

КОМПЮТЪРНИ НАУКИ И КОМУНИКАЦИИ



Електронно списание на
Център по информатика и технически науки на
Бургаски Свободен Университет

ТОМ 2, БРОЙ 1 (2013)

ISSN: 1314-7846

Списание „Компютърни науки и комуникации”,

Главен редактор

[prof. d-r Angel Toshkov](#), Bulgaria Burgas, 8001 SanStefano str. 62 Burgas Free University, Bulgaria

Редакционна колегия

1. [prof. d-r Andon Lazarov](#), Burgas Free University, Bulgaria
2. [prof. d-r Acad. Ivan Popchev](#), Bulgarian Academy of Sciences, Sofia, Bulgaria
3. [prof. d-r Mihail Iliev](#), Technical University of Ruse, Ruse, Bulgaria
4. [prof. d-r Kiril Konov](#), Technical University of Sofia, Research Institute of Communications, Sofia, Bulgaria, Bulgaria
5. [prof. d-r Ivan Kolev](#), Technical university of Gabrovo, Gabrovo, Bulgaria
6. [prof. d-r Vencislav Valchev](#), Technical University of Varna, Bulgaria
7. [prof. d-r Daniela Orozova](#), Burgas Free University, Burgas, Bulgaria
8. [prof. d-r Михаил Фёдорович Меняев](#), Доктор педагогических наук, профессор, Академик Международной Академии Информатизации, Москва, Россия
9. [assoc.prof. d-r. Veselina Jecheva](#), 62 San Stefano Str., Burgas
10. [assoc.prof. d-r. Evgeniya Petrova Nikolova](#), 62 San Stefano Str., Burgas
11. [assoc. prof. d-r Marcin Paprzycki](#), Associate Professor in the Systems Research Institute of the Polish Academy of Sciences, Warsaw, Poland
12. [d-r Yingjie Yang](#), School of Computer Science and Informatics Centre for Computational Intelligence (CCI) and De Montfort University Interdisciplinary Group in Intelligent Transport Systems (DIGITS)
13. [Michela Tramonti](#), Università degli Studi "G. Marconi" Rome Area, Italy

ISSN: 1314-7846

Том 2, № 1 (2013)

Януари - Март

Електронно списание на Центъра по информатика и технически науки на Бургаски свободен университет.

Съдържание

Компютърни науки и комуникации

[Студентското научно творчество 2013](#)

[PDF](#)

Angel Toshkov

1

[PSRICE СИМУЛАЦИИ НА ОПТОЕЛЕКТРОННИ ИМПУЛСНИ ГЕНЕРАТОРИ БЕЗ РЕАКТИВНИ ЕЛЕМЕНТИ](#)

[PDF](#)

Hristo Sabev

2-6

[БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ СЪС ЗОНИ НА БЕЗДЕЙСТВИЕ ПРИ ТЕХНИЧЕСКОТО ОБСЛУЖВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СИСТЕМИ](#)

[PDF](#)

Anton Slavchev Georgiev

7-14

[БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ С МИНИМАЛНИ АВАРИЙНИ И ПЪЛНИ ПРОФИЛАКТИЧНИ ВЪЗСТАНОВЯВАНИЯ ПРИ](#)

[PDF](#)

[ТЕХНИЧЕСКОТО ОБСЛУЖВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СИСТЕМИ](#)

Anton Slavchev Georgiev

15-20

[СЪСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ В РАЗВИТИЕТО НА МАГНИТНИТЕ МАТЕРИАЛИ](#)

[PDF](#)

Vencislav Valchev

21-26

[СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ФУНКЦИОНАЛНИТЕ И ИКОНОМИЧЕСКИ ПАРАМЕТРИ IGBT И MOSFET КЛЮЧОВЕ](#)

[PDF](#)

Vencislav Valchev

27-33

[РАЗРАБОТКА НА ДРАЙВЕРИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАЗЕРНИТЕ ДИОДИ](#)

[PDF](#)

Ivelina Balabanova

34-41

[ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИНАМИЧНИТЕ СВОЙСТВА НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ С РАЗГЪВАЩО ПРЕОБРАЗУВАНЕ](#)

[PDF](#)

Stanimir Stankov, Ekaterina Dimitrova, Hristo Gigov

42-52

[МЕТОДИКА ЗА ПРЕСМЯТАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СИМЕТРИЧНИ КАБЕЛИ](#)

[PDF](#)

Angel Toshkov

53-63

PSPICE SIMULATIONS OF OPTOELECTRONIC PULSE GENERATORS WITHOUT REACTIVE ELEMENTS

Sabev Hristo, Technical University of Gabrovo

Karadzhev Tsanko, Technical University of Gabrovo, karadjov_st@abv.bg

Abstract: Generators of continuous rectangular pulses with TTL integrated circuits included as a Schmitt trigger of phototransistor optocouplers are developed on the basis of patents. There are not any reactive elements such as capacitors and coils in the generators. Ratios for the generators are estimated. Performed a simulation of the output voltage of the optoelectronic generators.

Keywords: Optoelectronic pulse generators, phototransistor optocouplers, TTL logics.

PSPICE СИМУЛАЦИИ НА ОПТОЕЛЕКТРОННИ ИМПУЛСНИ ГЕНЕРАТОРИ БЕЗ РЕАКТИВНИ ЕЛЕМЕНТИ

Христо Събев, Технически университет – Габрово

Цанко Караджов, Технически университет – Габрово, karadjov_st@abv.bg

Абстракт: Генераторите на непрекъснати правоъгълни импулси са построени с TTL интегрални схеми, свързани като тригери на Шмит и фототранзисторни оптрони на базата на патентовани схеми на генератори. Тези генератори нямат реактивни елементи във времезадаващите си вериги. Извършена е PSPICE симулация на 5 такива схеми на генератори като са дадени само изходните напрежения на генераторите. Извършено е сравнение на резултатите от симулациите, изчисленията и практическите измервания. Относителната грешка не надвишава 20 %.

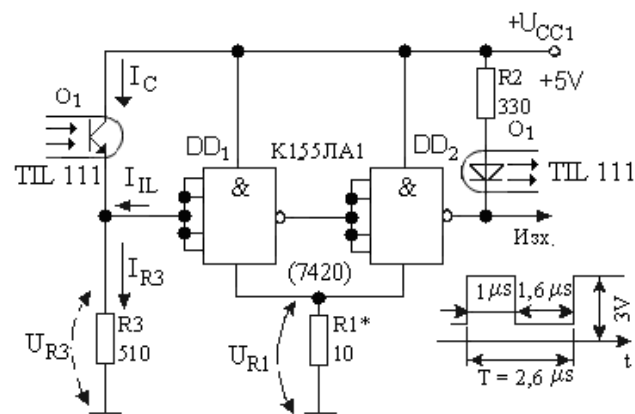
Ключови думи: Оптиелектронни генератори на правоъгълни импулси, фототранзисторни оптрони, TTL логически елементи.

Изложение: Известно е, че импулсните генератори се построяват освен с активни елементи и с реактивни елементи- кондензатори и бобини. В предложените схеми на генератори са избягнати реактивните елементи. Тези генератори се базират на принципите заложиени в патенти на генератори [1, 2, 3, 4, 5].

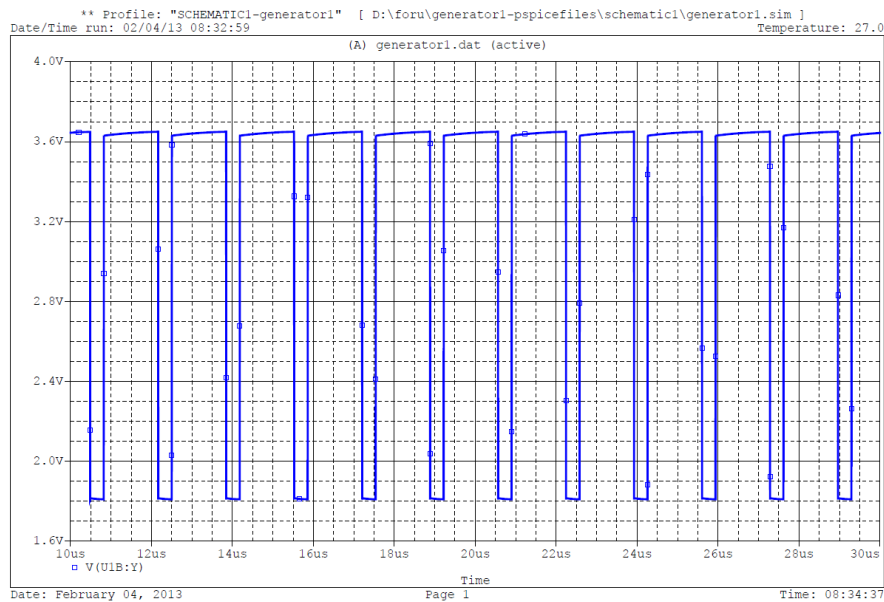
Тук за реализация на генераторите се използват логически TTL елементи, включени като тригери на Шмит, фототранзисторни оптрони и резистори.

Принципите на изграждане на тези генератори и методиките за тяхното оразмеряване са публикувани в [6]. В колайдерите има мощни електромагнитни смущения, които оказват влияние на електронните елементи. Например в LHC колайдера магнитната индукция в диполните магнити е 8,33 T, през свръхпроводящите проводници тече ток до 50 000 A, високочестотните резонатори работят на честота 400 MHz, в някои блокове градиентът на магнитната индукция е 223 T/m, комутират се мощности стотици kW, работи се с високи напрежения- десетки kV и др.

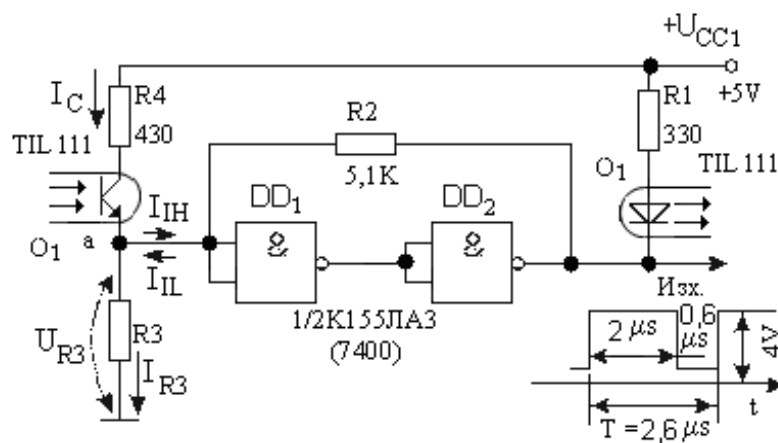
За първи път тук е извършена симулация на пет оптиелектронни импулсни генератори без реактивни елементи с програмния пакет PSPICE.



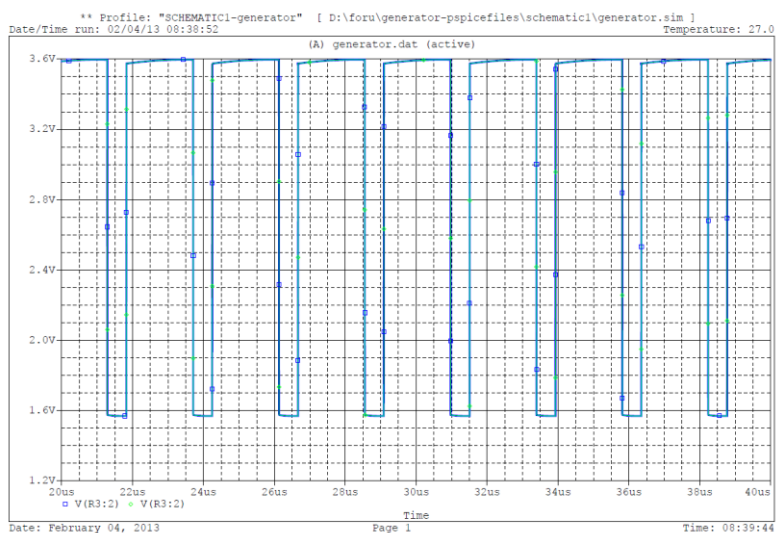
Фиг. 1. Генератор без реактивни елементи, реализиран на два 4- входове ТТЛ логически елементи И-НЕ и фототранзисторен оптрон.



Фиг. 1.а. PSPICE симулации на генератора от фиг. 1.



Фиг. 2. Генератор без реактивни елементи, реализиран на два 2- входове ТТЛ логически елементи И-НЕ и фототранзисторен оптрон.



Фиг. 2.а. PSPICE симулации на генератора от фиг. 2.

Практически измервания	Изчислен период по израз (1)	Симулации фиг. 2.а
$T = 2,6 \mu s$	$T = 2,3 \mu s$	$T = 2,35 \mu s$
Относителна грешка	11,5 %	9,6 %

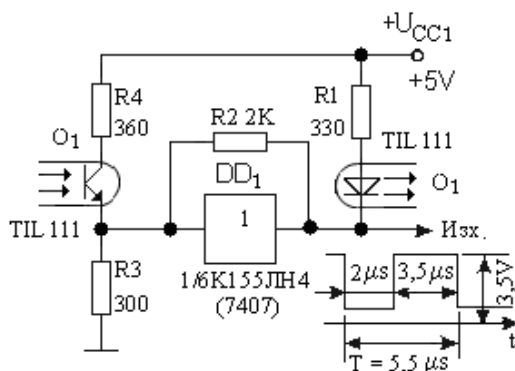
Таблица 1. Сравнение на резултатите за фигура 2 за периода на генерираните импулси

Периодът на генерираните импулси T [6] е:

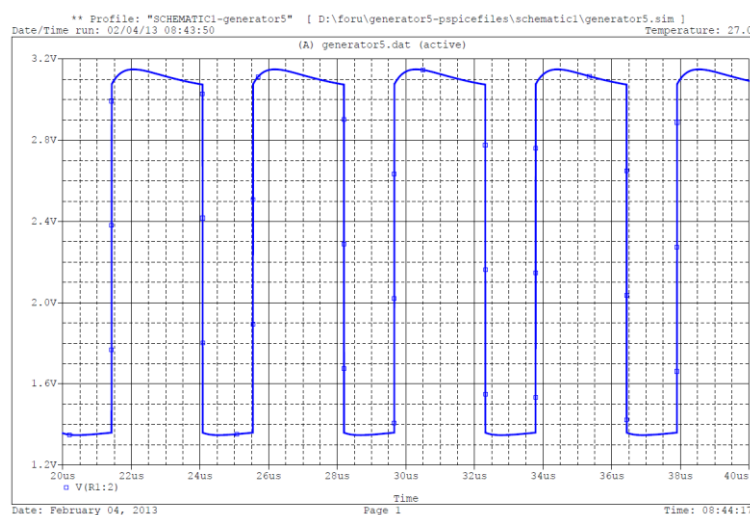
$$T = t_{on} \cdot \ln \frac{I_F \cdot CTR - I_C''}{I_F \cdot CTR - I_C'} + t_{off} \cdot \ln \frac{I_C'}{I_C''} \quad (1)$$

където t_{on} - време на включване на оптрона; t_{off} - време на изключване на оптрона; CTR - коефициент на предаване по ток на оптрона, I_F - ток през светодиода на оптрона в права посока, I_C - колекторен ток през фототранзистора при включване (I_C') и изключване (I_C'') на тригера на Шмит.

