење изазива промену нивоа инјекције у читавој базној области тако да практично долази до преплитања овог ефекта са ефектом промене модуларције базе.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] С.Т. Sah, "The equivalent circuit model in solid-state electronics III: conduction and displacement currents," *Solid-St. Electron.* vol. 13, pp 1547-1575, 1970
- [2] J.P. Karamarković, N.D. Janković and B.D. Milovanović, "Periodical steady-state analysis of minority-carrier diffusion including momentum relaxation time," *Electron Lett* vol 29, No. 15, pp. 1316-1317, 1993.
- [3] J.P. Karamarković, N.D. Janković and D.B. Glozić, "Transmission line equivalent circuit model of minority carrier transient current in quasi-neutral silicon layers including inductive effects," *Int. J. of Num. Model. -Elec. Networks, Devices and Fields*, vol. 8, pp. 341-356, 1995.
- [4] N.D. Janković, T.R. Ilić and J. P.Karamarković, "Non-quasi-static bipolar transistor model for circuit simulators," *Proceedings of 20th International Conference of Microelectronics MIEL'95*, pp. 681-684, Nis, 1995

- [5] N.D. Janković, J.P. Karamarković and T.R. Ilić, "An efficient BJT transmission line model for circuit simulators," *CAS'95 Proceedings - 1995 International Semiconductor Conference - 18th Edition*, pp. 65-68, Sinaia (Romania).
- [6] N.F. Rinaldi, "Modeling of minority-carrier transport in semiconductor regions with position-dependent material parameters at arbitrary injection levels", *Tran. Electron Devices*, vol. 43, No. 8, pp. 1256-1263, 1996.
- [7] N.D. Janković, T.V. Pešić, J.P. Karamarković, "Model ekvivalentnog voda za transport manjinskih nosilaca pri proizvoljnim nivoima injekcije", *Zbornik radova XLII Konferencije ETRAN*, sveska IV, pp. 56-59, Vrnjačka Banja, 1998.
- [8] N.D. Janković, T.V. Pešić, and J.P. Karamarković, "Transmission line model of arbitrarily doped base including all injection levels and Kirk effect", *CAS'98 Proceedings - 1998 International Semiconductor Conference - 21st Edition*, vol. 2, pp. 383-386, Sinaia (Romania).
- [9] Y-F. Chyan, C-Y. Chang, S.M. Sze, M-J. Lin, K. Liao and R. Reif, "Analytical modeling of polycrystalline silicon emitter bipolar transistors under high-level injection," *Solid-State Electronics*, vol. 37, No. 8, pp. 1521-1529, 1994.
- [10] K. Suzuki, "Analytical base transit time model for high-injection regions," *Solid-State Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 487-493, 1994.
- [11] R. W. Dutton and Z. Yu, "Technology CAD - Computer simulation of IC processes and devices," Kluwer Academic Publishers, Boston-Dordrecht-London, 1993.
- [12] Z. Yu and R. W. Dutton, "SEDAN III - A generalized electronic material device analysis program," Stanford University Electr. Labs Technical Report, 1985.
- [13] *SEDAN III User's Manual*, Stanford University, 1988.

Abstract - Distributed parameters BJT model based on the analogy of minority carrier transport through quasi-neutral region for arbitrarily injection level with non-linear inhomogeneous lossy transmission line has been shown. The equivalent transmission line model enables successful modeling of Kirk effect. An iterative procedure for solving inhomogeneous equivalent transmission line and some elementary results have been shown.

**DISTRIBUTED PARAMETERS BJT MODEL FOR
ARBITRARY INJECTION LEVEL**

T. Pešić, J. Karamarković and N. Janković

O PRIMENI NEURONSKIH MREŢA U ANALIZI VREMENSKIH SERIJA

Milan M Milosavljević,

Institut za primenjenu matematiku i elektroniku i Elektrotehnički fakultet u Beogradu

1. UVOD

Modelovanje fleksibilnim modelima, kakve su neuronske mreŹe, zahteva paŹljivu kontrolu kompleksnosti i sposobnosti generalizacije u fazi identifikacije i obučavanja. Stoga su dominantni teorijski i praktični naporu u poslednjih desetak godina usmereni upravo na rasvetljavanje fenomena generalizacije, kao centralnog kriterijuma izvorne namene ovih struktura – rekonstrukcija nepoznatih preslikavanja kroz obučavanje na osnovu zadanog skupa obučavajućih primera. Osnovna namena ovog preglednog rada je saŹet prikaz najvaŹnijih tehnika kojima se postiŹu Źeljena generalizaciona svojstva u uslovima konačnih obučavajućih skupova. Izlaganje će biti ograničeno na klasu neuronskih mreŹe tipa višeslojnog perceptrona, budući da predstavljaju izuzetno pogodnu strukturu za empirijsko rekonstruisanje nepoznatih višedimenzionih preslikavanja na osnovu zadate konačne sekvence primera. Aproksimativna svojstva višeslojnog perceptrona predstavljaju već klasičan rezultat [5], [6]. Principijelno, izložene metode su primenjive i na druge neuronske strukture sličnih svojstava, kao Źto su npr. neuronske mreŹe sa radijalnim bazisnim funkcijama.

Označimo sa $R(N, M, \Phi)$ skup svih preslikavanja $R^N \rightarrow R$, koja se mogu implementirati jednoslojnim perceptronom sa N ulaza, M neurona u skrivenom sloju sa lokalno ograničenim, u delovima neprekidnim aktivacionim funkcijama. Tada za svaki kompaktni skup B iz R^N , bilo koja kontinualna funkcija definisana na B , se može uniformno aproksimirati elementima iz $R(N, M, \Phi)$ ukoliko se uzme dovoljno veliko M . Generički zadatak modelovanja neuronskim mreŹama je restauracija osnovnog mehanizma preslikavanja $f_w: X \rightarrow Y$, na osnovu konačnog niza $T = \{(y_n, X_n), n = 1, 2, \dots, K\}$. Cilj restauracije je minimizacija greške

$$PE(f_w(., T)) = E_{Y, X} (Y - f(X, T))^2, \quad (1)$$

gde je sa f_w označeno preslikavanje pridruŹeno jednoslojnom perceptronu sa ulazom X , izlazom Y i skupom parametara W . Poznato je da se PE može dekomponovati na sledeći naćin [4], [7]

$$PE(f(., T)) = E\epsilon^2 + E_X (f^*(X) - \bar{f}(X))^2 +$$

$$+ E_{T, X} (f_w(X, T) - \bar{f}(X))^2 = \sigma^2 + B^2 + V(f), \quad (2)$$

gde je

$$Y = f^*(X) + \epsilon, \quad f^*(X) = E_Y(Y | X), \quad (3)$$

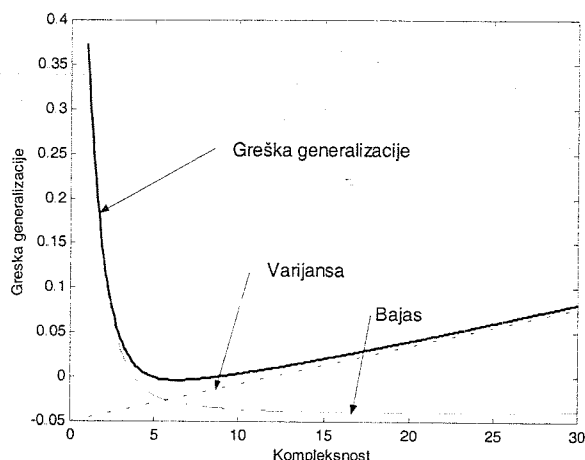
$$E(\epsilon | X) \equiv 0, \quad (4)$$

$$\bar{f}(X) = E_T(f_w(X, T)). \quad (5)$$

$f^*(X)$ se oznaćava kao strukturalni deo od Y , ϵ je komponenta Źuma sa nezavisnim jednako raspodeljenim komponentama i svojstvom (4). Prema (2), koja se često navodi i kao *fundamentalna dekompozicija* [11], tri komponente imaju sledeća znaćenja:

- σ^2 je varijansa Źuma inherentna dekompoziciji na strukturalni (objaŹnjivi deo) i neobjaŹnjivi deo modelovanog preslikavanja;
- $B^2(f_w) = E_X (f^*(X) - \bar{f}(X))^2$ - bajas modela, odnosno nedostatak arhitekture f_w , u dostizanju $f^*(X)$, strukturalnog dela modela;
- $V^2(f_w)$ - varijansa modela – kojom su izraŹeni efekti varijacije modela usled konaćnosti obučavajućeg skupa T .

Prvi ćlan, varijansa Źuma, se ne može redukovati po definiciji. Drugi i treći ćlan, bajas i varijansa, mogu biti smanjeni kompromisnom strategijom u fazi izbora arhitekture i obučavanja neuronskog modela na zadanom obučavajućem skupu. Napomenimo da po prirodi stvari, neuronski model sa dovoljno velikim brojem neurona M u skrivenom sloju, ima proizvoljno mali bajas, ali uz istovremenu veliku osetljivost, odnosno varijansu. Stoga se sinteza neuronskih modela sa dobrim generalizacionim svojstvima (mala greška na test skupovima) uobićajeno ostvaruje kroz razlićite tehnike ogranićenja arhitekture, prilagodjene zadanom obučavajućem skupu, odnosno kompromisne strategije izbora dovoljno malog i bajasa i varijanse uzimajući u obzir njihov medjusobno oprećni uticaj.



Slika 1. Tipična zavisnost greške generalizacije, bajasa i varijanse od kompleksnosti neuronske mreže.

Na Sl.1 data je tipična zavisnost greške generalizacije, bajasa i varijanse od kompleksnosti neuronskog modela, pri čemu se kompleksnost shvata ne samo kao kompleksnost arihitekture (broj neurona i sinaptičkih veza), već i kao broj iteracija u toku procesa obučavanja. Zapaža se očekivani efekat opadanja bajasa sa porastom kompleksnosti, uz istovremeni monotoni rast varijanse. Naime, povećanjem kompleksnosti, neuronska mreža postaje dovoljno bogata da obuhvati klasu preslikavanja, koja se nalazi u osnovi strukturnog dela restaurisanog modela, uz istovremenu povećanu osetljivost, koja utiče na porast varijanse. Stoga se osnovni mehanizmi za kontrolu generalizacionih svojstava neuronskih mreža mogu podeliti u tri velike grupe:

- kontrola kompleksnosti obuke
- kontrola kompleksnosti arihitekture
- redukcija varijanse usrednjavanjem po ansambli modela.

Svakom od ovih mehanizama biće posvećeno posebno poglavlje rada uz pregled najpoznatijih tehnika date klase koje su se pokazale kao praktično delotvorne. Organizacija rada je sledeća. U poglavlju 2 biće formalno definisana greška generalizacije, kao centralni kriterijum kvaliteta obučavanja. U poglavljima 3, 4 i 5 izložene su osnovne tehnike kontrole kompleksnosti obuke, kompleksnosti arihitekture, kao i redukcije varijanse usrednjavanjem, respektivno. U 6. poglavlju naznačene su neke praktične procedure, posebno pogodne u uslovima kratkih obučavajućih skupova, dok poglavlje 7. prezentuje par praktičnih ilustrativnih primera. U zaključku je komentarisano trenutno stanje oblasti i verovatni pravci daljeg razvoja. U spisku korišćene literature uvrštene su samo one reference koje se neposredno odnose na tekst, budući da bi iole ozbiljniji pregled publikovanih radova iz ovog domena obuhvatio trocifrene brojeve bibliografskih jedinica.

2. GREŠKA GENERALIZACIJE

Razmotrićemo klasu nelinearnih modela

$$y_t = f^*(X_t) + \varepsilon_t, \quad (6)$$

$X_t \in R^N$, gde je ε_t niz nezavisnih jednako raspodeljenih slučajnih veličina, sa nultom srednjom vrednošću i konačnom varijansom σ^2 . Neka je zadat obučavajući skup T, dužine K, i neka je cilj obučavanja minimizacija kriterijumske funkcije

$$C_K(W) = S_K(W) + R(W) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K l(y_k, \hat{y}_k; W) + R(W), \quad (7)$$

gde je $l(\cdot)$ mera rastojanja između željenog izlaza Y_k i prediktovanog izlaza $\hat{Y}_k = f_w(X_k)$ dobijenog neuronskim modelom f_w . Član $R(W)$ je tzv. regularizacioni član, kojim se postižu bolja generalizaciona svojstva modela već kroz fazu obučavanja [2], [3]. Najčešće primenjena funkcija rastojanja je kvadrat greške $l = (Y_k - \hat{Y}_k)^2 = e^2$, koja ima utemeljeno opravdanje u većini praktičnih primena. Procedura obučavanja neuronske mreže je ustvari estimacioni proces nalaženja vektora težina \hat{W} , takvih da je

$$\hat{W} = \arg \min_W C_K(W), \quad (8)$$

pri čemu se minimizacija vrši na zadatom obučavajućem skupu T, ili nekom njegovom podskupu. Kao što je poznato, za tačnost modela $f_{\hat{W}}$, dobijenog na osnovu (8), nije merodavna minimalna vrednost kriterijumske funkcije $C_K(\hat{W})$, već njena očekivana vrednost na test uzorcima nezavisnim od T, odnosno, tzv. greška generalizacije

$$G(\hat{W}) = E\{l(Y, \hat{Y}; \hat{W})\} = \int l(Y, \hat{Y}; \hat{W}) p(X, Y) dXdY, \quad (9)$$

gde je $E\{\cdot\}$ oznaka matematičkog očekivanja u odnosu na nepoznatu združenu ulazno-izlaznu gustinu verovatnoće $p(X, Y)$. Greška generalizacije $G(\hat{W})$ zavisi od obučavajućeg skupa T, preko procenjenih parametara modela \hat{W} i ima donju granicu

$$G_{\min} = G(W^*), \quad (10)$$

gde W^* označava optimalni vektor parametara

$$W^* = \arg \min_W E\{C_K(W)\} = \arg \min_W \{S_K(W) + R(W)\}, \quad (11)$$

što odgovara obučavanju na neograničenom obučavajućem skupu. Pod prilično opštim uslovima pokazuje se [8] da je moguće postići $\lim_{K \rightarrow \infty} \hat{W} = W^*$. Budući da zavisi od slučajno izabranog obučavajućeg skupa T, G predstavlja slučajnu veličinu, kompletno opisanu raspodelom verovatnoće $P(G) = \Pr\{G(\hat{W}) < G\}$, odnosno odgovarajućom pridruženom gustinom $p(G)$. Očigledno da raspolaganje sa $p(G)$ predstavlja maksimalno moguću informaciju koju možemo imati u toku identifikacije i procene parametara neuronskog modela zadate vremenske serije. Budući da kompletna karakterizacija $p(G)$ zahteva potpuno poznavanje združene ulazno-izlazne raspodele $p(X, Y)$, u slučaju konačnih obučavajućih skupova, moguća je samo parcijalna karakterizacija. Navedimo neka od očiglednih svojstava $p(G)$.

$$1. \quad p(G) = 0, G < G_{\min}, \quad (12)$$

$$2. \quad \lim_{G \rightarrow \infty} p(G) = \delta(G - G_{\min}), \quad (13)$$

gde je δ - Dirakova delta funkcija.

3. U asimptotskom slućaju, kada $k \rightarrow \infty$
- $$p(G) = \sigma^2(1 + \chi^2(r)/k), \quad (14)$$

gde je σ^2 varijansa šuma, a $\chi^2(r)$, χ^2 raspodela sa $r = \dim(W)$ stepena slobode, pod uslovom da je kriterijumska funkcija u toku obučavanja srednjekvadratna greška bez regularizacionog člana, kao i da f_W obuhvata strukturalni deo modela $f^*(X)$ [9].

Raspodela verovatnoće $p(G)$ greške generalizacije može se dobiti empirijski kroz različite postupke krosvalidacije tipa

- hold - out,
- K - fold,
- leave - one - out,
- randomizirana krosvalidacija sa permutovanjem.

Važno pitanje prilikom empirijske procene $p(G)$ predstavlja dovoljno velik ansambl nad kojim se vrši procena. Ukoliko je obučavajući skup kratak, sve pomenute krosvalidacione procedure generišu nedovoljno dugaćak uzorak. Proširivanje ansambla se uobićajeno vrši različitim postupcima variranja i to

- inicijalnih vrednosti težina neuronskih mreža,
- obučavajućih skupova.

Variranje obučavajućih skupova se svodi na različite šeme resemplovanja sa ponavljanjem (butstrepovanjem) ili kontrolisanog dodavanja aditivnog šuma odgovarajućeg nivoa [1], [17].

Umesto procene $p(G)$, od praktičnog znaćaja je procena samo nekih njenih momenata, posebno očekivane vrednosti, koja predstavlja znaćajan skalarni pokazatelj generalizacionih svojstva procenjenih neuronskih modela. U literaturi se sugeriše više klasa algebarskih estimatora [3],[12],[13],[14], koji se medjusobno razlikuju u odnosu na predpostavljeni bajas i tip zavisnosti unutar obučavajućeg skupa. Svi predloženi estimatori su tipa $o(1/K)$. Stoga je za korektnu praktičnu primenu, neophodan dovoljno dugaćak obučavajući skup. Komparativna prednost u odnosu na klasu empirijskih metoda je i činjenica da se za potrebe obučavanja može upotrebiti celokupan obučavajući skup. Kao primer navedimo tzv. FPER (Final Prediction Error estimator of Regularized models) [3]:

$$FPER = \frac{K + \hat{m}_2}{K - 2\hat{m}_1 + \hat{m}_2} S_K(\hat{W}), \quad K > 2\hat{m}_1 + \hat{m}_2, \quad (15)$$

$$\hat{m}_1 = \text{tr} [H_K(\hat{W}) J_K^{-1}(\hat{W})], \quad (16)$$

$$\hat{m}_2 = \text{tr} [H_K(\hat{W}) J_K^{-1}(W) H_K(\hat{W}) J_K^{-1}(\hat{W})], \quad (17)$$

gde je

$$J_K(\hat{W}) = H_K(\hat{W}) + R, \quad (18)$$

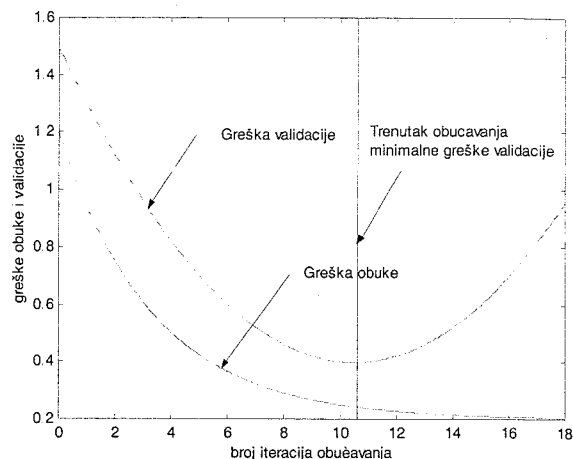
hesijanova matrica regularizovane kriterijumske funkcije (7), za koju se pretpostavlja da je invertibilna. Direkta ekstenzija tzv. GPE (Generalized Prediction Error) estimatora na neuronske modele [13] daje

$$GPE = \frac{K + \hat{m}_1}{K - \hat{m}_1} S_K(\hat{W}) \quad (19)$$

3. KONTROLA KOMPLEKSNOSTI OBUĆAVANJA

U ovu kategoriju mehanizama poboljšanja generalizacionih svojstava neuronskih mreža pripadaju dve grupe tehnika

- rano zaustavljanje procesa obučavanja.
- regularizacija,



Slika 2. Tipičan izgled zavisnosti greške obuke i validacije u procesu obučavanja. Minimalnoj greški validacije odgovara rano zaustavljanje obučavanja.

Na Sl.2. dato je tipično ponašanje greške obučavanja i tzv. validacione greške, odnosno greške na nezavisnom test skupu, u toku obučavanja jedne neuronske mreže. Dok greška obučavanja po pravilu neprekidno opada, greška validacije, nakon izvesnog vremena raste. Efekat je poznat kao pretreniranost, odnosno gubljenje generalizacionih svojstava usled forsiranja minimizacije greške na obučavajućem skupu. Za očekivati je da u tom slućaju, strukturu modela i njegove parametre dominantno određuje zadati obučavajući skup, sa povećanom verovatnoćom lošijih performansi na nezavisnom test skupu. Problem se praktično prevazilazi tako što se obučavanje prekida pre dostizanja minimuma kriterijumske funkcije na obučavajućem skupu, paralelnim testiranjem na posebnom validacionom skupu. Drugi mogući mehanizam kontrole kompleksnosti obučavanja u cilju uravnotežavanja uticaja bajasa i varijanse na konaćne performanse neuronske mreže je regularizacija. U širem smislu regularizacija predstavlja opšti postupak postepenog sužavanje bogatstva klasa modela unutar kojih se traži konaćno rešenje, čime se postiže balans izmedju bajasa i varijanse. Opšti postupak se može opisati kroz sledeće korake:

1. Startovati sa klasom modela F takvog bogatstva da je bajas mali.
2. Definisati opadajući niz F_s podskupova F , parametrizovanih sa $s > 0$, tako da je za $s_1 < s_2$, $F_{s_1} \subset F_{s_2}$.
3. Za svako s , neka je f_s model koji minimizira kriterijumsku funkciju obučavanja na skupu modela F_s .
4. Na nizu regularizovanih model $\{f_s\}$ izabrati onaj koji daje minimalnu vrednost kriterijumske funkcije.

U toku postupka regularizacije kako se prostor modela F_s sužava, tako su modeli unutra njega sve glatkiji. Varijansa modela f_s postaje sve manje, ali uz cenu povećanja bajasa. Strategija izbora modela sa dobrim generalizacionim svojstvima (što manji bajas i varijansa) se svodi na izbor pri kome su ove dve komponente kriterijumske funkcije

uravnotežene, odnosno imaju minimalnu moguću sumarnu vrednost.

Kao primer dve praktično široko korišćene tehnike navedimo ograničavanje broja neurona u skrivenom sloju, kada je skup F_s definisan sa

$$F_s = \{\text{sve neuronske mreže sa } s \text{ ili manje skrivenih neurona}\},$$

odnosno regularizaciju sa ograničavanjem veličine težina grana neuronskih mreža, kod koje je

$$F_s = \{\text{sve neuronske mreže kod kojih je suma kvadrata težina grana } \leq s\}.$$

U slučaju regularizacije sa ograničavanjem veličine težina grana, regularizaciona procedura se inkorporira u samo obučavanje na taj način što se kriterijumska funkcija proširuje sa regularizacionim članom koji odlikava usvojeno ograničenje, kao što je to član $R(W)$ u (7).

4. KONTROLA KOMPLEKSNOСТИ ARIHITEKTURE

Posebnu grupu metoda poboljšanja generalizacije predstavljaju postupci ograničavanja kompleksnosti arihitekture. Principijelno su moguća dva pristupa: startovanje od početne male arihitekture, koja se zatim postepeno povećava dodavanjem veza i neurona koji najviše utiču na poboljšanje performansi npr. [15], i obrnuto, početi sa obučenom velikom potpunom arihitekturom, a zatim kroz sukcesivno odbacivanje manje značajnih veza svesti arihitekturu u skladu sa opštim principom minimizacije greške generalizacije, npr. [16]. Važno pitanje predstavlja nalaženje kriterijuma za dodavanje ili odbacivanje pojedinih elemenata arihitekture. U tom cilju definišu se tzv. faktori značajnosti, koji se baziraju na merenju promena performansi obučanih neuronskih mreža sa i bez elemenata, čija se značajnost meri.

5. REDUKCIJA VARIJANSE USREDNJAVANJEM

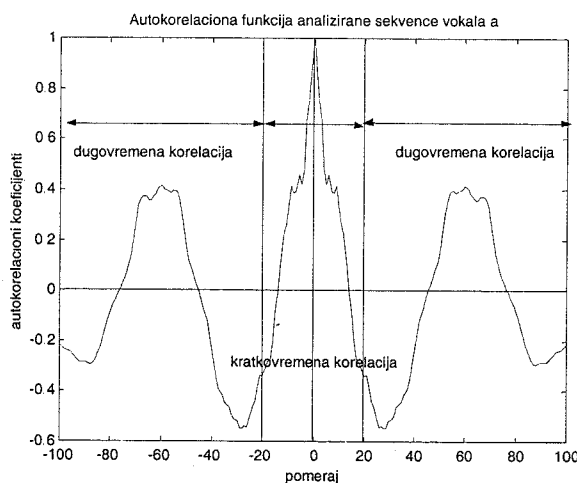
Neuronske mreže generalno poseduju proizvoljno mali bajas budući da je klasa preslikavanja koja mogu restaurirati vrlo široka. Stoga je dominantan problem u identifikaciji i estimaciji neuronskih modela sa dobrim generalizacionim svojstvima smanjivanje varijanse. Varijansa neuronskih modela je posledica velike osetljivosti na obučavajući skup i istovremeno bogatstvo preslikavanja koje obuhvata. Efikasan način smanjivanja varijanse je usrednjavanje većeg broja neuronskih mreža obučanih za rešavanje istog zadatka. Za generisanje ansambla neuronskih mreža potrebno je formirati ansambl obučavajućih skupova. Ovaj ansambl se dobija postupkom butstrepanja, odnosno resemplovanja sa ponavljanjem ili adaptivnom procedurom butstrepanja, kada se svaki naredni obučavajući skup dobija na osnovu informacije o ponašanju prethodno generisanih mreža na datom obučavajućem skupu [9]. Osnovni smisao adaptivnog butstrepanja se svodi na generisanje takvih resemplovanih

skupova u kojima će biti veća zastupljenost onih primera koji indukuju veću grešku na prethodno obučanim mrežama. Intuitivno je jasno da će snaga obučavanja time biti skoncentrisana na one primere koji najviše utiču na ukupne performanse i samim tim generisati specijalizovane članove ansambla koje upravo na tim teškim primerima generišu manje greške.

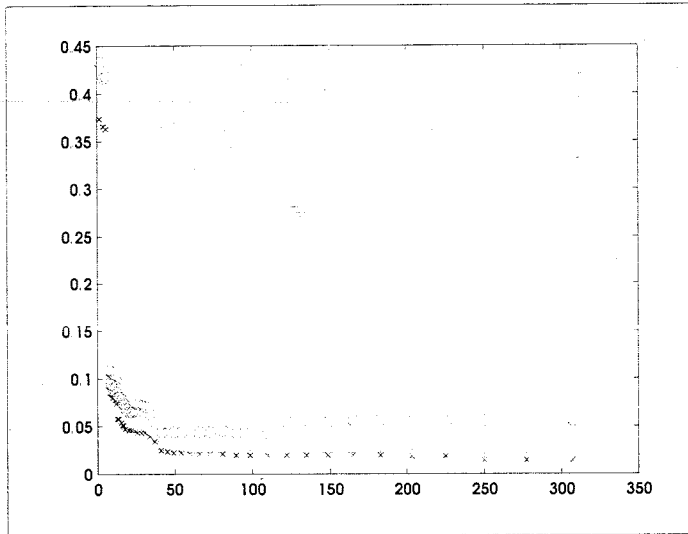
5. EKSPERIMENTALNI PRIMER

U cilju ilustracije metodoloije modelovanja i analize vremenskih serija neuronskim mrežama, analizirana je mogućnost modelovanja vokala srpskog jezika neuronskim modelima visokog reda. Dosadašnji naponi u primeni neuronskih mreža u modelovanju govornog signala [18],[19],[20], bili su usmereni ili ka modelima čiji su redovi približno jednaki redovima tradicionalnih linearnih AR ili ARMA modela (10-20 red), ili ka kombinovanju sa modelima skrivenih markovljevih lanaca u cilju formiranja kompozitnih modela za potrebe prepoznavanja.

Imajući u vidu autokorelaciona svojstva govornog signala, Sl.3, jasno su uočljive oblasti kratkoročnih i dugoročnih vremenskih zavisnosti. Lokalni modeli niskog reda su po svojoj prirodi usmereni ka modelovanju kratkoročnih vremenskih zavisnosti, dok se dugoročne zavisnosti, pogotovo u domenu sinteze sistema za efikasno kodovanje govora, modeluju ili zasebnim modelima i-ili u kombinaciji sa različitim modelima pobudnog signala vokalnog trakta.

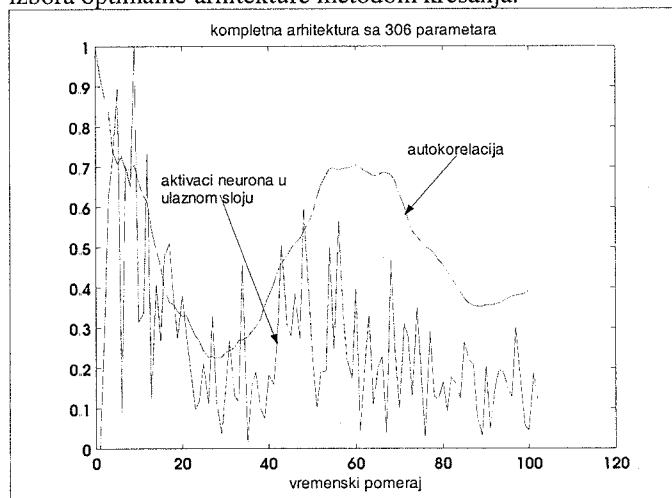


Sl.3. Autokorelaciona funkcija vokala a.

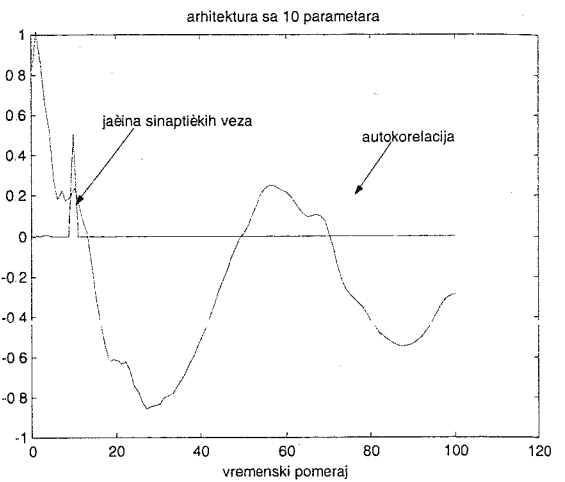


Slika 4. Finalna greška predikcije (+), greška obučavanja (x) i testiranja (o) u postupku izbora optimalne arhitekture metodom kresanja.

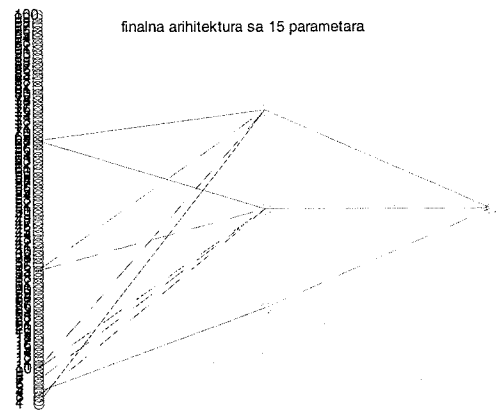
Na Sl.4. data je zavisnost relevantnih grešaka-obučavanja, testiranja i tzv. finalna greška predikcije [8], [3], [12] u toku izbora optimalne arhitekture metodom kresanja.



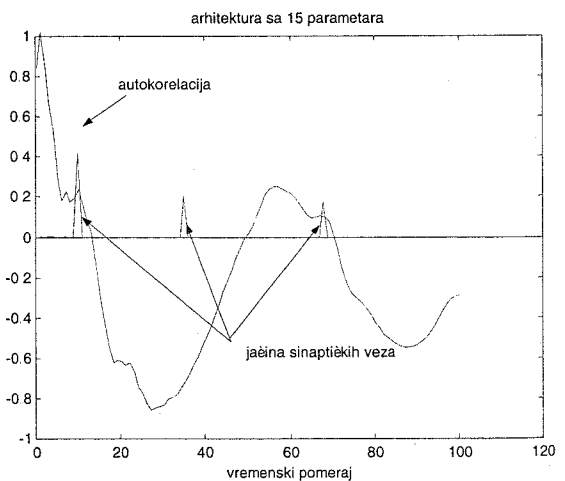
Sl.5. Autokorelaciona funkcija modelovanog signala (normirana u opsegu [0,1]) i ukupna sinaptička aktivacija ulaznog sloja.