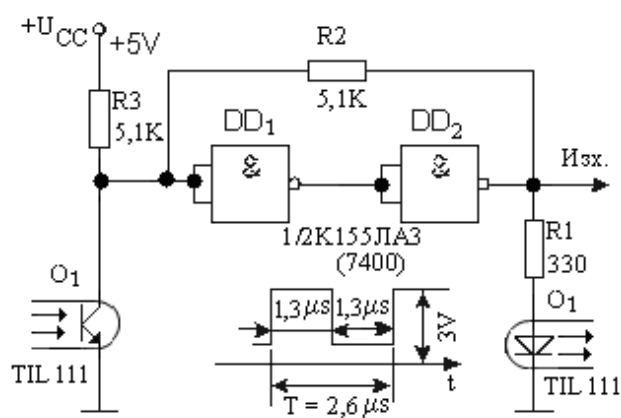
При $t_{on} = t_{off} = 8 \mu s$, $I_F = 10 \text{ mA}$, $CTR = 1$, $I_C' = 0,8 \text{ mA}$, $I_C'' = 0,6 \text{ mA}$ от израз (1) се получава $T = 2,3 \mu s$.



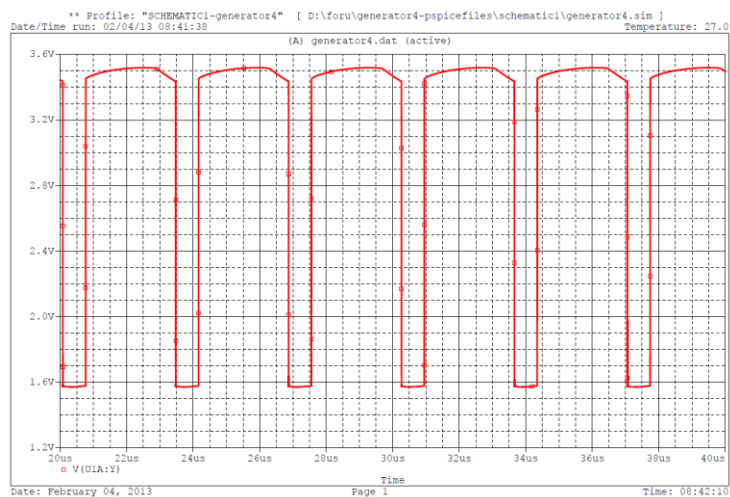
Фиг. 3. Генератор без реактивни елементи, реализиран на ТТЛ логически елемент-повторител и фототранзисторен оптрон.



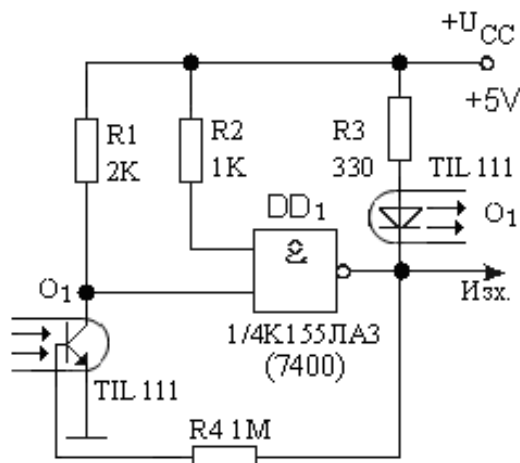
Фиг. 3.а. PSpICE симулации на генератора от фиг. 3.



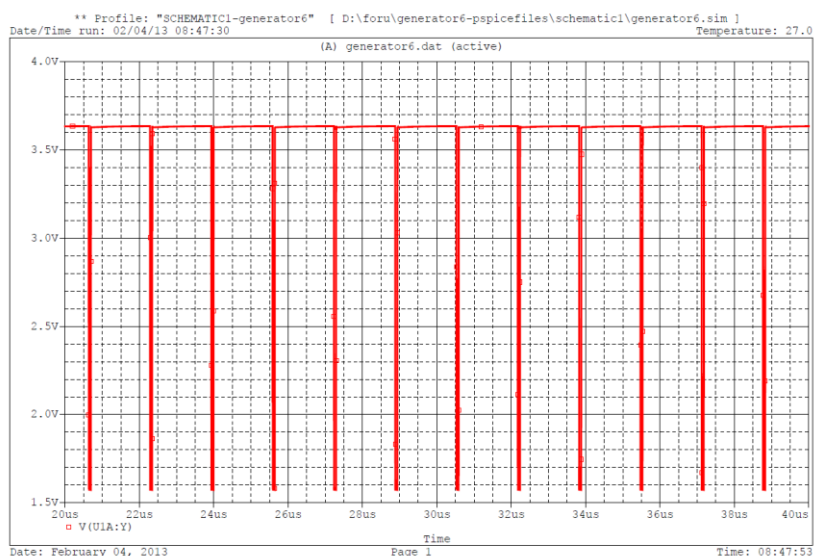
Фиг. 4. Вариант на генератор без реактивни елементи, реализиран с два 2- входове ТТЛ логически елементи И-НЕ и фототранзисторен оптрон



Фиг. 4.а. PSpICE симулации на генератора от фиг. 4.



Фиг. 5. Генератор без реактивни елементи, реализиран на един 2- входов ТТЛ логически елемент И-НЕ и фототранзисторен оптрон.



Фиг. 5.а. PSPICE симулации на генератора от фиг. 5.

Забележка: Навсякъде в симулациите е показано изходното напрежение на генераторите.

Заклучение: За първи път в България се правят симулации на оптоелектронни генератори на непрекъснати правоъгълни импулси без реактивни елементи.

Приложението на тези генератори е в импулсната и цифрова техника и в схеми за управление на колайдери.

От сравнението на практическите измервания на генераторите, изчисленията и симулациите, грешката за изходната честота на генераторите не надвишава 20 %.

References:

- [1] Колев, И. С., Автоколебателен мултивибратор. Авт. св. РБ № 39287 НОЗК 3/28.
- [2] Колев, И. С., Мултивибратор. Авт. св. РБ № 38323, НОЗК 3/28.
- [3] Колев, и. с., мултивибратор. авт. св. РБ № 38324, НОЗК 3/28.
- [4] колев, И. С., Мултивибратор. Авт. св. РБ № 40637, НОЗК 3/28.
- [5] Колев, И. С., Мултивибратор. Авт. св. РБ № 41115, НОЗК 3/281.
- [5] Колев, И. С., Колева, Е. Н., Събев, Х. П., Импулсни генератори без реактивни елементи. Pulse Generators without Reactive Elements. International Scientific Conference, UNITECH, 2012, Gabrovo, 16-17.XI.2012, Proceedings, vol. 1, I-215, I- 219.

DEVELOPMENT OF DRIVERS FOR CONTROL OF THE LASER DIODES

Ivelina Balabanova, Technical University of Gabrovo, ivstoeva@abv.bg

Abstract: The materials are considered for the production of laser diodes emitting in the infrared part of the spectrum, the main types of laser diode, driver circuits for control of laser diodes in continuous mode wave (CW) and pulsed mode and the fields of application of laser diodes.

Keywords: Horizontal and vertical oscillator, quantum wells, coastal reflectors, unipolar quantum cascade laser diode

РАЗРАБОТКА НА ДРАЙВЕРИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАЗЕРНИТЕ ДИОДИ

Ивелина Балабанова, Технически университет - Габрово, ivstoeva@abv.bg

Абстракт: Разгледани са материали за изработка на лазерни диоди, излъчващи в инфрачервената част на спектъра, основните видове лазерни диоди, схеми на драйвери за управление на лазерни диоди в непрекъснат режим на излъчване (CW) и импулсен режим и областите на приложението на лазерните диоди.

Ключови думи: Хоризонтален и вертикален резонатор, квантови ями, брегови отражатели, Униполярен квантово-каскаден лазерен диод

Съвременните видове лазери са описани в [1-6]. За оптичните комуникации се използват основно инфрачервени лазерни диоди.

1. Видове лазерни диоди

Инфрачервени лазерни диоди

Материалите за изработка на лазерни диоди, излъчващи в инфрачервената (ИЧ, IR) част на спектъра са дадени в табл. 1.

Материал	Дължина на излъчваната вълна λ , μm
GaAs	0,84 – 0,9
GaSb	1,55
InP	0,97
InAs	3,15
E	3,72
InSb	5,20
PbTe	6,5
PbSe	8,5
InAsSb	3,0 – 5,5
PbSSe	4,0 – 9,0
PbS	4,3
CdHgTe	3,2 – 17
InGaAsP	(0,7 – 3,2) 1,3 – 16

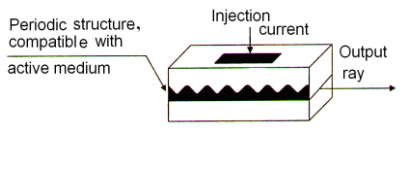
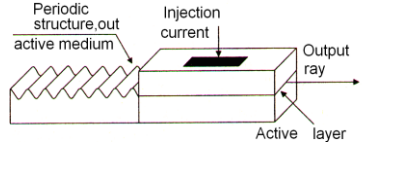
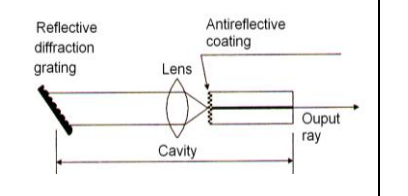
Табл.1 Лазерни диоди излъчващи в ИЧ част на спектъра

Спектри на излъчване на лазерни диоди. Инфракчервените лазерни диоди за оптични комуникации излъчват най-често в диапазоните (850 ÷ 940) nm, 1310 nm и 1550 nm.

Основни видове лазерни диоди:

- Лазерен диод с резонатор на Фабри-Перо (FPLD);
- Лазерен диод с разпределена обратна връзка DF(B)LD;
- Лазерен диод с разпределени брегови отражатели (DBRLD);
- Лазерен диод с външен резонатор (ECLD);
- Лазерен диод с повърхностно излъчване и вертикален резонатор (VCSEL);
- Лазерен диод с повърхностно излъчване и хоризонтален резонатор (HCSEL);
- Лазерен диод с повърхностно излъчване и вертикален външен резонатор (VECSEL);
- Лазерен диод на квантови ями (QWLD);
- Лазерен диод с напрегнати квантови ями (SQWLD);
- Лазерен диод на много квантови ями (MQWLD);
- Квантово-размерен лазерен диод (QWILD);
- Квантово-каскаден лазерен диод (QCLD);
- Униполярен квантово-каскаден лазерен диод (UQCLD);
- Лазерен диод на фотонни кристали (PCLD).

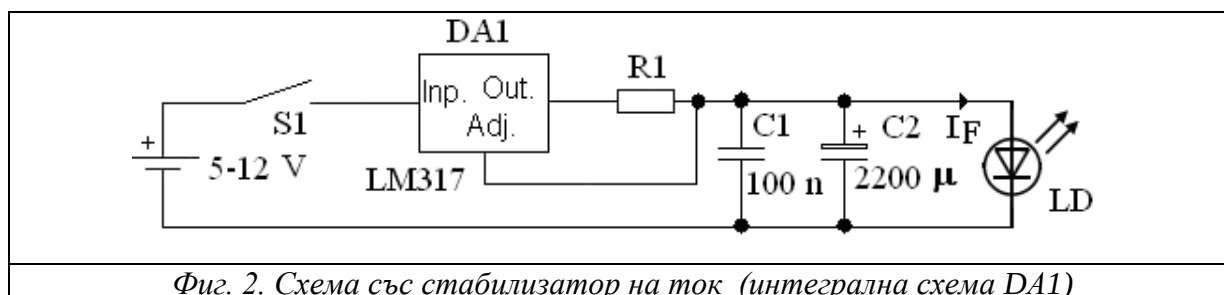
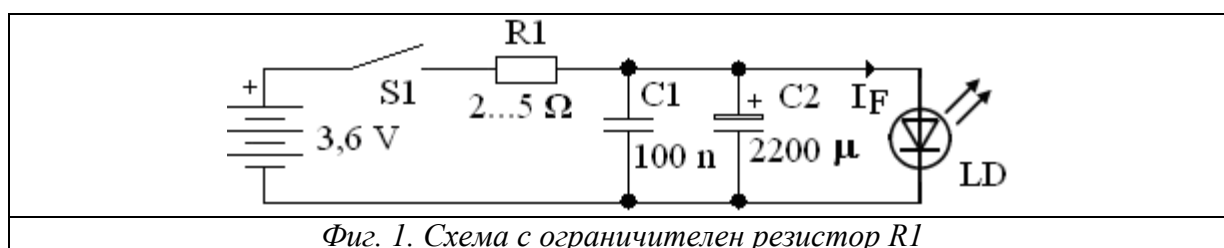
Видове лазерни диоди

		
DFBLD	DBRLD	ECLD

2. Драйвери за управление на лазерни диоди

2.1. Управление на лазерни диоди в режим на непрекъснато излъчване

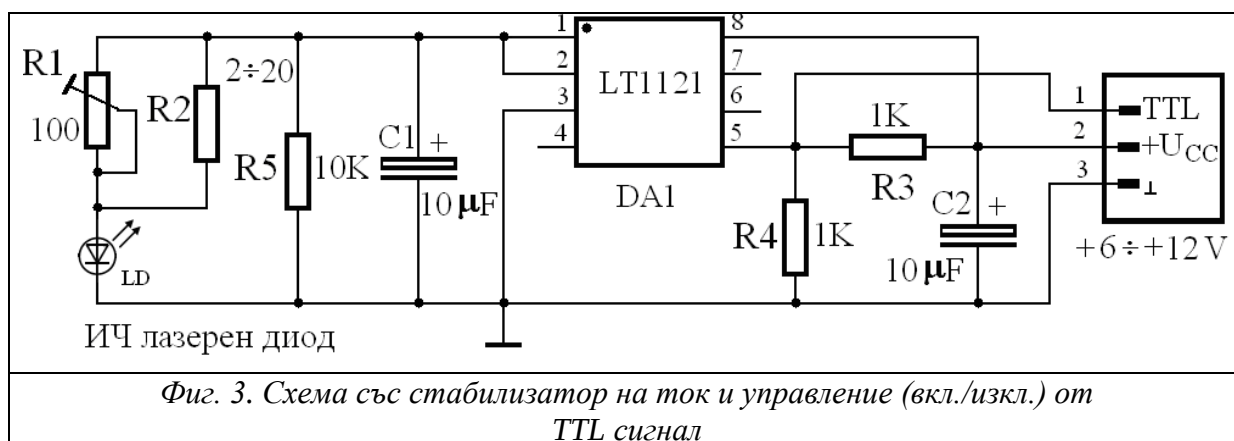
- управление чрез ограничителен резистор R1- фиг. 1;
- управление чрез стабилизатор на ток DA1- фиг. 2;