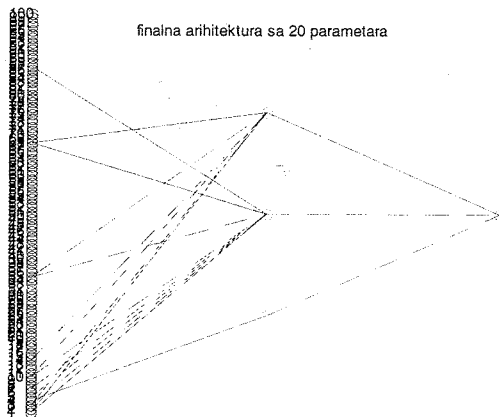
Sl.6. Jačina sinaptičkih veza ulaznog sloja neurona neuronske mreže sa 10 parametara sinhrono prikazana sa utokorelacionom funkcijom modelovanog govornog signala



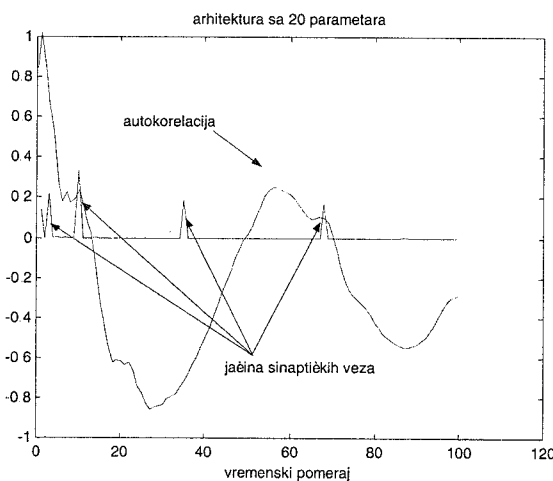
Sl.7. Optimizirana arhitektura sa 15 parametara



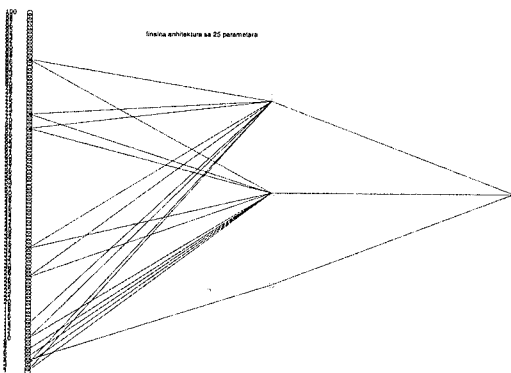
Sl.8. Autokorelaciona funkcija modelovanog signala (normirana u opsegu [0,1]) i ukupna sinaptička aktivacija ulaznog sloja neuronske mreže sa 15 parametara.



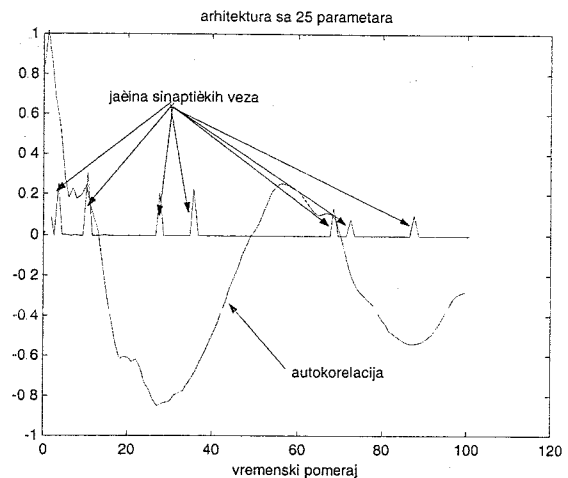
Sl.9. Optimizirana arhitektura neuronske mreže sa 20 parametara



Sl.10. Autokorelaciona funkcija modelovanog signala (normirana u opsegu [0,1]) i ukupna sinaptička aktivacija ulaznog sloja neuronske mreže sa 20 parametara.



Sl.11. Optimizirana arhitektura neuronske mreže sa 25 parametara



Sl.12. Autokorelaciona funkcija modelovanog signala (normirana u opsegu [0,1]) i ukupna sinaptička aktivacija ulaznog sloja neuronske mreže sa 25 parametara.

Na sl. 7, 9 i 11 date su optimizirane arhitekture za 15, 20 i 25 parametara respektivno. Odgovarajuće autokorelacione funkcije i sumarne sinaptičke aktivnosti ulaznog sloja date su na Sl.6, 10 i 12 respektivno. U cilju sticanja kompletne predstave, na Sl.5 su prikazane ove veličine za kompletnu obučenu mrežu pre procedure kresanja.

8. ZAKLJUČAK

U radu je dat pregled osnovnih metoda za poboljšanje generalizacionih svojstava neuronskih mreža tipa višeslojnjog perceptrona. Ukazano je na značaj fundamentalne dekompozicije kriterijumske funkcije obučavanja na komponente bajasa i varijanse, koje se mogu posebno kontrolisati različitim mehanizmima ograničavanja kompleksnosti arhitekture, algoritama obučavanja ili jednostavnim usrednjavanjem. Kao ilustrativan primer, analiziran je problem procene dugovremenih neuronskih modela vokala a srpskog jezika. Dobijeni rezultati pokazuju visoku struktuiranost dugovremenih modela sa malim brojem parametara, usaglašenu sa rasporedom značajnih komponenti autokorelacione funkcije modelovanog signala. Ovim je principijelno data nova mogućnost efikasnog kodovanja govornog signala nelinearnim prediktorskim modelima visokog reda sa malim ukupnim brojem parametara.

9. LITERATURA

- [1] M.Milosavljević, N.Kocev, " Neuronske mreže u analizi kratkih vremenskih serija", u *Zborniku XLIII Konferencije za ETRAN, Sveska III*, pp.162-164,1999.
- [2] M.Cottrell, B.Girard,Y.Girard,M.Mangeas,C.Muller, "Neural Modeling for Time Series: A Statistical Stepwise Method for Weight Elimination", *IEEE Trans. on Neural Networks, Vol.6, No.6*, pp.1355-1364, 1995.
- [3] J.Larsen, L.Hansen, "Generalization Performance of Regularized Neural Network Models", in J.Vlontzos et al. (eds.) *Proceedings of the IEEE Workshop on Neural*

Networks for Signal Processing IV, Piscataway, New Jersey, pp.42-51, 1994.

[4] S.Gemon, E.Bienenstock, R.Doursat, "Neural Networks and the Bias/Variance Dilemma", *Neural Computation*, Vol.4.,pp.1-58, 1992.

[5] G.Cybenko, "Approximation by superposition of a sigmoidal function", *Math. Contr. Signal. Syst.* Vol.2, 1989.

[6] K.Hornik, M.Stinchcombe, H.White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators", *Neural Networks*, Vol.2, pp.359-366, 1989.

[7] L.Breiman, "Combining Predictors", in "Combining Artificial Neural Nets - Ensemble and Modular Multi - Net Systems", Amanda J.C. Sharkey (Ed.), Springer Verlage London, pp.31 - 50,1999.

[8] L. Ljung: "System identification - theory for the user", Prentice - Hall, 1987.

[9] H.Drucker, "Boosting Using Neural Networks", in "Combining Artificial Neural Nets - Ensemble and Modular Multi - Net Systems", Amanda J.C. Sharkey (Ed.), Springer Verlage London, pp.51 - 78, 1999.

[10] A.Weigand, N.Gershenfeld, (Eds.) "Time Series Prediction: Forecasting the Feature and Understanding the Past", Reading, MA: Addison-Wesley, 1994.

[11] L.Breiman, "Bias-Variance, Regularization, Instability and Stabilization", in "Neural Networks and Machine Learning", Christopher M. Bishop (Ed.), NATO ASI Series, Series F: Computer and System Sciences, Vol.168, Springer Verlage Berlin Heidelberg , pp.27 - 56,1998.

[12] J.Larsen, "A Generalization Error Estimate for Nonlinear Sztems", in S.Y.Kung et al. (eds.) *Proceedings of the IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing II*, Piscataway, New Jersey, pp.29-38, 1992.

[13] J.Moody, "The Effective Number of Parameters: An Analysis of Generalization and Regularization in Nonlinear Learning Systems", in J.Moody et all (eds.) *Proceedings of NIPS IV*, Morgan Kaufmann Pub., pp.847 - 854, 1992.

[14] N.Murata, S.Yoshizawa, S.Amari, "Network Information Criterion - Determining the Number of Hidden Units for Artificial Neural Network Model", *IEEE Transaction on Neural Networks*, Vol.5, no.6, pp.865 - 872, 1994.

[15] M.G.Bello, "Enhanced Training Algorithms, and Integrated Training/Architecture Selection for Multilayer Perceptron Networks", *IEEE Transaction on Neural Networks*, Vol.3, no.6, pp.864 - 875, 1992.

[16] Le Cun, Y., J.S. Denker, S.A. Solla "Optimal Brain Damage", in D.S.Touretzky (Ed.) *Advances in Neural*

Information Processing Systems, Vol.2, pp.598-605, San Mateo, CA: Morgan Kaufmann, 1990.

[17] L.Breiman, "Randomizing Outputs to Increase Prediction Accuracy", Technical Report 518, Statistical Department, University of California, 1998.

[18] D.Arsenijević, M. Milosavljević "Finalna greška predikcije neuronskih modela vokala srpskog jezika", Zbornik radova VI konferencije TELFOR 98, Beograd, 1998,pp.388 -391.

[19] D.Arsenijević, M. Milosavljević, "Analiza medjusobnih odnosa neuronskih modela vokala srpskog jezika", Zbornik VII Festivala ostvarenja u informacionim tehnologijama, INFOFEST 2000, Budva, pp.219 - 226.

[20] D.Arsenijević, M. Milosavljević, "O jednoj meri rastojanja govornih sinala zasnovanoj na neuronskim mrežama", Zbornik radova treće konferencije Digitalna obrada govora i slike - DOGS 2000, Novi Sad, pp.82 - 85.

Abstract. In this paper we review methods for controlling generalization ability of neural network models for signal processing managing complexity of learning algorithms, networks architecture or various types of averaging. As illustrative example we present long-term speech signal modeling. Experimental results show that optimized architecture possesses highly regular structure with extremely small number of parameters. This suggests potential application in lon term modeling and coding schemes.

ON THE APPLICATION OF NEURAL NETWORKS IN TIME SERIES ANALYSIS

Milan M. Milosavljević

PRIMENA TEHNIKA SUPPORT VECTOR MACHINE U PREPOZNAVANJU SIGNALA

Milan M. Milosavljević,

Institut za primenjenu matematiku i elektroniku i Elektrotehnički fakultet u Beogradu

1. UVOD

Centralno pitanje sinteze obučavajućih sistema za prepoznavanje oblika, je postizanje maksimalnih generalizacionih svojstava, odnosno efikasno ponašanje sistema u radnom režimu na primerima koji nisu bili prisutni u toku obučavanja [2],[3],[11],[14],[15]. U već klasične tehnike spadaju regularizacija, butstrepovanje, pruning, rano zaustavljanje procesa obučavanja, zašumljivanje obučavajućih skupova i td. [15]. U toku poslednjih nekoliko godina u pravi plan je izbila jedna nova tehnika u čijoj osnovi su radovi bivših sovjetskih naučnika Ajzermana, Bravermana, Rozonoera, Červonenkisa i Vapnika [1],[2],[3],[4],[5],[6], [10]. U osnovi ove metode je regularizacioni mehanizam kojim se eksplicitno kontroliše diskriminatorno bogatstvo (kapacitet) klase preslikavanja u okviru koje se određuje optimizirano rešenje. Rezultujuća metoda, tzv. suport vektor mašina, poseduje niz jedinstvenih svojstava, ako što su mali broj parametara koje treba podesiti, automatsko generisanje visokonelinearnog (po potrebi i beskonačnodimenzionog) preslikavanja u transformisani prostor radnih obeležja, eksplicitno izdvajanje diskriminatorne informacije kroz skup tzv. suport vektora, garantovana generalizaciona svojstva, efikasna računarska implementacija i td. Cilj ovog rada je iznošenje nekih iskustava u parkičnoj primeni ove metode u prepoznavanju jedne klase kliničkih podataka, kao i rasvetljavanje nekih veza između skupa suport vektora i strukture najbližih suseda izdvojenih klasičnom neparаметarskom metodom K najbližih suseda.

2. PRINCIP STRUKTURNE MINIMIZACIJE RIZIKA (SMR PRINCIP)

Obučavanje sistema za prepoznavanje oblika sa dve klase na osnovu zadatog skupa primera, po pravilu se formuliše na sledeći način. Zadat je skup dopustivih preslikavanja

$$\{f_\alpha : \alpha \in \Lambda\}, \quad f_\alpha : R^N \rightarrow \{-1,+1\} \quad (1)$$

i skup primera (obučavajući skup)

$$(x_1, y_1), \dots, (x_l, y_l), \quad x_i \in R^N, y_i \in \{-1,+1\}, \quad (2)$$

generisanih u skladu sa nepoznatom združenom raspodelom $P(x, y)$. Obučavanje se može predstaviti kao određivanje preslikavanja f_α za koje se postiže minimalna moguća vrednost integralnog kriterijuma – rizika

$$R(\alpha) = \int |f_\alpha(x) - y| dP(x, y). \quad (3)$$

Budući da je direktno računanje (3) neizvodljivo, pribegava se minimizaciji tzv. empirijskog rizika

$$R_{emp}(\alpha) = \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l |f_\alpha(x_i) - y_i|, \quad (4)$$

koji u opštem slučaju, za konačno l , ne garantuje malu vrednost stvarnog rizika tj. rizika na nezavisnom test skupu. Radovima V.Vapnika utemeljen je jedan novi princip rešavanja ovog problema, tzv. princip strukturne minimizacije rizika (SMR) [2],[3],[5]. Ovaj princip se zasniva na gornjoj granici rizika

$$R(\alpha) \leq R_{emp}(\alpha) + \sqrt{\frac{h(\log \frac{2l}{h} + 1) - \log(\eta/4)}{l}}, \quad (5)$$

koja važi za svako $\alpha \in \Lambda$ sa verovatnoćom barem $1-\eta$. Parametar h se naziva Vapnik – Červonenkis (VC) dimenzija zadatog skupa preslikavanja i predstavlja meru kapaciteta ovog skupa u odnosu na zahtevana diskriminatorna svojstva. Npr, za prepoznavanje dve klase, h predstavlja maksimalan broj tačaka k , koje se mogu separisati u dve klase na svih 2^k načina. Suština SMR principa se svodi na takve postupke obučavanja tokom kojih se minimiziraju oba sabirka na desnoj strani nejednakosti (5). Minimizacija prvog člana se svodi na izbor konkretnog člana ansambla indeksiranog parametrom α , dok se minimizacija drugog sabirka ostvaruje izborom podskupa preslikavanja sa što manjom VC dimenzijom. Ispuštanje iz vida jedne od ovih komponenata dovodi ili do efekta pretreniranosti (overfitting), kada je VC dimenzija izabranog podskupa preslikavanja prevelika u odnosu na raspoloživo l , ili nemogućnosti minimizacije prve komponente, usled malih aproksimacionih svojstava, ako je VC dimenzija premala. SMR princip se praktično ostvaruje fiksiranjem vrednosti empirijskog rizika na nekoj maloj vrednosti (recimo vrednosti nula) uz minimizaciju drugog člana, koji ustvari igra ulogu intervala poverenja.

3. SMR PRINCIP NA SKUPU HIPERRAVNI

Razmotrimo familiju preslikavanja tipa hiperravni u nekom skupu Z na kome je definisan skalarni proizvod. Za zadati skup tačaka $x_1, x_2, \dots, x_r \in Z$, svaka hiperravan $\{x \in Z : (w \cdot x) + b = 0\}$ je jedinstveno određena parom $(w, b) \in Z \times R$ ukoliko se dodatno zahteva

$$\min_{i=1, \dots, r} |(w \cdot x_i) + b| = 1. \quad (6)$$

Svaka diskriminaciona funkcija se konstruiše tako što se prvo odredi najmanja hipersfera koja sadrži tačke x_1, \dots, x_r , $B_{x_1, \dots, x_r} = \{x \in Z : \|x - a\| < R\}$, ($a \in Z$). Nakon toga se definišu diskriminacione funkcije $f_{w,b}$

$$f_{w,b} : B_{x_1, \dots, x_r} \rightarrow \{\pm 1\}, \quad (7)$$

$$f_{w,b} = \text{sgn}((w \cdot x) + b). \quad (8)$$

Strukturiranje ove klase preslikavanja u pogledu VC dimenzionalnosti se bazira na rezultatu [3], po kome skup $\{f_{w,b} : \|w\| \leq A\}$ ima VC dimenziju h , koja zadovoljava nejednakost

$$h \leq R^2 A^2. \quad (9)$$

Neka je zadat obučavajući skup (2). Tada se izbor diskriminacione funkcije tipa hiperravni svodi na ispunjavanje uslova $f_{w,b}(x_i) = y_i$, $i = 1, 2, \dots, l$. Ukoliko ovakve hiperravni postoje, usled ograničenja (6), važi

$$y_i((w \cdot x_i) + b) \geq 1, \quad i = 1, \dots, l. \quad (10)$$

U mnogim praktičnim primenama diskriminacione hiperravni ovog tipa ne postoje. U cilju slabljenja uslova (10), u [10] je predloženo uvođenje dodatnih promenljivih

$$\xi_i \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, l, \quad (11)$$

tako da (10) postaje

$$y_i((w \cdot x_i) + b) \geq 1 - \xi_i, \quad i = 1, \dots, l. \quad (12)$$

Minimizacija granice rizika (5) se sada svodi na minimizaciju kriterijuma

$$\Phi(w, \xi) = (w \cdot w) + \gamma \sum_{i=1}^l \xi_i \quad (13)$$

uz ograničenja (11) i (12). Saglasno (9), minimizacija prve komponente u (13), minimizira VC dimenziju obučavajuće strukture, a samim tim i drugi član granice rizika (5). Član $\sum_{i=1}^l \xi_i$ je sa svoje strane gornja granica grešaka na obučavajućem skupu, čime se kontroliše empirijski rizik, odnosno prvi član u granici (5). Pogodnim izborom konstante γ predložena procedura praktično implementira SMR princip. Uvođenjem Lagranžovih promenljivih α_i i primenom Kunterovih uslova, pokazuje se da rešenje po w ima sledeći oblik

$$w = \sum_{i=1}^l y_i \alpha_i x_i, \quad (14)$$

sa nenultim koeficijentima α_i samo uz one primere (x_i, y_i) koji tačno zadovoljavaju ograničenja (12). Ovi oblici x_i se nazivaju suport vektori, a (14) se naziva razvoj po suport vektorima. Svi osatli oblici x_i u obučavajućem skupu su irelevantni za rešavani problem, budući da su ograničenja (12) za njih automatski zadovoljena ($\xi_j = 0$) i ne pojavljuju se u razvoju (14). Za razliku od w_i za koje se dobija jedinstveno rešenje, koeficijenti α_i nisu jedinstveno određeni. Njihove vrednosti se naknadno određuju rešavanjem problema kvadratnog programiranja

$$W(\alpha) = \sum_{i=1}^l \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^l y_i y_j \alpha_i \alpha_j (x_i \cdot x_j), \quad (15)$$

uz ograničenja

$$0 \leq \alpha_i \leq \gamma, \quad i = 1, 2, \dots, l, \quad \sum_{i=1}^l \alpha_i y_i = 0. \quad (16)$$

Imajući u vidu linearnost skalarnog proizvoda, iz (8) i (14) sledi konačan oblik za diskriminacionu funkciju tipa hiperravni, sintetisanu na osnovu SMR principa

$$f(x) = \text{sgn} \left(\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i (x \cdot x_i) + b \right). \quad (17)$$

4. SMR PRINCIP NA SKUPU PRESLIKAVANJA U HILBERTOVOM PROSTORU

Očigledno ograničenje u dosadašnjim razmatranjima predstavlja klasa linearnih diskriminacionih funkcija. U cilju njenog proširenja na daleko opštiji slučaj, možemo se poslužiti prvo transformacijom ulaznog prostora oblika x u transformisani prostor obeležja $\phi(x)$, a zatim u njemu primeniti linearne diskriminacione funkcije. Odgovarajuća diskriminaciona funkcija u polaznom prostoru obeležja je sada u opštem slučaju nelinearna. Maksimizacija (15) se formalno može u ovom slučaju obaviti tako što će se skalarni proizvod $(x \cdot x)$ zameniti sa $(\phi(x) \cdot \phi(x))$. U [5] je prvi put uočeno da ova ekstremizacija ne zahteva eksplicitno poznavanje transformisanog prostora, budući da je opšta forma skalarnog proizvoda u Hilbertovom prostoru data sa

$$(x \cdot y) = K(x, y), \quad (18)$$

gde je $K(x, y)$ tzv. jezgro (kernel). Shodno Merserovoj teoremi [3], jezgro može biti bilo koja simetrična funkcija pod vrlo širokim uslovima. Shodno ovoj ideji, diskriminaciona funkcija u transformisanom prostoru ima oblik

$$f(x) = \text{sgn} \left(\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i K(x, x_i) + b \right). \quad (19)$$

Obučavajući sistem, koji restauriše diskriminacionu funkciju (19), kroz ekstremizaciju kriterijuma

$$W(\alpha) = \sum_{i=1}^l \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^l y_i y_j \alpha_i \alpha_j K(x_i, x_j), \quad (20)$$

uz ograničenja (16) naziva se Sistem Suport Vektora (Support Vector Machine - SVM) [5], [3]. U dosadašnjoj praksi primene SVM, od praktičnog interesa su se pokazala sledeća jezgra:

- $K(x, y) = (x \cdot y)^d$ - homogeno polinomijalno,
- $K(x, y) = \exp(-\|x - y\|^2 / \sigma^2)$ - radijalno bazisno,
- $K(x, y) = \tanh(k(x \cdot y) - \theta)$ - neuronsko.

5. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

Cilj sprovedenih eksperimenata se sastojao u analizi uicaja pojedinih parametara SVM algoritma na tačnost prepoznavanje, kao i dobijanje uvida u strukturu i neka svojsva skupa suport vektora. Naime, budući da samo suport vektori učestvuju u diskriminacionoj funkciji (19), teoretski oni nose celokupnu diskriminatornu snagu obučavajućeg

skupa, odnosno celokupnu diskriminacionu informaciju. Intuitivno je jasno da ovi vektori u topološkom smislu pripadaju graničnoj zoni preklapanja klasa oblika u izvornom prostoru. S druge strane, klasična metoda prepoznavanja zasnovana na k najbližih suseda (kNN), takodje po svojoj prirodi daje uvid u strukturu medjusobnih odnosa vektora oblika u prelaznoj zoni između zadati klasa. Jedno od pitanja koja su bila od interesa u toku sprovedenih eksperimenata je i to da li postoji korelat između ova dva opisa.

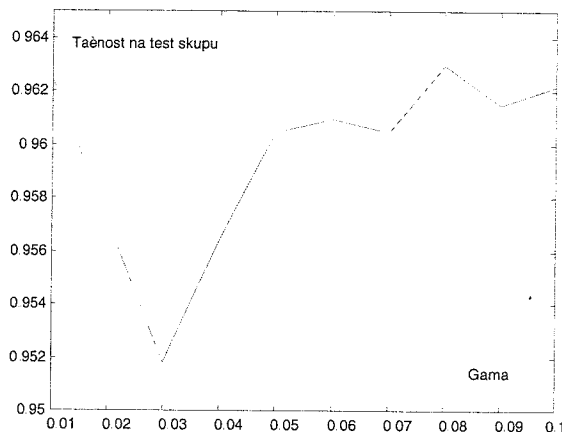
Za analizu je korišćena standardna test baza raka pluća sa Viskonsin Univerziteta [12].

Tabela 1. Opis atributa

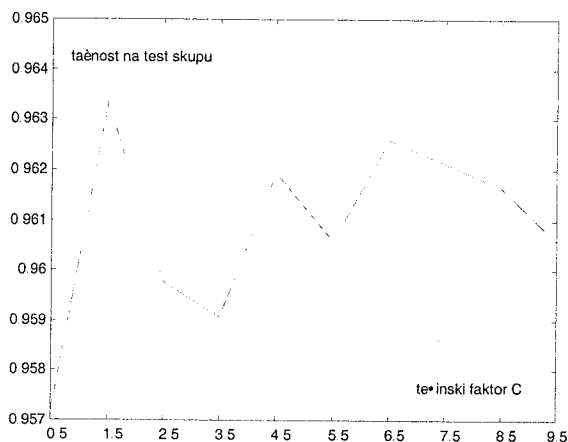
red.br.	opis
1	gustina
2	uniformnost veličine ćelija
3	uniformnost oblika ćelija
4	marginalna atezija
5	veličina epitelnih ćelija
6	goli nukleusi
7	mešani hromatin
8	normalne nukleole
9	mitoze

Ukupan uzorak obuhvata 682 oblika dimenzije 9, čije komponente su numeričke varijable u opsegu od 1 do 10, videti Tabelu.1. Svi uzorci su svrstani u dve kategorije: benigni (65.5%) i maligni (35.5%). Softverska podrška realizaciji eksperimenata se delom oslanja na već standardnu biblioteku iz ovog domena, tzv. LIBSVM – (A Library for Support Vector Machines), autora Chih-Chung Chang-a and Chin-Jen Lin-a [13]. Sve analize su izvršene za radijalnu funkciju jezgra sa parametrom $Gama = 1/\sigma^2$. Konstanta C ima značenje težinskog faktora koji se pridružuje

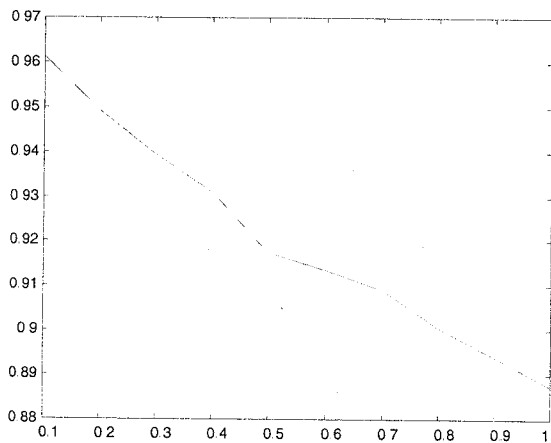
($C=1.5$, $Gama=0.06$, $epsilon=0.002$), izvršeno testiranje krosvalidacijom sa 100 ponavljanja u odnosu 75% - 25% obučavajućeg i test skupa respektivno. Histogram greške generalizacije dat je na Sl.4. Srednja vrednost tačnosti je 96.35%, dok je varijansa $1.9837e-004$.



Sl.2 Zavisnost tačnosti prepoznavanja na test skupu od parametra Gama, opseg 0.01 – 0.1.

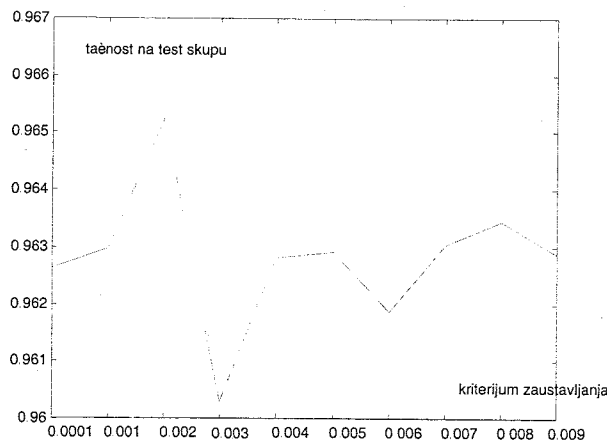


Sl.3. Zavisnost tačnosti prepoznavanja na test skupu u funkciji težine C, koja ponderiše narušavanja ograničenja u toku optimizacione procedure.

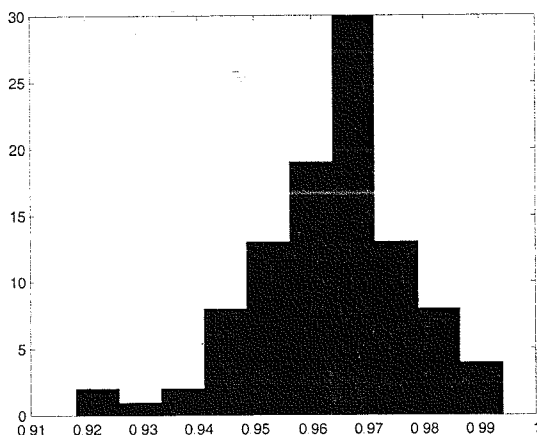


Sl.1 Zavisnost tačnosti prepoznavanja na test skupu od parametra Gama, opseg 0.1 – 1.

narušavanju ograničenja u osnovnom kvadratnom optimizacionom problemu (16), (20), dok parametar epsilon određuje kriterijum zaustavljanja numeričkih procedura optimizacije. Na Sl.1 – 4, prezentovane su zavisnosti tačnosti prepoznavanja na test skupu prilikom variranja ovih parametara. Zatim je za procenjene optimalne parametre

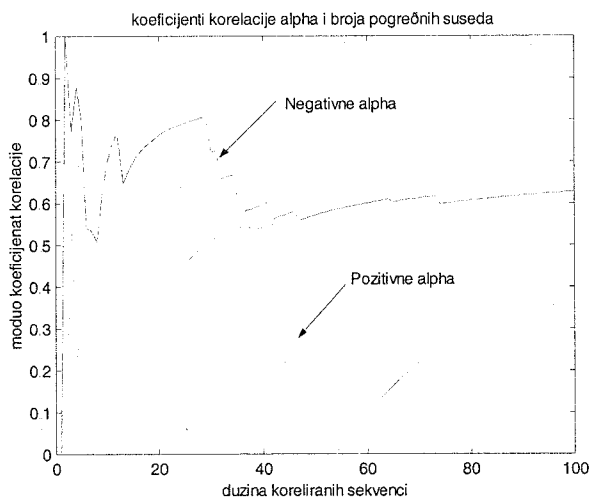


Sl.4. Zavisnost tačnosti prepoznavanja na test skupu u funkciji tolerancije kriterijuma za obustavljanje obučavanja.



Sl.5. Histogram tačnosti prepoznavanja na test skupu za optimizirane parametre ($C=1.5$, $\text{Gamma}=0.06$, $\text{epsilon}=0.002$) dobijene krosvalidaciom 100. tog reda, sa podelom obučavajućeg i test skupa u odnosu 75% - 25% respektivno. Srednja vrednost tačnosti 0.9635, varijansa 1.9837e-004.

U cilju analize strukture suport vektora, sintetisano je kNN parvilo 100 reda na celokupnom uzorku dužine 682. Na istom skupu sa greškom 0%, obučen je SVM klasifikator sa 214 suport vektora. Tačnost kNN-100 pravila na obučavajućem skupu iznosi 96.187 %, dok je tačnost na skupu SV iznosi 88.3178%.



Sl.6. Kroskorelaciona analiza suport vektora i broja pogrešnih suseda u pravilu 100 kNN. Značaj svakog suport vektora određen je težinskim faktorom (α) sa kojim učestvuje u diskriminacionoj funkciji.

Svakom SV odgovara koeficijent α koji odražava stepen značajnosti udela ovog vektora u ukupnoj diskriminacionoj funkciji. Za očekivati je da najvećim vrednostima odgovaraju vektori koji se nalaze najbliže graničnoj zoni preklapanja klasa. Istovremeno u kNN pravilima, broj suseda koji potiču od pogrešne klase mogu biti indikator topološke bliskosti

datog oblika graničnoj zoni. Na Sl.6 je prikazan koeficijent korelacije ove dve veličine posebno za SV iz prve klase (pozitivne α), odnosno za SV iz druge klase (negativne α). Nizovi α su uređeni po opadajućim vrednostima, tako da dužina koreliranih sekvenci direktno određuje udeo najznačajnijih SV u korelacionom koeficijentu. Rezultati pokazuju izrazitu korelisanost, posebno za najznačajnije SV (male dužine koreliranih sekvenci). Odavde sledi principijelna mogućnost određivanja unapred šireg skupa kandidata za skup SV, primenom metode najbližih suseda, što može znatno skratiti bazičnu kvadratnu optimizacionu proceduru sa ograničenjima, koja predstavlja osnovno računsko opterećenje metode.

8. ZAKLJUČAK

Metoda suport vektora predstavlja modernu kompaktnu tehniku sinteze klasifikatora sa visokim generalizacionim svojstvima uz malo ili nikakvo ekspertsko znanje. Postizanje sličnih rezultata nekim drugim tehnikama, recimo neuronskim mrežama, zahteva intezivno domensko znanje i dugogodišnje iskustvo dizajnera sistema za prepoznavanje. Posebnost metode predstavlja izdvajanje po pravilu malog skupa diskriminaciono visokoinformativnih oblika, tzv. suport vektora, koji su u tesnoj topološkoj vezi sa graničnim zonama klasa koje se prepoznaju. Pažljiva kroskorelaciona analiza nekih pokazatelja pravila najbližih suseda, otvara mogućnost selekcije šireg skupa ovih vektora unapred, čime bi se smanjila računaska kompleksnost osnovnog optimizacionog problema. Eksperimentalna verifikacija izvedena je na poznatoj bazi raka pluća sa Viskonsin Univerziteta.

9. LITERATURA

- [1] A.Aizerman, E.Braverman, L.Rozonoer, "Theoretical foundations of the potential function method in pattern recognition learning", Automation and Remote Control, No.25, pp.821-837, 1964.
- [2] V.Vapnik, A.Cervonenkis, "Teorija raspoznavanija obrazov", Nauka, Moskva, 1974.
- [3] V.Vapnik, "The Nature of Statistical Learning Theory", Springer-Verlag, New York, 1995.
- [4] B.Schölkopf, C.Burges, v.Vapnik, "Extracting Support Data for a Given Task", In U.M.Fayyad and R.Uturusamy, eds Proceedings of the First International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining, AAAI Press, Menlo Park, CA 1995.
- [5] B.Boser, I.Guyon, V.Vapnik, "A Training Algorithm for Optimal Margin Classifiers", in Proceedings of Fifth Annual Workshop on Computation Learning Theory, D.Haussler, Ed. Pittsburgh, PA, ACM Press, pp.144-152, 1992.

- [6] B.Schölkopf, K.K. Sung, C.Burges, F.Girosi, P.Niyogi, T. Poggio, V.Vapnik, "Comparing Support Vector Machines with Gaussian Kernels to Radial Basis Function Classifiers", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.45, pp.2758-2765, 1997.
- [7] S.Gunn, "Support Vector Machines for Classification and Regression", ISIS Technical Report, Image Speech & Intelligent Systems Group, University of Southampton, 1998.
- [8] C.J.C.Burges, , "A Tutorial on Support Vector Machines for Pattern Recognition", Data Mining and Knowledge Discovery, Vol.2, No.2, pp. 1-47, 1998.
- [9] B.Schölkopf, S.Mika, C.Burges, P.Knirsch, K.R. Müller, G.Rätsch, A.Smola, "Input Space vs. Feature Space in Kernel-Based Methods", IEEE Transactions on Neural Networks, 1999.
- [10] C.Cortes, V.Vapnik, "Support Vector Networks", Machine Learning, Vol.20, pp.273-297, 1995.
- [11] M.Milosavljević, N.Kocev, " Neuronske mreže u analizi kratkih vremenskih serija", u *Zborniku XLIII Konferencije za ETRAN, Sveska III*, pp.162-164,1999.
- [12] O. L. Mangasarian and W. H. Wolberg: "Cancer diagnosis via linear programming", SIAM News, Volume 23, Number 5, September 1990, pp 1 - 18.
- [13] <http://www.csie.ntu.edu.tw/~cjlin>
- [14] S.Gemon, E.Bienenstock, R.Doursat,"Neural Networks and the Bias/Variance Dilemma", *Neural Computation*, Vol.4.,pp.1-58, 1992.
- [15] M.Milosavljević, "O generalizacionim svojstvima neuronskih mreža", Zbornik radova VIII konferencije TELFOR 2000, rad po pozivu.

Abstract. *In this paper we review so called Support Vector Machine methods for controlling generalization ability of highly nonlinear classifiers. Crosscorrelation analysis of SV coefficients and missclassified patterns by K nearest neighbor method show real possibility to extract support vectors candidates in advance. This principally leads to computationally efficient implementation of basic optimization scheme. As illustrative example we present an analysis of well-known breast cancer database from Wisconsin University*

ON THE APPLICATION OF SUPPORT VECTOR MACHINE TECHNIQUE TO SIGNAL RECOGNITION

Milan M.Milosavljević

POSTUPCI ZA IZRAČUNAVANJE ELEKTROMAGNETSKIH POLJA U BLISKOJ ZONI ANTENA DT, ST I KT PREDAJNIKA VELIKIH SNAGA¹

Surutka, J.V., and Đorđević A.R.
Elektrotehnički fakultet u Beogradu

1. UVOD

U blizini emisionih antena predajnika velikih snaga suočavamo se sa raznovrsnim problemima zbog jakih elektromagnetskih polja koja te antene zrače. To su u prvom redu mogući štetni uticaji jakog električnog i magnetskog polja na organizam ljudi zaposlenih u emisionim centrima, ali i stanovništva koje živi u blizini tih centara. S obzirom na stalni porast snaga predajnika i efektivnih snaga zračenja u svim radiofrekvencijskim oprezima (DT, ST, KT, pa i UKT), u svetlu, a i u nas, se u novije vreme ovom problemu poklanja sve veća pažnja od strane nadležnih administracija.

Kada je 1974. godine Radio-Televizija Srbija (RTS) donela odluku da za emitovanje svog Prvog Radio programa na srednjim talasima (684 kHz) nabavi novi veliki predajnik snage 2000kW (u to vreme jedan od najjačih ST predajnika u svetu), procenili smo da je došao trenutak da se i u našoj zemlji pozabavimo problemom mogućeg štetnog uticaja jakih nejonizujućih zračenja na ljudsko zdravlje. Kao prvi korak u tom poslu trebalo je razviti jednostavne, ali pouzdane postupke za izračunavanje jačina električnog i magnetskog polja zračenja u zonama gde su ova polja najintenzivnija, pa, prema tome, i potencijalno najopasnija. U slučaju standardnih srednjotalasnih (ST) i dugotalasnih (DT) stubnih antena pomenuta polja su najjača u tzv. bliskoj zoni, u neposrednoj okolini antenskog stuba.

U jednom našem radu [1], publikovanom još 1975. godine, razvijen je jednostavan i tačan metod za izračunavanje jačine električnog polja u bliskoj zoni srednjotalasnih i dugotalasnih stubnih antena. U svojoj osnovi metod je egzaktan i temelji se na rešavanju Hallén-ove integralne jednačine za funkciju raspodele struje u anteni. Integralna jednačina se rešava približno, numerički, pomoću metoda podešavanja u tačkama ("point-matching method"), koji je najjednostavnija i najlakša metoda momenata, usvojivši da je funkcija raspodele struje aproksimirana funkcionalnim redom u obliku polinoma niskog stepena, sa nepoznatim kompleksnim koeficijentima. Kada su jednom ovi koeficijenti određeni, raspodela struje u anteni je poznata, pa se lako mogu odrediti intenziteti električnog i magnetskog polja.

Pomoću ovog metoda su izvršena izračunavanja čiji su rezultati prikazani dijagramima u radovima [1] i [2].

Dijagrami prikazuju normalizovanu jačinu električnog polja ($E\lambda$) kao funkciju normalizovanog odstojanja (D/λ) od podnožja antene, sa normalizovanom visinom antene (h/λ) kao parametrom, gde je λ talasna dužina. Vitkost antene je $h/a = 200$, gde je a ekvivalentni poluprečnik poprečnog preseka antene. Snaga napajanja je 1 kW.

U radu je izvedena i praktična formula koja omogućava da se, uz pomoć tabeliranih koeficijenata, rezultati iz dijagrama izračunaju pomoću džepnog kalkulatora.

Kasnije je pomenuti rad noveliran eksperimentalnim rezultatima (merenja je izvršio dipl. inž. Momčilo Simić, rukovodilac R.J. ST i KT predajnici u RTS), koji su potvrdili ispravnost predloženog postupka. Tako modifikovan rad je podnet Studijskoj grupi 1 CCIR-a kao predlog Jugoslavije (Document 1/147). Na predlog Studijske grupe, XVII Plenarna skupština CCIR-a (Düsseldorf, 1990) je prihvatila naš rad kao Report 1117 [2].

Posle ovog početnog uspeha, naša istraživačka grupa je proširila svoj rad i na neke druge probleme iz oblasti zaštite od jakih elektromagnetskih polja u radiofrekvencijskom opsegu. Kao što će biti pokazano u sledećem odeljku, prvo je na inicijativu Radne grupe CCIR-a rešavan i uspešno rešen problem izračunavanja magnetskog polja u bliskoj zoni ST i DT stubnih antena. U nastavku ovih istraživanja, ove godine je načet i apsolviran dosta složen problem izračunavanja bliskog polja kratkotalasnih (KT) dipolnih zavesa, o čemu će biti reči u trećem odeljku ovog rada.

Recimo na kraju ovog uvoda da problemi zaštite od nejonizujućih zračenja u radiofrekvencijskom opsegu imaju dva različita aspekta: (1) određivanje jačine električnog i magnetskog polja teorijskim postupkom ili merenjem i (2) određivanje standarda zaštite, tj. dozvoljenih jačina polja kojima ljudski organizam može biti izložen u određenom vremenskom intervalu bez opasnosti po zdravlje. Dok je prvi problem u nadležnosti elektromagnetičara i tehničara, drugi je prevashodno problem koji treba interdisciplinarno da rešavaju biolozi, fiziolozi i lekari.

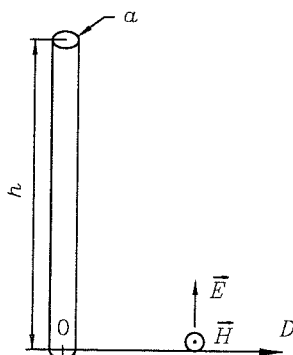
Zbog ograničenosti prostora, u ovom radu neće biti govora o veoma važnom pitanju standarda zaštite, pa zainteresovanog čitaoca upućujemo na nekoliko važnijih referenci iz ove oblasti [3, 4]. Napominjemo da su i ovi autori dodirivali tu temu u svojim radovima [5].

¹The main results of this paper have been published in several journal and conference papers; see for example the Proceedings of TELFOR'97 Conference, Belgrade, 1997

2. ELEKTRIČNA I MAGNETSKA POLJA U NEPOSREDNOJ BLIZINI ST I DT STUBNIH ANTENA

Kao što je već rečeno u Uvodu, problem izračunavanja električnog polja u bliskoj zoni srednjotalasnih (ST) i dugotalasnih (DT) stubnih antena je uspešno rešen još 1975. godine u našem radu [1], što je potvrđeno i usvajanjem CCIR Report-a 1117 [2].

Pošto je CCIR (kasnije preimenovan u ITU-R) pokazao interes i za razvoj sličnog postupka za izračunavanje magnetskog polja u bliskoj zoni ST i DT stubnih antena, nova istraživačka grupa je preuzela ovaj zadatak. Kao rezultat je nastao rad [6]. U tom radu je analizirana stubna antena, tj. vertikalni monopol, prikazan na slici 1. Visina antene je h , a njen poluprečnik a . Pretpostavljeno je da je antena postavljena upravno na savršeno provodnu zemlju, što je vrlo opravdano s obzirom na sistem radijalnog uzemljenja u bazi antene. Antena se napaja prostoperiodičnim generatorom frekvencije f , kojoj odgovara talasna dužina λ . Blisko električno i magnetsko polje mogu se odrediti relativno lako ako se zna raspodela struje u anteni. Međutim, raspodela struje se može izračunati samo numerički, koristeći se specijalizovanim računarskim programima.

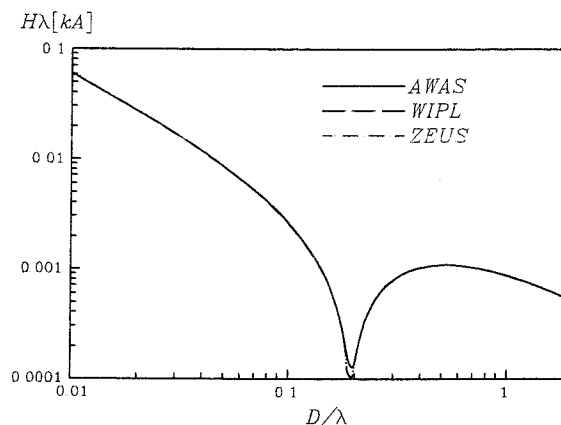


Slika 1. Skica stub-antene i njenog električnog i magnetnog polja

S obzirom da je tehnika numeričke analize električnih i magnetskih polja stubnih (i žičanih) antena u osnovi slična, prilikom elaboracije rada [6] iskorišćena je prilika da se provere i ranije dobijeni rezultati za električno polje, kao i da se sučele rezultati za oba polja dobijeni različitim numeričkim metodama.

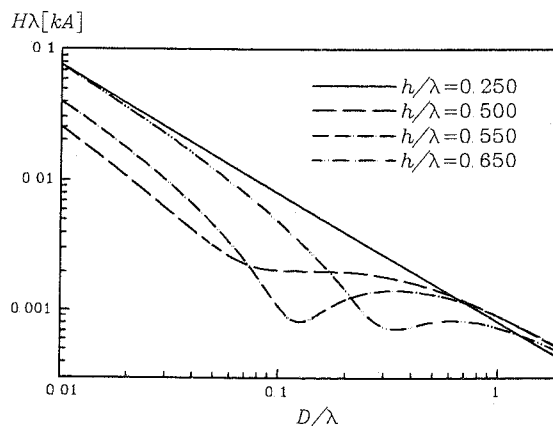
Zbog napred rečenog, u radu [6] su paralelno korišćena tri programa, razvijena na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu [7-9]. Prva dva programa (AWAS i WIREZEUS) su namenjena analizi žičanih antena i rasejača, dok je treći program (WIPL) predviđen za analizu kombinovanih žičanih i pločastih elemenata. AWAS i WIPL su zasnovani na jednačini dva potencijala za raspodelu struje, dok WIREZEUS koristi Hallén-ovu jednačinu. Sva tri programa rešavaju odgovarajuće integralne jednačine metodom momenata sa polinomskom aproksimacijom raspodele struje. Razlog što su korišćena tri pomenuta metoda i poređeni rezultati je bio u tome što se želelo da se stekne puno poverenje u rezultate i za magnetsko i za električno polje. U cilju poređenja rezultata koje daju tri

metoda, na slici 2 je prikazana normalizovana jačina magnetskog polja ($H\lambda$) u funkciji normalizovanog odstojanja (D/λ) od antene, za stub normalizovane visine $h/\lambda = 0,6$ i vitkosti $h/a = 200$, napajan snagom od 1 kW. Lako je uočiti da se rezultati za magnetsko polje dobijeni pomoću tri metoda praktično ne razlikuju.



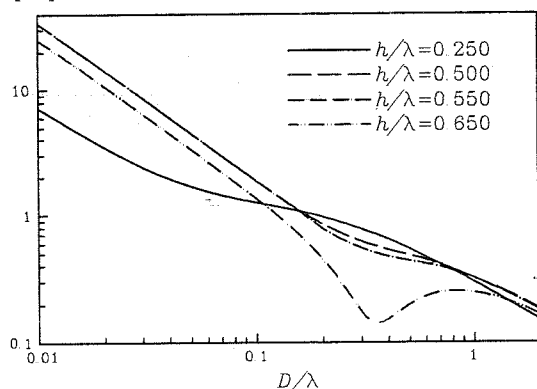
Slika 2. Poređenje rezultata za jačinu magnetskog polja dobijenih programima AWAS, WIPL i WIREZEUS

Pomoću pomenutih programa izračunate su normalizovane jačine magnetskog polja ($H\lambda$) kao funkcija normalizovanog odstojanja (D/λ) od baze antene, sa normalizovanom visinom antene (h/λ) kao parametrom, za vitkost antene $a/h = 200$ (slika 3). Treba istaći da jačine polja (i električnog i magnetskog) vrlo malo zavise od vitkosti, kada je ova u uobičajenim granicama (između 100 i nekoliko stotina). Vrednosti na dijagramu se odnose na snagu napajanja od 1 kW. Ako je antena napajana snagom P , izraženom u kW, očitane vrednosti sa dijagrama na slici 3 treba pomnožiti sa \sqrt{P} .



Slika 3. Univerzalni dijagram za jačinu normalizovanog magnetskog polja ($H\lambda$) u zavisnosti od normalizovanog odstojanja (D/λ), s normalizovanom visinom antene (h/λ) kao parametrom

Zbog kompletnosti, na slici 4 je prikazan odgovarajući univerzalni dijagram za blisko električno polje. Oznake na slici 4 (sem normalizovane vrednosti električnog polja, $E\lambda$), imaju isto značenje kao na slici 3. Vrednosti iz dijagrama na slici 4 veoma dobro se slažu sa rezultatima publikovanim u referencama [1] i [2].



Sl.4. Univerzalni dijagram za jačinu normalizovanog električnog polja ($E\lambda$) u zavisnosti od normalizovanog odstojanja (D/λ), s normalizovanom visinom antene (h/λ) kao parametrom

3. BLISKO ELEKTROMAGNETSKO POLJE KT EMISIONIH DIPOLNIH ZAVESA

Opšta tendencija ka povećanju snaga predajnika i pojačanja (gain-a) emisionih antena je vrlo izražena i u oblasti kratkotalasne (KT) radiodifuzije. Snage predajnika od 500 kW i pojačanja antena (u pravcu maksimuma zračenja) od preko 20 dB (u odnosu na polutaladni dipol) su postali gotovo standardni u velikim emisionim KT centrima za globalnu radiodifuziju. Snaga predajnika od 500 kW u sadejstvu sa emisionom antenom čije je pojačanje 20 dB proizvodi u pravcu maksimuma zračenja efektivnu snagu zračenja (ERP) od 50 MW. Prema tome, očigledno je da je problem opasnosti od (nejonizujućih) elektromagnetskih zračenja u takvim emisionim centrima i njihovoj neposrednoj okolini od velikog značaja.

U opremi velikih i snažnih kratkotalasnih centara, antene tipa dipolne zavese (tzv. "curtain antennae") igraju dominantnu ulogu zbog svojih izvanrednih osobina. To su u prvom redu veliko pojačanje (preko 20 dB), vrlo usmerena karakteristika zračenja, relativno velika širokopojasnost i mogućnost zakretanja maksimuma karakteristike zračenja ("slewing"). Zbog svega ovoga, a naročito zbog veoma jakih elektromagnetskih polja u neposrednoj okolini i opasnosti koje takva polja mogu predstavljati po ljude, autori ovoga rada su posvetili veliku pažnju problemu pouzdanog izračunavanja bliskog polja dipolnih zavesa [10].

Prema znanju ovih autora, malo je radova u literaturi koji se bave izračunavanjem električnih i magnetskih polja u neposrednoj okolini KT dipolnih zavesa [11, 12], ali su i oni zasnovani na hipotezi o sinusnoj raspodeli struje u antenskim provodnicima, uz pretpostavku da struje koje napajaju dipole imaju iste amplitude. Cilj našeg rada [10] je bio da se sprovede stroža analiza, koristeći se tačnijom aproksimacijom za raspodelu struje, uzimajući u obzir spregu između elemenata antene. Pri tome je pretpostavljeno da se elementi napajaju naponima iste kompleksne amplitude.

Zanimljivo je napomenuti da je u referenci [12] eksperimentalno pokazano (i teorijski potvrđeno koristeći se

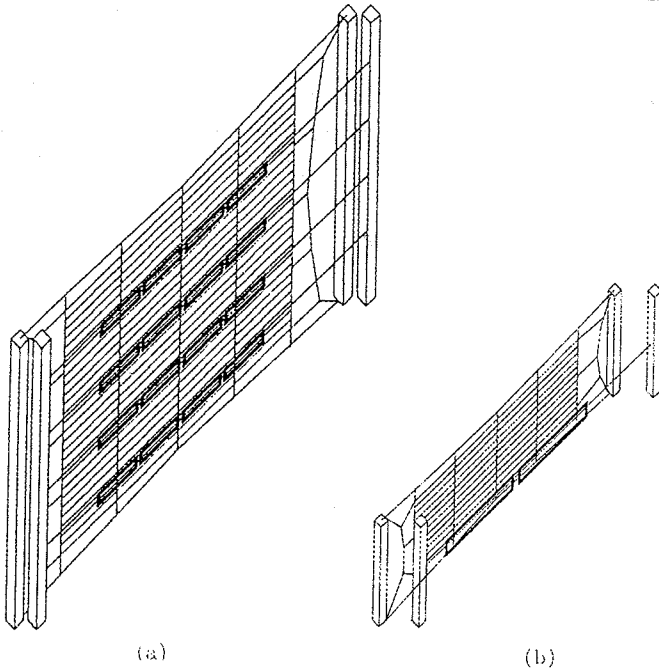
sinusnom aproksimacijom raspodele struje) da se aproksimiranjem realne zemlje savršeno provodnom ravni dobijaju zadovoljavajuće tačni rezultati. Ovakvo uprošćavanje je vrlo značajno jer dozvoljava da se program AWAS može upotrebiti bez ikakve modifikacije, budući da se radijatori mogu tretirati kao da su nad savršeno provodnim tlom.

Neposredan povod za istraživanje elektromagnetskih polja u blizini dipolnih zavesa bila su događanja u vezi sa velikim KT emisionim centrom Radio Jugoslavije, koji je izgrađen u blizini Bijeljine i pušten u pogon 1986. godine. Centar je lociran u nenaseljenom području, na prostoru od oko 100 hektara. Bio je opremljen sa četiri snažna KT predajnika, svaki snage po 500 kW, i 40 snažnih antena, većinom tipa dipolnih zavesa. Isporučilac opreme, švajcarska firma BBC (kasnije transformisana u ABB), nije izvršio nikakvu teorijsku analizu bliskih električnih i magnetskih polja. Međutim, kasnije je institut "Vinča" obavio opsežna merenja polja.

Za vreme poslednjeg rata, KT centar se nije nalazio direktno na teritoriji gde su se odvijala ratna dejstva, ali je od linije fronta na planini Majevidi bio udaljen samo 7 km. Postojala je realna opasnost da centar bude zauzet ili razoren. Zbog toga je odlučeno da se KT centar za vreme ratnih okolnosti delimično ili potpuno preseli na teritoriju Srbije i pokuša da se rekonstruiše na lokaciji starog, napuštenog KT centra Radio Jugoslavije u selu Stubline blizu Obrenovca. Ova odluka je samo delimično sprovedena u život, tako da su samo dva predajnika snage 500 kW preseljena u Stubline. Raspoloživi prostor u zgradi za predajnike i veličina antenskog polja nisu dozvoljavali smeštaj više od dva predajnika i 15 antena. Zbog ratnih okolnosti, antene nisu mogle biti preseljene na novu lokaciju.

Projektujući antensko polje novog (rezervnog) KT centra u Stublinama, projektant se suočio sa dve ozbiljne teškoće: malim raspoloživim prostorom za smeštaj antena (svega oko 40 hektara) i blazinom naseljenog područja (selo Stubline). Ovaj poslednji, prevashodno ekološki problem smatran je ozbiljnim s obzirom da nije postojala pouzdana teorijska procedura za izračunavanje jačine električnog i magnetskog polja u blizini dipolnih zavesa. Upravo ovaj problem je bio pravi pokretač za autore da preduzmu istraživanja sa ciljem da se razvije metod za izračunavanje elektromagnetskih polja u blizini kratkotalasnih dipolnih zavesa. Zasnovane na ovom metodu i IRPA preporukama za maksimalne nivoe polja, ustanovljene su zone bezbednosti za sve antene u novom emisionom KT centru Radio Jugoslavije. Ovi rezultati su saopšteni u radu [5].

Antensko polje KT centra "Stubline" sadrži ukupno 15 horizontalno polarizovanih antena, od kojih su dve kvadratne, sa neusmerenom karakteristikom zračenja, a ostale tipa dipolne zavesa. Sedam dipolnih zavesa sadrži po 16 zračućih elemenata (presavijenih dipola), raspoređenih po četiri u horizontalnom nizu u četiri etaže, a šest antena (takođe dipolnih zavesa) ima po dva zračuća elementa u horizontalnom nizu. Oba tipa dipolnih zavesa imaju aperiodični reflektor načinjen od tankih horizontalnih provodnika. Antene su šematski prikazane na slici 5.



Sl.5. Osnovni tipovi antena kratkotalasnog centra Radio Jugoslavije: (a) zavesa sa 16 elemenata (HRS 4/4/h) i (b) zavesu sa 2 elementa (HR 2/1/h)

Prema preporuci 705 CCIR-a [13], antene tipa dipolne zavesu se obeležavaju simbolom HR(S) $m/n/h$, gde pojedina slova i brojevi imaju sledeće značenje:

H - označava da je dipolna zavesa načinjena od horizontalnih dipola razmeštenih u vertikalnoj ravni,

R - označava prisustvo reflektora,

S - označava mogućnost pomeranja faze struja napajanja u susjednim kolinearnim zračecim elementima radi pomeranja azimuta glavnog snopa karakteristike zračenja ("slewing"),

m - označava broj kolinearnih elemenata u svakom horizontalnom redu (etaži),

n - označava broj etaža (spratova), i

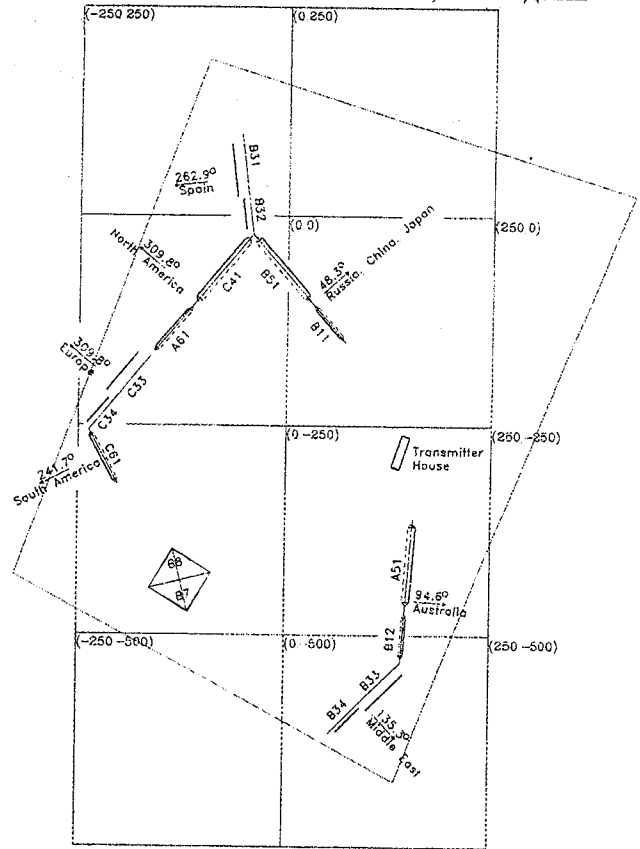
h - označava visinu najniže etaže iznad površi zemlje (u talasnim dužinama).

Prilikom projektovanja novog antenskog polja u KT emisionom centru "Stubline" računalo se na to da će se moći koristiti deo postojećih antena iz KT centra "Bijeljina" (koje bi bile preseljene u Stubline). Zbog toga su u novoj projektnoj dokumentaciji, pored oznaka po preporuci 705 CCIR-a, korišćene i oznake iz projekta KT centra "Bijeljina".

U tabeli 1 je dat spisak antena predviđenih za antensko polje u KT centru "Stubline". U kolonama tabele za svaku antenu su navedeni:

- destinacija emisije,
- azimut glavnog maksimuma zračenja,
- oznaka antene po projektu KT centra "Bijeljina",
- tip antene (po preporuci 705 CCIR-a),
- frekvencijski opseg, i
- radna frekvencija.

Tlocrt rasporeda antena u antenskom polju KT centra "Stubline" prikazan je na slici 6. Antene se napajaju preko otvorenih žičanih fidera karakteristične impedanse 300Ω .



Sl.6. Tlocrt rasporeda antena u KT emisionom centru "Stubline"

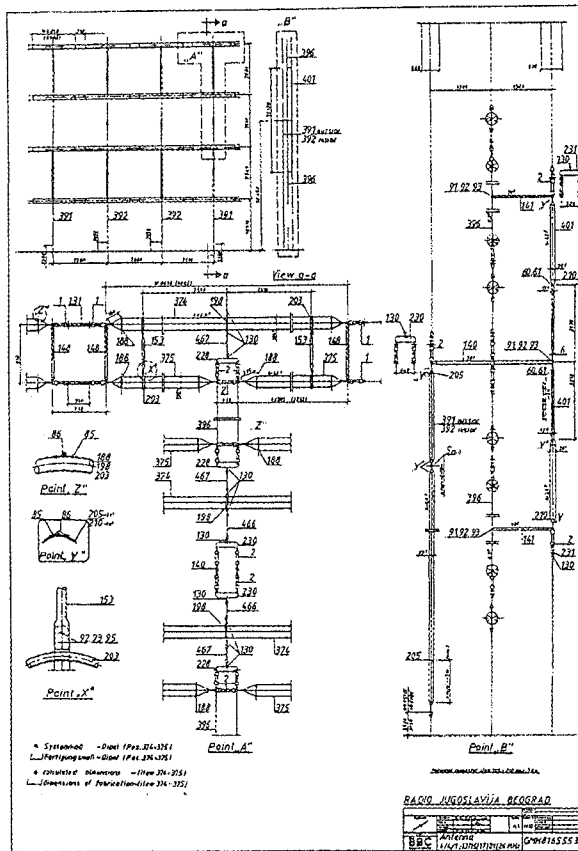
Proračun bliskog polja svake antene izvršen je koristeći se programom AWAS za numeričku analizu žičanih antena [7]. Zemlja je modelovana savršeno provodnom ravni, kao što je ranije rečeno. Prilikom pravljenja numeričkog modela antene (dipolne zavesu) izgledalo je u prvi mah da je uzimanje u obzir tačne geometrije zračecih elemenata od mnogo većeg značaja nego što se to naknadno pokazalo. U cilju ilustracije, na slici 7 je prikazan detaljan plan dipolne zavesu HRS 4/1/1 (B12) sa svim dimenzijama i crtežima zračecih elemenata.

U cilju uprošćenja numeričkog modela i ubrzanja analize, stvarni zračeci elementi (presavijeni dipoli) su modelovani običnim simetričnim dipolima, čije su dužine nešto manje od polovine talasne dužine pri radnoj učestanosti antene. Odstojanje između tačaka napajanja susjednih dipola uvek je uzimano jednakim polovini talasne dužine kako po horizontali, tako i po vertikali. Odstojanje dipola od reflektora je četvrtina talasne dužine. Uticaj reflektora je uzet u obzir uvođenjem negativnih likova originalnih dipola, tako da je odstojanje između originala i likova jednako polovini talasne dužine.