Токът в права посока през лазерния диод се определя от израза:

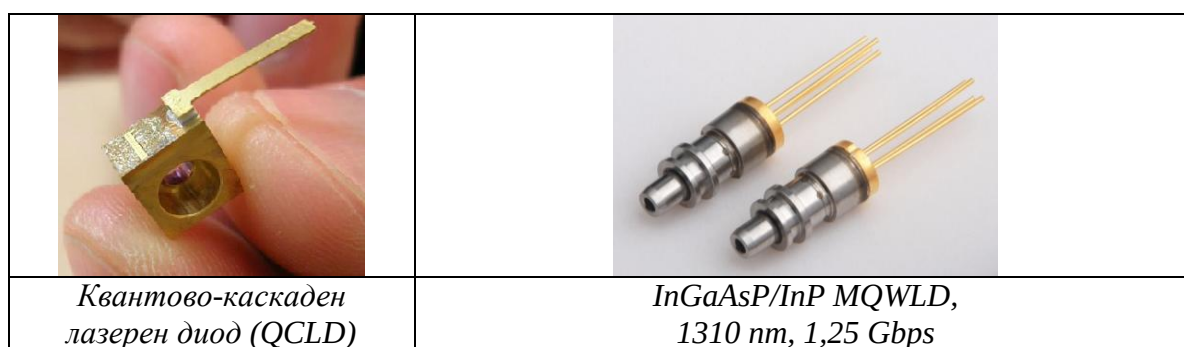
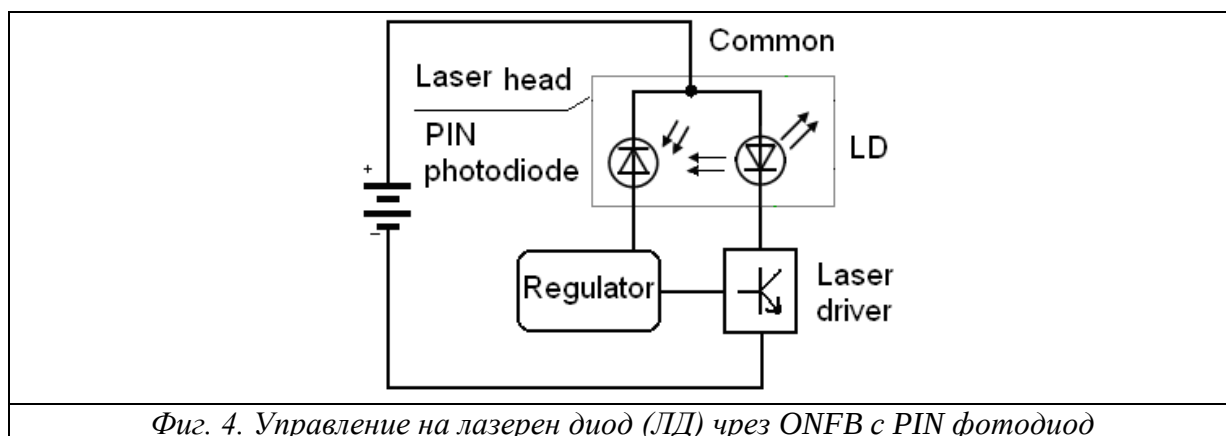
$$I_F (A) = 1,25 \cdot R_1 (\Omega) \quad (1)$$

- управление чрез стабилизатор на ток DA1 и TTL ниво- фиг. 3.

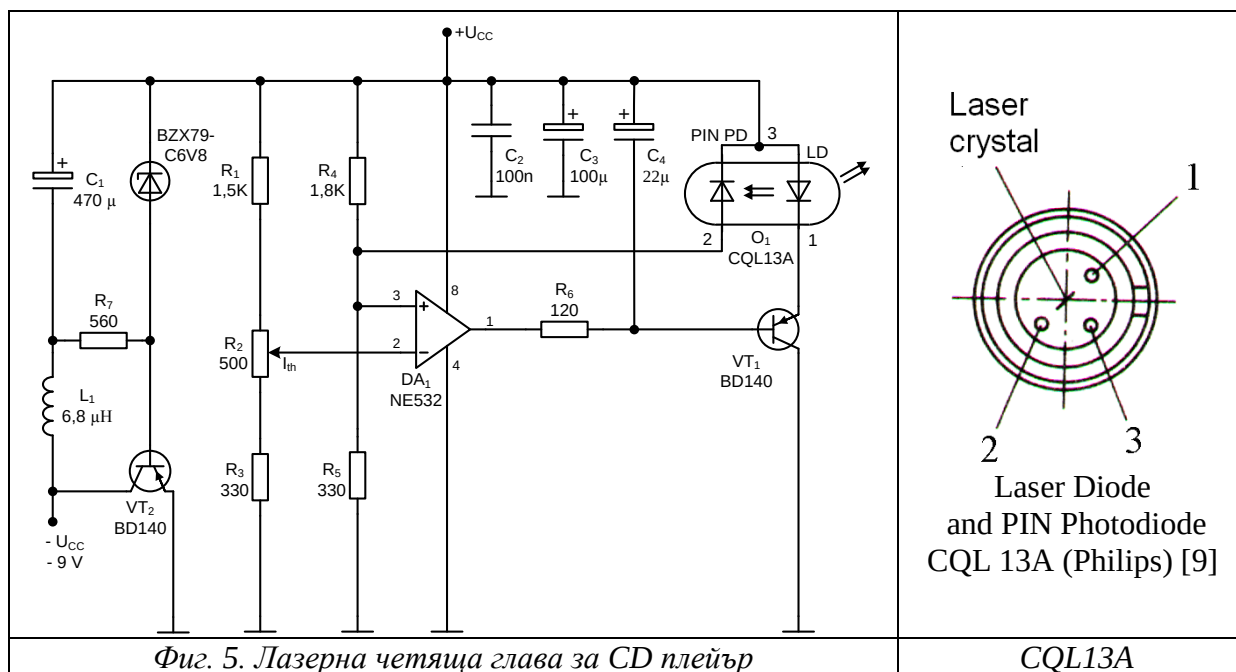


2.2. Управление на лазерен диод в непрекъснат режим при поддържане на постоянна мощност на излъчване от лазерния диод

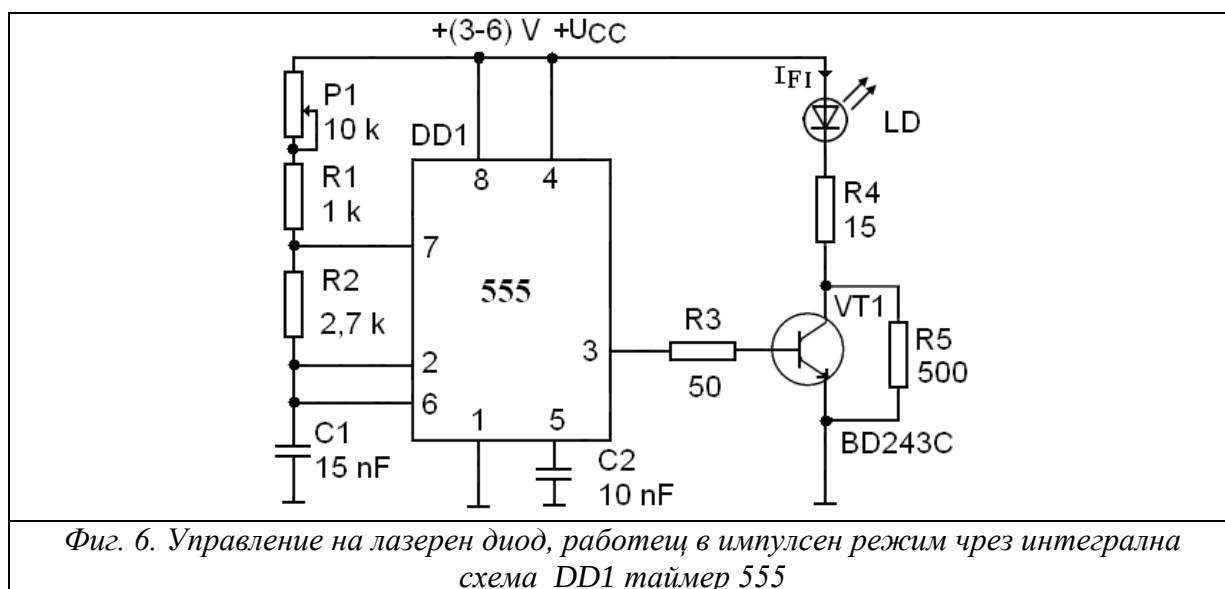
Управлението е чрез ONFB ОООВ с PIN фотодиод- например за CD и DVD плейъри. Блоквата схема е показана на фиг. 4.



На фиг. 5 е показана електрическата схема на четящата глава на CD устройство, използваща ONFB. PIN фотодиодът служи за осъществяване на оптична отрицателна обратна връзка (ONFB, ОООВ) и поддържане на постоянна мощност на излъчване от лазерния диод LD.



2.3. Управление на лазерен диод в импулсен режим- фиг. 6.



Продължителността на импулса (високо изходно ниво на извод 3) от таймера 555 е:

$$t_{I_{max}} = 0,7 \cdot (R_1 + R_2 + P) \cdot C_1 \quad \text{при } P_1 = 10 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

$$t_{I_{max}} = 0,7 \cdot (10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3) \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 238,35 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 238,35 \mu\text{s}$$

при стойност на потениометъра $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$

$$t_{I_{min}} = 0,7 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \quad \text{при } P_1 = 0 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

$$t_{I_{min}} = 0,7 \cdot (10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3) \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 133,35 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 133,35 \mu\text{s}$$

при стойност на потенциометъра $P_1 = 0 \text{ k}\Omega$

Паузата между импулсите (ниското изходно ниво на извод 3) е:

$$t_P = 0,7 \cdot R_2 \cdot C_1 \quad (4)$$

$$t_P = 0,7 \cdot 2,7 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 28,35 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 28,35 \mu\text{s}$$

Максималният период на следване на импулсите е при стойност на потенциометъра $P1 = 10 \text{ k}\Omega$ е:

$$T_{\max} = t_{I\max} + t_P = 238,35 \mu\text{s} + 28,35 \mu\text{s} = 266,7 \mu\text{s} \quad (5)$$

Минималната честота на следване на импулсите при $P1 = 10 \text{ k}\Omega$ е:

$$f_{\min} = 1/T_{\max} = 1/266,7 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 3,75 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 3,75 \text{ kHz} \quad (6)$$

Минималният период на следване на импулсите при $P1 = 0 \text{ k}\Omega$ е:

$$T_{\min} = t_{I\min} + t_P = 133,35 \mu\text{s} + 28,35 \mu\text{s} = 161,7 \mu\text{s} \quad (7)$$

Максималната честота на следване на импулсите при $P1 = 0 \text{ k}\Omega$ е:

$$f_{\max} = 1/T_{\min} = 1/161,7 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 6,18 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 6,18 \text{ kHz} \quad (8)$$

Коефициентът на запълване е :

$$K_F = t_I/T \quad (9)$$

Минималният коефициент на запълване е :

$$K_{F \min} = t_{I\min}/T_{\min} \quad (10)$$

$$K_{F \min} = 133,35 \mu\text{s} / 161,7 \mu\text{s} = 0,82$$

Максималният коефициент на запълване е:

$$K_{F \max} = t_{I\max}/T_{\max} \quad (11)$$

$$K_{F \max} = 238,35 \mu\text{s} / 266,7 \mu\text{s} = 0,89$$

Импулсният ток през лазерния диод при отпушен транзистор VT1 е :

$$I_{FI} = (U_{CC} - U_{FLD} - U_{CESATVT1})/R_4 \quad (12)$$

$$I_{FI} = (6 \text{ V} - 2 \text{ V} - 0,5 \text{ V})/15 \Omega = 233 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 233 \text{ mA}.$$

Токът през лазерния диод при запушен транзистор VT1 е:

$$I_{FI} = (U_{CC} - U_{FLD})/(R_4 + R_5) \quad (13)$$

$$I_{FI} = (6 \text{ V} - 2 \text{ V})/(15 \Omega + 500 \Omega) = 78 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 78 \text{ mA}.$$

С резистора R_5 се определя токът на лазерния диод, който трябва да е малко над праговия ток I_{th} .

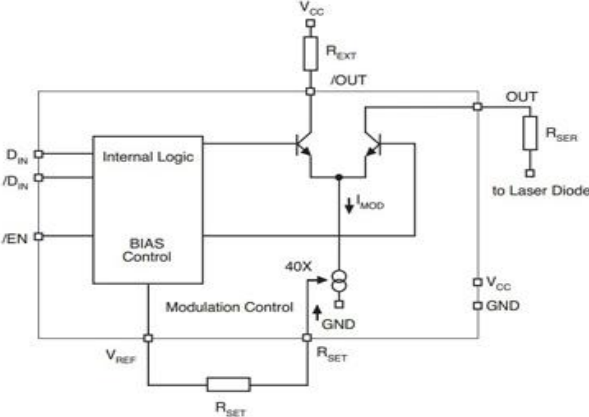
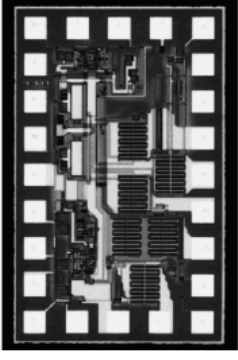
2.4. Промислен лазерен драйвер тип SY88922V – схема фиг. 7 [7].

Параметри:

– захранващо напрежение –	5 V; 3,3 V
– скорост на предаване –	2,5 Gbps
– ток на модулация –	35 mA
– вход за данни –	диференциален
– вътрешен ограничителен регистър –	75 k Ω
– управление на модулацията	да
– изход за настройка на лазера	да

Основни блокове:

- вътрешна логика (Internal Logic)
- блок за управление на отместването (Bias Control)
- блок за управление на модулацията (Modulation Control)
 - диференциално изходно стъпало (усилвател).