U analizi su svi dipoli napajani sinfazno, identičnim naponima. Poređenjem sa napajanjem identičnim strujama konstatovano je da nema bitne razlike, bar što se tiče proračuna koji su bili predmet naših istraživanja. Dobijeni rezultati su, takođe, upoređeni sa rezultatima dobijenim kada se uzmu savijeni dipoli umesto običnih. Konstatovano je da ni tu nema bitnih razlika.

Tab.1. Spisak antena predviđenih za antenski sistem u KT centru "Stubline" sa rezultatima za bezbedno odstojanje

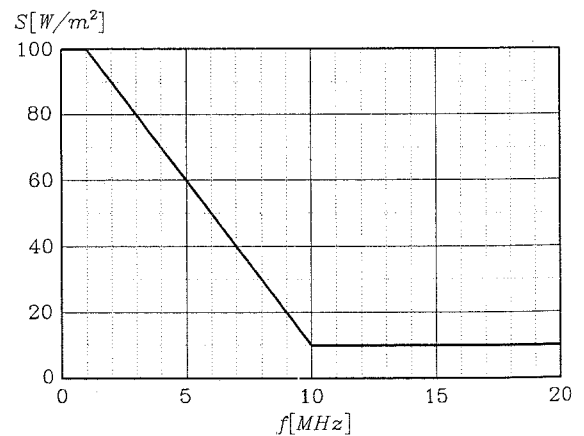
Destinacija emisije	Azimut [°]	Oznaka antene	Tip antene	Frekvencijski opseg [MHz]	Radna frekvencija [MHz]	Bezbedno odstojanje [m]	
						osoblje	stanovništvo
Evropa	309,8	C33	HR 2/1/0,5	6-7	6,57606	45	100
Evropa	309,8	C34	HR 2/1/0,5	9-11	10,67996	70	130
Evropa	-	B7	HQ 1/0,4	9-11	-	-	-
Evropa	-	B8	HQ 1/0,4	7-9	-	-	-
Australija	94,6	A51	HRS 4/4/0,5	6-11	9,63701	50	300
Australija	94,6	B12	HRS 4/4/1	13-26	20,61147	160	350
Severna Amerika	309,8	C41	HRS 4/4/0,5	6-11	9,33707	50	260
Severna Amerika	309,8	A61	HRS 4/4/0,5	9-17	14,43696	150	300
Južna Amerika	241,7	C61	HRS 4/4/0,5	9-17	14,72031	140	310
Rusija, Kina, Japan	48,3	B51	HRS 4/4/0,5	6-11	9,22226	50	270
Rusija, Kina, Japan	48,3	B11	HRS 4/4/0,5	11-21	18,0072	140	290
Španija	262,9	B31	HR 2/1/0,25	6-7	6,40478	35	75
Španija	262,9	B32	HR 2/1/0,25	9-11	10,47486	55	100
Bliski Istok	135,3	B33	HR 2/1/0,25	6-7	6,40478	35	75
Bliski Istok	135,3	B34	HR 2/1/0,25	9-11	10,47486	55	100



Sl.7. Detaljan crtež dipolne zavese B12 (HRS 4/1/1)

Blisko polje je računato u pravcu maksimuma zračenja, jer je polje u pravcu bočnih listova sigurno slabijeg intenziteta. Polje je računato na visini 2m (za procenu polja kojem su izloženi ljudi koji se nalaze na otvorenom prostoru u blizini antene) i 5m (za procenu polja kojem su izloženi ljudi u nižim zgradama koje eventualno mogu postojati u okolini antene). Rezultati za električno i magnetsko polje su preračunati na odgovarajuće ekvivalentne intenzitete Pointingovog vektora (površinske gustine snage

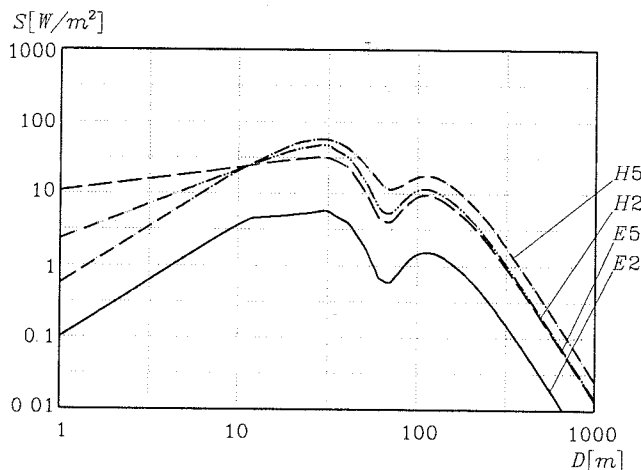
zračenja S) prema relacijama $S_E = E^2/Z_0$, $S_H = H^2 Z_0$, gde su E i H efektivne vrednosti električnog i magnetnog polja, respektivno, a $Z_0 = 377 \Omega$ talasna impedansa vakuuma. Prema IRPA preporukama [3], intenzitet Pointingovog vektora u prostoru u kome boravi osoblje centra ne sme preći 100 W/m^2 u opsegu učestanosti između 0,1 MHz i 1 MHz, a 10 W/m^2 u opsegu učestanosti između 10 MHz i 400 MHz. Između 1 MHz i 10 MHz dozvoljeni nivo linearno opada ka višim učestanostima, kao što je prikazano na slici 8. Dozvoljeni nivoi za stanovništvo su 5 puta manji (20 W/m^2 u opsegu učestanosti do 1 MHz, a 2 W/m^2 za učestanosti preko 10 MHz).



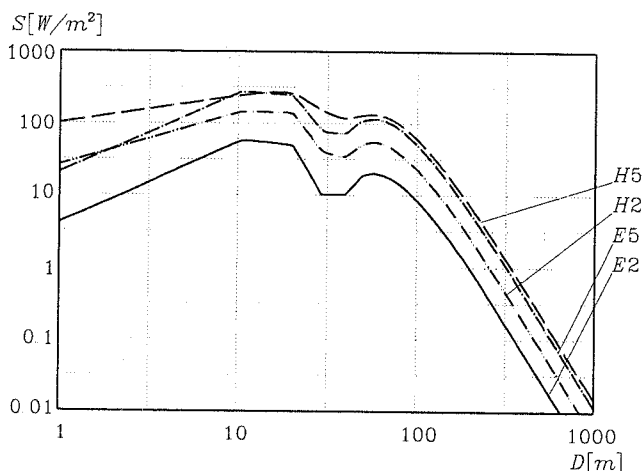
Sl.8. Maksimalni dozvoljeni intenzitet Pointingovog vektora u zavisnosti od učestanosti za boravak osoblja emisijonog centra, prema preporukama IRPA

Zbog ograničenosti raspoloživog prostora, prinuđeni smo da brojne rezultate naših proračuna ilustrujemo samo na nekoliko primera. Odabrane su tri karakteristične antene: HRS 4/4/0,5, HRS 4/4/1 i HR 2/1/0,25 i radne frekvencije 9,637 MHz i 18,007 MHz za prvu antenu, 20,611 MHz za drugu i 10,475 MHz za treću antenu. Na slikama 9-12 su prikazani dijagrami zavisnosti intenziteta

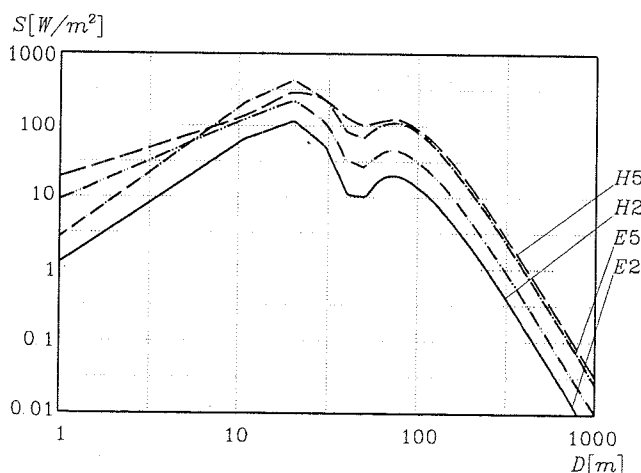
Pointingovog vektora od odstojanja (D) od reflektora antene, obračunatog na osnovu efektivnih vrednosti električnog (E) i magnetskog (H) polja na visinama 2 m i 5 m. Odgovarajuće krive su obeležene sa E2, E5, H2 i H5, respektivno.



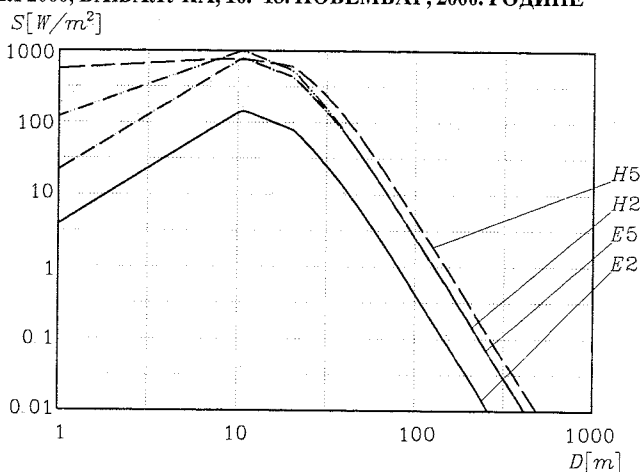
Sl.9. Intenzitet ekvivalentnog Pointingovog vektora za antenu A51



Sl.10. Intenzitet ekvivalentnog Pointingovog vektora za antenu B11



Sl.11. Intenzitet ekvivalentnog Pointingovog vektora za antenu B12



Sl.12. Intenzitet ekvivalentnog Pointingovog vektora za antenu C34

U tablici 1 su za sve analizirane antene prikazana bezbedna odstojanja za osoblje centra i stanovništvo, što je i osnovni cilj studije.

S obzirom na divergentnost pravaca glavnih listova karakteristika zračenja antena u sistemu, kao i mali broj predajnika (2) u odnosu na broj antena (15), proračun bliskog polja kada dve antene istovremeno emituju nije vršen.

4. ZAKLJUČAK

U radu je dat pregled istraživanja u oblasti proračuna elektromagnetskog polja u blizini emisionih antena snažnih radio predajnika, rađenih u poslednjih četvrt veka na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu i Elektronskom fakultetu u Nišu. Ova istraživanja su primenjena na razne antenske sisteme, prvenstveno za potrebe Radio Televizije Srbije i Radio Jugoslavije, a doživela su punu afirmaciju ne samo u domaćim, već i u međunarodnim naučnim i stručnim krugovima.

Literatura

- [1] Surutka, J.V., i Mitić, D.N., "Jačina polja u bliskoj zoni antena snažnih ST/DT predajnika", *Zbornik radova XIX Jug. konf. za ETAN*, Ohrid, 1975, str. 401-411.
- [2] CCIR REPORT 1117, "Determination of the electric field strength in the near zone of high-power LF/MF antennas," 1990, CCIR Document (1986-90) 1/147, Yugoslavia.
- [3] *Interim guidelines on limits of exposure to radiofrequency electromagnetic fields in the frequency range from 100 kHz to 300 GHz*, *Health Phys.*, vol. 46, no. 4, pp. 975-984, 1984.
- [4] *IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz* (C95.1-1991, Revision of ANSI C95.1-1982).

- [5] Surutka, J.V., i Đorđević A.R., "Elektromagnetsko polje u blizini ST i KT emisionih antena", prikazano na skupu Odeljenja tehničkih nauka SANU, april 1997; u štampi u biltenu SANU.
- [6] Surutka, J.V., and Đorđević A.R., "Magnetic field in the vicinity of high-power MF and LF mast antennas," *Proc. of TELSIKS '97*, Niš, 1997.
- [7] Đorđević A.R., Baždar M.B., Sarkar T.K., and Harrington R.F., *AWAS for Windows: Analysis of Wire Antennas and Scatterers (Program and User's Manual)*, Artech House, Boston, 1995.
- [8] Popović, B.D., *WireZeus*, Antennas Software Limited, Great Malvern, England, 1989.
- [9] Kolundžija, BM, Ognjanović, J.S., Sarkar, T.K., and Harrington, R.F., *WIPL: Electromagnetic Modeling of Composite Wire and Plate Structures*, Artech House, Boston, 1995.
- [10] Surutka, J.V., and Đorđević A.R., "Near electromagnetic field of short-wave transmitting curtain antennas," *Facta Universitatis (Niš)*. Series: Electronics and Energetics, vol. 10, no 1, pp. 39-56. 1997.
- [11] Wang J.C., "Calculation of electric field strength in the vicinity of short-wave curtain antenna", *Proc. of the Fifth Int. Conf. on Antennas and Propagation (ICAP)*, York, March/April 1987.
- [12] Jokela K., and Puranen L., "Theoretical and measured electric and magnetic field strengths around the dipole curtain antennas at the Pori short-wave station", *Proc. of the 9th Int. Wroclaw Symp. on EMC*, June 1988.
- [13] *HF Transmitting Antennas Characteristics and Diagrams*. CCIR Recommendations 705 (SG10), Geneva, 1991.
- [14] *Near Electromagnetic Field of HF Transmitting Curtain Antennas*, Special Rapporteur, ITU-R, Study Groups, Delayed Contribution Document 10A/16-E, March 13, 1998 (This document represents a full version of reference [10])
- [15] *Near Magnetic Field of MF and LF Mast Antennas*, Special Rapporteur of SRG 10A-2, ITU-R, Study Groups, Delayed Contribution Document 10A/17-E, March 16, 1998. (This document represents a full version of reference [6])

ABSTRACT

The large increase of transmitter powers and effective radiated powers in all broadcast ranges (LF, MF, HF, VHP, and UHF) has increased the need for precise computation of near electric and magnetic fields of transmitting antennas, primarily in order to assess potential risks for humans working or living in the vicinity of such antennas. The aim of this paper is to present our original contributions and results in this area, based on the research done at the Faculty of Electrical Engineering, University of Belgrade, and Faculty of Electronics, University of Nis.

METHODS FOR THE EVALUATION OF ELECTRO-MAGNETIC FIELDS IN THE VICINITY OF LF, MF, AND HF ANTENNAS OF HIGH-POWER TRANSMITTERS. Surutka, J.V., and Đorđević, A.R.

DETEKCIJA ASK SIGNALA U BELOM GAUSOVOM ŠUMU U PRISUSTVU MODNOG ŠUMA

Dragan Drača, Aleksandra Panajotović, Mihajlo Stefanović, *Elektronski fakultet u Nišu*

Sadržaj - U ovom radu je projektovan optimalni prijemnik za slučaj detekcije ASK signala u belom Gausovom šumu u prisutvu modnog šuma. Takođe su i određene gustine raspodele koje su neophodne ukoliko bi želeli da izračunamo verovatnoću greške.

1. UVOD

U monomodnim vlaknima, koja danas imaju sve veću primenu, modni šum predstavlja ozbiljan problem [1,2,3]. Može se javiti kao rezultat neidealnih konektora na mestu spajanja dva optička vlakna ili kao rezultat promene frekvence izvora i tada ima Gausovu raspodelu. On može prouzrokovati nelinearne poremećaje u analognim sistemima i značajnu degradaciju greške u digitalnim sistemima. Zbog ovolikog značaja ovog šuma neophodno je izvršiti analizu njegovog uticaja na performanse optičkog sistema.

2. PROJEKTOVANJE OPTIMALNOG PRIJEMNIKA

Posmatraćemo slučaj prenosa binarnog signala i shodno tome uvešćemo dve hipoteze tj. hipotezu H_1 za slučaj prenosa jedinice i hipotezu H_0 za slučaj prenosa nule. Kako je pri svakom prenosu neizbežan termički šum možemo pisati sledeće:

$$H_0: r(t) = n(t) \quad (1)$$

$$H_1: r(t) = A(1 + a_m)\cos(\omega_m t + \varphi) + n(t) \quad (2)$$

gde je $n(t)$ termički šum aproksimiran belim Gausovim šumom, a_m je modni šum i φ nepoznata faza izvora zračenja. Uzećemo da faza izvora ima uniformnu, a modni šum Gausovu raspodelu čija je srednja vrednost jednaka nuli a varijansa je $\sigma_{a_m}^2$. Da bi formirali optimalni prijemnik i sračunali verovatnoću greške neophodno je sračunati gustinu raspodele slanja jedinice i nule.

$$p_0(r) = F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T r^2(t) dt\right)$$

$$p_1(r/\varphi, a_m) = F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - A(1 + a_m)\cos(\omega_m t + \varphi)]^2 dt\right)$$

$$p_1(r) = \int_{-1-\pi}^{1-\pi} p_1(r/\varphi, a_m) p(\varphi) p(a_m) d\varphi da_m \quad (3)$$

Prema definiciji odnos verodostojnosti je:

$$\lambda(r) = \frac{p_1(r)}{p_0(r)} = \frac{\int_{-1-\pi}^{1-\pi} p_1(r/\varphi, a_m) p(\varphi) p(a_m) d\varphi da_m}{p_0(r)} = \quad (4)$$

$$= \int_{-1-\pi}^{1-\pi} \lambda(r/\varphi, a_m) p(\varphi) p(a_m) d\varphi da_m$$

pri čemu je:

$$\lambda(r/\varphi, a_m) = \frac{F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T [r(t) - A(1 + a_m)\cos(\omega_m t + \varphi)]^2 dt\right)}{F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_0^T r^2(t) dt\right)} \quad (5)$$

Sređivanjem izraza (5) uz korišćenje relacije $\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2}$, rešavanjem integrala dobijamo:

$$\lambda(r/\varphi, a_m) = \exp\left(-\frac{A^2(1 + a_m)^2 T}{2N_0}\right) \cdot \exp\left(\frac{2A(1 + a_m)}{N_0} \int_0^T r(t) \cos(\omega_m t + \varphi) dt\right) \quad (6)$$

Integral u izrazu (6) sredićemo na sledeći način:

$$\int_0^T r(t) \cos(\omega_m t + \varphi) dt = \cos \varphi \int_0^T r(t) \cos \omega_m t dt - \sin \varphi \int_0^T r(t) \sin \omega_m t dt$$

$$= X \cos \varphi - Y \sin \varphi = \sqrt{X^2 + Y^2} \cos(\varphi + \varphi_0) = q \cos(\varphi + \varphi_0) \quad (7)$$

pri čemu smo uveli sledeće smene:

$$X = \int_0^T r(t) \cos \omega_m t dt; Y = \int_0^T r(t) \sin \omega_m t dt; q = \sqrt{X^2 + Y^2};$$

$$\varphi_0 = \text{arctg} \frac{Y}{X} \quad (8)$$

tako da sada izraz (6) postaje:

$$\lambda(r/\varphi, a_m) = \exp\left(-\frac{A^2(1 + a_m)^2 T}{2N_0}\right) \cdot \exp\left(\frac{2A(1 + a_m)}{N_0} q \cos(\varphi + \varphi_0)\right) \quad (9)$$

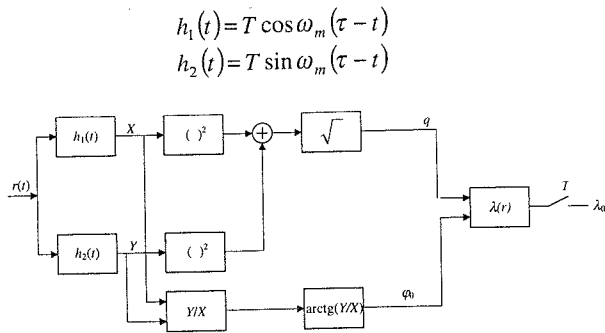
Da bi dobili odnos verodostojnosti $\lambda(r)$ neophodno je izvršiti usrednjavanje relacije (9) po fazi φ i parametru modnog šuma a_m .

$$\lambda(r) = \int_{-1-\pi}^{1-\pi} \lambda(r/\varphi, a_m) p(\varphi) p(a_m) d\varphi da_m \quad (10)$$

Zamenom izraza za gustinu raspodele faze izvora $p(\varphi)$ i gustinu raspodele modnog šuma $p(a_m)$ u izraz (10), dobijamo:

$$\lambda(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} 2\pi\sigma_{a_m}} \int_{-1-\pi}^{\pi} \exp\left(-\frac{A^2(1+a_m)^2 T}{2N_0}\right) \exp\left(\frac{2A(1+a_m)}{N_0} q \cos(\varphi + \varphi_0)\right) \exp\left(-\frac{a_m^2}{2\sigma_{a_m}^2}\right) d\varphi da_m \quad (11)$$

Za ovaj slučaj detekcije izgled optimalnog prijemnika je prikazan na slici 1.



Slika 1. Izgled optimalnog prijemnika

3. GUSTINA RASPODELE ASK SIGNALA U BELOM GAUSOVOM ŠUMU U PRISUSTVU MODNOG ŠUMA

Da bi sračunali verovatnoću greške neophodno je odrediti gustinu raspodele signala u slučaju slanja jedinice tj. nule. Kada se radi o Gausovim veličinama združena gustina raspodele se računa po sledećoj formuli [4]:

$$p(X_1, X_2) = \frac{1}{\sigma_{X_1} \sigma_{X_2} 2\pi\sqrt{D}} \exp\left(-\frac{1}{2D} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 D_{ik} \frac{X_i - \bar{X}_i}{\sigma_{X_i}} \frac{X_k - \bar{X}_k}{\sigma_{X_k}}\right); \quad D = \begin{vmatrix} 1 & r_{12} \\ r_{21} & 1 \end{vmatrix} \quad (12)$$

U našem slučaju je $X_1 = X$; $X_2 = Y$. Da bi odredili združenu gustinu raspodele potrebno je sračunati njihove srednje vrednosti i varijanse što ćemo i uraditi.

$$\begin{aligned} \overline{X_{1/\varphi, a_m}} &= \int_0^T r(t) \cos \omega_m t dt = \int_0^T [aA(1+a_m) \cos(\omega_m t + \varphi) + n(t)] \cos \omega_m t dt \\ &= aA(1+a_m) \frac{T}{2} \cos \varphi \end{aligned} \quad (13)$$

Do ove srednje vrednosti smo došli poštujući da je $\overline{n(t)} = 0$ i koristeći osnovne trigonometrijske transformacije. Potpuno istim postupkom se dobija i sledeća srednja vrednost:

$$\overline{X_{2/\varphi, a_m}} = -aA(1+a_m) \frac{T}{2} \sin \varphi \quad (14)$$

Pri čemu parametar \tilde{a} uzima vrednost 1 kada se radi o prenosu jedinice tj. uzima vrednost nula kada se prenosi nula.

Da bi sračunali varijanse veličina X_1 i X_2 moramo prvo sračunati sledeće:

$$\begin{aligned} X_{1/\varphi, a_m} - \overline{X_{1/\varphi, a_m}} &= \int_0^T r(t) \cos \omega_m t dt - \int_0^T aA(1+a_m) \cos(\omega_m t + \varphi) \cos \omega_m t dt \\ &= \int_0^T n(t) \cos \omega_m t dt \end{aligned} \quad (15)$$

i

$$X_{2/\varphi, a_m} - \overline{X_{2/\varphi, a_m}} = \int_0^T n(t) \sin \omega_m t dt \quad (16)$$

odakle se lako dobija:

$$\begin{aligned} \sigma_{X_1}^2 &= \overline{(X_{1/\varphi, a_m} - \overline{X_{1/\varphi, a_m}})^2} = \int_0^T n(t) \cos \omega_m t dt \int_0^T n(\tau) \cos \omega_m \tau d\tau = \\ &= \int_0^T \int_0^T n(t) n(\tau) \cos \omega_m t \cos \omega_m \tau dt d\tau = \\ &= \int_0^T \int_0^T n(t) n(\tau) \cos \omega_m t \cos \omega_m \tau dt d\tau = N_0 \int_0^T \cos^2 \omega_m t dt = N_0 \frac{T}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

Analogno se dobija da je :

$$\sigma_{X_2}^2 = N_0 \frac{T}{2} \quad (18)$$

Preostalo nam je da izračunamo i kovarijansu ovih dveju veličina. Prema definiciji ona je :

$$\begin{aligned} r_{12} = r_{21} &= \overline{(X_{1/\varphi, a_m} - \overline{X_{1/\varphi, a_m}})(X_{2/\varphi, a_m} - \overline{X_{2/\varphi, a_m}})} = \\ &= \int_0^T \int_0^T n(t) n(\tau) \cos \omega_m t \sin \omega_m \tau dt d\tau = \\ &= \int_0^T \int_0^T n(t) n(\tau) \cos \omega_m t \sin \omega_m \tau dt d\tau = N_0 \int_0^T \frac{\sin 2\omega_m t}{2} dt = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

U svim prethodnim izračunavanjima smo razmatrali slučaj kada je $T = 2nT_m$; $n \in N$, te je to uslovilo da je

$$\int_0^T \sin \omega_m t dt = 0, \quad \int_0^T \cos \omega_m t dt = 0.$$

Sve sračunate vrednosti zamenićemo u relaciju (12) i ako je $a=1$ dobićemo združenu gustinu raspodele signala za slučaj slanja jedinice.

$$\begin{aligned} p_1(X, Y | \varphi, a_m) &= \frac{1}{T\pi N_0} \exp\left(-\frac{1}{TN_0} \left[X^2 + Y^2 + A^2(1+a_m)^2 \left(\frac{T}{2}\right)^2 - A(1+a_m)T(X \cos \varphi - Y \sin \varphi) \right]\right) \end{aligned} \quad (20)$$

Kako izraz (20) predstavlja uslovnu združenu gustinu raspodele potrebno je izvršiti njeno usrednjavanje tj.:

$$p_1(X, Y) = \int_{-1-\pi}^1 \int_{-\pi}^{\pi} p_1(X, Y | \varphi, a_m) p(\varphi) p(a_m) d\varphi da_m$$

$$p_1(X, Y) = \frac{1}{2\pi^2 \sqrt{2\pi TN_0} \sigma_{a_m}} \int_{-1-\pi}^1 \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(-\frac{1}{TN_0} [X^2 + Y^2 + A^2 \cdot (1 + a_m)^2 \left(\frac{T}{2}\right)^2]\right) \exp\left(\frac{1}{N_0} A(1 + a_m)(X \cos \varphi - Y \sin \varphi)\right) \cdot \exp\left(-\frac{a_m^2}{2\sigma_{a_m}^2}\right) d\varphi da_m$$

(21)

Za slučaj kada je $a = 0$ dobijamo gustinu raspodele za slučaj prenosa nule.

$$p_0(X, Y) = \frac{1}{N_0 T \pi} \exp\left(-\frac{1}{N_0 T} (X^2 + Y^2)\right)$$

(22)

Kako odlučivanje zavisi od veličina q, φ_0 onda i greška koja se pravi pri procesu odlučivanja zavisi od ovih dveju veličina. Zbog toga gustina raspodele mora da zavisi od ovih dveju veličina. Prema definiciji je:

$$p(q, \varphi_0) = |J| p(X, Y)$$

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial X}{\partial q} & \frac{\partial Y}{\partial q} \\ \frac{\partial X}{\partial \varphi_0} & \frac{\partial Y}{\partial \varphi_0} \end{vmatrix}$$

(23)

Iz definicije veličina q, φ_0 tj. iz relacije (8) dobijamo zavisnost veličina X, Y od q, φ_0 :

$$X = q \cos \varphi_0; Y = q \sin \varphi_0$$

(24)

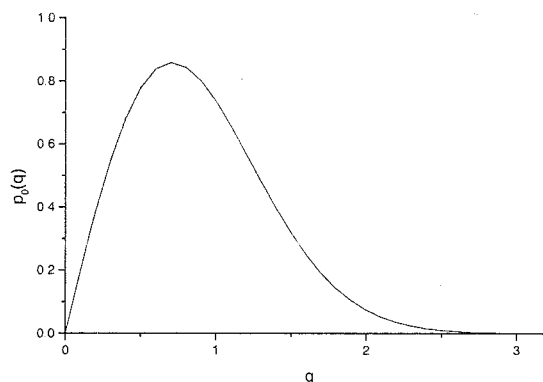
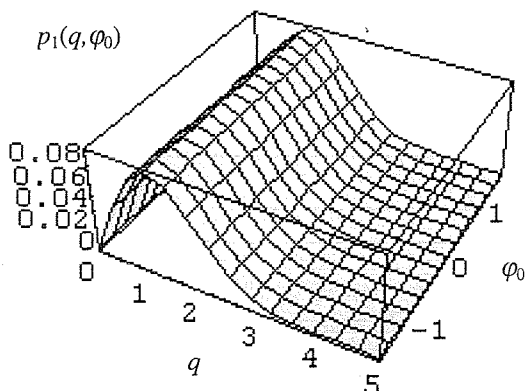
odakle se lako dobija da je $|J| = q$. Nakon ovih preračunavanja gustine raspodele postaju:

$$p_1(q, \varphi_0) = \frac{q}{2\pi^2 \sqrt{2\pi TN_0} \sigma_{a_m}} \int_{-1-\pi}^1 \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left(-\frac{1}{TN_0} [q^2 + A^2(1 + a_m)^2 \cdot \left(\frac{T}{2}\right)^2 - A(1 + a_m)Tq \cos(\varphi + \varphi_0)]\right) \cdot \exp\left(-\frac{a_m^2}{2\sigma_{a_m}^2}\right) d\varphi da_m$$

$$p_0(q) = \frac{q}{\pi N_0 T} \exp\left(-\frac{1}{TN_0} q^2\right) \int_{-\pi}^{\pi} \varphi_0 d\varphi_0 = \frac{2q}{N_0 T} \exp\left(-\frac{1}{TN_0} q^2\right)$$

(25)

Gustine raspodele su prikazane na slici 2.



Slika 2. Gustine raspodele

4. ZAKLJUČAK

U ovom radu smo proučili uticaj modnog šuma kao neizbežnog pratioca prenosa kroz optičke sisteme. U prvom delu rada odredili smo odnos verodostojnosti uz pomoć koga se lako dobija pravilo za odabir hipoteze. Pravilo odabira je složenog oblika, usled prisustva šuma, što uslovljava i složeniji optimalni prijemnik. U drugom delu rada određene su funkcije gustine raspodele, koje su neophodne da bi odredili verovatnoću greške datog sistema.

LITERATURA

- [1] Vidović A., "Detekcija optičkog signala u belom i obojenom Gausovom šumu", Magistarska teza, *Elektronski fakultet u Nišu*, 1999.
- [2] Shankar P. M., "Bit Error Rate Degradation Due to Modal Noise in Single-Mode Fiberoptic Communication Systems", *Journal of Optical Communications*, str. 19.-23. 1989.
- [3] Marinčić A., "Optičke telekomunikacije", *Univerzitet u Beogradu*, Beograd, 1997.
- [4] Wilbur B., Davenport Jr. and Wiliam L. Root, "An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise".

Abstract - This paper presents optimal receiver design of ASK signal in white Gaussian noise under the influence of modal noise. Probability density functions are determined in order to calculate error probability.

ASK SIGNAL DETECTION IN WHITE GAUSSIAN NOISE UNDER THE INFLUENCE OF MODAL NOISE

Dragan Drača, Aleksandra Panajotović, Mihajlo Stefanović
Faculty of Electronic Engineering, University of Niš

NUMERIČKO REŠENJE FOKER-PLANKOVE JEDNAČINE U KOHERENTNIM OPTIČKIM SISTEMIMA

Mihajlo Stefanović, Dejan Milić, Daniela Milović, Elektronski fakultet u Nišu

Abstrakt - Pri izračunavanju performansi koherentnih optičkih sistema, laserski fazni šum predstavlja jednu od osnovnih karakteristika kojoj je potrebno posvetiti pažnju. U ovom radu je razmatran egzaktan pristup koji se zasniva na direktnom numeričkom rešavanju Foker-Plankove jednačine laserskog faznog šuma.

$$\frac{\partial p}{\partial \tau} = -\cos \theta \frac{\partial p}{\partial r} + \frac{\sin \theta}{r} \frac{\partial p}{\partial \theta} + \frac{D}{2} \frac{\partial^2 p}{\partial \theta^2} \quad (4)$$

pri čemu je početni uslov:

$$p(r, \theta, 0) = \frac{1}{r} \delta(r) \quad (5)$$

I. UVOD

Analiza koherentnih optičkih sistema može se izvesti na više načina, ali se kao najtačniji način navodi pristup uslovne verovatnoće [1, 2, 3, 4, 6]. Naime, analiza se izvrši sa uslovnim verovatnoćama, pod uslovom vezanim za filtrirani fazni šum, a zatim se integracijom po raspodeli faznog šuma dobija totalna verovatnoća greške.

Pri analizama se obično koristi model sistema koji kao MF filter koristi integrator (mada su izračunate performanse i sa drugim prenosnim funkcijama [6]). Na izlazu integratora, komponenta vezana za laserski fazni šum je [1, 2, 3, 4]:

$$z(\tau) = \int_0^\tau e^{j\varphi(t)} dt \quad (1)$$

gde je $\varphi(t)$ fazni proces lasera, koji predstavlja Braunovo kretanje u jednoj dimenziji (izvod faznog procesa je Gausova slučajna promenljiva sa srednjom vrednošću jednakoj nuli i varijansom $2\pi\Delta\nu$, gde je $\Delta\nu$ frekvencijska širina linije lasera). Dakle, fazni šum je Markovljev proces, ali sa neprebrojivo mnogo stanja. Proces je takođe i neprekidan, u smislu neprekidnosti slučajnih procesa, a osim toga i nestacionaran.

S obzirom na stohastičke osobine faznog šuma lasera, rešavanje problema raspodele $z(\tau)$ je dosta kompleksno, tako da se u literaturi odomaćio aproksimativni pristup stohastičkog Tejlorovog razvoja [1, 2, 6]. Međutim, egzakti pristup takođe ne ostaje nedorečen; on dovodi do parcijalne diferencijalne jednačine čije je rešenje združena gustina raspodele slučajne promenljive [6]:

$$z(\tau) = x(\tau) + jy(\tau) = r(\tau)e^{j\theta(\tau)} \quad (2)$$

Združena raspodela promenljive $z(\tau)$, $p(x, y, \tau)$ pokorava se Foker-Plankovoj jednačini sledećeg oblika [6]:

$$\frac{\partial p}{\partial \tau} = -\frac{\partial p}{\partial x} + \frac{D}{2} \left(y \frac{\partial}{\partial x} - x \frac{\partial}{\partial y} \right)^2 p \quad (3)$$

U polarnim koordinatama, ova jednačina se može izraziti na sledeći način (uz malo nepoštovanje notacije) [6]:

II. OSOBINE FOKER-PLANKOVE JEDNAČINE I NJENO REŠAVANJE

Rešenje Foker-Plankove jednačine ima sledeće osobine [6]:

1. $r = |z(\tau)|$ ne može biti veće od τ , tako da je rešenje uvek zatvoreno unutar diska poluprečnika τ .
2. Pošto fazni proces ima srednju vrednost nula, rešenje mora biti simetrično oko ose $\theta=0$, $\theta=\pi$.
3. Rešenje $p(r, \theta, \tau)$ mora biti ne-negativno svuda, s obzirom da predstavlja funkciju gustine raspodele verovatnoće.
4. Integral gustine verovatnoće mora biti jednak jedinici po oblasti $\{r, \theta\}$.
5. Zbog provodnog ponašanja jednačine i zbog početnog uslova, rešenje će imati vrlo oštar vrh blizu $r=\tau$, bar za kratko vreme. Za duže vreme, difuzija će izglacati uticaj početnog uslova.

Zbog singulariteta u početnom uslovu i samoj jednačini, u samom početku smo odbacili eksplicitne šeme [8] za rešavanje jednačine. Razlog leži u slaboj stabilnosti ovih šema, koja jednostavno nije bila dovoljna da zadovolji potrebe rešavanja.

Da bismo rešili jednačinu, upotrebićemo implicitnu varijantu metode razdvajanja operatora. Jednačinu ćemo zapisati kao:

$$\frac{\partial p}{\partial \tau} = L_r(p) + L_\theta(p) \quad (6)$$

gde su operatori L_r i L_θ :

$$L_r = -\cos \theta \frac{\partial}{\partial r} \quad (7)$$

$$L_\theta = \frac{\sin \theta}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} + \frac{D}{2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2}$$

Metoda razdvajanja operatora se sastoji u rešavanju sledećih jednačina:

$$\begin{cases} \frac{\partial v}{\partial \tau} = L_r(v) \\ v(r, \theta, \tau_k) = p(r, \theta, \tau_k) \end{cases} \quad (t_k \leq t \leq t_{k+1}) \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial w}{\partial \tau} = L_{\theta}(w) & (t_k \leq t \leq t_{k+1}) \\ w(r, \theta, \tau_k) = v(r, \theta, \tau_{k+1}) \end{cases} \quad (9)$$

$$w^{k+1} = p^{k+1} \quad (10)$$

Dokazano je [8] da se sukcesivnim rešavanjem ova dva jednodimenzionalna problema može dobiti rešenje (w^{k+1}) početnog dvodimenzionalnog problema sa tačnošću $O(N_{\tau}^{-2})$.

Poznato je da se višedimenzionalne parcijalne diferencijalne jednačine mogu manje ili više uspešno rešavati metodom razdvajanja operatora. Moguće je naravno, na više načina izvesti razdvajanje operatora, ali je potrebno uzeti u obzir složenost tako dobijenih diferencijalnih šema. Predloženo razdvajanje operatora ima nekoliko pogodnosti:

- Operatori su potpuno razdvojeni na radijalni i ugaoni operator, što umnogome skraćuje potrebno vreme rešavanja (linearni sistemi jednačina su daleko jednostavniji).

- Granični efekti su svedeni na minimum

Jedna od nuspojava koja je posledica razdvajanja operatora su veštački granični efekti koji se mogu pojaviti u izvesnim slučajevima. Naime, razdvajanje operatora je moguće ponekad izvesti na način koji je pogodan za dalje rešavanje, ali je tom prilikom fizički "nepriridan". Tada nije uvek moguće precizno definisati granične uslove koje treba da zadovolje razdvojeni sistemi, tako da se mogu pojaviti veštački granični efekti koji dovode do greške u konačnom rešenju. U našem slučaju razdvajanja operatora ne pojavljuje se problem ovakve prirode.

Rešavanje sistema ćemo pojednostaviti na još jedan način; naime, prva od jednačina:

$$\frac{\partial v}{\partial \tau} = -\cos \theta \frac{\partial v}{\partial r} \quad (11)$$

koja odgovara (8), uz početni uslov:

$$v_0 = v(r, \theta, \tau_0) \quad (12)$$

ima rešenje u zatvorenom obliku, koje glasi:

$$v(r, \theta, \tau_0 + \tau) = v(r - \tau \cos \theta, \theta, \tau_0) \quad (13)$$

Na ovaj način se izbegava upotreba diferencne šeme (i potreba za rešavanjem sistema linearnih jednačina), ali ne na štetu tačnosti rešenja. Umesto diferencne šeme, jednačina (13) nam omogućava da upotrebimo prostu interpolaciju za dobijanje numeričkog rešenja jednačine provođenja (11).

Za rešavanje jednačine (9) korišćemo diferencnu šemu.

vrednostima $D\tau$, kako bi se sačuvao oštar vrh raspodele u blizini $r=\tau$. Pošto u radijalnom smeru koristimo interpolaciju pravog rešenja (13), najbolje je za vremenski korak uzeti istu vrednost kao i za radijalni korak. Na taj način će interpolacija najbolje očuvati uticaj početnog uslova u nekoliko prvih koraka. Druga alternativa je da se za radijalno generisanje mreže u svakom koraku koristi metoda iščekavajućeg totalnog fluksa spomenuta u [6], koja bi takođe očuvala oštre ivice. Međutim, primena ovog metoda bila bi komplikovanija i zahtevnija u pogledu vremena rešavanja, što je i bio osnovni razlog da upotrebimo interpolaciju.

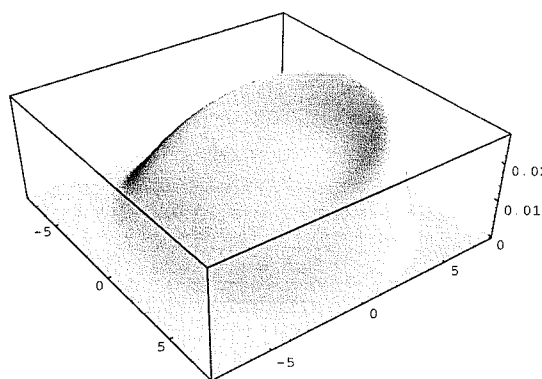
Raspodelu amplituda možemo dobiti jednostavno integracijom po fazi:

$$p(r) = \int_{-\pi}^{\pi} p(r, \theta) r d\theta \quad (14)$$

dok se raspodela faza dobija integracijom po amplitudi:

$$p(\theta) = \int_0^{\tau} p(r, \theta) r dr \quad (15)$$

Na slikama 5. i 6. prikazane su raspodele amplitude i faze, za različiti broj čvorova mreže u radijalnom i ugaonom smeru. Konvergencija rešenja sa povećanjem broja tačaka je očigledna. Iz gore pomenutih slika može se izvući zaključak da je za zadovoljavajuće rešenje potrebno uzeti oko $N_r=100$ radijalnih tačaka, i oko $N_{\theta}=30$ tačaka u ugaonom pravcu $[0, \pi]$.



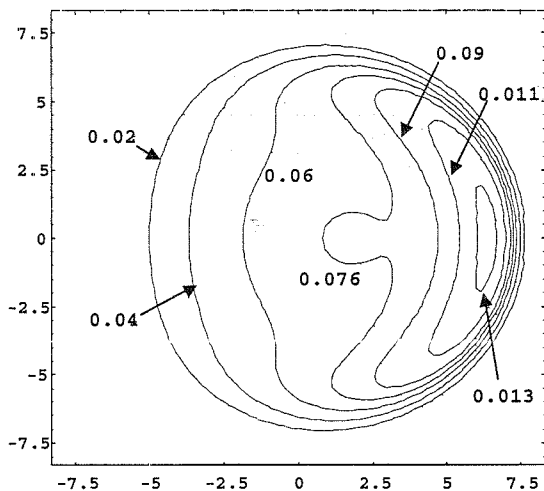
Slika 1. Trodimenzionalni prikaz tipičnog rešenja jednačine

III. NUMERIČKI REZULTATI I DISKUSIJA

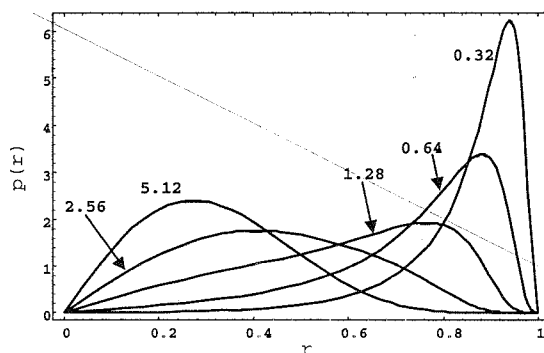
Rezultati prikazani u ovom radu dobijeni su sa sledećim parametrima:

$$N_r=100, N_{\theta}=20, N_{\tau}=100,$$

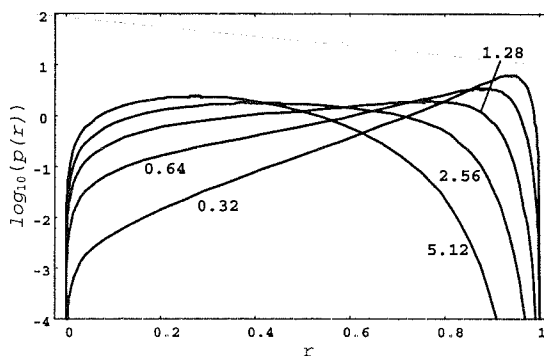
ako nije drugačije naglašeno. U ugaonom smeru je dovoljan i relativno mali broj tačaka, ali ipak ne ispod vrednosti $N_{\theta}=20$ na intervalu $[-\pi, 0]$. U radijalnom smeru je međutim potrebno više tačaka, posebno pri malim



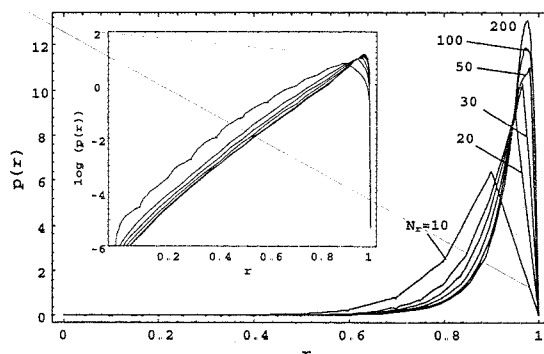
Slika 2. Konturni prikaz združene raspodele $p(r, \theta, \tau)$ za $D\tau=8$ i $\tau=8$ ($\Delta v=1/2\pi$).



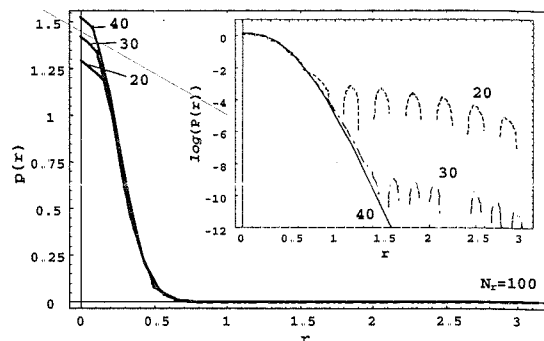
Slika 3. Raspodela $p(r)$ za razne vrednosti $\Delta v\tau$ i $\tau=1$;



Slika 4. Raspodela $p(r)$ za razne vrednosti $\Delta v\tau$ i $\tau=1$ u logaritamskoj razmeri.



Slika 5. Konvergencija rešenja po amplitudi sa povećanjem broja tačaka N_r . Prikazana je raspodela za $\Delta v\tau=0.14$ u normalnoj i logaritamskoj razmeri.



Slika 6. Konvergencija raspodele faze (na intervalu $[0, \pi]$) sa povećanjem broja tačaka N_r . Prikazana je raspodela za $\Delta v\tau=0.02$ u normalnoj i logaritamskoj razmeri.

IV. ZAKLJUČAK

Numerička rešenja Foker-Plankove jednačine mogu poslužiti kao referenca za ocenu različitih aproksimacija koje su se pojavile zadnjih godina u literaturi. Kako aproksimacije uvek važe za izvesni opseg vrednosti koeficijenta difuzije D , pre njihove konačne primene potrebno je uporediti rezultate sa referentnim rešenjima jednačine i po potrebi uvesti izvesne korekcije. Na primer, metoda Tejlorovog razvoja [1, 2, 3, 6] dovodi do raspodele amplitude koje ima nefizičku vrednost različitu od nule u koordinatnom početku. Upoređivanjem sa numeričkim rešenjem jednačine, došlo se do zaključka da raspodela koja je "podešena" na nulu prilično dobro aproksimira pravu raspodelu.

Aproksimacije, sa svog stanovišta imaju izvesne prednosti koje se uglavnom odnose na jednostavnije (i brže) rešavanje ili su vezane za specifičnost metode izračunavanja performansi [6].

Tačnost numeričkog rešenja ove Foker-Plankove jednačine moguće je proveriti poređenjem numerički dobijenih momenata raspodele sa analitičkim, koji postoje u zatvorenom obliku.

LITERATURA

- [1] M. Stefanovic, D. Milic, N. Stojanovic, "Evaluation of Optimal Bandwidth in Optical FSK System Influenced by Laser Phase Noise", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 16, pp 772-777, May 1998.
- [2] M. Stefanovic, N. Stojanovic, D. Milic, D. Petrovic, "Optimal Bandwidth in Optical FSK System Influenced by Laser Phase Noise", *MELECON '98 Proceedings*, vol. II, pp 1423-1426, Tel-Aviv, Israel, May 1998.
- [3] D. Milic, D. Zvezdanovic, P. Spalevic, M. Stefanovic, "Comparison Between Taylor Expansion Method and Numerical simulation of Filtered Laser Phase Noise in Optical FSK System", *IASTED Signal Processing and Telecom.*, Las Palmas de Gran Canaria, Canary Islands, Spain, Feb. 1998.

- [4] M.-J. Hao and S. B. Wicker, "The effect of error control coding in multichannel FSK coherent lightwave communication system influenced by laser phase noise", *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 2648-2656, Dec. 1996.
- [5] D. Mitrinovic, D. Tosic, R. Janic, *Special functions: Collection of problems*, in Serbian, Naucna knjiga, Beograd, 1990, pp. 53-70, 135-201.
- [6] G. Jacobsen, *Noise in digital optical transmission system*, The Artech House Library, London, 1994, pp. 76-113.
- [7] D. Mitrinovic, J. Keckic, *Cauchy's calculus of residues with applications*, Naucna knjiga, Beograd, 1991, pp. 50-53, 357-363.
- [8] G. V. Milovanovic, *Numericka analiza, diferencijalne i integralne jednacine*, Niš, 1981, pp. 107-140

ДЕГРАДАЦИЈА ПЕРФОРМАНСИ КОХЕРЕНТНОГ MSK ПРИЈЕМНИКА УСЛЕД НЕСТАБИЛНОСТИ РЕФЕРЕНТНОГ НОСИОЦА ПРИЈЕМНИКА И ИНТЕРФЕРЕНЦИЈЕ

Драган Драча, Александра Видовић, Михајло Стефановић, *Електронски факултет у Нишу*

Садржај – У овом раду разматрана је кохерентна детекција MSK сигнала и деградација вероватноће грешке у односу на идеалне перформансе услед присуства интерференције и фазне неусаглашености између носиоца примљеног сигнала и носиоца пријемника. Вероватноћа грешке израчунава се за једноставан модел система са интегратором са растерећењем. Нестабилности референтног носиоца кохерентног пријемника представљена је функцијом густине вероватноће фазне грешке за PLL петљу првог реда, док је неизвесности изазвана интерференцијом у модел система укључена кроз случајну фазу косинусног сигнала придруженог корисном сигналу.

1. УВОД

У анализама које су извршене у овом раду разматрана је кохерентна детекција MSK сигнала. У реалним условима рада у кохерентном пријемнику долази до одступања референтног носиоца од номиналне вредности што нарушава кохерентни пријем. Због тога се желело да се испита утицај нестабилности референтног носиоца на квалитет MSK пријема. Поред овога посматрана је интерференција која није везана за фазну грешку референтног носиоца и преслушавање између ортогоналних канала MSK пријемника. Односно, у модел система укључена је интерференција која је последица преслушавања у другим деловима преносног система. Утицај ових сметњи, интерференције и неидеалне екстракције, посматран је кроз деградацију вероватноће грешке. Вероватноћа грешке нумерички је израчуната за једноставан модел MSK пријемника са интегратором са растерећењем, где је нестабилност референтног носиоца представљена преко функције густине вероватноће фазне грешке петље, док случајна фаза интерференције укључује неизвесност при одлучивању услед разних преслушавања.

Минимално фреквенцијско тастовање (Minimum Shift Keying – MSK), или како се још назива брза дигитална фреквенцијска модулација (Fast Frequency Shift Keying – FFSK), може се посматрати или као специјалан случај FSK или као специјалан случај PSK. Када се посматра као специјалан случај FSK, MSK припада класи дигиталних фреквенцијских модулација с континуалном фазом (Continuous Phase FSK – CPFSK), чији је индекс модулације 0.5, док када се посматра као специјалан случај PSK, MSK припада класи дигиталних четворофазних модулација са помереним тастовањем (Offset Quadrature PSK – OQPSK) и синусоидалним уобличавањем модулишућег сигнала. При већим брзинама рада најчешће се користи MSK поступак због својих предности: константна амплитуда, континуална фаза, врло узан спектар, мала вероватноћа грешке итд [1], [2].

MSK сигнал, као специјалан случај OQPSK, може се представити следећим изразом

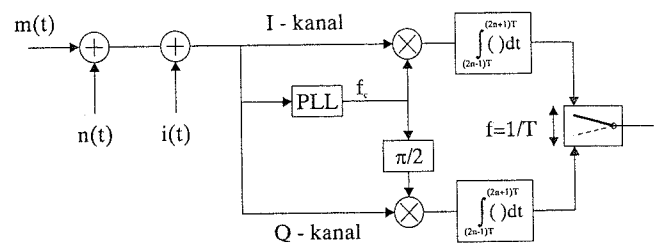
$$m(t) = A \sum_n a_n p(t - 2nT) \cos \omega_c t + A \sum_n b_n p[t - (2n+1)T] \sin \omega_c t, \quad (1)$$

где су a_n и b_n независни, једнаковероватни бинарни подаци који се добијају раздвајањем полазне поворке бинарних података на парну и непарну поворку података. Сигнал $p(t)$ је модулишући сигнал представљен са

$$p(t) = \begin{cases} \cos \frac{\pi}{2T} t, & |t| \leq T \\ 0, & |t| > T \end{cases} \quad (2)$$

2. МОДЕЛ СИСТЕМА

Модел MSK пријемника приказан је на слици 1 [1], [2], [3], [4]. У овом раду, поред Гаусовог шума $n(t)$ на улазу у пријемник, претпостављено је да постоји интерференција $i(t)$ [5], као и да због шума екстракција носиоца није идеална [3], [4]. Разматрана је интерференција чија се кружна учестаност поклапа са кружном учестаношћу корисног сигнала, јер се таква интерференција не може отклонити филтром на месту пријема, па пролази заједно са корисним сигналом. Интерференција је представљена косинусним сигналом чија фаза је случајна величина. Претпостављен је најгори случај када је фаза интерференције потпуно непозната и због тога униформно расподељена [5].



Сл. 1. MSK пријемник

Успешан пренос информација кохерентним телекомуникационим системима захтева способност пријемника да одреди или предвиди фазу и фреквенцију примљеног сигнала са што мањом грешком. Регенерација носиоца на основу примљеног сигнала врши се уз помоћ фазне петље [6], [7]. Због шума на улазу петље смањује се осетљивост фазне петље или чак може доћи до тога да напонски контролисан осцилатор не може више да прати промене фреквенције и фазе улазног сигнала. Тако, у I каналу MSK пријемника примљени сигнал се множи са $R_I(t) = 2\cos(\omega_c t + \varphi)$, а у Q каналу са $R_Q(t) = 2\sin(\omega_c t + \varphi)$, где је φ фазна грешка која је због шума случајна величина. После демодулације одлука се доноси у колу интегратора са растерећењем. На крају, излази интегратора се комбинују у прекидачу који има комплементарну улогу са прекидачем на предаји, који раздваја улазну поворку бита на парне и непарне бите.

3. ПЕРФОРМАНСЕ MSK ПРИЈЕМНИКА

Погрешан бит на излазу пријемника може потицати из I или Q канала, па ако су P_{eI} и P_{eQ} вероватноће грешке у I и Q каналима, респективно, онда се вероватноћа грешке за пријемник са слике 1 добија усредњавањем [9], [10]

$$P_e = \frac{1}{2} P_{eI} + \frac{1}{2} P_{eQ} \quad (3)$$

Прво је посматран I канал. Сигнал нарушен Гаусовим шумом и интерференцијом у I каналу је

$$r_i(t) = m(t) + i(t) + n(t) = A \{ b_{n-1} p[t - (2n-1)T] \sin \omega_c t + a_n p[t - 2nT] \cos \omega_c t + b_n p[t - (2n+1)T] \sin \omega_c t + \eta \cos(\omega_c t + \theta) \} + n(t), \quad (4)$$

$(2n-1)T \leq t \leq (2n+1)T$

где је η однос амплитуде интерференције и амплитуде корисног сигнала A , θ је случајна фаза интерференције са униформном расподелом

$$p_o(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (5)$$

Шум $n(t)$ је ускопојасан Гаусов шум двостране спектралне густине снаге $N_0/2$

$$n(t) = n_i(t) \cos(\omega_c t + \varphi) - n_o(t) \sin(\omega_c t + \varphi), \quad (6)$$

где су $n_i(t)$ и $n_o(t)$ нискофреквенцијски Гаусови процеси са двостраном спектралном густином снаге N_0 [9], [10].

После множења, занемарујући чланове на $2\omega_c t$, сигнал је

$$r_i(t) R_i(t) = A \{ -b_{n-1} p[t - (2n-1)T] \sin \varphi + a_n p[t - 2nT] \cos \varphi - b_n p[t - (2n+1)T] \sin \varphi + \eta \cos(\varphi - \theta) \} + n_i(t), \quad (7)$$

$(2n-1)T \leq t \leq (2n+1)T$

Затим следи интегратор са растерећењем

$$y_i(t) = \frac{1}{2T} \int_{(2n-1)T}^t r_i(t) R_i(t) dt, \quad (8)$$

па је сигнал на излазу интегратора у тренутку $t=(2n+1)T$, $y_i[(2n+1)T] = y_i$

$$y_i = A \left[a_n \frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{b_{n-1} + b_n}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right] + n_i \quad (9)$$

$$n_i = \frac{1}{2T} \int_{(2n-1)T}^{(2n+1)T} n_i(t) dt$$

Одмерак n_i је резултат линеарне операције над Гаусовим процесом $n_i(t)$, па је такође Гаусова променљива. Како је преносна функција интегратора са растерећењем

$$H(j\omega) = \frac{1 - \exp(-j\omega 2T)}{j\omega 2T}, \quad (10)$$

то је варијанса Гаусове променљиве n_i [9], [10]

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} |H(j\omega)|^2 2N_0 d\omega = \frac{N_0}{2T}, \quad (11)$$

а променљива y_i је за дате вредности a_n , b_{n-1} , b_n , θ и φ Гаусова променљива са средњом вредношћу $A[a_n \frac{2}{\pi} \cos \varphi - (b_{n-1} + b_n)/\pi \sin \varphi + \eta \cos(\varphi - \theta)]$ и варијансом σ^2 .

Грешка настаје ако је послата јединица ($a_n = 1$), а сигнал на излазу интегратора y_i је мањи од нуле или ако је $a_n = -1$, а сигнал y_i је веће од нуле [9], [10], тј. условна вероватноћа грешке за I канал је

$$P_{ei}(b_{n-1}, b_n, \varphi, \theta) = P(a_n = 1)$$

$$P \left\{ A \left[\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{b_{n-1} + b_n}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right] + n_i < 0 \mid b_{n-1}, b_n, \varphi, \theta \right\} + P(a_n = -1)$$

$$P \left\{ A \left[-\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{b_{n-1} + b_n}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right] + n_i > 0 \mid b_{n-1}, b_n, \varphi, \theta \right\} \quad (12)$$

Улазни симболи су једнако вероватни и независни, па је $P(a_n=1)=P(a_n=-1)=1/2$ и $P(b_{n-1}, b_n)=1/4$ гако да је после усредњавања условна вероватноћа грешке по φ и θ

$$P_{ei}(\varphi, \theta) = \frac{1}{16} \left\{ \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] \right\} + 2 \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] + \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] + \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] + 2 \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] + \operatorname{erfc} \left[\frac{A}{\sigma} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] \right\} \quad (13)$$

где је

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

Однос сигнал-шум на излазу интегратора SNR у функцији енергије сигнала по биту и спектралне густине снаге шума на улазу у пријемник, односно односа сигнал-шум на улазу у пријемник је

$$SNR = \frac{A^2}{\sigma^2} = 2 \frac{A^2 T}{N_0} = 2 \frac{E_b}{N_0}, \quad (14)$$

па је A/σ у једначини (13)

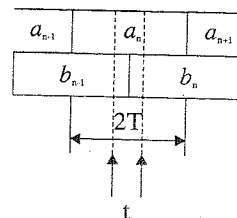
$$\frac{A}{\sigma} = 2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}},$$

чиме је вероватноћа грешке дата у функцији односа сигнал-шум на улазу у пријемник.

Коначно, треба усредњити по θ и φ да би добили вероватноћу грешке у I каналу. Расподела за фазу интерференције θ је униформна расподела, док је расподела за фазну грешку φ добро апроксимирана следећим изразом [6], [7]

$$\frac{\exp(\beta \varphi + \alpha \cos \varphi)}{4\pi^2 \exp(-\pi \beta)} I_{j\beta}(\alpha)^2 \int_{\varphi}^{\varphi+2\pi} \exp(-\beta x - \alpha \cos x) dx, \quad (15)$$

где је α однос сигнал-шум у колу петље, а β параметар раздешености петље. Због шума на улазу у петљу фазна грешка је случајна величина са расподелом чији параметри зависе од шума, али и сигнала на улазу у петљу. Према томе, да би извели функцију густине вероватноће за фазну грешку, потребан је израз за шум и еквивалентни сигнал на улазу петље (види слику 2)



Сл. 2. Комбинације бита на улазу у петљу.

$$A_{ek} \cos(\omega_c t + \theta_{ek}) + n(t) = \begin{cases} A \sqrt{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta + b_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)} \\ \cos \left(\omega_c t + \arctg \frac{b_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} + \eta \sin \theta}{a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} + \eta \cos \theta} \right) + n(t), \\ \text{za } 2nT < t < (2n+1)T \\ \\ A \sqrt{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta - b_{n-1} \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)} \\ \cos \left(\omega_c t - \arctg \frac{b_{n-1} \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} - \eta \sin \theta}{a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} + \eta \cos \theta} \right) + n(t), \\ \text{za } (2n-1)T < t < 2nT \end{cases} \quad (16)$$

Препостављена је PLL петља првог реда, па ако је на улазу у петљу двострана спектрална густина снаге ускопојасног белог Гаусовог шума $N_0/2$, а еквивалентни двострани пропусни опсег петље је $W_l = A_{ek}K/4$, где је K кружно појачање отворене петље [6], [7], [8], онда је однос сигнал-шум у колу петље

$$\alpha = \frac{\frac{A_{ek}^2}{2}}{\frac{N_0 W_l}{2}} = \frac{2A_{ek}}{N_0 K} = \begin{cases} \alpha_0 \sqrt{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta + b_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)}, \\ \text{za } 2nT < t < (2n+1)T \\ \\ \alpha_0 \sqrt{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta - b_{n-1} \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)}, \\ \text{za } (2n-1)T < t < 2nT \end{cases} \quad (17)$$

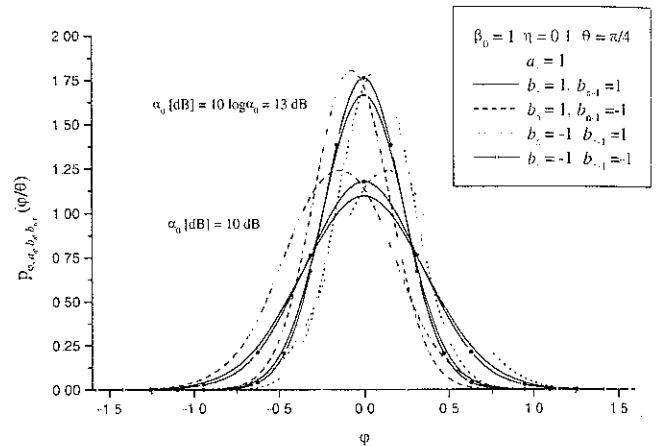
где је $\alpha_0 = 2A/(N_0K)$ однос сигнал-шум у колу петље за случај када се не јавља интерференција, $\alpha_0 = \alpha|_{\eta=0}$. Међутим, даље у тексту, због једноставности израз "однос сигнал-шум у колу петље" односи се на параметар α_0

С друге стране, уз препоставку да је фаза интерференције споропроменљива, па се смајра да је константна у току дигитског интервала, $d\theta/dt = 0$, мера раздешености петље је [6], [7], [8]

$$\beta = \frac{4}{N_0 K} \left[\frac{d}{dt} (\omega_c t + \theta_{ek}) - \omega_c \right] = \begin{cases} \beta_0 \frac{\pi}{2} \frac{a_n b_n + \eta \left(a_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta + b_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta \right)}{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta + b_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)}, \\ \text{za } 2nT < t < (2n+1)T \\ \\ \beta_0 \frac{\pi}{2} \frac{-a_n b_{n-1} + \eta \left(a_n \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta - b_{n-1} \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta \right)}{1 + \eta^2 + 2\eta \left(a_n \cos \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \cos \theta - b_{n-1} \sin \frac{\pi(t-2nT)}{2T} \sin \theta \right)}, \\ \text{za } (2n-1)T < t < 2nT \end{cases} \quad (18)$$

Пошто су параметри α и β функције случајне променљиве θ , али и тренутка екстракције t , то је за дају комбинацију бита из I и Q канала, израз (15) условна функција густине вероватноће по θ и t . Како је у оквиру $2T$ подједнака вероватноћа сваког тренутка, $1/(2T)$, то се после усредњавања јед (15) по времену добија, за даго a_n, b_n, b_{n-1} , условна функција густине вероватноће фазне грешке по θ $p_{\varphi, a_n, b_n, b_{n-1}}(\varphi/\theta)$.