	
Фиг. 7. Драйвер за лазерен диод SY88922V на фирмата Micrel, Inc [7]	Драйвер за лазерен диод F0530602B на фирмата Sumitomo Electric [10]: 1,3 Gbps, NRZ code, 3,3 V, SDH (STM 4)/SONET (OC-12)

3. Приложение на лазерните диоди

Лазерна спектроскопия и спектрохимия; лазерна локация с лазерен радар (LIDAR) за контрол на атмосферата и екологичен мониторинг, за измерване на разстояние; измервателната техника– измерване на скорости, габарити, разстояния, диаметри, лазерни ролетки, лазерни нивелири и др.; оптични връзки– по оптични влакна, оптични кабели, лазерни телефони и инфрачервени връзки по въздух; комуникациите- оптични усилватели, оптични повторители, хетеродинни фотоприемници; сензори с оптични влакна при които лазерният диод е източник на оптично лъчение; оптрони и оптронни интегрални схеми; обработка на материали– загряване, заваряване, топене, изпарение, пробиване, рязане, надписване, закаляване, контрол на качеството; холографията; в оптичните памети като записващи и четящи глави– оптични дискове (CD, DVD, HD DVD, Blu-ray), магнито-оптични дискове, оптични карти, холографските памети; проекционни видеосистеми; медицината– хирургически лазер (скалпел), лазерна терапия, лазерна епилация, гинекологията, дерматологията; за лечение рак на кожата; микроелектрониката– химическо изпарение, отгряване, настройка, донастройка; лазерните жирокопи; полиграфията, лазерни принтери; лазерни скенери, лазерни мишки, виртуални клавиатури; лазерни локаторни системи за предотвратяване на катастрофи и паркиране на автомобили; автосервизите- регулиране на предния мост на автомобила (един пример на стенд с червен ЛД тип TOLD 9321 фирмата Toshiba, [11]); автомобилите- лазерни фарове и лазерни свещи, имитатори при учебни стрелби, лазерни тренажори, лазерни целеуказатели и др.; лазерно шоу и лазерни показалки; възбуждане на твърдотелни лазери; лазерни охранителни системи; осветители в уредите за нощно виждане; лазерни маяци; скоростна телевизия; навигация в самолетната и космическа техника; дистанционно взривяване на бомби и ракети; насочване на ракети за военната техника, лазерни целеуказатели, 3D промишлени камери; защита и идентификация на продукти; четене на bar кодове; лазерната химия; лазерни-оптични визьори; уреди за оптични измервания; лазерни стенни часовници; стандарти за честота и схеми за стабилизация на честота; атомната литография;

атомната интерферометрия; атоми в уловките, лазерно охлаждане на атоми, управление траекторията на движение на атомите, детектиране на атоми; фотографията за автоматичен фокус и др.

Справочни данни за мощни лазерни диоди на фирмата OSRAM от серията SPL..... до 120 W могат да се намерят в [8].

Буквени съкращения на английски език, използвани в доклада.

Съкращение	Английско тълкуване	Българско тълкуване
CD	Compact-Disk	Компакт диск
CW	Continuous Wave	Непрекъснат режим
DBRLD	Distributed Bragg Reflection Laser Diode	Лазерен диод с разпределени Брегови отражатели
DFBLD (DFLD)	Distributed FeedBack Laser Diode	Лазерен диод с разпределена обратна връзка
DVD	Digital Versatile Disk	Цифров универсален диск
ECDL	External Cavity Diode Laser	Лазерен диод с външен резонатор
FPLD	Fabry-Perot Laser Diode	Лазерен диод с резонатор на Фабри-Перо (ФП)
Gbps	Gigabits per second	Гигабитове за секунда
HCSEL	Horizontal Cavity Surface Emitting Laser Diode	Повърхностно излъчващ лазерен диод с хоризонтален резонатор
HD	High Definition	Висока разрешаваща способност
IC	Integrated Circuit	Интегрална схема (ИС)
LD	Laser Diode	Лазерен диод (ЛД)
LIDAR	Light Detection And Ranging	Лидар
MQWLD	Multi-Quantum Well Laser Diode	Лазерен диод на многоквантови ями
NRZ code	Non- Return-to-Zero code	Код без връщане до нула
OC	Optical Carrier	Оптична носеща
ONFB	Optical Negative FeedBack	Оптична отрицателна обратна връзка (ОООВ)
PCLD	Photonic Crystal Laser Diode	Лазерен диод на фотонни кристали (ФК)
PIN PD	Positive-Intrinsic Negative (PIN) PhotoDiode	PIN -фотодиод, Фотодиод с PN преход и собствен (I) слой
QCLD	Quantum Cascade Laser Diode	Квантово-каскаден лазерен диод
QCW	Quasi Continuous Wave	Квазинепрекъснат режим
QWILD	Quantum-Width Laser Diode	Квантово размерен лазерен диод
QWLD	Quantum-Well Laser Diode	Лазерен диод на квантови ями
SDH	Synchronous Digital Hierarchy	Синхронна цифрова йерархия
SONET	Synchronous Optical NET work	Синхронна оптична мрежа
SQWLD	Strength Quantum-Well Laser Diode	Лазерен диод с напрегнати квантови ями
STM	Synchronous Transfer Mode	Режим на синхронно предаване
TTL	Transistor-Transistor Logic	Транзистор-транзисторна логика, (ТТЛ)
UQCLD	Unipolar Quantum Cascade Laser Diode	Униполярен квантово-каскаден лазерен диод

Съкращение	Английско тълкуване	Българско тълкуване
VCSEL	Vertical Cavity Surface-Emitting Laser Diode	Лазерен диод, повърхностно излъчващ с вертикално разположение на резонатора
VECSEL	Vertical-External Cavity Surface Emitting Laser Diode	Лазерен диод, повърхностно излъчващ с вертикално разположен външен резонатор

Заклучение

Дадена е конструкцията на няколко типа съвременни лазерни диоди, драйвери за управление на лазерни диоди в режим на непрекъснато излъчване и импулсен режим, методика за изчисление на един тип драйвер и съвременни приложения на лазерните диоди.

References

- [1] Колев, И. С. и Е. Н. Колева. Кохерентна оптоелектроника. Пловдив, Автоспектър, 2008, ISBN 978-954-8932-46-2.
- [2] Колев, И. С. и Е. Н. Колева. Инфрачервена оптоелектроника. (Второ преработено и допълнено издание). Габрово, Унив. изд. "В. Априлов", 2008, ISBN 978 – 954 – 683 – 402 – 7.
- [3] Колев, И. С. и Е. Н. Колева. Оптоелектроника и оптични комуникации. (Второ преработено и допълнено издание). Габрово, Унив. изд. "В. Априлов", 2008, ISBN 978 – 954 – 683 - 405 – 8.
- [4] Колева, Е. Н. и И. С. Колев. Оптоелектроника, лазерна техника и оптични комуникации. Тълковен речник. Габрово, изд. „Екс-прес“, 2011. ISBN 978 – 954 – 490 - 230 – 8.
- [5] Колев, И. С. и Е. Н. Колева. Модерни лазерни технологии. Справочник. Габрово, изд. „Екс-прес“, 2012, ISBN 978-954-490-315-2.
- [6] Micrel, Inc. Laser Diode Driver SY88922V, 2007.
- [7] OSRAM. Power Semiconductor Laser, 2008.
- [8] Philips. Semiconductor Laser Module CQL 13A, 2000.
- [9] Sumitomo Electric. Laser Diode Driver F0530602B, 2009.
- [10] Toshiba. Semiconductor Laser TOLD 9321, 2004.

BLOCK STRATEGY WITH AREAS OF INACTIVITY FOR MAINTENANCE OF ELECTRONIC SYSTEMS

associate professor Ph.D. Anton Slavchev Georgiev
Technical University – Varna, georgiev_an@yahoo.com

Abstract: The article discusses the issues of safety and reliability of electronic systems. Proposed are several strategies for maintenance electronic systems, and their characteristics and parameters are researched and analyzed. Attention is paid to the applicability of the different strategies. In the paper are proposed formulas for calculating the profit from the implementation of the new strategies and are assessed the reliability operating each of these strategies. Emphasis is placed on the block strategy with areas of inactivity for maintenance. I suggested analytical expressions for calculating the performance gain of this new strategy and formulas for assessing its operational reliability.

Keywords: Maintenance activities, Reliability, Maintenance, Operational reliability, After prophylactic failures, maintenance of electronic equipment, methods for raising the reliability.

БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ СЪС ЗОНИ НА БЕЗДЕЙСТВИЕ ПРИ ТЕХНИЧЕСКОТО ОБСЛУЖВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СИСТЕМИ

доц. д-р инж. Антон Георгиев
Технически Университет – Варна, georgiev_an@yahoo.com

Абстракт: В статията се дискутират въпросите на надеждността на електронните системи. Предложени са няколко стратегии за техническо обслужване на електронни системи. Изследвани и анализирани са основните им характеристики и параметри. Обърнато е внимание на приложимостта на отделните стратегии. Акцентът е поставен върху блоковата стратегия за техническо обслужване със зони на бездействие. Предложени са аналитични изрази за изчисляване както на печалба от изпълнението на формулираната нова стратегия, така и за оценка на нейната експлоатационна надеждност.

Ключови думи: Надеждност, Техническо обслужване, Експлоатационна надеждност, Профилактика на технически системи, Аварийно възстановяване на технически системи.

ВЪВЕДЕНИЕ

При изследването на експлоатационната надеждност на електронни системи (ЕС) [1, 2, 3], бе констатирано, че отказите, причинени от грешки при експлоатацията, и в частност - от неправилно техническо обслужване (ТО), съставляват до 35% от общия брой внезапни откази. Тази тревожна тенденция наложи необходимостта от задълбочени изследвания за установяване на причините за влошаването на надеждностните показатели по време на експлоатацията на електронните изделия и търсене и предлагане на способи за тяхното подобряване [4]. В статията е поставен акцент върху състава, обема и начина на редуване на възстановителните процедури, провеждани по време на техническото обслужване на ЕС. Разработена и дефинирана е Блокова стратегия за ТО. Предложени са няколко варианта на тази стратегия. Изследвани и анализирани са техните основни характеристики.

Процесът на влошаване на параметрите на електронните изделия е обективен процес,

обусловен от голям брой външни и вътрешни фактори. За привеждане на ЕС в работоспособно състояние се провеждат множество възстановителни дейности, от чийто обем и последователност зависи по нататъшната надеждност на системата. Възстановителните дейности се включват в състава на аварийните възстановявания или на профилактичните мероприятия. Профилактиката на ЕС е съвкупност от възстановителни дейности, прилагани в строго определена последователност. Тя може да се опише чрез многократно разклонен алгоритъм, специфичен за всяка конкретна ЕС. Профилактиката, за съжаление, е съпътствана от някои нежелателни ефекта като: значителни материални разходи, поради необходимостта от използване на висококвалифициран труд и скъпа специализирана техника; влошаване на коефициента на готовност, поради намаляване на времето за използване на ЕС; поява на “след профилактични” откази и др. Това налага оптимизиране на сроковете за провеждането ѝ [5] и избягване на необоснованото честото ѝ провеждане.

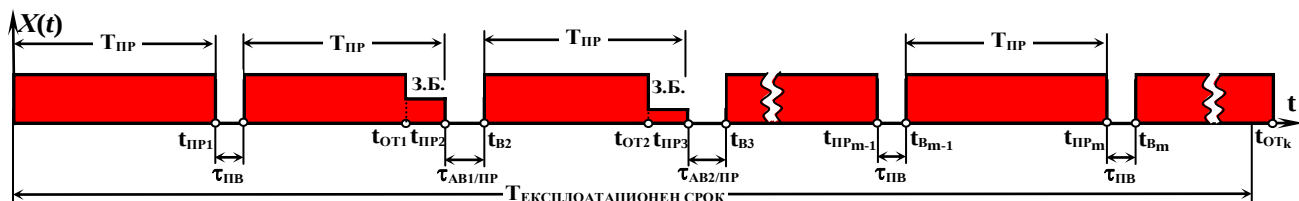
За да се намали влиянието на негативни фактори, понижаващи надеждността на ЕС [6], е необходимо да бъдат оптимизирани основните атрибути, характеризиращи стратегията за техническо обслужване (СТО): организация на профилактичните дейности, сроковете за провеждането им, съдържание и последователност на профилактичните възстановявания, критерии за избор на редуване на аварийните и профилактичните намеси и др. Понятието стратегията за техническо обслужване може да се дефинира като стройна система от правила, включена в състава на техническото обслужване, съгласно която се вземат решения, касаещи: обема и състава на профилактичните и аварийните възстановявания на ЕС, големината на срока за профилактика, началния момент за отчитане на срока за профилактика, начинът за редуване на профилактичните и аварийните възстановявания, доминиращия критерий за вземане на решения относно вида и обема на профилактичните дейности и др. [6]. Поради незаслуженото пренебрегване на проблемите, касаещи профилактичните дейности, за съжаление, в теорията на надеждността броят на публикациите, свързани са тази проблематика, е твърде ограничен. Това е една от предпоставките за допускането на грешки при техническото обслужване на ЕС, а от там и за влошаване на експлоатационната им надеждност. В [6] са предложени два критерия за класифициране на стратегиите за техническото обслужване на ЕС: според начина на редуване на профилактичните и аварийните възстановявания и според доминантата на вземане на решения относно вида и обема на профилактичните дейности. Съгласно първия критерий СТО могат да се класифицират като: Стратегия на аварийно техническо обслужване; Блокова стратегия за техническо обслужване; Строго периодична стратегия за техническо обслужване, а съгласно втория критерий СТО могат да се разделят на: Стратегия за техническо обслужване според отработката и Стратегия за техническо обслужване според състоянието.

БЛОКОВИ СТРАТЕГИИ НА ТЕХНИЧЕСКО ОБСЛУЖВАНЕ

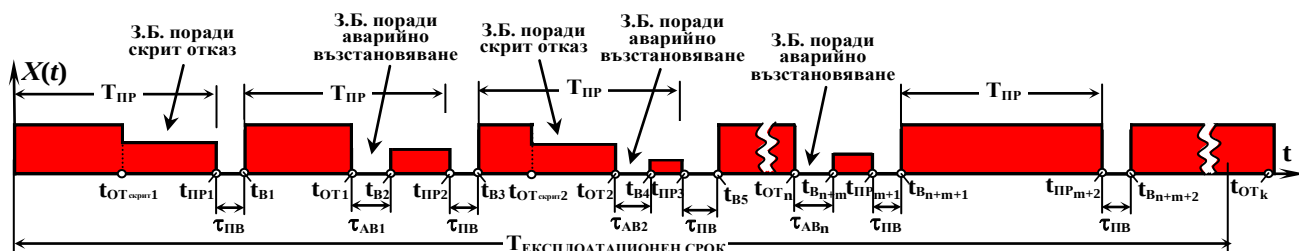
За разлика от Стратегията на аварийно техническо обслужване [6], при Блоковите стратегии за техническо обслужване е предварително известен моментът, в които ще започне поредното профилактично възстановяване на ЕС. При класическия вариант на Блоковите СТО (при липса на система за контрол на състоянието на ЕС), както аварийните, така и профилактичните възстановявания са пълни.