Ова условна функција густине вероватноће за различите вредности односа сигнал-шум у колу петље α_0 приказана је на слици 3. Са слике се уочава да што је однос сигнал-шум у колу петље већи то су функције густине вероватноће уже, односно мања је неодређеност фазне грешке. Ово значи да ће се са порастом односа сигнал-шум у колу петље смањивати вероватноћа грешке система



Сл 3 Условна функција густине вероватноће за фазну грешку PLL петље првог реда

Вероватноћа грешке у I каналу када постоји интерференција и када је узета у обзир идеална екстракција носноца, нађена је онда усредњавањем јед (13) по φ и θ

$$P_{eI} = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} p_{eI}(\theta, \varphi) p_{\varphi}(\varphi/\theta) p_{\theta}(\theta) d\theta d\varphi = \frac{1}{32\pi} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, -1, -1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, -1, 1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, 1, -1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, 1, 1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, -1, -1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, -1, 1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, 1, -1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \cos(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi, 1, 1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi \right\} \quad (19)$$

Истим поступком добија се вероватноћа грешке у Q грани, P_{eQ} .

$$\begin{aligned}
 P_{eQ} = & \frac{1}{32\pi} \left\{ \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \right. \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi,1,1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi + \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi,1,1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi + \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,-1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,-1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,-1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi + \\
 & \left. + \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc} \left[2 \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \left(\frac{2}{\pi} \cos \varphi - \frac{2}{\pi} \sin \varphi - \eta \sin(\theta - \varphi) \right) \right] p_{\varphi-1,-1}(\varphi/\theta) d\theta d\varphi \right\} \quad (20)
 \end{aligned}$$

па је вероватноћа грешке приказаног пријемника $P_e = (P_{el} + P_{eQ})/2$.

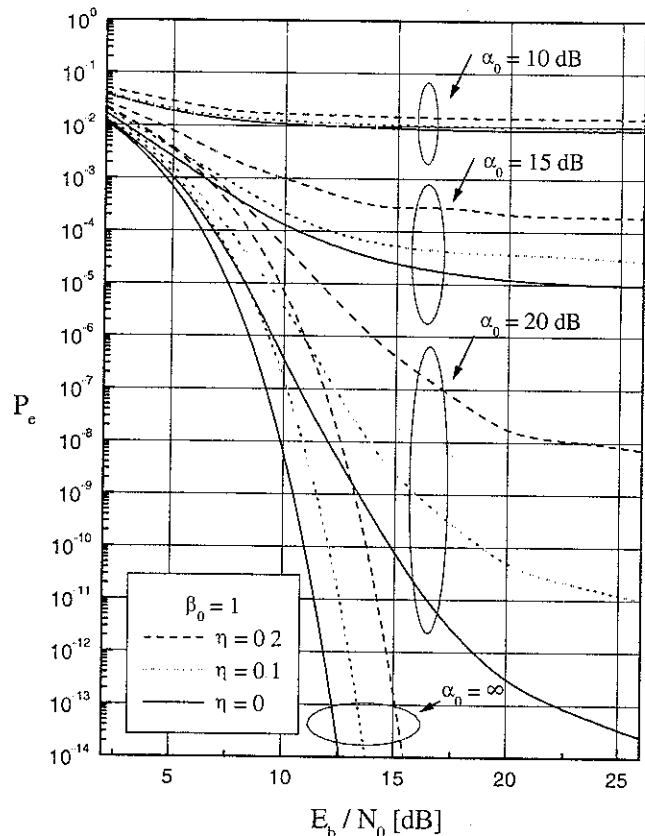
4. ДИСКУСИЈА РЕЗУЛТАТА

Добијени резултати за вероватноћу грешке MSK пријемника са слике 1 у функцији односа сигнал-шум на улазу пријемника $E_b/N_0[\text{dB}] = 10 \log(E_b/N_0)$, за различите вредности односа сигнал-шум у колу петље $\alpha_0[\text{dB}] = 10 \log \alpha_0$ и за различите вредности односа интерференција-сигнал η , приказани су на слици 4. Вероватноћа грешке добијена је нумеричком интеграцијом и усредњавањем једначина (19) и (20). На слици је приказана и вероватноћа грешке када нема интерференције ($\eta = 0$), као и крива која означава идеалне перформансе система ($\eta = 0, \alpha_0 = \infty$). Резултати показују да вероватноћа грешке опада са порастом односа сигнал-шум E_b/N_0 , односа сигнал-шум у колу петље α_0 и са смањивањем односа интерференција-сигнал η .

Слика показује да је по квалитету MSK преноса критичнија неидеална екстракција носиоца. Ово се објашњава тиме што поред нестабилности референтног носиоца, јавља се међуканална интерференција услед фазне грешке у референтном носиоцу, тј. на вероватноћу грешке у једном каналу (нпр. у I каналу) утиче сигнал из другог, ортогоналног канала (Q канала). Са слике се такође лако да закључити да је утицај интерференције већи за веће вредности односа сигнал-шум у колу петље, пошто су за већи однос сигнал-шум у колу петље разлике између кривих које одговарају различитим вредностима односа интерференција-сигнал веће од разлика које постоје између одговарајућих кривих за мањи однос сигнал-шум у колу петље. За $\alpha_0 = 10 \text{ dB}$ уочава се да је утицај интерференције занемарљив, тј. у овом случају доминантна сметња је нестабилност референтног носиоца.

Када се узме у обзир нестабилност референтног носиоца на излазу петље онда криве за вероватноћу грешке у лимесу теже одређеној вредности, тј. имају засићење. Заправо, доња граница вероватноће грешке одређена је параметром неидеалне екстракције α_0 . То значи да почев од неке вредности односа сигнал-шум E_b/N_0 нема сврхе више повећавати снагу сигнала јер нема побољшања перформанси система и не може се елиминисати утицај нестабилности референтног носиоца. С друге стране, избором елемената петље може се повећати однос сигнал-шум у колу петље и на тај начин смањити вероватноћа грешке. Ово постаје још јасније на слици 5. Слика 5 показује вероватноћу грешке у

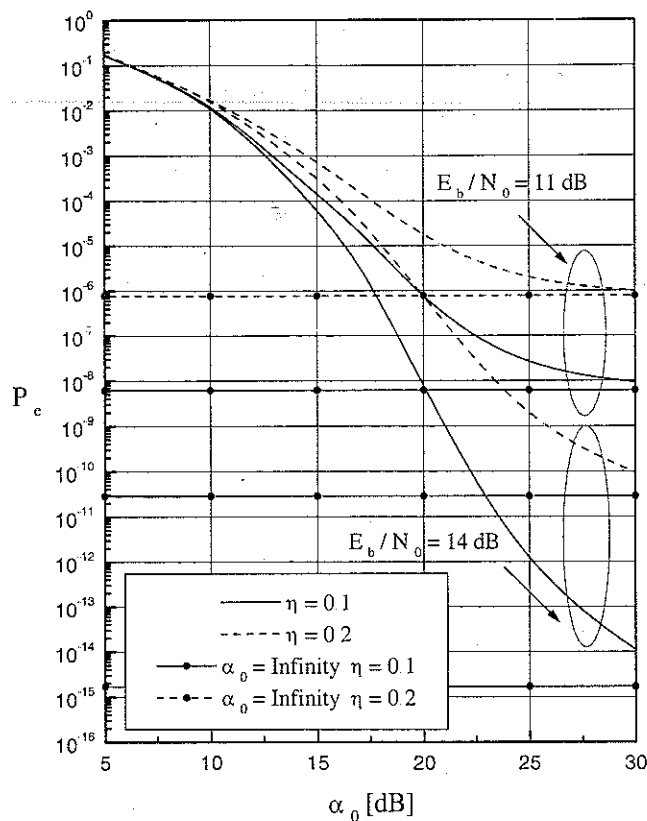
функцији односа сигнал-шум у колу петље α_0 када је параметар однос сигнал-шум E_b/N_0 . На слици је за посматране вредности односа интерференција-сигнал η назначена и вероватноћа грешке када би екстракција носиоца била идеална. За велике вредности односа сигнал-шум у колу петље α_0 постоји засићење и вероватноћа грешке тежи вероватноћи када је екстракција носиоца идеална. То значи да је, почев од неке вредности односа сигнал-шум у колу петље α_0 , компензован утицај шума на улазу у петљу.



Сл. 4. Вероватноћа грешке у функцији односа сигнал-шум E_b/N_0 за различите вредности односа сигнал-шум у колу петље α_0 .

5. ЗАКЉУЧАК

У овом раду при анализи MSK пријемника претпостављено је да постоји фазна грешка у референтном носиоцу пријемника, што значи да се јавља преслушавање између I и Q канала. Поред овога, због шума на улазу у петљу, фазна грешка је случајна величина, односно постоји случајно одступање референтног носиоца од номиналне вредности. У раду је поред неидеалне екстракције претпостављено да у систему постоји интерференција услед разних преслушавања у преносном медијуму. Узроци појаве интерференције могу бити различити, па је неизвесност при одлучивању моделована потпуно непознатом фазом интерференције. Расподела за фазну грешку одређена је за нелинеаран модел PLL петље првог реда. Наравно, ова расподела зависи од параметара петље, еквивалентног пропусног опсега петље, кружног појачања петље итд., од корисног сигнала, али и интерференције на улазу пријемника. За предложен модел система грешка је нумерички израчуната и дата је детаљна анализа добијених резултата за вероватноћу грешке, која је један од параметара за оцену дигиталног система.



Сл 5. Вероватноћа грешке у функцији односа сигнал-шум у колу петље α_0 за две вредности односа сигнал-шум E_b/N_0

Резултати показују да је нестабилност референтног носиоца пријемника критичнија за детекцију MSK сигнала од појаве интерференције у преносном медијуму. Анализа добијених перформанси омогућује прорачун потребне снаге корисног сигнала на улазу у пријемник за добијање тражене вероватноће грешке. Међутим, због интерференције и неидеалне екстракције већа корисна снага значи скупљи систем, а и тада не може увек да се компензује утицај смењги. Заправо, доња граница вероватноће грешке одређена је односом сигнал-шум у колу петље α_0 и односом интерференција-сигнал η . Јасно је да већ само повећање корисне снаге мења однос сигнал-шум у колу петље и однос интерференција-сигнал и спушта доњу границу вероватноће грешке. Али корисна снага којом се располаже зависи од могућности предајника. На други начин потребна вредност односа сигнал-шум у колу петље α_0 може се добити пројектовањем петље са одговарајућим пропусним опсегом. Али и овде побољшање перформанси система смањивањем пропусног опсега петље је ограничено, јер с друге стране пропусни опсег треба да буде довољно широк да омогући праћење промена фреквенције долазећег носиоца. Ово значи да је при пројектовању неопходно прављење компромиса, а у овом раду анализа утицаја нестабилности референтног носиоца и интерференције на квалитет MSK преноса дала је перформансе система у функцији параметара преноса, што пружа могућност оптимизације ових параметара.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Leon W. Couch II, *Modern Communications Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995
- [2] H Leib, S. Pasupathy, "Error-Control Properties of Minimum Shift Keying", *IEEE Communication Magazine*, Vol 31, pp 52-61, January 1993
- [3] R. Matyas, "Effect of Noisy Phase References on Coherent Detection of FFSK Signals", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No. 6, pp 807-815, 1978.
- [4] Д. Драча, *Утицај несавршене дижиталске синхронизације на вероватноћу грешке код пријемника MSK сигнала*, Магистарска теза, Електронски факултет у Нишу, 1982
- [5] I. Kostic, "Fourier-Series Representation for Phase Density Function of Sum of Signal, Noise and Interference", *Electronic Letters*, No. 17, pp. 541-542, 1979
- [6] W. C. Lindsey, S. K. Marvin, *Telecommunication Systems Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973
- [7] W. C. Lindsey, "Nonlinear Analysis of Generalized Tracking Systems", *Proceedings of the IEEE*, Vol 57, No 10, pp. 1705-1722, 1969
- [8] M. Stefanovic, D. Draca, A. Vidovic, D. Milovic, "Coherent Detection of FSK Signal in the Presence of Cochannel Interference and Noisy Carrier Reference Signal", *International Journal of Electronics and Communications (AEU)* 53, No 2, pp. 77-82, 1999
- [9] A. Papoulis, *Probability, Random Variable and Stochastic Processes*, 3rd ed, McGraw-Hill Book Company, New York, 1991.
- [10] J. G Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed, McGraw-Hill Book Company, New York, 1989

Abstract – In this paper the coherent detection of MSK signal and a degradation in error rate performance from ideal due to an interference and a phase discrepancy between the carrier of the received signal and the carrier of the receiver are considered. The error rate is calculated for the simple system model with integrate-and-damp circuits. The reference carrier signal unsteadiness is presented by the probability density function of the first order PLL phase error, while the uncertainty due to an interference is involved in the system model with a random phase of cosine signal that accompanied the useful signal

DEGRADATION IN COHERENT MSK RECEIVER PERFORMANCE DUE TO NOISY CARRIER REFERENCE SIGNAL AND INTERFERENCE

Dragan Draca, Aleksandra Vidovic, Mihajlo Stefanovic

ON THE EFFECT OF THE PHASE NOISE AND CARRIER FREQUENCY OFFSET TO BER SENSITIVITY IN OFDM SYSTEMS

Bojan Dimitrijević, Ivana Arsić
Elektronski fakultet u Nišu

Abstract - In this paper the effect of carrier frequency offset and the phase noise on BER sensitivity in OFDM systems is presented. The transmission of M-QAM and M-PSK modulated orthogonal frequency division multiplexed signals over an additive Gaussian noise (AWGN) channel is considered, and the degradation of a bit error rate (BER) is analytically evaluated. The sensitivity of OFDM signals is also compared to BER sensitivity of a single carrier system (SC). According to the obtained results it is shown that for a given BER degradation and a same bit rate for both OFDM and SC, the values of the frequency offset and linewidth of the carrier generator, allowed for OFDM, are orders of magnitude smaller than for SC system.

1. INTRODUCTION

Orthogonal frequency-division multiplexing modulation (OFDM) is a new promising technique for the high data rate applications on depressive transmission media. The principle of transmitting data by dividing it into several interleaved bit streams and using it to modulate several carriers was used many years ago [1], [2] and has been of continuing interest ever since. For an introduction into the basics of OFDM technique, refer to [2] and [3]. The use of OFDM signals is proposed for various applications, such as digital audio and video broadcasting, the transmission of ATM data packets over indoor radio channels, high-bit rate transmission on twisted pair cables, and wireless networks [4-6].

The main advantage of the OFDM technique is to split the available signal bandwidth into a large number of independent narrow-bandwidth subchannels. By selecting subchannel bandwidth smaller than the coherence bandwidth of the frequency-selective channel, each subchannel experiences flat fading.

The method presented here limits itself to consider the effect of the carrier frequency offset and the phase noise to BER sensitivity in OFDM systems.

2. OFDM PRINCIPLES AND BER DEGRADATION

Basically, an OFDM signal consists of the superposition of N sinusoidal subcarriers with frequency spacing F , where each of them is modulated by data symbols that have a duration T equal to the inverse channel spacing. Although the modulated subcarriers spectrally overlap, the signal associated with each sinusoid can be recovered as long as the channel does not destroy their orthogonal. The OFDM signal is generated at baseband by taking the inverse Fast Fourier transform (IFFT).

The complex envelope of the transmitted OFDM signal can be expressed as

$$s(t) = a(t)\varepsilon(t)$$

where $a(t) = \sum_{m=0}^{N-1} a_m e^{j2\pi m \frac{t}{T}}$ (j is the imaginary unit) and $\varepsilon(t) = e^{j\theta(t)}$ is the multiplicative error term due to the oscillator phase noise. During a symbol period T a sinusoid at frequency m/T is modulated by the data symbol a_m . The total symbol rate R equals N/T . The term $\theta(t)$ is a time varying phase and it can be a result either of the existence a carrier frequency offset between the receiver and the transmitter carrier, or the phase noise of these carriers.

In case that there is a frequency offset ΔF between the receiver and the transmitter carrier, a time varying phase $\theta(t)$ is deterministic and equals

$$\theta(t) = 2\pi\Delta Ft + \theta_0$$

In the second case when the phase noise is taken into account $\theta(t)$ is assumed to be a Wiener process with zero mean and variance $4\pi\beta|t|$ where parameter β [Hz] represents the one-sided 3 dB linewidth of the Lorentzian power density spectrum of the free-running carrier generator. Hence, according to the facts mentioned above, it can be written

$$E[\theta(t)] = 0$$

$$E[\theta(t+t_0) - \theta(t_0)]^2 = 4\pi\beta|t|$$

During a symbol period T , a signal at the k th Fast Fourier Transform (FFT) output corresponding to the k -th sinusoidal subcarrier can be written as follows

$$r_k = a_k I_0 + \sum_{m=0}^{N-1} a_m I_{k-m} + N_k \quad 0 \leq k \leq N \quad (1)$$

where

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi n \frac{t}{T}} e^{j\theta(t)} dt \quad (1')$$

and N_k are samples of an additive Gaussian noise i.e. the thermal contributions of the AWGN channel. In (1) the information quantity is multiplied by I_0 which depends on the phase noise and its independent of the particular subcarrier index. The second term denotes the interbin interference (IBI) that depends on signal components from all the different subchannels other than the considered one. Interbin interference is zero when $\theta(t) = 0$.

The presence of phase noise and/or frequency offset affects the received useful signal. At the receiver end, the signal r_k is clockwise rotated over an angle ψ , and the resulting signal v_k is sent to the decision device. The angle



ψ is an estimate of $\arg(I_0)$, and in this case it is assumed that $\psi = \arg(I_0)$. Hence, the signal v_k can be written as

$$v_k = r_k e^{-j\psi} = a_k |I_0| + \left(\sum_{m=0}^{N-1} a_m I_{k-m} + N_k \right) e^{-j\psi}$$

The parameter $|I_0|$ can be written as $E_0 + \delta$ where $E_0 = E[|I_0|]$. According to this assumption, the useful signal component equals $a_k E_0$, while $a_k \delta$ denotes an additional noise contribution.

The receiver feeds the signal v_k to the decision device and at its input a signal to noise ratio SNR can be defined as

$$SNR = \frac{E_0^2}{\frac{N_0}{E_s} + V_0} \quad (2)$$

where E_0^2 represents the power of the useful component of the input signal v_k , while N_0/E_s and V_0 are the variances of the thermal noise and other noise terms contribution, respectively i.e.

$$V_0 = E[|\delta|^2] + \sum_{m=0}^{N-1} E[|I_{k-m}|^2] \quad (3)$$

The degradation of bit-to-error rate (BER) can be defined in dB as

$$D = -10 \log \left(\frac{E_0^2}{1 + V_0 \frac{E_s}{N_0}} \right) = -10 \log E_0^2 + 10 \log \left(1 + V_0 \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (4)$$

and is obtained by comparing (2) with signal to noise ratio when no carrier phase impairments are presented. In (4) the first term is the result of the useful signal amplitude reduction, while the second with the variance V_0 is the extra noise term. With the assumption that impairments such as δ and IBI are sufficiently small and not taken into account the BER degradation D can be approximated by

$$D \approx \frac{10}{\ln 10} \left((1 - E_0^2) + V_0 \frac{E_s}{N_0} \right) \quad (5)$$

In order to maintain the same BER in case in the absence of carrier phase impairments $I_0=1$ and $I_n=1$ ($n \neq 0$) and in the case under consideration for small values of D , the ratio E_s/N_0 has to be increased by an amount equal to D (dB) and that is the reason for interpreting D as a BER degradation

Since it is possible to define E_1 as $E_1 = E[|I_0|^2]$, in case when a number of bins (N) is large we can also define

$$E[|\delta|^2] = E_1 - E_0^2$$

and

$$\sum_{m=0}^{N-1} E[|I_{k-m}|^2] = 1 - E_1$$

Hence, an equation (3) can be written as

$$V_0 = (E_1 - E_0^2) + (1 - E_1) \quad (6)$$

There are two cases of interest for this approach whether the interbin interference is presented or not. Therefore, in order to compare the results we will introduce a single carrier system (SC). It is assumed that a baseband pulse is rectangular with the duration equal to the symbol period T . For this system, since there is no IBI and with the assumptions that the fluctuation of $|I_0|^2$ is small, we can obtain

$$E_0^2 = (E[(E_1 + (|I_0|^2 - E_1))^{1/2}])^2 \approx E_1 - \frac{V_1}{4E_1}$$

where

$$V_1 = E[|I_0|^4] - E_1^2$$

A. Frequency offset

As it was mentioned above, in case there is a frequency offset ΔF between the receiver and the transmitter carrier, a time varying phase $\theta(t)$ is deterministic and equals

$$2\pi\Delta Ft + \theta_0$$

According to (1') a term $|I_0|$ can be written as

$$|I_0| = \frac{\sin(\pi\Delta FT)}{\pi\Delta FT} \text{ and since it is non-random } \delta = 0 \text{ and}$$

$$E_0^2 = E_1 = |I_0|^2 \approx 1 - \frac{(\pi\Delta FT)^2}{3}$$

If a symbol rate R is fixed and equals N/T for OFDM and $1/T$ for SC (single carrier) the degradation D in dB can be expressed as

$$D_{OFDM} = \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} (\pi N \frac{\Delta F}{R})^2 \frac{E_s}{N_0}$$

$$D_{SC} = \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{3} \pi \left(\frac{\Delta F}{R} \right)^2 \quad (7)$$

These equations are obtained from (5) where for OFDM signal a dominating term was kept (proportional to E_s/N_0). As it can be concluded from (7), the degradation D is in both cases proportional with the square of the frequency offset ΔF , while for OFDM it is proportional with the square of the number of sinusoidal carriers, as well.

B. Phase noise

Multicarrier modulation exhibits a significant sensitivity to the phase noise of the oscillators at the base station and at the portable terminal, as well. Therefore, it is important to

evaluate the impact of the Wiener phase noise on the OFDM system performance

In the case of phase it is necessary to compute $E[|I_0|]^4$ and $E[|I_0|]^2$ in order to evaluate E_I and V_I . Having in mind

the fact that the increments of $\mathcal{Q}(t)$ are independent over nonoverlapping intervals and after keeping only the linear terms we obtain

$$E_1 \approx 1 - \frac{1}{6} \sigma_\theta^2 T$$

$$V_1 \approx \frac{1}{15} \sigma_\theta^2 T$$

$$E_0^2 \approx 1 - \frac{11}{60} \sigma_\theta^2 T$$

For a fixed symbol rate R and a given oscillator linebandwidth β it is possible to define the degradation D for both OFDM and SC system to be proportional with E_s/N_0 and β . In case of OFDM D also depends on the number of bins N . Hence,

$$D_{OFDM} \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{11}{60} (4\pi N \frac{\beta}{R}) \frac{E_s}{N_0}$$

$$D_{SC} \approx \frac{10}{\ln 10} \frac{1}{60} (4\pi \frac{\beta}{R}) \frac{E_s}{N_0} \quad (8)$$

3. NUMERICAL RESULTS

In order to present the obtained analytical results for the sensitivity to carrier frequency offset and Wiener phase noise the transmission of M-PSK and M-QAM OFDM signals over the additive white Gaussian noise (AWGN) channels were considered. It is assumed, that for the given BER= 10^{-7} values of E_s/N_0 are approximated by $10(M-1)$ and $15/\sin(\pi/M)$ for M-QAM and M-PSK, respectively. The parameter M denotes the size of the constellation. The number of sinusoidal subcarriers N is set to be 100.

Fig 1 represents the degradation D in [dB] versus $\Delta F/R$ for various M-QAM ($M=6,64,512$) and M-PSK ($M=4,6,8$) constellations. Also, sensitivity for single carrier system (SC) is presented.

The degradation D in [dB] versus β/R for various M-QAM ($M=6,64,512$) and M-PSK ($M=4,6,8$) constellations is shown in the Fig. 2 for OFDM system. Number of bins N is set to 100.

In the case of phase noise, a single carrier system (SC) for various M-QAM and M-PSK constellations was

considered, as well. Obtained numerical results are shown in the Fig.3.

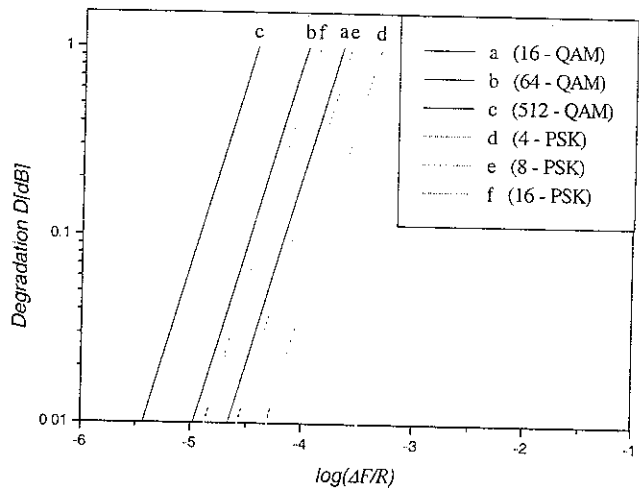


Fig. 1 Degradation D as a function of a relative frequency offset

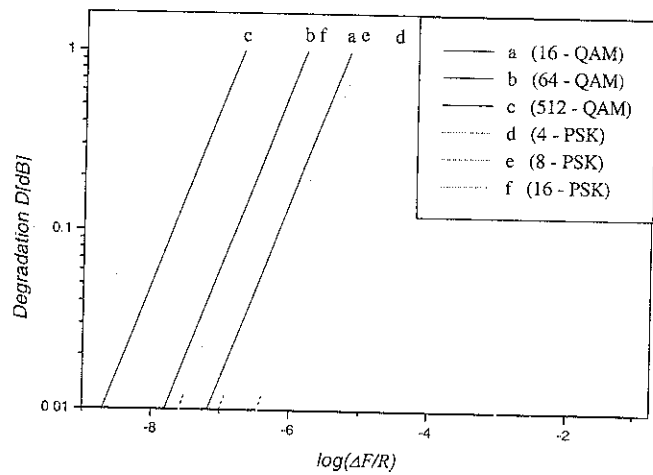


Fig. 2 Degradation as function of a the oscillator linewidth for OFDM system

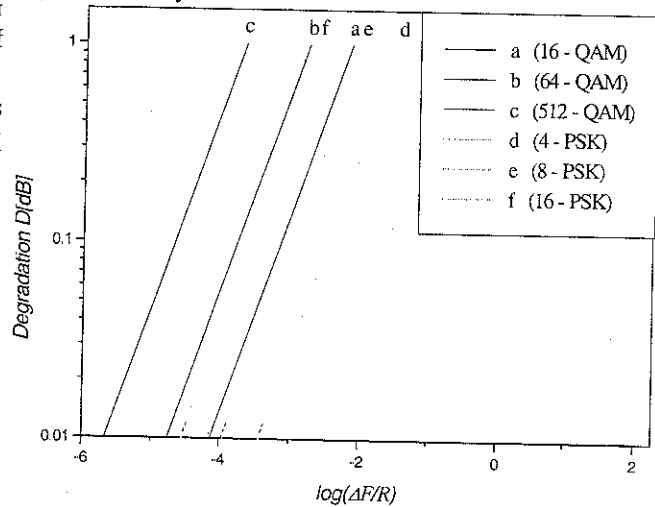


Fig. 3 Degradation as function of a the oscillator linewidth for single carrier (SC) system

4. CONCLUSION

In this paper an analyses of the effect of the carrier frequency offset and the phase noise on BER sensitivity in OFDM systems was presented. The analytical method is used to compare performances for various M-QAM and M-PSK modulated orthogonal frequency division multiplexed signals over an AWGN channel. According to the plotted figures it is shown that for a given BER degradation, sensitivity increases with the number of sinusoidal subcarriers and with the constellation size, as well. The sensitivity of OFDM signals is also compared to BER sensitivity of a single carrier system (SC). It is shown that OFDM sensitivity is higher as the result of the N times longer symbol duration and the presence of the interbin interference (IBI) due to loss of the carrier orthogonality. In case the bit rate is the same for OFDM and SC system, it can be concluded that OFDM is orders of magnitude more sensitive to frequency offset and phase noise than SC. This approach is accurate enough in cases where the linewidth-symbol period product is sufficiently small (and a signal to noise ratio large).

LITERATURE

- [1] M.L. Doelz, E.T. Heald, and D.L. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems", *Proc IRE*, vol 45, pp 656-661, May 1957.
- [2] J.A.C. Bigham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come", *IEEE Commun Mag*, vol 37, pp. 5-14, May 1990.
- [3] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", *IEEE Commun. Mag.*, vol 42, pp. 100-109, Feb 1995.
- [4] Chow J.S., Tu J.C. and Cioffi J.M., "A discrete multitone transceiver system for HDSL applications", *IEEE J Sel Areas Commun*, SAC-9, pp 895-902, 1991.
- [5] Hoher P., Hagenauer J., Offer E., Rapp C.H. and Schulze H., "Performance of an RCPC-coded OFDM-based digital audio broadcasting (DAB) system", *Proc Globecom '91*, Phoenix, Arizona, pp 40-46, Dec 1991.
- [6] Moeneclaey M., Van Bladel M., "Digital HDTV broadcasting over the CATV distribution system", *Image Communication*, vol. 5, pp. 405-415, Dec 1993.
- [7] J. Mikkonen, C. Corrado, and M. Prögler, "Emerging wireless broadband networks", *IEEE Commun Mag*, vol 36, pp 112-117, Feb 1998.

Sadržaj - U ovom radu predstavljena je analiza uticaja frekventnog ofseta i Wiener-ovog faznog šuma na osetljivost BER-a u OFDM sistemima. Razmatran je prenos M-QAM i M-PSK OFDM moduliranih signala koji se prenose preko kanala u kojima je prisutan aditivni Gausov šum. Takođe je izvršeno poređenje osetljivosti OFDM sistema i sistema sa jednim nosiocem (SC) za različite konstelacije signala. Na osnovu analitički dobijenih rezultata može se zaključiti da je u slučaju OFDM sistema osetljivost u pogledu frekvencijskog ofseta i faznog šuma veća i raste sa porastom broja subnosioca i veličinom konstelacije signala. Ovaj pristup ne zasniva se na ekzaktnim formulama za verovatnoću greške, već se uticaj faznog šuma aproksimira dodatnom komponentom šuma

ON THE EFFECT OF THE PHASE NOISE AND CARRIER FREQUENCY OFFSET TO BER SENSITIVITY IN OFDM SYSTEMS

Bojan Dimitrijevic, Ivana Arsic

PRIMENA ANALOGNIH OPTIČKIH LINIJSKIH TERMINALA U JAVNOJ TELEKOMUNIKACIONOJ MREŽI

Nenad Simić, Nenad Marić
A.D Telefonija, Maršala Tolbuhina 57, Beograd, Jugoslavija

Sadržaj - Osnovni cilj ovog rada je analiza i implementacija uređaja - optički linijski terminal (u daljem tekstu OLT) sa stanovišta njihove primene na prenosu analognog multipleksnog telefonskog signala po monomodnom optičkom kablju. Na samom početku rada prikazana je ideja i potreba primene ovakvih uređaja u javnim i namenskim telekomunikacionim mrežama. Izvršena je uporedna analiza standardnih optičkih linijskih terminala sa stanovišta karakteristika pojedinih tipova terminala i mogućnosti za njihovu primenu i prikazana je metoda projektovanja i realizacije ovakvih veza. Obrađena je i eksperimentalna verifikacija predmetnih sistema malog i velikog kapaciteta grafičkim prikazom rezultata merenja. Na kraju rada dat je predlog karakteristika ovakvih uređaja potrebnih za prenos multipleksnog signala velikog kapaciteta. U zaključku su predstavljene konstatacije izvedene prilikom prikazanih merenja.

I UVOD

U telekomunikacionim sistemima u našoj zemlji, kako u javnom, tako i u korporacijskim, u značajnom broju su prisutni analogni multipleksni uređaji. Pored intenzivne aktivnosti na digitalizaciji sistema, procenjuje se da će se ti analogni uređaji zadržati u primeni narednih nekoliko godina. Kao sredstva za prenos tih signala korišćeni su koaksijalni kablovski vodovi ili usmerene radio-veze.

Ratna razaranja u toku NATO agresije uslovlila su da je onespособljen veliki broj usmerenih radio veza. Takođe, zbog dotrajalosti koaksijalnih kablova i linijske opreme, kao i nemogućnosti nabavke odgovarajućih rezervnih elemenata, i ovi transmisioni putevi su sve manje raspoloživi.

Sa druge strane, na mnogim pravcima gde su funkcionisali analogni sistemi, položeni su optički kablovi, ali u čvorištima ne postoje odgovarajući digitalni multipleksni uređaji. Stoga se sagledala potreba da se nađe rešenje za prenos analognih multipleksnih signala po optičkim kablovima. Rešenje treba da obezbedi zahtevani kvalitet prenosa, mogućnost brze realizacije i prihvatljive ekonomske uslove.

Prve analize pokazale su da se rešenje nalazi u izboru adekvatnih optičkih linijskih terminala koji prihvataju analogni signal, konvertuju ga u optički signal, a po obavljenom prenosu vrše inverznu obradu. Sledeći korak bila je analiza ponude sličnih uređaja na svetskom tržištu. Pokazalo se da praktično ne postoje uređaji koji se namenski proizvode za prenos analognih multipleksnih signala (izuzetak je jedan poznati proizvođač, ali je cena tih uređaja veoma visoka).

Sa druge strane, ponuda optičkih linijskih terminala za analogni prenos televizijskih signala je i obimna i raznovrsna, uz relativno povoljne ekonomske uslove. Zaključeno je da rešenje treba tražiti u tom pravcu.

Raznovrsnost ponude ovih uređaja uslovljena je njihovim različitim namenama. TV signali se prenose unutar studija, između studija i predajnika, pri razmeni programa između studija u istim ili raznim gradovima, u kablovskoj distribuciji programa. Saglasno tome, uređaji imaju i različite performanse, pre svega u pogledu mogućih dužina trasa i kvaliteta prenosa.

II UPOREDNA ANALIZA STANDARDNIH TERMINALA

Različiti zahtevi u smislu karakteristika, kao i cena uređaja uslovlili su i njihova različita principna rešenja. U sistemima za kablovsku distribuciju programa preovladavaju uređaji sa amplitudskom modulacijom, dok se za komunikacije unutar ili između studija pretežno koriste uređaji sa impulsno-frekvencijskom modulacijom (PFM). Postoje i uređaji u kojima se TV signal na predaji digitalizuje, a na prijemu se obavlja inverzna, D/A obrada.

Poređenje sa aspekta kvaliteta odmah je diskvalifikovalo uređaje sa amplitudskom modulacijom; tipične vrednosti odnosa signal/termički šum su reda 45 - 48 dB, što je za prenos multipleksnih signala neprihvatljivo. Treba dodati da su faktori nelinearnih izobličenja takođe nedozvoljeno visoki, reda 1 %, što bi značilo dodatnu degradaciju kvaliteta.

Uređaji sa impulsno-frekvencijskom modulacijom pružaju bolji kvalitet. Deklarisane vrednosti odnosa signal-termički šum su reda 55 - 60 dB, dok su faktori nelinearnih izobličenja reda 0,5 %. Osnovni nedostatak ovih uređaja, kao i svih drugih analognih je što karakteristike zavise od dužine, odnosno slabljenja trase, a podaci za odnos signal-šum daju se za relativno mala slabljenja, reda 6 - 10 dB. Zbog toga se primena ovakvih uređaja može preporučiti za trase na kojima slabljenje ne prevazilazi navedene granice. Takođe se, zbog relativno velikih vrednosti faktora nelinearnih izobličenja, primena ograničava na multiplekse manjih kapaciteta, reda do 120 telefonskih kanala.

Najbolje rezultate nude uređaji u kojima se prenošeni multipleksni signal digitalizuje. Tipične vrednosti odnosa signal-termički šum su reda 65 dB, nezavisno od slabljenja trase, koje može da ima vrednosti do 30 dB. Deklarisane vrednosti faktora nelinearnih izobličenja su ispod 0,3%. Za ovaj slučaj je veoma važan parametar i šum kvantizacije. U uređajima, koji su razmatrani u analizama, kvantizacija se vrši na 4096 amplitudskih nivoa, odnosno kodovanje je sa 12 bita po odbirku, što znači da se za odnos signal-šum kvantizacije vrednosti nalaze u granicama oko 70 dB.

Za sve navedene uređaje deklarirani propusni opseg je 8 - 10 MHz, što znači da je moguć prenos telefonskog multipleksa od 1800 kanala.

III PROJEKTOVANJE I REALIZACIJA VEZA

Projektovanje veza za prenos analognih multipleksnih telefonskih signala uređajima za TV prenos obavezuje projektanta da ima u vidu neke značajne razlike između tih sistema.

Na prvom koraku postavlja se pitanje kako da se interpretira podatak o deklarisanom odnosu signal-termički šum koji daju proizvođači. Taj se podatak standardno daje sa uračunatim faktorom ponderacije, koji za TV signal iznosi 8,5 dB. Vrednosti tog odnosa u prethodnom tekstu dobijene su kada je od vrednosti koje su naveli proizvođači oduzeto 8,5 dB.

Druga razlika proizilazi iz načina na koji se definišu vrednosti odnosa signal-šum za TV i telefonski kanal, kao i zbog razlike u širinama frekvencijskih opsega jednog i drugog signala. Takođe, pri prenosu TV signala njegova amplituda je strogo definisana, dok nivo telefonskog signala zavisi od relativnog nivoa kojim se multipleksni signal dovodi u linijski terminal.

Na ulazu terminala napon signala slike sa sinhroimpulskom je 1 V, odnosno neto signal slike ima vrednost 0,7 V. Kako je impedansa standardno 75 oma, nivo snage signala slike je 8 dBm.

Ako je za dati terminal definisan odnos signal-šum a_{NTV} , tada je nivo snage šuma u opsegu TV signala dat relacijom:

$$n_{NTV} = 8 - a_{NTV} \quad (\text{dBm})$$

a odgovarajući nivo šuma u telefonskom kanalu je manji za iznos:

$$10 \log (B_{TV} / B_{TF})$$

Za standardne širine TV i telefonskog kanala to iznosi 32 dB. Prema tome, nivo šuma u telefonskom kanalu je:

$$n_{NTF} = -24 - a_{NTV} \quad (\text{dBm})$$

Ako je npr. deklarisan (neponderisani) odnos signal-šum za TV signal 65 dB, tada je apsolutni nivo snage šuma u telefonskom kanalu -89 dBm.

Dalje je lako da se, za dati relativni nivo signala, odredi odnos signal-šum:

$$a_{NTF} = n_T - n_{NTF}$$

Dakle ako je relativni nivo -33 dB, odnos signal-šum je, za gornji primer, 56 dB.

Sledeće važno pitanje je kako odrediti relativni nivo multipleksnog signala na ulazu optičkog terminala. Polazni stav je da vršna amplituda multipleksnog signala ne prevaziđe vrednost 0,5 V što se može smatrati kao granica linearnosti. Koristeći poznate obrasce dolazi se do rezultata da za sisteme kapaciteta 960 kanala relativni nivo ne sme da bude veći od -21 dB, odnosno za sisteme 1800 kanala veći od -24 dB. Eksperimentalna verifikacija na nekim uređajima pokazala je da su ove vrednosti suviše velike i da treba uvesti rezervu reda 6 dB. Ovo se može objasniti relativno visokim vrednostima faktora nelinearnih izobličenja uređaja.

IV EKSPERIMENTALNA VERIFIKACIJA

Eksperimentalna verifikacija će biti predstavljena kroz dva primera, i to:

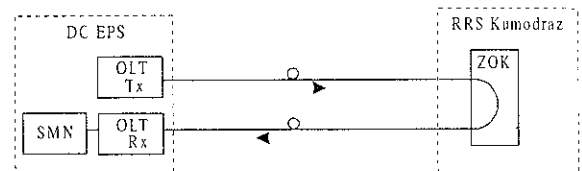
- sistem malog kapaciteta koji je u pogonu;
- sistem velikog kapaciteta u laboratorijskim uslovima.

U oba slučaja korišćeni su isti optički terminali, izvorno namenjeni za prenos TV signala na kraćim trasama. Prenos je analogni, sa impulsno frekvencijskom modulacijom. Emisioni elementi su svetleće diode, a nivo izračenog signala je -15 dBm.

Sistem malog kapaciteta realizovan je po monomodnom optičkom kablom na relaciji DC EPS - RRS Kumodraž. Dužina trase je približno 4 km, a zahtevani kapacitet je dve sekundarne grupe, tj. 120 telefonskih kanala.

Ovim kablom povezan je DC EPS sa RRS Kumodraž, a preko nje usmerenom radio-vezom sa hidro-elektanama Đerdap i termo-elektanom Drmno.

Osnovni parametar kvaliteta veze je odnos signal/šum (S/N) u telefonskom kanalu. Principijelna blok šema metoda merenja odnosa S/N prikazana je na sl. 1.



Slika 1: Principijelna blok šema metoda merenja odnosa S/N u telefonskom kanalu.

Radi jednostavnijeg izvođenja merenja u završnoj optičkoj kutiji na Kumodražu prespojena su odlazno i dolazno vlakno i na taj način dobijena je petlja dužine cca 8 km. Električni ulaz predajnog OLT-a u zgradi DC EPS je kratko spojen, a na električni izlaz prijemnog OLT-a u zgradi DC EPS vezan je selektivni voltmetar. U ovakvim uslovima merenja nivo šuma na kraju optičke veze, psfometrijski meren, iznosio je -80 dBm. Relativni ulazni i izlazni nivoi multipleksnog signala su -15 dB tako da je ostvaren odnos S/N veći od 60 dB.

Sistem velikog kapaciteta simuliran je i izmeren u laboratorijskim uslovima pomoću sledećih generatora i instrumenata:

- Signal-generator u opsegu od 200Hz do 30MHz;
- Selektivni voltmetar u opsegu od 200Hz do 30MHz;
- Generator šuma sa propisanim filterima za 960 i 1800 telefonskih kanala;
- Merni prijemnik šuma sa propisanim filterima za 960 i 1800 telefonskih kanala;
- Promenljivi optički atenuator za rad u drugom i trećem optičkom prozoru za monomodno optičko vlakno slabljenja do 60dB.

Merenja kvaliteta prenosa multipleksnog signala na simuliranoj trasi optičkog kabla su vršena po standardnom postupku, sa ciljem da se utvrdi nivo ukupne snage šuma, termičkog i intermodulacionog, u funkciji raznih parametara veze. Merenja su vršena za sisteme kapaciteta 960 i 1800 kanala. Kako nam je od većeg značaja sistem kapaciteta 1800

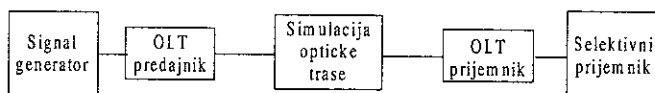
kanala, neki od rezultata merenja tog sistema su i grafički prikazani.

Na slikama 2. i 4. prikazane su principijelne blok šeme metoda merenja frekvencijske karakteristike i odnosa S/N za 1800 kanala.

Nivo snage optičkog signala na izlazu iz predajnika meren je meračem optičke snage i iznosio je -15 ± 0.1 dBm.

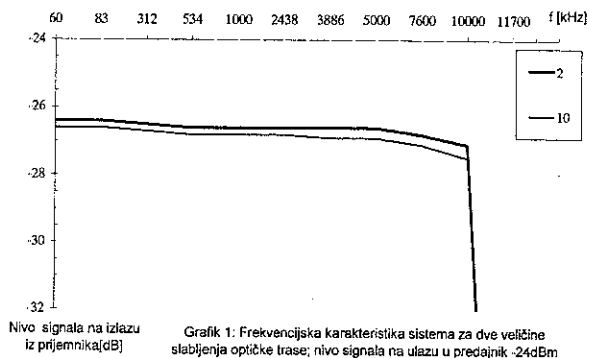
Merenje frekvencijske karakteristike:

Na ulaz predajnog OLT-a priključen je signal generator, a na izlaz prijemnog OLT-a priključen je selektivni prijemnik. Između OLT-ova priključen je promenljivi optički atenuator, kao simulator optičke trase, za rad u drugom i trećem optičkom prozoru za monomodno optičko vlakno. Merenja su izvršena za dve vrednosti slabljenja simulirane optičke trase, i to za 2 dB i 10 dB, koje u drugom optičkom prozoru predstavljaju ekvivalentne dužine realnih optičkih trasa od 6 km i 30 km respektivno. Frekvencijska karakteristika je merena u celom frekvencijskom opsegu počev od 60kHz pa sve do 10MHz.



Slika 2: Principijelna blok šema metoda merenja frekvencijske karakteristike

Frekvencijska karakteristika sistema prikazana je grafički na slici 3:



Slika 3: Frekvencijska karakteristika sistema za dve veličine slabljenja optičke trase

Ovo merenje pokazuje da je frekvencijska karakteristika optičkih linijskih terminala ravna, praktično nezavisna od slabljenja trase. Ravna karakteristika do 10 MHz omogućava korišćenje ovih uređaja i za prenos 1800 telefonskih kanala.

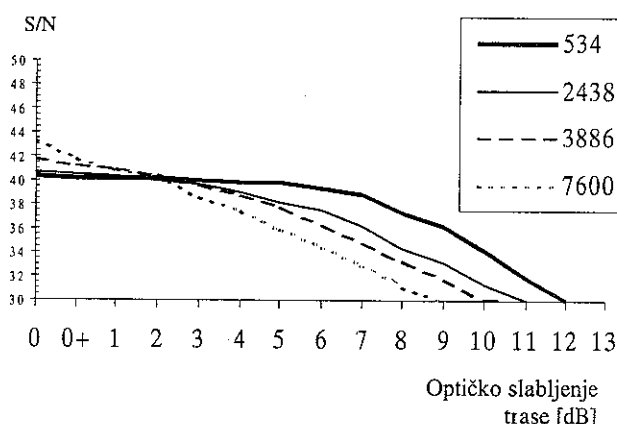
Merenje odnosa S/N za 1800 kanala:



Slika 4: Principijelna blok šema metoda merenja odnosa S/N za 1800 kanala

Na ulaz predajnog OLT-a priključen je generator šuma sa odgovarajućim filtrima, a na izlaz prijemnog OLT-a priključen je merni prijemnik. Između OLT-ova uključen je promenljivi optički atenuator za rad u drugom i trećem optičkom prozoru za monomodno optičko vlakno. Optičko slabljenje je menjano u opsegu od 0+ dB do 12 dB u koracima od po 1 dB, što je prikazano na dijagramu na slici 5. Slabljenje 0+ dB predstavlja unešeno slabljenje atenuatora kada mu je nominalno slabljenje podešeno na 0dB. Odnos S/N meren je u četiri frekvencijska prozora, i to na 534kHz, 2438kHz, 3886kHz i 7600kHz. U svakom od navedenih prozora merenja su vršena za dve osnovne vrednosti nivoa ulaznog signala, i to za -33 dBm i -24 dBm. Na dijagramu na slici 5 prikazani su rezultati za nivo ulaznog signala od -24 dBm.

Odnos S/N je, takođe, izmeren i bez upotrebe atenuatora. Ti rezultati predstavljeni su na dijagramu za optičko slabljenje 0dB.



Slika 5: Zavisnost odnosa S/N za 1800 kanala od optičkog slabljenja za 4 prozora pri nivou ulaznog signala od -24 dBm

Rezultati su očigledno nepovoljni; odnos S/N je reda 40 dB pri malim vrednostima slabljenja trase a pri većim i dalje opada. Takođe, postoji primetna zavisnost odnosa S/N od frekvencijskog položaja mernog prozora.

Na osnovu izloženih rezultata može se konstatovati da optički terminali, koji su korišćeni u izloženim merenjima ostvaruju zadovoljavajući kvalitet u vezama manjih kapaciteta i na relativno kraćim trasama. Nezadovoljavajuće karakteristike koje se javljaju pri većim slabljenjima trasa i većim kapacitetima multipleksa posledica su prirode i konstrukcije korišćenih linijskih terminala. U tom smislu treba posebno naglasiti:

- u predajnom OLT-u primenjene su LED koje na liniji daju nivo korisnog signala samo -15dBm; zbog toga je oblast relativno korektnog rada ograničena na trase čija su slabljenja do cca 3 dB, a i to važi samo za MUX do 960 kanala;
- dinamički opseg prenošenog signala je striktno ograničen na $\pm 0.5V$ (što je za IV signal savršeno dovoljno); kao posledica toga je nemogućnost prenosa FDM signala sa brojem kanala većim od 1000, zbog vrlo izražene pojave intermodulacionih produkata; smanjenje relativnog nivoa MUX-signal ispod -33 dBm ne dolazi u obzir zbog toga što je fon termičkog šuma prijemnog terminala -80 dBm pri slabljenjima trase od cca 3 dB;

- u terminalima je primenjena PFM, bez odgovarajućeg preemfazisa (za TV signal on nije potreban); kao posledica toga javlja se značajan porast degradacije u višim frekvencijskim opsezima.

V PRENOS MULTIPLEKSA VELIKOG KAPACITETA

Rezultati analize i eksperimenata potvrđuju principijelnu mogućnost prenosa signala kako malih, tako i velikih kapaciteta, nezavisno od slabljenja trasa, pod uslovom da se primene adekvatni optički linijski terminali.

Za realizaciju takvog prenosa optički linijski terminali morali bi da imaju sledeće karakteristike:

- nivo optičke izlazne snage na liniji, reda 0 dBm što bi obezbedilo prenos na trasama dužine reda 50km u II "prozoru", odnosno 70km u III "prozoru";
- fon termičkog šuma prijemnika treba da bude najviše jednak -85 dBm i da ne zavisi od slabljenja trase.

Polazeći od ovako definisanih zahteva, analiziran je jedan, komercijalno dostupan sistem čije su osnovne deklarirane karakteristike:

- prenošeni TV signal se digitalizuje sa 12 bita po odbirku;
- u predajnicima su primenjeni laseri sa nivoima izračene snage do +3 dBm;
- premostivo slabljenje trase do 30 dB;
- ponderisana vrednost odnosa S/N za TV signal najmanje jednaka 75 dB.

Ako se za takve terminale primeni prethodno izloženi postupak dolazi se do sledećih rezultata:

- mogući dometi su u granicama 75 km u drugom i preko 100 km u trećem prozoru;
- kvalitet veze ne zavisi od slabljenja trase;
- fon termičkog šuma u telefonskom kanalu je reda -90 dBm;
- pri relativnom nivou multipleksa od -35 dB odnos signal-šum u kanalu bi bio reda 55 dB.

VI ZAKLJUČAK

Izvršene analize, merenja i praktične realizacije, opisane u ovom radu, potvrđuju principijelnu mogućnost prenosa analognog - FDM - multipleksa po optičkim vlaknima. Prikazan je postupak za projektovanje i utvrđeni su kvantitativni pokazatelji na osnovu kojih bi se odredile karakteristike uređaja za prenos ovakvih signala na realnim trasama. Imajući u vidu relativno povoljne nabavne uslove za takve uređaje, može se smatrati da je predloženo rešenje pogodno za prelaznu fazu do potpune digitalizacije transportnih mreža

LITERATURA

- [1] Prof. dr N Simić, B Bošković, N Marić, "Revitalizacija radio-relejne veze DC EPS - HE Đerdap", stručni rad, 10. simpozijum JUKOCIGRE, maj 2000
- [2] Elaborat merenja na optičkim linijskim terminalima, Tehnički izveštaj, A.D. Telefonija, maj 2000

Abstract - The scope of this paper is the analysis and implementation of the optical line terminals and its use in the transmission of analog multiplex signals over monomode fiber. The idea and reasonableness of its use in public and private networks is given in a few words at the very beginning of the paper. The paper also contrasts different types of these line terminals and gives the method for designing and realizations of such systems. There is also an empiric verification of these systems with small and large capacity presented by graphical diagrams of the measurement results. At the end of this paper there is a recommendation of the transmission characteristics for such a line terminal to be used for big capacity systems. The very last paragraph is the conclusion of this paper.

APPLYING OF ANALOG OPTICAL LINE TERMINALS IN PUBLIC TELECOMMUNICATION NETWORK

Prof. dr Nenad Simić, Nenad Marić, B.Sc. E.E.

može da definiše broj retransmisija jednog paketa, pa ukoliko se taj broj dostigne takav paket se jednostavno odbacuje.

Na WLAN brojačima se pokazuje:

- ♦ UKUPNO EMITOVANI PAKETI (BEZ RETRANSMISIJA) - broj emitovanih paketa Ovaj broj čine poslani korisni paketi (bez retransmisija) i kontrolni i upravljački paketi;
- ♦ UKUPNO EMITOVANI PAKETI (BRIDGE) - ukupan broj emitovanih paketa, tj paketi koji su primljeni na Ethernet portu i prosleđeni ka "bridge"-u koji je propustio. Daju se posebne vrednosti brojača za pakete višeg (VoIP) i nižeg (podaci) prioriteta;
- ♦ ODBAČENI PAKETI (PREVIŠE RETRANSMISIJA) - broj odbačenih paketa (paketi koji su dostigli maksimalni dozvoljeni broj retransmisija);
- ♦ UKUPNO EMITOVANI PAKETI - sveukupan broj prenetih WLAN paketa Ovaj broj čine svi preneti paketi: korisni (i retransmitovani), kontrolni i upravljački;
- ♦ UKUPNO RETRANSMITOVANI PAKETI - ukupan broj retransmisija;
- ♦ UKUPNO TX GREŠAKA - broj grešaka prilikom prenosa paketa;
- ♦ ODBAČENI USLED MIR/CIR - ukupan broj odbačenih paketa usled CIR i MIR ograničenja;
- ♦ ODBAČENI USLED BAFERA TX - broj odbačenih paketa usled nedostatka mesta u predajnom baferu. To se dešava u slučaju loših uslova propagacije usled koje se vrši veliki broj retransmisija, pa uređaj ne stiže da odreaguje na nove pakete. Daju se posebne vrednosti brojača za pakete višeg (VoIP) i nižeg (podaci) prioriteta;
- ♦ UKUPNO PRIMLJENI PAKETI (BEZ RETRANSMISIJA) - ukupan broj primljenih paketa iz radio veze. Ovaj broj čine svi paketi (korisni, kontrolni i upravljački);
- ♦ UKUPNO PRIMLJENI KORISNI PAKETI - ukupan broj primljenih korisnih paketa;
- ♦ UKUPNO PRIMLJENI PAKETI - sveukupan broj primljenih paketa Ovaj broj čine svi preneti paketi: korisni, retransmitovani, kontrolni i upravljački;
- ♦ PRIMLJENI LOŠI PAKETI - broj primljenih paketa sa CRC greškom;
- ♦ ODBAČENI DUPLI PAKETI - kada uređaj primi paket šalje signal potvrde. Ako se taj signal izgubi, uređaj prima retransmitovani paket. Od tako nastalih duplih paketa, samo se prvi prosleđuje ka Ethernet potu;
- ♦ ODBAČENI USLED BAFERA RX - broj paketa koji su primljeni ali su odbačeni usled nedostatka mesta u prijemnom baferu. Daju se posebne vrednosti brojača za pakete višeg (VoIP) i nižeg (podaci) prioriteta;
- ♦ STEPEN GREŠKE - predstavlja količnik dva parametra: odbačeni dupli paketi i ukupno primljeni korisni paketi

Ethernet brojači su vrlo slični WLAN brojačima pa u ovom radu nisu posebno opisani.

Postoji još nekoliko brojača namenjenih isključivo administratoru bežičnih mreža formiranih pomoću opisanih uređaja, ali u ovom radu oni nisu obrađivani.

Ovi brojači daju statističke informacije kvaliteta veze kako na radio delu, tako i na linijskom delu. Digitalni signali koji se prenose ovim radio-uređajima podeljeni su na pakete

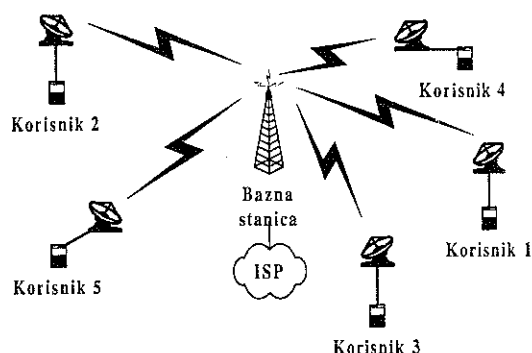
dužine od 40 do 300 bajtova u zavisnosti od protoka kojim se vrši prenos, tako da je osnovna jedinica mere u statistici ovog programa paket. Statistički podaci se kontinualno skupljaju sve dok operator veze ne obriše systemske brojače Podaci u tabeli predstavljaju statistiku od poslednjeg brisanja brojača pa do trenutka kada se operator veze ulogovao na program U pakete prenete sa greškom računaju se svi paketi koji u sebi sadrže barem jedan pogrešan bajt

Iz podataka se vidi velika razlika u broju prenetih paketa na radio delu i na linijskom delu. Razlog te razlike proističe iz prenosa dodatnih paketa koji ne sadrže tzv korisni podatki (signali signalizacije, sinhronizacije, kodovi za detekciju i otklanjanje grešaka) i usled ARQ procedure ponovljenih paketa Treba primetiti da je BER na radio delu reda 10^{-4} , dok BER na linijskom delu ne postoji (u najvećem broju slučajeva što je pokazano u odeljku IV ovog rada).

III PRIKAZ REPREZENTATIVNE MREŽE

Na našem području danas već postoji više bežičnih mreža realizovanih opisanim uređajima U ovom radu, prikazana je, kao reprezentativna, jedna od tih mreža. Ona se sastoji od jedne bazne stanice i deset stalnih korisnika Uprošćena blok šema ove reprezentativne mreže prikazana je na slici 2 Bazna stanica postavljena je na vrhu zgrade "Palata Beograđanka" odakle se pružaju uslovi za najbolje pokrivanje teritorije grada Beograda, što iznosi oko 75 % njegove površine. Karta pokrivenosti prikazana je na slici 3 Na slici 3 se ističu dve koncentrične kružnice sa centrom u baznoj stanici Na teritoriji grada oivičenom kružnicom manjeg poluprečnika (poluprečnik iznosi cca 3.5 km) moguće je korisniku obezbediti protok do 3 Mbit/sec na radio-delu, unutar kružnice većeg poluprečnika (poluprečnik iznosi cca 7 km) do 2 Mbit/sec, a 1 Mbit/sec za korisnike koji se nalaze na rastojanju do 10 km od "Palate Beograđanka" Sa slike 3 se, takođe, vidi i raspored korisnika povezanih u ovu mrežu.

U principu je moguće povezati i korisnike koji se nalaze na rastojanju i do 25 km, ali u tom slučaju je potrebno na baznoj stanici dodati još jedan primopredajnik sa usmerenom antenom.



Slika 2: Uprošćena blok šema mreže

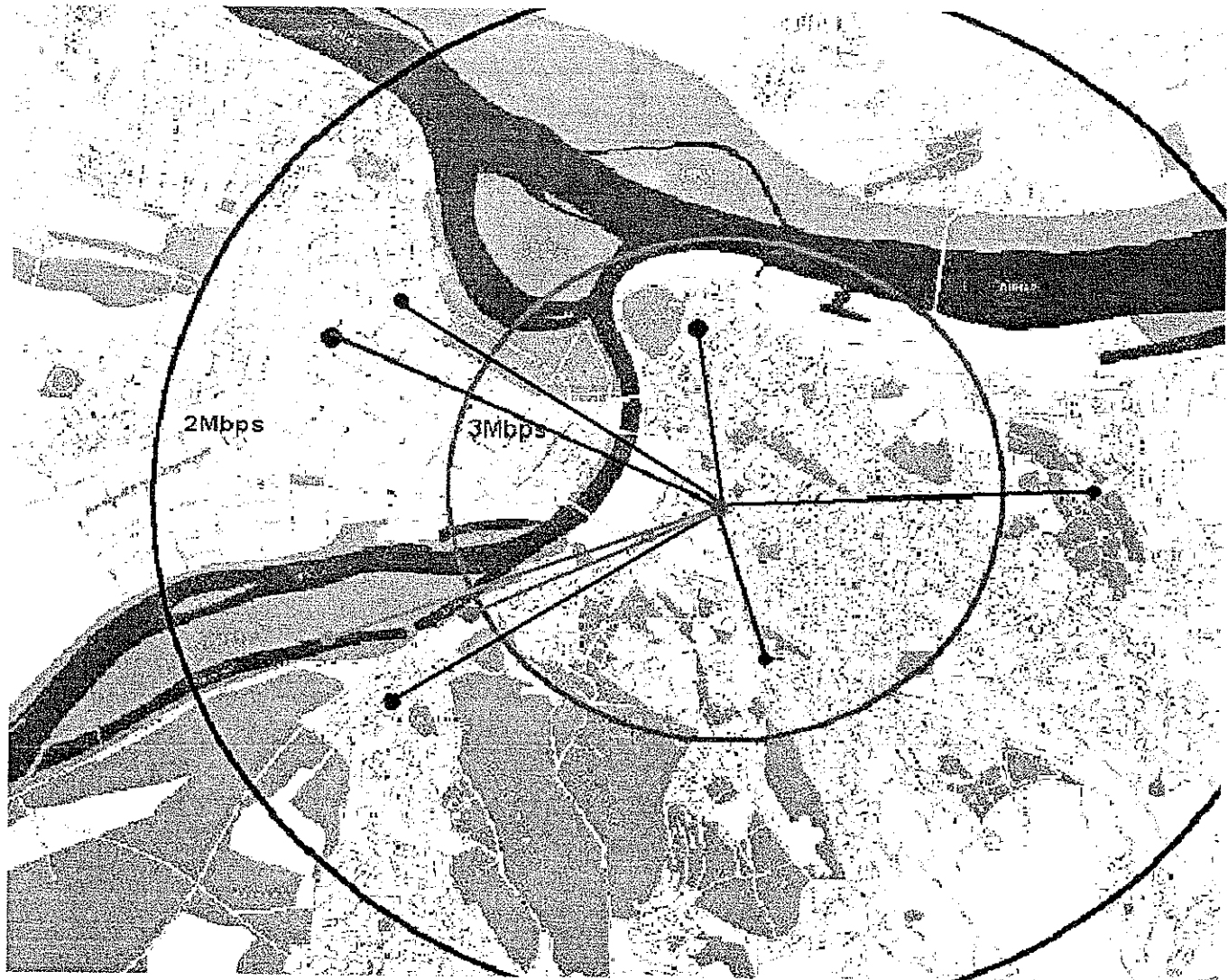
Radna učestanost je u intervalu 2.45 - 2.483 GHz U vezi je primenjen princip proširenog spektra sa sporim frekvencijskim skakanjem, jer se merenjem došlo do zaključka da uređaji koji koriste tehniku proširenog spektra sa direktnom sekvencom u visoko urbanom okruženju, u

kakvoj se nalazi ova reprezentativna mreža, pokazuju slabije karakteristike od propisanih. Ovom zaključku je posvećen peti odeljak ovog rada

Nivo snage predajnika bazne stanice na antenskom portu iznosi 17 dBm, a prag prijema, pre sistema za korekciju greške, za BER 1E-6 iznosi -83/-75/-67 dBm za protoke 1/2/3 Mbit/sec Odavde proizilazi da je da je sistemska vrednost veze 100/92/84 dBm respektivno.