Блоковите стратегии за техническо обслужване могат да бъдат приложени в различни варианти, като три от тях биха били по-приложими в практиката: блоковата СТО със зони на бездействие (времедиаграма на тази СТО е показана на фиг. 1); блоковата СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания (времедиаграма на тази СТО е показана на фиг.2); блоковата СТО с възстановявания, чийто обем и продължителност зависят от момента на настъпване на отказа (времедиаграма на тази СТО е

показана на фиг.3). Освен чрез времедиаграми, СТО са описани и с помощта на раз-
работените диаграми на преходите.



фиг. 1 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване със зони на бездействие



фиг. 2 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания



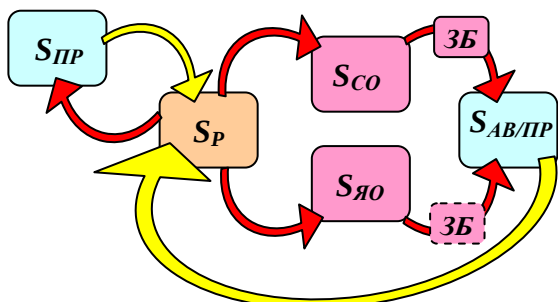
фиг. 3 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване зависеща от момента на настъпване на отказа, без строго спазване на T_{PP}

БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ СЪС ЗОНИ НА БЕЗДЕЙСТВИЕ

При блоковата СТО със зони на бездействие, не се извършват възстановителни дейности в отрязъка от време между две съседни профилатикати. При възникване на отказ ЕС остава в неработоспособна (най-често поради липса на СК) до момента на завършване на следващата профилатика. След завършването на профилатичната процедура, отказът бива отстранен и ЕС се привежда в състояние на работоспособност. Работоспособното състояние се запазва до настъпването на следващия отказ или (ако не настъпи отказ) до момента на стартиране на следващата планова профилатика.

И при „скрит” и при явен отказ ЕС може да остане в зони на бездействие (З.Б.) с голяма продължителност, което сериозно понижава коефициента на готовност. Освен това, при възприемане на такава СТО, вградената система за непрекъснат контрол на състоянието на ЕС по никакъв начин не променя коефициента на готовност.

За описване на измененията в състоянието на ЕС разглеждаме случайния процес, отразяващ тези промени във времето, а разглеждания случаен процесът означаваме с $X(t)$. При тази блокова стратегия, случайният процес $X(t)$, отразяващ състоянието на ЕС във времето, приема пет дискретни стойности: работоспособно състояние S_p ; състояние на престой, дължащ се на „скрит” отказ S_{CO} ; състояние на престой, дължащ се на явен отказ S_{JO} ; състояние на аварийно-профилактично възстановяване на работоспособността $S_{AB/PP}$ и състояние на профилактично възстановяване на работоспособността S_{PP} . Разра-



Фиг.4. Диаграмата на преходите

ботената диаграма на преходите, описваща случайния процес $X(t)$, типичен за тази СТО е представена на фиг. 4. За описване на математическото очакване на времената за пребиваване на ЕС във всяко от петте възможни състояния (S_P , S_{CO} , $S_{ЯО}$, $S_{AB/ПР}$ и S_{PP}), приемаме, че времената от завършване на поредното възстановяване до настъпването на отказ, са разпределени по закона $R(x)$; времената за престой в състояние на скрит

отказ, са разпределени по закона $P(x)$; аварийно-възстановителните дейности не започват веднага след настъпването на явен отказ, поради което средното време за престой, свързан с проявлението на явен отказ, е случайна величина, чиято стойност не може да се пренебрегне; с $T_{BПР}$ записваме математическото очакване на случайната величина време за профилактично възстановяване $\tau_{ПВ}$, чиято вероятностна плътност е $f_{ПВ}(t)$; а с $T_{BAB/ПР}$ записваме математическото очакване на случайната величина време за аварийно-профилактично възстановяване $\tau_{AB/ПР}$, чиято вероятностна плътност е $f_{AB/ПР}(t)$, като обикновено $T_{BПР} < T_{BAB/ПР}$. Както беше отбелязано, при стратегия за техническо обслужване със зони на бездействие, математическото очакване на времето за пребиваване на ЕС в състояние на явен отказ $M_{t_{S_{ЯО}}} = T_{П_{ЯО}} \neq 0$, тъй като както при скритите откази така и при явните откази, ЕС остава в неработоспособно състояние до провеждането на поредното аварийно-профилактично възстановяване.

Можем да изразим математическото очакване на времената за пребиваване на ЕС във всяко от петте състояния, показани на диаграмата на преходите:

$$\begin{aligned}
 M_{t_{S_P}} &= T_{CP} = \int_0^{\infty} [1 - R(x)] dx, \\
 M_{t_{S_{CO}}} &= T_{П_{CO}} = \int_0^{\infty} [1 - P(x)] dx, \\
 M_{t_{S_{AB/ПР}}} &= T_{B_{AB/ПР}} = \int_0^{\infty} x \cdot f_{AB/ПР}(x) dx, \\
 M_{t_{S_{ПР}}} &= T_{B_{ПР}} = \int_0^{\infty} x \cdot f_{ПР}(x) dx, \\
 M_{t_{S_{ЯО}}} &= T_{П_{ЯО}} \neq 0.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Ако времената за престой в състояние на явен отказ, са разпределени по закона $Q(x)$, математическото очакване на времената за пребиваване на ЕС в състояние на явен отказ може да се изрази като

$$M_{t_{S_{ЯО}}} = T_{П_{ЯО}} = \int_0^{\infty} [1 - Q(x)] dx. \tag{2}$$

Трябва да се отбележи обаче, че при блоковата СТО със зони на бездействие, математическото очакване на продължителността на времеинтервала, заключен между два поредни момента за стартиране на възстановителните дейности, има фиксирана, константна стойност, равна на изчислената (избраната) стойност на срока на профилактика $T_{ПР}$ и не зависи от математическото очакване на времената за пребиваване във всяко от петте състояния.

При този вариант на Блокова СТО, коефициентът на готовност е много нисък. Ето защо

тя е допустима само при многоканални ЕС с осигурен висок коефициент на резервиране [7] по отношение на трафика (типична ситуация за изследваните УТС100 [8]) и недопустима при ЕС, работещи самостоятелно, от чиято работа зависят сигурността, здравето и живата на хора [1]. В същото време тази СТО осигурява ниски преки разходи за техническо обслужване, но е съпътствана от голям брой след профилактични откази, свързани с кампанийността на провежданата профилактика (обикновено, за кратък период от време се извършва голям обем от дейности, за много на брой съоръжения [8], чиято работоспособност често се описва с последователна структурна по надеждност), което от своя страна повишава косвените разходи и понижава профит от използването на ЕС.

Времето за аварийно възстановяване τ_{AB} зависи от голям брой фактори, но определящи са: времето за локализиране на отказа; квалификацията на персонала; осъществяващ ремонтните дейности; подходящият избор на контролно-измервателна апаратура, нейната точност и надеждност; времето за подмяна на отказалия елемент/модул; вероятността отказалият елемент/модул да е в наличност в момента на стартиране на възстановителните дейности и др. При съвременните ЕС процесът на самата подмяна на отказалите елементи/модули се извършва за достатъчно кратко време, поради което вероятностната плътност на ремонтите сполучливо се апроксимира чрез експоненциален закон за разпределение на случайните величини. В случаите, когато продължителността на възстановителните дейности зависи слабо от вида на отказалия елемент (ситуация, типична за голяма част от съвременните ЕС с вградена система за непрекъснат контрол на състоянието), вероятностната плътност на ремонтите сравнително точно се описва с помощта на Гаусов закон, като се приема, че $T_B \approx 3\sigma$.

Както е отбелязано и в [6], коефициентът на готовност $K_G(t)$

$$K_G(t) = \frac{T_{CP}^*}{T_{CP}^* + T_B^*} \left(1 + \frac{T_B^*}{T_{CP}^*} \cdot e^{-\frac{T_{CP}^* + T_B^*}{T_{CP}^* \cdot T_B^*} \cdot t} \right) \quad (3)$$

е един от важните показатели, оценяващи експлоатационната надеждност на възстановяемите изделия. В последния израз, T_{CP}^* и T_B^* са съответно статистическата точкова оценка на средното време между отказите и статистическата точкова оценка на средното време за възстановяване на работоспособността на ЕС. При тази СТО коефициентът на готовност K_G може да се изрази:

$$K_G = \frac{T_{CP}}{T_{CP} + T_{ПСО} + T_{ПЯО} + T_{B_{ПР}} + T_{B_{AB/ПР}}} \left[1 + \frac{(T_{ПСО} + T_{ПЯО} + T_{B_{ПР}} + T_{B_{AB/ПР}}) e^{-\frac{(T_{CP} + T_{ПСО} + T_{ПЯО} + T_{B_{ПР}} + T_{B_{AB/ПР}}) \cdot t}{T_{CP} (T_{ПСО} + T_{ПЯО} + T_{B_{ПР}} + T_{B_{AB/ПР}})}}}{T_{CP}} \right] =$$

$$= \frac{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt}{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt + \int_0^\infty [1 - P(t)] dt + \int_0^\infty [1 - Q(t)] dt + \int_0^\infty t \cdot f_{ПР}(t) dt + \int_0^\infty t \cdot f_{AB/ПР}(t) dt} \cdot$$

$$\left[1 + \frac{\left(\frac{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt + \int_0^\infty [1 - P(t)] dt + \int_0^\infty [1 - Q(t)] dt + \int_0^\infty t \cdot f_{ПР}(t) dt + \int_0^\infty t \cdot f_{AB/ПР}(t) dt}{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt} \right) \cdot e^{-\frac{\left(\int_0^\infty [1 - R(t)] dt + \int_0^\infty [1 - P(t)] dt + \int_0^\infty [1 - Q(t)] dt + \int_0^\infty t \cdot f_{ПР}(t) dt + \int_0^\infty t \cdot f_{AB/ПР}(t) dt \right) \cdot t}{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt}}}{\int_0^\infty [1 - R(t)] dt} \right], \quad (4)$$

израз, чиято компонента в средните скоби, при за $t \rightarrow \infty$, е приблизително равна на единица. Ето защо, за стационарен режим (за $t \rightarrow \infty$), последният израз може да се опрости до вида:

$$K_{\Gamma} \approx \frac{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ/ПР}}(t) dt}, \quad (5)$$

За стационарен режим, за коефициента на престой K_{Π} , може да се запише

$$K_{\Pi} \approx \frac{T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}} =$$

$$= \frac{\int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ/ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ/ПР}}(t) dt} \quad (6)$$

За разлика от Стратегията на аварийно техническо обслужване [6], тук системата за непрекъснат контрол на състоянието не влияе на времето за престой (не премахва зоните на бездействие, т.е. тук не може да се постигне $T_{\text{ПСО}} \rightarrow 0$), а от там и математическото очакване на продължителността на времеинтервала $T_{\text{ПР}}$, заключен между два поредни момента за стартиране на възстановителните дейности, не намалява (за разлика от ситуацията описана в [6]). В резултат – не се наблюдава нарастване на коефициента на готовност при използване на система за контрол.

За обективно оценяване на ползите от прилагането на дадена стратегия в [6] е разработен и предложен аналитичен израз, оценяващ както разходите, направени за техническо обслужване, така и ползите, които са пропуснати поради бездействието на ЕС (скрити откази, време за аварийни възстановявания и време за профилактични възстановявания). Предложеният „коефициент на разходите и пропуснатите ползи” $K_{\text{РПП}}$ характеризира конкретна СТО. Той е комплексен параметър, определящ се от направените разходи за ремонт $K_{\text{Р}}$ и пропуснатата (поради престой на ЕС) печалба $K_{\text{ПП}}$, като $K_{\text{РПП}} = K_{\text{Р}} + K_{\text{ПП}}$.

За да бъде изразен $K_{\text{РПП}}$ за тази стратегия, въвеждаме означенията: $K_{\text{СР}}$ – относителен дял на времето, в което ЕС е в работоспособно състояние, $K_{\text{ССО}}$ – относителен дял на времето, в което тя е в състояние на скрит отказ, $K_{\text{СЯО}}$ – относителен дял на времето за пребиваване в състояние на явен отказ, $K_{\text{СПР}}$ – относителен дял на времето, в състояние на профилактично възстановяване и $K_{\text{САВ/ПР}}$ – относителен дял на времето, в състояние на аварийно-профилактично възстановяване. В стационарен режим (т.е. при $t \rightarrow \infty$) $K_{\text{СР}} = K_{\Gamma}$ – израз (5), а стойностите на останалите четири величини могат да се запишат във вид:

$$K_{\text{ССО}} = \frac{T_{\text{ПСО}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}}, \quad K_{\text{СЯО}} = \frac{T_{\text{ПЯО}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}},$$

$$K_{\text{САВ/ПР}} = \frac{T_{\text{БАВ/ПР}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}}, \quad K_{\text{СПР}} = \frac{T_{\text{БПР}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{ПЯО}} + T_{\text{БПР}} + T_{\text{БАВ/ПР}}} \quad (7)$$

при което, коефициентът на разходите и пропуснатите ползи може да се запише чрез изрази

$$K_{PIII} = \frac{C_{S_{CO}} \cdot K_{S_{CO}} + C_{S_{JO}} \cdot K_{S_{JO}} + C_{S_{AB/PP}} \cdot K_{S_{AB/PP}} + C_{S_{PP}} \cdot K_{S_{PP}}}{K_{\Gamma}} = \frac{C_{S_{CO}} T_{\Pi_{CO}} + C_{S_{JO}} T_{\Pi_{JO}} + C_{S_{AB/PP}} T_{B_{AB/PP}} + C_{S_{PP}} T_{B_{PP}}}{T_{CP}} \quad (8)$$

където: $C_{S_{CO}}$ и $C_{S_{JO}}$ са стойностите на загубите за единица време от престоя на ЕС (при пълен отказ на ЕС $C_{S_{CO}} = C_{S_{JO}}$, въпреки че е коректно да се отбележи, че пълният отказ рядко остава скрит; при частичен отказ на ЕС $C_{S_{CO}} \neq C_{S_{JO}}$, като в този случай по-често $C_{S_{CO}} < C_{S_{JO}}$, тъй като при липса на система за контрол, скритите откази по правило са по-малко значими за общата работоспособност на системата, т.е. обикновено при скрит отказ (по правило той е частичен отказ) ЕС изпълнява по-голямата част от своите функции - значително по-голяма част от функциите, в сравнение с тези при явен частичен отказ);

$C_{S_{PP}}$ и $C_{S_{AB/PP}}$ са сумарни величини, отчитащи съответно както загубите от престоя на ЕС, отчетени за единица време, така и разходите, направени за нейния ремонт ($C_{S_{AB/PP}}$) или профилактика ($C_{S_{PP}}$).