Takođe je, na obe strane svake radio-veze između antene i prijemnika postavljen niskošumni pojačavač koji spušta prag prijema za 6 dB, te isti sada iznosi -77/-71/-65 dBm

Na baznoj stanici je primenjena OMNI 8 dBi antena, dok su na strani korisnika uglavnom korišćene antene dobitaka od 16 dBi (uređaji sa integrisanom antenom) do 24 dBi (GRID antene). Dobitak korisničke antene zavisi od lokacije na kojoj se korisnik nalazi i od zahtevanog protoka



Slika 3: Karta pokrivenosti grada Beograda

IV REZULTATI MERENJA

U ovom odeljku prikazani su neki od rezultata izvršenih merenja nad reprezentativnom mrežom. Iz vrednosti pojedinih WLAN brojača kako za baznu stanicu, tako i za neke od korisnika, izračunati su stepeni grešaka u radio delu i u linijskom delu veza ove mreže. Merenje je vršeno u smeru bazna stanica – korisnik, jer u baznoj stanici nije moguće izvršiti podelu vrednosti brojača na pojedinačne korisnike, već se podaci od svih korisnika sabiraju i smeštaju zajedno u isti brojač

Stepeni grešaka na radio i na linijskom delu računati su po sledećim izrazima:

$$BER/R \approx \frac{ODP}{UPKP}$$

$$BER/L \approx \frac{PLP}{UPKP}$$

gde su:

ODP - odbačeni dupli paketi;

UPKP - ukupno primljeni korisni paketi;

PLP - primljeni loši paketi

Rezultati merenja prikazani su u tabeli 1

Tabela 1: BER - rezultati merenja

Br	Korisnik	Rastojanje (km)	IFZ (%)	BER/R (%)	BER/L (%)
1	IMP	3	100	0.102	0
2	ENIEL	3.8	100	0.14	0
3	UNI GROUP	2.4	100	0.136	0
4	ZEPTEP	1.5	100	0.156	0
5	MDS	4.7	100	0.138	0

Prema konfiguraciji terena na svih pet prikazanih pravaca prva Frenelova zona je potpuno čista, mada postoji određeni stepen verovatnoće da neke zgrade neznatno prodiru u prvu Frenelovu zonu. Rastojanja korisnika od bazne stanice su slična reda 2-3 km. Iz prikazanih rezultata se vidi da je BER na radio-delu trasa prilično ujednačen kod svih korisnika i reda je veličina jednog promila. Te ujednačenost vrednosti BER-a proizilaze prvenstveno iz vrlo sličnih uslova propagacije signala u komunikaciji sa baznom stanicom. Zahvaljujući primeni ARQ procedure BER na linijskom delu ovih veza teži nuli.

V POREĐENJE UREĐAJA SA DS I FS

Na jednoj pogodnoj trasi obavljeno je poređenje veza, ostvarenih uređajima sa direktnom sekvencom i frekvencijskim skakanjem. Izlazne snage predajnika, osetljivosti prijemnika, kao i dobici antena su u oba slučaja bile skoro identični.

Veza je funkcionisala na trasi u prigradskom području. Teren na trasi je ravan, između antena je postojala optička vidljivost, ali je donja polovina I Frenelove zone bila potpuno zasenčena. Prema ITU-R P.530-6 preporuci, za sisteme koji rade na učestanostima oko 2 GHz, dozvoljeno je da pojedinačne prepreke tipa "oštrice noža" dodiruju liniju propagacije signala, a da duge i ravne prepreke, kao što je slučaj na predmetnoj trasi, smeju da prodru 70 % u I Frenelovu zonu.

Kao kriterijum za poređenje usvojen je procentualni odnos efektivnog i nominalnog protoka za jedan i drugi sistem. Naime, u nepovoljnim uslovima propagacije aktivira se ARQ, pa se, zbog ponavljanja pogrešno primljenih paketa, smanjuje efektivni protok.

Analiza rezultata merenja na vezama pokazuje da se, pri pogoršanim uslovima propagacije, u vezi sa frekvencijskim skakanjem efektivni protok smanjio na cca 85% nominalnog, dok je u vezi sa direktnom sekvencom efektivni protok bio samo 50% nominalnog. To nesumnjivo pokazuje da je sistem frekvencijskog skakanja znatno otporniji na pogoršane uslove propagacije.

VI ZAKLJUČAK

Prikazana mreža funkcionise od početka tekuće godine i izloženi rezultati predstavljaju prosečne vrednosti za taj period, koji obuhvata tri godišnja doba. Korisničke stanice se nalaze u raznim delovima grada, u različitim okruženjima i na različitim udaljenostima od bazne stanice. Sama bazna stanica je na istaknutoj koti, što je povoljno sa aspekta propagacije, ali je u neposrednoj blizini snažnih TV i radio predajnika, što je veoma nepovoljno sa aspekta interferencije. U celini, može se smatrati da predmetna mreža predstavlja dovoljno pouzdan probni model i da se na osnovu prikazanih rezultata smeju formirati sledeći zaključci:

- ♦ radio-veze u proširenom spektru su pouzdano sredstvo za realizaciju pristupnih, prvenstveno računarskih mreža;
- ♦ prethodni zaključak je punovažan pod uslovom da se u vezi koristi ARQ procedura; takođe, znatno bolje rezultate daje tehnika FS nego DS;
- ♦ u periodu koji predstoji, potrebno je nastaviti sa praćenjem rada postojećih i novih veza ove vrste, u cilju celovitije ocene njihovih karakteristika i mogućnosti;
- ♦ preporučuje se da se ostvari organizovano praćenje uticaja eventualnog uzajamnog ometanja između uređaja i mreža ove vrste, kao i između njih i konvencionalnih radio-veza; za to bi bilo vrlo korisno da se obezbedi podrška nadležnih državnih organa.

Abstract - The scope of this paper is to present the experiences in designing, realization and one year period exploitation of access radio links, point to multipoint, in which the radio units uses Spread Spectrum Technique with frequency hopping. The quality and efficient of these links are analysed due to the link length. There is also shown a comparison among similar links with units using frequency hopping and direct sequence. The paper gives an empiric verification of that systems with frequency hopping are more useful in high urban environment. The very last paragraph is the conclusion of this paper where can be found the observation of high quality of this radio links.

**SPREAD SPECTRUM ACCESS RADIO LINKS,
Prof. dr Nenad Simić, Nenad Marić, B.Sc.E.E.**

UTICAJ ZRAČENJA MOBILNOG TELEFONA NA ČOVEKA

*Radiša Stefanović, *Mladen Arnautović, **Branislav Todorović
*Vojnotehnička akademija VJ, Beograd, **Vojnotehnički institut VJ, Beograd

Sadržaj Kroz rad je ukazano na delovanje zračenja mobilnog telefona na ljudski organizam. Postojeći standardi se baziraju na termičkom efektu elektromagnetskog polja na ljudski organizam. Dopuštene vrednosti iz standarda su upoređene sa proračunskim podacima o jačini polja, izmerenim vrednostima polja i eksperimentalnim podacima iz literature, na osnovu čega je određena bezbedna udaljenost antene. Ukazano je da pored termičkog efekta postoji i interferencija i homeopatski efekat čiji uticaji još uvek nisu istraženi. Dato je nekoliko saveta o načinu korišćenja mobilnog telefona, radi smanjenja štetnog delovanja zračenja.

1. UVOD

Nagli razvoj komunikacione tehnologije u poslednjih nekoliko godina, doveo je do masovne primene mobilnih telefona. Početkom 2000. godine broj korisnika mobilnih telefona u svetu se procenjuje na blizu 500 miliona. Samo u Velikoj Britaniji u aprilu 2000. godine je bilo preko 26 miliona korisnika, što znači da je skoro 45 % populacije imalo mobilni telefon. U nekim zemljama (npr. Finska) ovaj procenat je i veći od 50 %. Mnogo je firmi u svetu koje se utrkuju u proizvodnji istih, što se pre svega ogleda u dizajnu, veličini, te mogućnostima primene, što i uslovljava njihovu cenu. Princip rada je identičan bez obzira na proizvođača, a uslovljen je analognim ili digitalnim prenosom. Poslednjih meseci na tržištu su se pojavili i uređaji koji omogućavaju pristup internetu (Mobile IP), a uskoro se mogu očekivati i mobilni uređaji za prenos slike (Mobile Video). Gotovo sve firme daju brojne prospekte o mogućnostima rada i dobrim stranama svojih mobilnih telefona, ali gotovo nikako, ili jako oskudno, o njihovom štetnom zračenju na čovekov organizam. Ovim radom ukazaće se na delovanje električnog polja na ljudski organizam izazvanog upotrebom mobilnog telefona. U cilju smanjenja štetnog zračenja dade se neke preporuke o načinu korišćenja, kao i pravci daljeg razvoja mobilnih telefona uslovljeni ovim problemom.

2. MEDICINSKI ASPEKTI DELOVANJE ELEKTROMAGNETSKOG POLJA

Efekti delovanja elektromagnetskog polja (EM) na ljudski organizam zavise od njihovog intenziteta i

frekvencije [3]. Radi sagledavanja uticaja frekvencije, delovanje se razmatra kroz dva frekvencijska pojasa i to:

- do reda 30 kHz, niskofrekvencijsko polje,
- od 30kHz do 300 GHz, visokofrekvencijsko polje

Niskofrekvencijska polja izazivaju površinske efekte kao što je nadražaj čula, dizanje kose na glavi, poremećaj rada pejsmejkera, slušnih aparata i drugih metalnih implantata u organizmu, a efekat je srazmeran jačini polja.

Visokofrekvencijska polja imaju posebno štetno delovanje na ljudski organizam, jer se ova energija raspršuje, reflektuje ili apsorbuje u telo u zavisnosti od jačine i frekvencije polja, od dimenzija tela, položaja tela i električnih osobina tkiva. Najizrazitiji efekat ovog polja je zagrevanje, bilo lokalno, bilo celog tela.

Pošto se zagrevanje generiše u unutrašnjosti tela, ova toplota se ne zapaža ili je to zapažanje isuviše kasno. Ako organizam nije sposoban da oslobađa ovu toplotu, brzinom kojom se ona stvara, porašće unutrašnja temperatura tela, što dovodi do oštećenja tkiva. Kako se uglavnom prekomerna temperatura unutrašnjih organa oslobađa putem krvotoka, najpodložnija na termalna oštećenja su očna sočiva i polni organi. Posebno je izraženo dejstvo na testise.

Štetni uticaj zračenja najviše se ispoljava na plod trudnica i dece, jer rezonantna frekvencija na kojoj se najviše apsorbuje zračenje u glavi čoveka iznosi oko 400 MHz, a kod dece oko 700 MHz [6], što je blizu radne frekvencije današnjih mobilnih telefona od 900 MHz. Treba svakako napomenuti da se ipak dobar deo energije zračenja apsorbuje u površinskim tkivima, koži, kostima glave i mišićima, sa manjom penetracijom u glavu.

Delovanje impulsnih polja kod digitalnih mobilnih telefona druge generacije, ima veći uticaj na biosisteme nego analogni signali mobilnih telefona prve generacije, jer unosi dodatno zračenje slično EM zračenju ekstremno niskih frekvencija. Najveće količine energije ljudsko telo može da apsorbuje na frekvencijama od 30 do 300 MHz.

Za radnike profesionalno izložene delovanju EM polja postavlja se granica dozvoljenog zračenja izražena kroz specifični stepen apsorpcije SAR (*Specific absorption rate*). Navedena veličina predstavlja snagu zračenja absorbovanu u jedinici mase pojedinog tkiva [4], [8]:

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad [W/kg], \quad (1)$$

gde je: σ - provodnost tkiva izloženog zračenju u [S/m],

ρ - specifična gustina tkiva u [kg/m³],

E - električno polje u [V/m]

Eksperimentalna ispitivanja su pokazala da kod čoveka koji se nalazi u stanju mirovanja, pri zračenju u trajanju od oko 30 minuta, ako je vrednost SAR-a celog tela od 1 do 4 W/kg dolazi do povećanja temperature tkiva koja ne prelazi 1 °C. Izlaganje zračenju većem od 4 W/kg može da izazove povećanje temperature tkiva koje daje štetne efekte, jer termoregulacioni mehanizmi ne mogu da savladaju nastalo termičko opterećenje [6]. U odnosu na navedenu vrednost za granicu profesionalnog izlaganja RF (radio-frekvencijskom) zračenju za celo telo uzet je zaštitni faktor od 10, dok je za opštu populaciju uzet i dodatni zaštitni faktor od 5 u odnosu na profesionalno izlaganje, što iznosi 0.08 W/kg.

3. KARAKTERISTIKE MOBILNIH TELEFONA I BAZNIH STANICA SA STANOVIŠTA RF ZRAČENJA

Mobilni telefoni funkcionišu sa snagom reda 1 W, a u toku održavanja veze antena se nalazi u neposrednoj blizini glave. Pored zračenja pojedinačnih, ličnih mobilnih telefona, nivo RF zračenja se može povećati na ograničenom prostoru kao što su hale, sportski i trgovački centri, veće robne kuće gde se nalazi veliki broj korisnika, ili ako se u njihovoj lokalnoj zoni nalazi bazna stanica. U svetu se sada koriste analogni i digitalni celularni mobilni telefoni. U Jugoslaviji su u primeni analogni NMT-900 (Nordic Mobile Telephone) i digitalni GSM (Global System for Mobile). Oba ova sistema rade u frekvencijskom pojasu 890 MHz do 960 MHz, sa snagama od 0.1 W do 1 W kod NMT, te 0.02 W do 2 W kod GSM. U perspektivi je prelazak sa frekvencije od 900 MHz, na 1800 MHz.

Iako vrlo malih dimenzija, težine oko 130 grama i debljine oko 2 cm, mobilni telefon je veoma značajan izvor RF zračenja, jer se u toku korišćenja nalazi u neposrednoj blizini glave, uglavnom na 2 do 7 cm udaljenosti. Više od 50% izlazne snage zračenja kod mobilnog telefona se apsorbira u glavi korisnika [6], što je dosta nepovoljno, pa se očekuju konstrukcije sa manjom snagom i antenom, koja će bolje koristiti energiju. Kako su u bliskom polju električno i magnetno polje sinfazni, njihovo merenje je veoma komplikovano i nepouzdan, jer se unošenjem sonde za merenje istovremeno vrši poremećaj polja. Korišćeni podaci u ovom radu se odnose na proračunate vrednosti

Antene baznih stanica se nalaze na stubovima visine 15 - 50 m ili na zgradama sa antenskim pojačanjem deset i više puta prema horizontu. Rasipanje zračenja prema dole i bočno je relativno malo. Intenzitet zračenja od antene opada sa kvadratom rastojanja

Prema švedskom standardu, dopušteni nivo gustine snage zračenja od 450 μ W/cm², odnosno jačine električnog polja od 41 V/m, kod GSM sistema na 900 MHz, može biti premašen na udaljenosti do 1 m od antene bazne stanice, u pravcu glavnog snopa. Pomenuti švedski standard SS-ENV 50166-2 je donet na osnovu predstandarda Evropske unije, a odnosi se na opštu populaciju u toku 24 časa, dok je za profesionalne radnike oko 5 puta veća vrednost, ali u vremenu od 8 časova. Dostupni podaci govore da su na tlu neposredno ispod antene, izmerene vrednosti deset puta manje od dopuštenog izlaganja za opštu populaciju.

Prema jugoslovenskom standardu za ovo zračenje gornja dopuštena vrednost intenziteta, kojoj može biti izložena opšta populacija, za frekvencije koje se koriste u mobilnoj telefoniji, iznosi 200 μ W/cm² (27.5 V/m), a za profesionalne radnike iznosi 1 mW/cm² (61.5 V/m) [5]. Radi boljeg uočavanja ovih vrednosti navedimo da jačina zračenja nebeskih tela (sunce, zvezde) iznosi 14 pW/cm², a ljudskog tela 0.5 μ W/cm². Treba uočiti da je jugoslovenski standard strožiji od švedskog oko dva puta.

U domaćim publikacijama objavljeno je nekoliko članaka i diskusija u kojima je razmatran problem intenziteta zračenja. Prema dostupnim podacima izmerene jačine električnog polja ispod antene bazne stanice iznose od 1 do 2 V/m, odnosno 0.27 - 1.1 mW/cm². Naime, tipični zidovi zgrada od cementnih blokova, cigle i drveta imaju faktor slabljenja oko 10 do 100 puta. Nastalo polje može da utiče na elektronske sisteme u kući, kao što su televizori ili računari.

4. PRORAČUN JAČINE ELEKTRIČNOG POLJA

Iako je proračun jačine električnog polja u bliskoj zoni nepouzdan, pretpostavimo da važi relacija [1]:

$$E_{\max} = \frac{\sqrt{30P_{pd}g_0}}{d} \quad [mV/m], \quad (2)$$

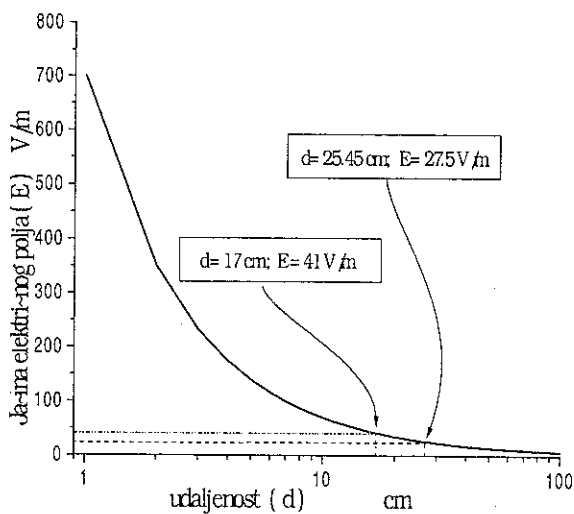
gde je: E - Nivo električnog polja u [V/m] na mestu prijema na udaljenosti d od antene mobilne stanice,

P_{pd} - Snaga mobilne stanice u [W] kad radi na predaji, tipično 1 W,

d - udaljenost u [km],

g_0 - dobitak antene mobilne stanice, za štapa antenu ($L = \lambda/2$) iznosi 2,15 dB

Izračunata vrednost za udaljenost od 2 cm od antene je 350 V/m (32.5 mW/cm^2). Ako se mobilni telefon jače prisloni na uvo, na udaljenost 1 cm od glave, polje dostiže vrednost od čak 700 V/m (130 mW/cm^2). Ovo je potvrđeno i merenjem u laboratoriji. Za udaljenost 1 cm od antene mobilne stanice Ericsson 868, sa indikacijom prijemnog polja od dva podeoka u GSM mreži, pri uspostavljanju veze izmerena je vrednost od 680 V/m. Ako se mobilna stanica udalji na dohvat ruke, oko 70 cm, izračunata vrednost polja je 10 V/m ($26 \mu\text{W/cm}^2$), što je prihvatljivo i bezopasno, za duži period.



Sl 1. Dijagram jačine polja u zavisnosti od udaljenosti

Ilustracija odnosa jačine polja i udaljenosti, prikazana je dijagramom na slici 1, za snagu mobilne stanice 1 W i dobitak antene 164 puta (21.5 dB).

Sa dijagrama se može videti da je zračenje u granicama dozvoljenog prema navedenom švedskom standardu, na udaljenosti većoj od 17 cm od glave i tela, odnosno dalje

od 25 cm po jugoslovenskom standardu. Ovaj podatak upućuje na nošenje mobilnog telefona u tašni, sa strane preko ramena ili u ruci, u pregradi najudaljenijoj od tela, a nikako na kaišu pantalona ili u džepu. Posebno će zračenje biti izraženo ako se mobilni telefon nalazi u unutrašnjem džepu sakoa ili košulje u predelu grudnog koša

Prvi standardi za kontrolu izloženosti ovom zračenju uvedeni su 1950-ih godina u SAD i SSSR-u. Po američkom standardu smatra se da izloženost gustini snage od $10 \mu\text{W/cm}^2$ (6.2 V/m), ne predstavlja dodatno toplotno opterećenje, te da je organizam u takvim uslovima u stanju da bez posebnog napora, održava toplotnu ravnotežu [7]. Sovjetski standardi su daleko toletantniji, čak i do 100 puta, ali za vreme izlaganja zračenju od jednog časa.

S obzirom na to da postoje komercijalni instrumenti za merenje gustine snage zračenja u mW/cm^2 (Narda), kao i instrumenti za merenje jačine električnog polja u V/m (Anritsu), to se za pretvaranje jedne veličine u drugu koristi izraz:

$$P = E^2 / 120\pi \quad [\text{W/m}^2], \text{ odnosno}$$

$$E = \sqrt{P \times 120\pi} \quad [\text{V/m}] \quad (3)$$

Pored poređenja sa bilo kojim standardom, jer se u mnogome razlikuju, upoređićemo ovo zračenje sa zračenjem koje je svakodnevno prisutno u atmosferi a odnosi se na zračenje RTV odašiljača i baznih stanica. Jačina polja potrebna za prijem televizijske slike zadovoljavajućeg kvaliteta, prema UIT-R preporuci 417-2 [2], za IV frekvencijski pojas (470 - 790 MHz), iznosi 70 dB($\mu\text{V/m}$). Kada se ova vrednost izrazi preko jačine polja dolazi se do vrednosti od 3,16 mV/m. Ako se najveći deo vremena nalazimo u području gde se dobro prima signal od 3 TV stanice, to je u najgorem slučaju jačina polja oko 10 mV/m

Navedenom zračenju se još može dodati i zračenje od bazne stanice, koje je s obzirom na udaljenost bezopasno i slabije za oko 100.000 puta od zračenja mobilne stanice. Američka federalna komisija za telekomunikacije (Federal Commision for Communications - FCC) definiše specifičnu vrednost prijemnog polja koja iznosi 39 dB($\mu\text{V/m}$), kao granicu zone pokrivanja za analogni sistem, što odgovara vrednosti od oko $90 \mu\text{V/m}$. Navedeni podaci jasno govore da mobilni telefon i pri udaljenosti od 70 cm, na dohvat ruke, zrači nekoliko stotina do hiljadu puta jače polje, od polja kojem smo inače izloženi zračenjem sa RTV odašiljača, odnosno trideset hiljada puta jače polje, od polja zračenja sa bazne stanice na granici zone pokrivanja.

5. PERSPEKTIVE DALJEG RAZVOJA USLOVLJENE ŠIETNIM ZRAČENJEM

Predviđa se da će budući mobilni telefoni raditi u dual modu (dual-band), u jednom pojasu sa baznom stanicom na Zemlji, u drugom pojasu sa satelitskom stanicom na malim i srednjim visinama. Već sada neki od satelita kao ARIES na 1020 km, GLOBALSTAR na 1400 km, IRIDIUM na 780 km, predstavljaju okosnicu treće generacije komunikacionih sistema. Sistem IRIDIUM će sa svojih 66 satelita na malim visinama oko 780 km obezbediti prenos glasa, podataka, faksa i pejdžing poruka [3]. S obzirom na povoljnije prostiranje korišćenjem satelita, treba očekivati i smanjenje snage do reda 100 mW. Površina ćelije će biti daleko manja, a broj ćelija će se mnogostruko povećati. Mobilna jedinica će prvo pretražiti mogućnost uspostavljanja veze preko lokalnog zemaljskog ćelijskog sistema, a potom ako ne ostvari vezu koristiće satelit. Takođe će se frekvencije povećati na 1.8 GHz sa

tedencijom porasta na 2.5 GHz ili 5 GHz. Antena će se nalaziti u samom kućištu aparata, kao na primer dvostruki kvad, a na strani prema licu će imati žičanu mrežicu kao reflektor.

6. ZAKLJUČAK

Na osnovu izloženog može se sa sigurnošću reći da mobilni telefon emituje štetno zračenje. Sve analize u dostupnoj literaturi izvedene su samo na osnovu povećanja telesne temperature, pri čemu nisu uzeti u obzir interferencija i homeopatski efekat. Radi smanjenja štetnog delovanja, smatramo da se treba pridržavati sledećih pravila:

- mobilni telefon treba držati na radnom stolu ili polici na dohvat ruke. Vezu, kad god je to moguće održavati uz pomoć slušalica i mikrofona, koji su izdvojeni kablom. Kabl postaviti tako da ne bude paralelan sa antenom, a pogotovu da nije namotan oko antene;
- kada se ipak mora koristiti u pokretu, to činiti što kraće, a duže razgovore obavljati sa klasičnog telefona. Efekti štetnog delovanja su izraženiji ako se mobilni telefonom duže i češće koristi;
- treba ga držati tako da prsti šake budu između obraza i aparata, čime se povećava minimalna udaljenost;
- mobilni telefon valja koristiti sa pozicije gde je najjače prijemno polje, odnosno izbegavati korišćenje u zatvorenom prostoru, već potražiti najpogodniji položaj, van zgrade gde je prijemno polje veće od dva podeoka. Najveća zračenja snaga je u trenutku uspostavljanja veze;
- mobilni telefon nositi u torbici sa strane, nikako na kaišu, a posebno ne u unutrašnjem džepu sakoa ili džepu košulje na prsima, jer kad je uključen permanentno zrači, pri promeni bazne stanice;
- kada se mobilni telefon koristi u prostoriji u kojoj se duže zadržavamo (kancelarija, stan) znatno smanjenje polja štetnog zračenja postiže se ako se izvede spoljna antena, preko koje se priključi mobilni telefon. Novije varijante mobilnih telefona imaju ugrađen priključak za spoljnu antenu, čijom se upotrebom štap antena automatski isključuje;
- ne preporučuje se korišćenje mobilnog telefona trudnicama i deci, zbog štetnog zračenja, posebno izraženog na tkivo u razvoju

LITERATURA :

- [1] E. Zentner, "Radiokomunikacije", Školska knjiga, Zagreb 1980.
- [2] UIT-R (CCIR), Preporuka 417-2, VOLUME V, Internationale Telecommunication Union, Geneva 1974.
- [3] M. Šunjevarić, "Radio-tehnika 2", predavanje za studente VTA VI, 1999.
- [4] N. Kuster, Q. Balzano, "Mobile communication safety", London, Chamman and Hall, 1997.
- [5] JUS N. NO 205. - Radio-komunikacije Radio-frekvencijsko zračenje. Maksimalni nivoi izlaganja koji se odnose na ljude 1990.
- [6] M. Hrnjak, "Medicinski aspekt korišćenja mobilne telefonije", Vojno sanitetski pregled br.1/2000, Sanitetska uprava, GŠ VI, 2000.
- [7] M. Rakar - Andrić, "Radio-talasno i mikrotalasno zračenje u radnoj sredini i zaštita ljudstva", Naučno-tehnički pregled, Vol. XLII, No.6, 1992 str.36-40
- [8] P. Bernardi, M. Cavagnaro, S. Pisa, "Evaluation of the SAR Distribution in the Human Head for cellular Phones used in a Partially closed environment", IEEE Trans on Electromagnetic compatibility, Vol 38, No 3, August 1996, pp. 357-366.

Abstract This paper points out the effects of mobile phone radiation on a human organism. The existing standards are based on electromagnetic field thermal effects on a human organism. The permissible values from the standards have been compared with the calculation results concerning field intensity, measured field values and experimental data from literature. This served as a base for the determination of the antenna safety distance. Besides the thermal effect, there is interference as well as homeopathic effect whose influence has not been investigated yet. Some advice on using mobile phones are given in order to reduce harmful radiation

EFFECTS OF MOBILE PHONE RADIATION

M. Arnautović, R. Stefanović, B. Iodorović

ИНДЕКС АУТОРА

- | | |
|-----------------------------|-----------------------------|
| Александров С. 60 | Милићевић З. 102 |
| Андрејић И. 11 | Миловановић Б. 155 |
| Арнаутовић М. 215 | Миловић Д. 194 |
| Арсић И. 203 | Милосављевић М. 172, 179 |
| Блануша Б. 32 | Миљковић М. 159 |
| Болић М. 139 | Миљуш М. 102 |
| Будимир Ђ. 1 | Наумовић М. 131 |
| Бундало Д. 15 | Николић Н. 1 |
| Бундало З. 15 | Новковски Н. 163 |
| Варјачић С. 152 | Панајотовић А. 191 |
| Васић В. 40, 46 | Пејчић Д. 102 |
| Веселић Б. 135 | Перић Љ. 90 |
| Видовић А. 198 | Пецовска-Борђевић М. 163 |
| Врачар Љ. 163 | Пешић Б. 163 |
| Вукић Ђ. 60 | Пешић Г. 166 |
| Вукосавић С. 35, 40, 46, 90 | Поробић В. 107 |
| Грбо Ж. 56 | Равлић М. 152 |
| Димитријевић Б. 203 | Радошевић С. 66 |
| Димитријевић В. 35 | Рајковић Н. 60 |
| Драча Д. 191, 198 | Раца Д. 79 |
| Дрндаревић В. 139 | Самарџић Б. 139 |
| Борђевић А. 184 | Симић Н. 207, 211 |
| Борђевић Г. 11 | Скендер М. 66 |
| Букић Г. 121, 126 | Софтић Ф. 23, 27, 32 |
| Бурић М. 126 | Стајић З. 60 |
| Живковић Љ. 159 | Стаменковић З. 5 |
| Илишковић А. 23, 27, 32 | Станковић З. 155 |
| Јанковић Н. 166 | Стефановић М. 191, 194, 198 |
| Јевремовић Р. 52 | Стефановић Р. 215 |
| Јевтић М. 143 | Стојадиновић Н. 163 |
| Јовановић З. 135 | Стојановић Б. 159 |
| Јокић С. 148 | Стојић М. 114 |
| Карамарковић Ј. 166 | Стојчев М. 11 |
| Катић В. 69, 79, 85, 107 | Суруга Ј. 184 |
| Ковачевић Б. 121 | Терзија В. 121 |
| Кордић З. 148 | Тодоровић Б. 215 |
| Крстић Д. 20 | Foschini С. 159 |
| Крстић М. 11, 20 | Цветковић М. 143 |
| Лазић М. 66 | |
| Латишко Г. 56 | |
| Мајкић Р. 152 | |
| Маринковић З. 155 | |
| Марић Н. 207, 211 | |
| Марковић В. 155 | |
| Марчетић Д. 107 | |
| Матијевић М. 114 | |
| Магић П. 52, 85 | |
| Механџић С. 35 | |
| Миланковић М. 52 | |
| Милић Д. 194 | |