И при тази стратегия описването и оценяването на надеждността на ЕС, при наличие на голям брой частични откази, е целесъобразно да се базира на Марковски интерпретации [12А], [24А], а не на методите на класическата, „булева“ надеждност.

Другият показател, който може да бъде предложен, за оценяване на експлоатационната надеждност при конкретната СТО – средната стойност на относителния профит P (полза, печалба) от експлоатацията на ЕС, за единица време [31А]. Математическото очакване на относителния профит от експлоатацията на ЕС зависи от разликата между приходите K от експлоатацията на ЕС, и сумарните разходи, направени за нейното техническото обслужване K_{PIII} , отнесени към относителния дял на времето, в което ЕС е пребивавала в работоспособно състояние

$$P = K_{S_p} (K - K_{PIII}) = K_{\Gamma} \left[K - \frac{C_{S_{CO}} T_{\Pi_{CO}} + C_{S_{JO}} T_{\Pi_{JO}} + C_{S_{AB/PP}} T_{B_{AB/PP}} + C_{S_{PP}} T_{B_{PP}}}{T_{CP}} \right], \quad (9)$$

Ситуацията, при която профитът добива отрицателен знак (поради това, че $K < K_{PIII}$) е сигурен симптом за неподходящо избрана СТО. Индикатор за лоша стратегия са дори равенството $K = K_{PIII}$ и малката стойност на разликата $K - K_{PIII}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статията са разгледани някои прийоми за повишаване на експлоатационната надеждност на електронни системи. Анализирани са особеностите на техническото обслужване, като са разработени и дефинирани няколко стратегии за неговото провеждане. Формулирани са като техните основни характеристики, така и предимствата и недостатъците им. Очертани са областите на тяхното приложение. По-специално внимание при анализа е обърнато на блоковата стратегия за техническо обслужване със зони на бездействие. Изведени са изрази, оценяващи ползата от нейното прилагане в практиката.

REFERENCES

- [1]. Георгиев А. С., Н. Г. Георгиева, Т. Папанчев, К. Тенекеджиев и Н. Д. Николова. Научноизследователски проект „Изследване надеждността и изготвяне на съответната надеждностна документация за система за мониторинг на състоянието и за оповестяване”, с ръководител доц. д-р. инж. Георгиев А.С, заявител ДИКС Интертрейд ООД гр. София, 25.10.2010.
- [2]. Георгиев А. С., Н. Г. Георгиева, Х. Гигов, Т. Папанчев, Г. Тодоринов и А. Карачумаков. НПЗ/2011 „Изследване на възможностите за подобряване надеждността на електронни изделия”, с ръководител доц. д-р. инж. Георгиев А.С, Научноизследователски проект, финансиран целево от държавния бюджет – 2011 г.
- [3]. Георгиев А. С. и Т. Папанчев, Докторантски проект №ПДЗ. „Изследване на надеждността на електронни изделия”, с ръководител доц. д-р. инж. Георгиев А.С, Научноизследователски проект, финансиран целево от МОМН.
- [4]. Георгиев А.С., Р.Б. Пранчов, Н.Г. Георгиева. ‘Нова стратегия за възстановяване на уплътнителни телефонни системи’. XXVI Научна сесия “Комуникационни, електронни и компютърни системи’91”, С., 1991.
- [5]. Пранчов Р. Б, А. С. Георгиев Н. Г. Георгиева. ‘Коригиране на сроковете за профилактика на съобщителните системи по данни за експлоатационната надеждност’. XXV Научна сесия “Ден на радиото’90”, С., 1990.
- [6]. Георгиев А. С. Стратегии за техническо обслужване на електронните системи. Електронно списание „Компютърни науки и комуникации” ISSN: 1314-7846 брой 1, 12.2012 г. стр. 58-66.
- [7]. Георгиев А.С., Н. Г. Георгиева., Д. М. Ковачев и А. З. Тошков. ‘Оптимизиране на резервирането в електронните системи’. Национална конференция с международно участие "Електроника ' 2002", София, 17-18.10.2002. Сборник с доклади - стр. 247-252.
- [8]. Пранчов Р. Б, П. Славейков, А. С. Георгиев. Отчет по договор №353/88 на тема: “Изследване надеждността на уплътнителни телефонни системи UTC100”, с ръководител доц. ктн. Р.Б.Пранчов, заявител Комитет по съобщения и информатика, НИС ВМЕИ-София, С., 1989.
- [9]. Georgiev A. Sl., N. G. Georgieva. ‘Markovsky model of the reliability of the autonomous system for transformation of the wind’s energy’. Annual School Lectures, Volume 22, Sofia, 2000. ISSN 0861-0797 p.7-12.

BLOCK STRATEGY FOR MAINTENANCE WITH MINIMAL EMERGENCY REPAIRS AND FULL PREVENTIVE REFUNDS OF ELECTRONIC SYSTEMS

associate professor Ph.D. Anton Slavchev Georgiev
Technical University – Varna, georgiev_an@yahoo.com

Abstract: In this article are analyzed some issues of reliability of electronic systems. Here are created some suggestions for improving of the maintenance of the electronic systems. The characteristics and parameters of the different strategies for maintenance are discusses and researched here. Emphasis was placed to the applicability of the different strategies. The attention was placed on the block strategy for maintenance with minimal emergency repairs and full preventive refunds. I propose formulas for calculating the performance gain of this new strategy and analytical expressions for assessing its operational reliability..

Keywords: Maintenance activities, Reliability, Maintenance, Operational reliability, After prophylactic failures, maintenance of electronic equipment, methods for raising the reliability.

БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ С МИНИМАЛНИ АВАРИЙНИ И ПЪЛНИ ПРОФИЛАКТИЧНИ ВЪЗСТАНОВЯВАНИЯ ПРИ ТЕХНИЧЕСКОТО ОБСЛУЖВАНЕ НА ЕЛЕКТРОННИ СИСТЕМИ

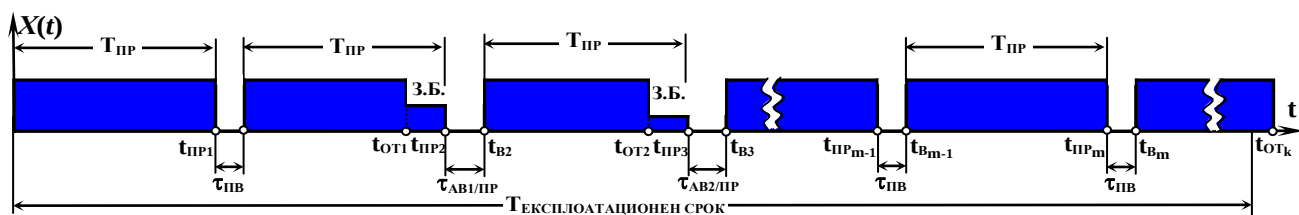
доц. д-р инж. Антон Георгиев
Технически Университет – Варна, georgiev_an@yahoo.com

Абстракт: В статията се анализират някои въпроси, свързани с експлоатационната надеждност на електронни системи. Направено е сравнение на различни блокови стратегии за техническо обслужване на такива системи. Акцентирано е на приложимостта на отделните стратегии. Направен е анализ на основните им характеристики и параметри. По-специално внимание е обърнато на блоковата стратегия за техническо обслужване, съдържаща минимални аварийни ремонти и пълни профилактични възстановявания. Предложени са аналитични изрази за оценяване на експлоатационната надеждност на електронните системи при прилагане на тази стратегия.

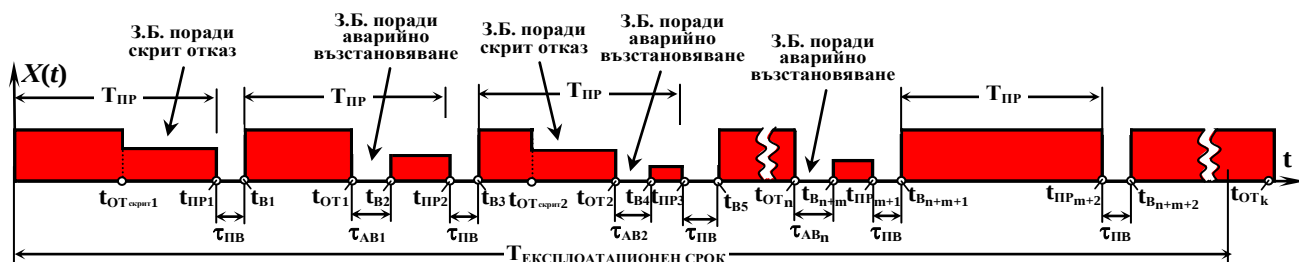
Ключови думи: Надеждност, Техническо обслужване, Експлоатационна надеждност, Профилактика на технически системи, Аварийно възстановяване на технически системи.

ВЪВЕДЕНИЕ

При Блоковите стратегии за техническо обслужване (СТО), за разлика от Стратегията на аварийно техническо обслужване [1], е известен предварително моментът, в който ще стартира поредното профилактично възстановяване на електронните системи (ЕС). Блоковите стратегии могат да бъдат приложени в различни варианти, но три от тях биха представлявали по-голям интерес за практиката: Блоковата СТО със зони на бездействие (времедиаграма на тази СТО е показана на фиг. 1); Блоковата СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания (времедиаграма на тази СТО е показана на фиг.2); Блоковата СТО с възстановявания, чийто обем и продължителност зависят от момента на настъпване на отказа (времедиаграма на тази СТО е показана на фиг. 3). Освен времедиаграма, за Блоковата СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания, е разработена и диаграми на преходите.



фиг. 1 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване със зони на бездействие



фиг. 2 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания



фиг. 3 Времедиаграма на блокова стратегия за техническо обслужване зависеща от момента на настъпване на отказа, без строго спазване на T_{PP}

БЛОКОВА СТРАТЕГИЯ С МИНИМАЛНИ АВАРИЙНИ И ПЪЛНИ ПРОФИЛАКТИЧНИ ВЪЗСТАНОВЯВАНИЯ

Блокова СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания е такава СТО, при която след настъпване на явен отказ се извършват минимални по обем и продължителност аварийно-възстановителни дейности, осигуряващи реализирането на основните функции на ЕС. Поради характера на аварийните възстановявания (да се отстрани конкретен явен отказ) контролните измервания са строго целенасочени. Поради липсата на всеобхватни контролни измервания, ако преди ремонта е имало скрити откази, то установяването им по време на ремонта е малко вероятно, и те остават скрити и след приключването му. Ето защо, при ЕС без вградена система за непрекъснат контрол, състоянието на „скрит отказ“ често води до З.Б. с голяма продължителност, което от своя страна понижава сериозно коефициента на готовност.

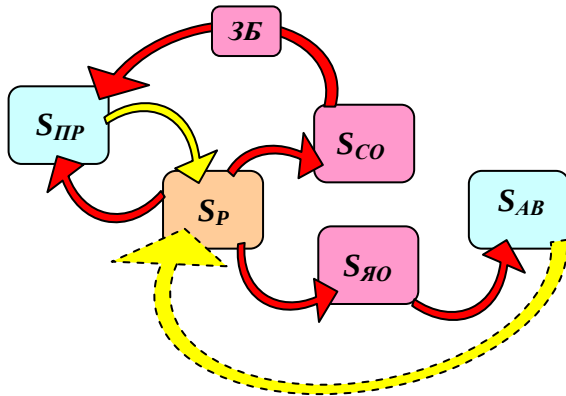
Пълно възстановяване на работоспособността се осъществява по време на профилактика, когато всички параметри на ЕС се коригират в съответствие с посочените от производителя граници. Скрытите откази, най-често, биват установявани и отстранявани едва след провеждане на контролните измервания, извършвани по време на всеобхватните планови профилактики, проведени по установен алгоритъм.

З.Б. са особено продължителни в случаите, когато преобладаващият брой откази са частични (и поради това те често остават скрити) - ситуация типична за многофункционалните ЕС [2] и за ЕС с резервиране на трафика (каквито са например UTC100 [3]). Опис-

ването и оценяването на надеждността на ЕС в тези случаи (при наличие на голям брой частични откази) е целесъобразно да се базира на Марковски интерпретации [4], а не на методите на класическата „булева“ надеждност.

С помощта на предложените в [1] формули може да бъде оценена стойността на експлоатационните разходи при Блоквата СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания, а чрез съответните времедиаграми - да бъдат анализирани характеристиките и надеждностните показатели на възможните нейни модификации.

За анализа на стратегията разглеждаме случайния процес $X(t)$, отразяващ промените в състоянието на ЕС във времето. $X(t)$ приема пет дискретни стойности: работоспособно състояние S_P ; състояние на престой, дължащ се на „скрит“ отказ S_{CO} ; състояние на престой, дължащ се на явен отказ $S_{ЯО}$; състояние на аварийно възстановяване на работоспособността S_{AB} и състояние на профилактично възстановяване на работоспособността $S_{ПР}$. Диаграма на преходите, описваща случайния процес $X(t)$, типичен за тази СТО, е илюстрирана на фиг. 4. За описване на математическото очакване на времената за пребиваване на ЕС във всяко от петте възможни състояния (S_P , S_{CO} , $S_{ЯО}$, $S_{ПР}$ и S_{AB}), приемаме, че времената от завършване на поредното възстановяване до настъпването на отказ, са разпределени по закона $R(x)$; времената за престой в състояние на скрит отказ, са разпределени по закона $P(x)$; аварийно-възстановителните дейности започват



Фиг.4. Диаграмата на преходите

веднага след настъпването на явен отказ, поради което средното време за престой, свързан с проявлението на явен отказ, е случайна величина, чиято стойност може да се пренебрегне; с $T_{B_{ПР}}$ записваме математическото очакване на случайната величина време за профилактично възстановяване $\tau_{ПВ}$, чиято вероятностна плътност е $f_{ПВ}(t)$; а с $T_{B_{AB}}$ записваме математическото очакване на случайната величина време за аварийно възстановяване τ_{AB} , чиято вероятностна плътност е $f_{AB}(t)$, и обикновено $T_{B_{ПР}} > T_{B_{AB}}$.

Най-често при тази СТО математическото

очакване на времето за пребиваване на ЕС в състояние на явен отказ е пренебрежимо малко, т.е. $M_{t_{S_{ЯО}}} = T_{П_{ЯО}} \approx 0$, тъй като моментът на стартиране на аварийното възстановяване обикновен е достатъчно близко разположен до момента на проявяване на отказа. Математическото очакване на времената за пребиваване на ЕС във всяко от петте състояния, показани на диаграмата на преходите могат да бъдат записани във вида:

$$\begin{aligned}
 M_{t_{S_P}} &= T_{CP} = \int_0^{\infty} [1 - R(x)] dx, \\
 M_{t_{S_{CO}}} &= T_{П_{CO}} = \int_0^{\infty} [1 - P(x)] dx, \\
 M_{t_{S_{AB}}} &= T_{B_{AB}} = \int_0^{\infty} x f_{AB}(x) dx, \\
 M_{t_{S_{ПР}}} &= T_{B_{ПР}} = \int_0^{\infty} x f_{ПР}(x) dx, \\
 M_{t_{S_{ЯО}}} &= T_{П_{ЯО}} \approx 0.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Ако техническото обслужване е организирано така, че отстраняването на явните откази

не започва незабавно, то $M_{t_{s_{\text{яо}}}} = T_{\Pi_{\text{яо}}} \neq 0$. Тогава, за да изразим математическото очакване $M_{t_{s_{\text{яо}}}}$ на времената за пребиваване на ЕС в състояние на явен отказ, означаваме с $Q(x)$ закона за разпределяне на тези времена, при което може да се запише, че

$$M_{t_{s_{\text{яо}}}} = T_{\Pi_{\text{яо}}} = \int_0^{\infty} [1 - Q(x)] dx. \quad (2)$$

И при тази стратегия, подобно на Блоквата СТО със зони на бездействие, математическото очакване на времето между две поредни профилактики, има фиксирана, константна стойност, равна на срока на профилактика $T_{\text{ПР}}$ и не зависи от математическото очакване на времената за пребиваване във всяко от петте описани състояния. При този вариант на Блокова СТО, коефициентът на готовност е малко по-добър от този при Блоквата СТО със зони на бездействие. Въпреки това, неговата стойност остава ниска поради наличието на скрити откази и свързаният с тях продължителен престой в състояние S_{CO} . Поради това, прилагането на тази СТО е недопустимо за не резервирана ЕС [5], [6] и, от чиято работа зависят сигурността, здравето и живота на хора [7].

Блокова СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания, подобно на Блоквата СТО със зони на бездействие, приложена за ЕС без система за контрол на състоянието, осигурява ниски преки разходи за техническо обслужване, но също е съпътствана от голям брой следпрофилактични откази, което от своя страна повишава косвените разходи и понижава профита от използването на ЕС. Стойността на коефициента на престой при тази стратегия може чувствително да нарасне, ако ЕС е комплектована с ефикасно работеща система за непрекъснат контрол на състоянието. Системата за контрол запазва типичните за стратегията ниски преки разходи за техническо обслужване, и в същото време рязко понижава косвените разходи и повишава профита от използването на ЕС.

За коефициента на готовност K_G , характеризиращ Блокова СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания, може да се запише

$$K_G = \frac{T_{\text{CP}}}{T_{\text{CP}} + T_{\Pi_{\text{CO}}} + T_{\Pi_{\text{яо}}} + T_{B_{\text{ПР}}} + T_{B_{\text{AB}}}} \left[1 + \frac{(T_{\Pi_{\text{CO}}} + T_{\Pi_{\text{яо}}} + T_{B_{\text{ПР}}} + T_{B_{\text{AB}}}) e^{\frac{(T_{\text{CP}} + T_{\Pi_{\text{CO}}} + T_{\Pi_{\text{яо}}} + T_{B_{\text{ПР}}} + T_{B_{\text{AB}}})}{T_{\text{CP}}(T_{\Pi_{\text{CO}}} + T_{\Pi_{\text{яо}}} + T_{B_{\text{ПР}}} + T_{B_{\text{AB}}})}}}{T_{\text{CP}}} \right] =$$

$$= \frac{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{AB}}(t) dt} \cdot$$

$$\left[1 + \frac{\left(\frac{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{AB}}(t) dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt} \right) e^{\frac{\left(\int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - Q(t)] dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{ПР}}(t) dt + \int_0^{\infty} t f_{\text{AB}}(t) dt \right)}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt}}}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt} \right], \quad (3)$$

но тъй като $M_{t_{s_{\text{яо}}}} = T_{\Pi_{\text{яо}}} \approx 0$, а при за $t \rightarrow \infty$ изразът в средните скоби е приблизително равна на единица (стационарен режим), за K_G и K_{Π} може да се запише:

$$K_{\Gamma} \approx \frac{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}, \quad (4)$$

$$K_{\Pi} \approx \frac{T_{\text{ПСО}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{ПСО}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}} = \frac{\int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} [1 - P(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}. \quad (5)$$

Ако ЕС разполага с вградена, ефективно работеща система за непрекъснат контрол, времето за престой в състояние на скрит отказ $T_{\text{ПСО}} \rightarrow 0$. Ако все пак част от отказите не биват откривани от системата за контрол, то това са частични откази, които не влияят съществено на пълната работоспособност на ЕС. Това дава основание изразите за K_{Γ} и K_{Π} да бъдат опростени до вида:

$$K_{\Gamma} \approx \frac{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}, \quad (6)$$

$$K_{\Pi} \approx \frac{\int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}{\int_0^{\infty} [1 - R(t)] dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{ИП}}(t) dt + \int_0^{\infty} t \cdot f_{\text{АВ}}(t) dt}. \quad (7)$$

За изразяване на $K_{\text{РПП}}$, характеризиращ Блоквата СТО с минимални аварийни и пълни профилактични възстановявания, използваме означенията: $K_{\text{СР}}$ - относителен дял на времето, в което ЕС е в работоспособно състояние; $K_{\text{ССО}}$ - относителен дял на времето, в което ЕС пребивава в състояние на скрит отказ ($K_{\text{ССО}} \approx 0$); $K_{\text{СЯО}}$ - относителен дял на времето, в което тя пребивава в състояние на явен отказ ($K_{\text{СЯО}} \approx 0$); $K_{\text{СИП}}$ - относителен дял на времето, в състояние на профилактично възстановяване и $K_{\text{САВ}}$ - относителен дял на времето, в състояние на аварийно възстановяване. При което, за стационарен режим $K_{\text{СР}} = K_{\Gamma}$ (6), а останалите две по-значими величини могат да бъдат записани във вид:

$$K_{\text{САВ}} = \frac{T_{\text{БАВ}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}}, \quad (8)$$

$$K_{\text{СИП}} = \frac{T_{\text{БИП}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}}. \quad (9)$$

Това дава основание за коефициента на разходите и пропуснатите ползи да се запише израз

$$K_{\text{РПП}} = \frac{\frac{C_{\text{САВ}} \cdot T_{\text{БАВ}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}} + \frac{C_{\text{СИП}} \cdot T_{\text{БИП}}}{T_{\text{СР}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}}}}{1 - K_{\Pi}} = \frac{(T_{\text{СР}} + T_{\text{БИП}} + T_{\text{БАВ}})(C_{\text{СИП}} + C_{\text{САВ}})}{T_{\text{СР}}}, \quad (10)$$

където: $C_{\text{СИП}}$ и $C_{\text{САВ}}$ са сумарни величини, отчитащи като загубите за единица време от престоя на ЕС, така и разходите, направени за нейния ремонт ($C_{\text{САВ}}$) или за профилактиката ѝ ($C_{\text{СИП}}$).

За математическото очакване на относителния профит P от експлоатацията на ЕС, отчетен за единица време, може да се запише

$$P = K_{Sp}(K - K_{РПП}) = K_{\Gamma} \left[K - \frac{(T_{CP} + T_{B_{IP}} + T_{B_{AB}})(C_{S_{AB}} + C_{S_{IP}})}{T_{CP}} \right], \quad (11)$$

Като, както неравенството $K < K_{РПП}$ и равенството $K = K_{РПП}$, така и малката стойност на разликата $K - K_{РПП}$ са индикатор за неефективно избрана СТО.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обект на изследване в тази статия бяха някои способи за подобряване на надеждностните показатели на електронните системи в етапа на тяхната експлоатация. Формулирана е нова стратегия за техническо обслужване, при която пълно възстановяване на работоспособността се извършва само по време на превантивните профилактични дейности. Възникналите откази по време на експлоатацията на електронните системи се отстраняват с минимален разход на време и средства. Обърнато е специално внимание на особеностите и приложимостта на така предложената стратегия за техническо Предложени са изрази, оценяващи ползата от прилагането ѝ в практиката.

REFERENCES

- [1]. Георгиев А. С. Стратегии за техническо обслужване на електронните системи. Електронно списание „Компютърни науки и комуникации” ISSN:1314-7846 брой 1, 12.2012 г. стр. 58-66.
- [2]. Тошков А. З., *Оптоелектроника и оптични комуникации*, Бургас „Форос солна офсет”, ISBN 954-9370-22-5, Бургаски свободен университет, 2005 г. 104 стр.
- [3]. Пранчов Р. Б., П. Славейков, А. С. Георгиев. Отчет по договор №353/88 на тема: “Изследване надеждността на уплътнителни телефонни системи UTC100”, с ръководител доц. ктн. Р.Б.Пранчов, заявител Комитет по съобщения и информатика, НИС ВМЕИ-София, С., 1989.
- [4]. Georgiev A. Sl., N. G. Georgieva. ‘Markovsky model of the reliability of the autonomous system for transformation of the wind’s energy’. *Annual School Lectures, Volume 22, Sofia, 2000. ISSN 0861-0797 p.7-12.*
- [5]. Георгиев А.С., Н. Г. Георгиева, Д. Ковачев и А. З. Тошков. ‘Оптимизиране на резервирането в електронните системи’. Национална конференция с международно участие “Електроника ’2002”, София, 17-18.10.2002. Сборник с доклади - стр. 247-252.
- [6]. Georgiev A. Sl. ‘Bridge Systems and their Reliability Analysis’. *International Scientific Journal "Acta Universitatis Pontica Euxinus" published by aegis of Tehnical University of Varna - Bulgaria and Ovidius University of Constanta - Romania, ISSN 1312-1669, Volume1, 2002 pp. 108-113.* http://www.univ-ovidius.ro/imim/Acta_Pontica_Euxinus_Vol_1_No1.pdf
- [7]. Георгиев А. С., Н. Г. Георгиева, Т. Папанчев, К. Тенекеджиев и Н. Д. Николова. Научноизследователски проект „Изследване надеждността и изготвяне на съответната надеждностна документация за система за мониторинг на състоянието и за оповестяване”, с ръководител доц. д-р. инж. Георгиев А.С, заявител ДИКС Интертрейд ООД гр. София, 25.10.2010.

CURRENT STATE AND FUTURE TENDENCIES IN DEVELOPMENT OF MAGNETIC MATERIALS

Vencislav Valchev, Technical University of Varna, vencivalchev@hotmail.com

Abstract: The paper presents current state and future trends in the development of soft magnetic materials (SMM). These SMM are developed to meet the constantly increasing requirements to SMM: decreasing core losses, increasing saturation induction, shape's variety. The paper addresses powder-metallurgy (PM) SMM, modified Spinel ferrites, Molypermalloy powder, (MPP), nanocrystalline SMM and Soft Magnetic NanoComposites (SMNC). All the materials have low core losses and high saturation induction. The paper presents their advantages, typical as well as new applications.

Keywords: soft magnetic materials, losses in magnetic materials

СЪСТОЯНИЕ И ТЕНДЕНЦИИ В РАЗВИТИЕТО НА МАГНИТНИТЕ МАТЕРИАЛИ

Венцислав Вълчев, Технически Университет Варна, vencivalchev@hotmail.com

Абстракт: Статията представя състоянието и тенденциите в развитието на магнитните материали. Разгледаните магнитни материали са създадени да отговарят на постоянно нарастващите изисквания към магнитните компоненти и материали: намаляване на загубите, повишаване на индукцията на насищане, разнообразие на различни форми. Разгледани са прахово-металургичния (powder-metallurgy, PM) магнитно мек материал (MMM), модифицирани (подоброени) феритни материали, магнитен прахов материал на база молипермалой (Molypermalloy powder, MPP), нанокристални MMM и магнитно меки нанокмползити (SMNC). Всичките разгледани магнитни материали се отличават с намалени загуби и висока индукция на насищане. Представени са основните им предимства, текущи и нови приложения.

Ключови думи: магнитно меки материали, загуби в магнитните материали

Магнитно меки материали

Магнитните компоненти са ключови в днешната индустриална електроника. Бързото развитие на електронните компоненти изисква нови и подоброени магнитни материали, предназначени и за работа при по-високи честотите. Условно магнитно меките материали (MMM) се разделят на три групи:

- Нискочестотни (типична работна честота по-малка от 1 kHz);
- Високочестотни (типична работна честота над 10 kHz);
- Широколентови (типична работна честота в диапазон 50Hz ÷ 500kHz).

При мрежови (ниски) честоти най-често се използват магнитни материали на базата на железни сплави, тъй като желязото има висока индукция на насищане, както и приемлива цена на материала.

При високочестотни приложения най-широко използваните материали са ферити. Основното качество, което позволява тези им приложения е високото им съпротивление - респективно малки загуби от вихрови токове. Загубите при феритните материали се предствят чрез известното уравнение на Стейнметц (Steinmetz):

$$P_{fe} = k \cdot f^{\alpha} \cdot B_{pp}^{\beta} \quad (1)$$

където: B_{pp} е стойността на магнитната индукция от пик до пик;
 P_{fe} – загубите в магнитния материал;
 f – честотата на синусоидалното напрежение;
 k, α, β – специфични параметри за всеки феритен материал.

Уравнението на Стейнмец е приложимо само за синусоидални сигнали. В [1] е добавена и зависимост на загубите P_{NSE} от dB/dt :

$$P_{NSE} = \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{\beta-\alpha} \frac{k_N}{T} \int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right|^{\alpha} dt \quad (2)$$

При правоъгълно напрежение с коефициент на запълване D , уравнението (2) може да се опрости до следното уравнение:

$$P_{NSE} = k_N (2f)^{\alpha} B_m^{\beta} (2D^{1-\alpha}) \quad (3)$$

където: B_m - амплитудната стойност на магнитната индукция;
 D - коефициент на запълване на правоъгълният сигнал.

Недостатъкът на феритите е ниската индукция на насищане: до 0.35 Т. Температурната зависимост на магнитната проницаемост на феритните материали е изразена и наличието ѝ води до усложняване при оразмеряването на магнитните компоненти при някои от приложенията на феритните материали [2, 3].

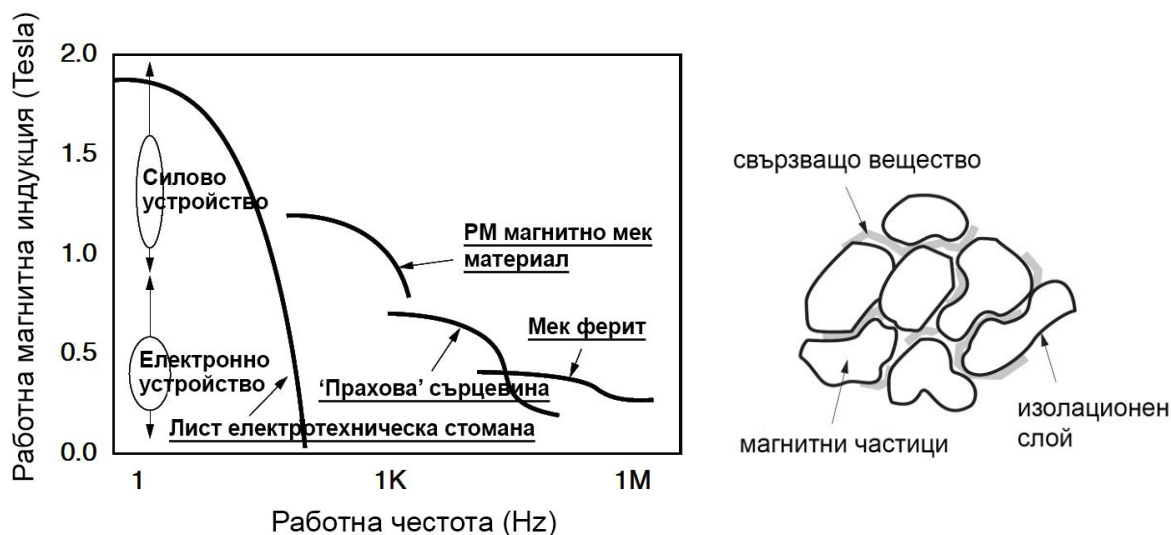
‘Широколентовите’ материали запазват основните си магнитни свойства в широк честотен диапазон. Характеризират се и с ниски загуби при високи честоти, което е втората предпоставка за приложенията им в широк честотен диапазон.

Целта на настоящия доклад е отразяването на състоянието и тенденциите при съвременните МММ. Тези МММ са получени след редица технологични подобрения, насочени да отговорят на изискванията в различни аспекти като намаляване на загубите, повишаване на индукцията на насищане и моделиране на В-Н кривата.

Прахова металургия за получаване на материали с ниски загуби и висока индукция на насищане

Един от подходите за получаване на МММ с ниски загуби е прилагането на различни металургични процеси при производството на магнитни материали. Водещ материал е прахово-металургичния (powder-metallurgy, РМ) магнитно мек материал. Материалът се състои от магнитни частици, всяка от които е изолирана от съседните с изолационен слой (фиг.1). Магнитните частици са свързани помежду си със свързващо вещество. Тази структура на материала осигурява високото му електрическо съпротивление [4].

Високото ниво на индукция и ниските загуби на материала разкриват възможните му приложения за магнитни компоненти, включително и за нискочестотния диапазон (от 50 Hz до 1 kHz). Допълнително предимство на материала РМ е възможността за проектиране и оформяне на магнитни сърцевини с различни форми.

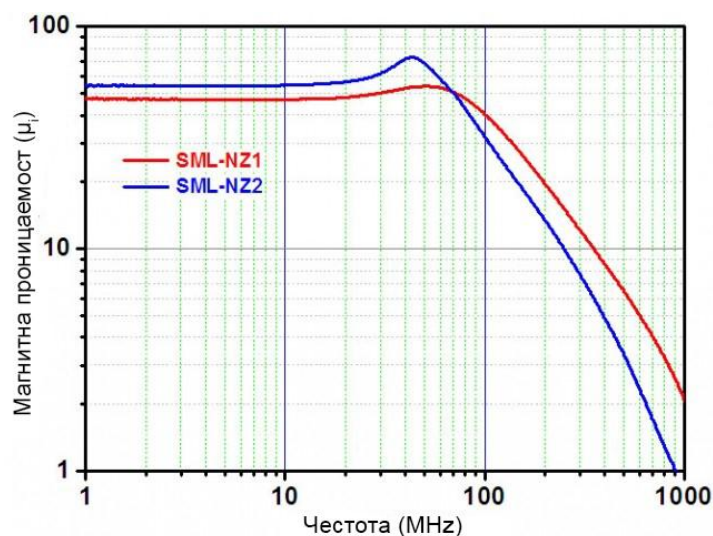


Фиг.1. Разнообразие и области на приложение на АС магнитно меките материали и композиция на РМ магнитно мек материал [4].

Важно предимство на материала спрямо другите 'прахови' материали (powder iron) е че се добавя по-малко спояващо и изолиращо вещество и РМ сърцевината е с по-висок процент на запълване на магнитния материал в напречното си сечение. Примерен РМ материал е Somaloy 500 [5], произвеждан в Япония.

Модифицирани (подобвени) феритни МММ

Феритните магнитни материали са керамични съединения на основата на MnZn и NiZn. По-малките загуби от вихрови токове при NiZn феритите спрямо MnZn се дължи на по-високото им съпротивление. Предимство на MnZn феритите е по-високата им индукция на насищане. Широко разпространените феритни материали обаче не са предназначени за приложения в мулти-мегагерцовия честотен обхват, поради намаляване на допустимата индукция и магнитната проницаемост в този диапазон. За такива приложения са подходящи модифицираните MnZn и NiZn ферити получени чрез нанотехнология [6]. Тези ферити имат голяма магнитна проницаемост, фиг.2 [6], и ниски загуби в сърцевината в честотен диапазон до 10 MHz. Сърцевините могат да бъдат изработени с различни форми и големина.



Фиг.2 Магнитна проницаемост на модифициран (Spinel) ферит спрямо честота [6].

Магнитен прахов материал на база молипермалой (Molypermalloy powder) (MPP)

Сърцевините от магнитен ‘прахов’ молипермалой (MPP) са с добра температурна стабилност, възможност за реализация на компоненти с висока индуктивност и малки загуби в сърцевината (MPP THINZ™, [7]). Материалът THINZ™ има и допълнително предимство: възможност за реализирането на форми с малка височина при по-големи мощности, фиг.3. Това качество е полезно за SMD реализациите, където магнитния компонент (индуктор) е с височина до няколко милиметра.



Фиг.3 MPP сърцевини от Micrometals Arnold Powder Cores [8]

Основното предимство на MPP магнитните материали са най-ниските им загуби в сравнение с останалите ‘прахови’ (powder) материали. Важно предимство на материала е и разпределената въздушна междина (намаляване на загубите, свързани с въздушната междина). Отсъствието на реална въздушна междина ги прави устойчиви при наличие на смущаващи електромагнитни условия, както и самия MPP компонент не влияе на околните компоненти. Тази особеност разширява приложенията им. Предимствата на MPP ги правят изключително подходящи за приложения при компоненти за импулсни трансформаторни преобразуватели и индуктори.

Нанокристални МММ

Нанокристалните МММ (фиг.4) дължат отличните си магнитни свойства (висока индукция на насищане, висока начална магнитна проницаемост, малки загуби) на специфични допълнителни подобрения, постигнати в производствения процес. Понастоящем тези материали се използват в редица приложенията с по-високи мощности в силовата електроника (специално при високи честоти), където до скоро се използваха само феритите, аморфните и т.н. прахови (iron powder) материали.



Фиг.4 Типични нанокристални сърцевини (показано NT402510P [9]).

Нанокристалните материали обикновено са на базата на състав FeSiBCuNb. Материалът е лентов с дебелина 20µm (“Finemet” – HITACHI, “Vitoperm” – VACUUMSCHMELZE, “NanoPhY” – IMPHY). Спецификата на производствения процес включва допълнителна температурна обработка при температура 500 до 550°C.

Основни приложения на нанокристални MMM:

- филтрови индуктори – поради високата стойност на B_{sat} ;
- цифрови телекомуникации;
- трансформатори за импулсни преобразуватели - високи B_{sat} и магнитна проницаемост;
- приложения при мрежови честоти;
- в битовата електроника;
- ускорителите на частици, където са необходими сърцевини с маса 50 kg и повече за силовите електронни преобразуватели и резонатори [10], [11].

Ново приложение е при индукционни ускорители в производството на енергия чрез тежки йони, където за магнитни сърцевини е необходим около 30 000 тона магнитен материал [12]. Нанокристални MMM се използват активно в мощни високочестотни трансформатори с намалени загуби, например за прилагане във високочестотните многофазни резонансни преобразуватели за международния линеен колайдер [13].

Загубите в нанокристалните MMM при типичните за силовата електроника правоъгълни напрежения $P(D)$ се представят като [14]:

$$P(D) = \left[A_e L_e \sum_{n=1}^{100} \left(\frac{U_{MK}(D, n)}{2\pi f n A_e N} \right)^2 \operatorname{Re} \left(\frac{\pi f n}{z_c(j\omega)} \right) \right] \quad (4)$$

където: A_e е ефективното сечение на магнитният материал;
 L_e – средната дължина на магнитната линия;
 U_{MK} – напрежението върху тествания образец;
 D – коефициент на запълване;
 N – брой навивки;
 n – номер на хармоника;
 f – работна честота;
 z_c – импедансна функция за комплексната магнитна проницаемост.

Импедансната функция за магнитната проницаемост μ_c се дава с израза:

$$z_c(s) = s \mu_c(s) = \frac{2}{d} \sqrt{\frac{s\mu}{\sigma}} \tanh \left(\sqrt{s\mu\sigma} \frac{d}{2} \right) \quad (5)$$

където: σ е електрическата проводимост;
 d - дебелината на една ламела.

Основен недостатък на нанокристалните MMM е тяхната цена (между \$40 и \$150 за килограм). Водещите производители на тези материали работят в посока за намаляване на цената и понастоящем се отчита спад в цените [15].

Магнитно Меки Нанокomпозити (SMNC)

Магнитно меки нанокomпозити (Soft Magnetic NanoComposites - SMNC) с относителна магнитна проницаемост от 10÷100 в честотния диапазон до 100 MHz са разработени от Spectrum Magnetics [6]. Основните предимства на нанокomпозитните магнитно меки материали са голяма плътност на магнитния поток (B_s), висока температура на Кюри (T_c) и намалени загуби от вихрови токове [6]. Подходящи са за приложения в различни електронни устройства работещи в мулти-мегагерцовия обхват.

Заклучение

Представените пет вида магнитни материали отразяват съвременните тенденции в развитието на МММ. Тези магнитно меки материали са създадени да отговарят на постоянно нарастващите изискванията към магнитните компоненти и материали: намаляване на загубите при високи честоти, повишаване на индукцията на насищане, добра честотна зависимост на магнитната проницаемост и възможност за разпределена въздушна междина, където е необходимо.

На база на анализиранияте магнитни свойства са направени изводи и препоръки за доминантни приложения на разгледаните материали.

References

1. Van den Bossche A., V. C. Valchev, 'Modeling Ferrite Core Losses in Power Electronics', Journal of Int. Review of Electrical Engineering, IREE, United Kingdom, February, 2006, ISSN1827-6600.
2. Георгиев А. С. и Н. Г. Георгиева. "Избор на магнитопроводи за импулсни трансформатори". списание "Електротехника и електроника" ("Е+Е"), №10-12, 2003, ISSN 0861-4717. Стр. 54-60.
3. Georgiev A. Sl. and N. G. Georgieva. "Materials and Constructions for Magnetic Cores for Impulsed Transformers", "ICEST 2002", 1-4 October 2002, Nis, Yugoslavia. Proceedings of Papers Volume 2, ISBN 86-80135-69-0. pp. 675-678.
4. Toyoda T. H., Igarashi N., Hirose K., Mimura K., Nishioka T., Ikegaya A., Development of Super Low Iron-loss P/M Soft Magnetic Material, SEI Technical Review, Number 60, June 2005, 9
5. Sumitomo Electric Group, <http://global-sei.com/>
6. Spectrum Magnetics, <http://www.spectrum-magnetics.com>
7. MAGNETICS MPP THINZ™, BULLETIN NO. MPP-T1, 2004
8. Micrometals Arnold Powder Cores, catalogue 2011, <http://www.adamsmagnetic.com/>
9. Guangzhou QIDA Material & Technology Co., Ltd
10. Petzold J., Advantages of softmagnetic nanocrystalline materials for modern electronic applications, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 242–245 (2002) 84-89
11. Vacuumschmelze GmbH & Co.KG., Nanocrystalline VITROPERM - EMC Components, 2004.
12. W. Waldron, The Heavy Ion Fusion Virtual National Laboratory, hif.lbl.gov
13. W.A. Reass, D.M. Baca, and D.E. Rees, Possibilities of high frequency polyphase resonant converters for ILC application, paper presented at the 2004 Power Modulator Conference, San Francisco, CA, 2004.
14. Vencislav C. Valchev, A. Van den Bossche, 'Core losses of nanocrystalline soft magnetic materials under square voltage', 2008, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, USA, Vol. 320, Jan., pp.53-57, ISSN 0304-8853.
15. Silveyra J., Illeková E., Coisson M., Celegato F., Vinai F., Tiberto P., Moya J., Cremaschi V., High performance of low cost soft magnetic materials, Bull. Mater. Sci., Vol. 34, No. 7, December 2011, pp. 1407–1413

COMPARATIVE ANALYSIS OF FUNCTIONAL AND ECONOMIC PARAMETERS OF IGBT AND MOSFET SWITCHES

Vencislav Valchev, Technical University of Varna, vencivalchev@hotmail.com

Abstract: This paper presents an overview and comparison of the most popular at the moment electronic switches used in power electronics: bipolar transistors with an insulated gate (IGBTs) and field-effect transistors with insulated gate (MOSFETs). The study includes a sample formed from commercially available components and for the period 2008 to 2013 (a total of over 1200 devices). Analyzed and compared are the main functional characteristics of the devices and their development during this period: the maximum current and voltage parameters, switching power losses and cost. The analysis leads to conclusions about the advantages of each of the two types of devices: IGBTs are with more variety, lower cost, lower total losses per unit commutated power; MOSFETs have relatively smaller conduction losses. The accumulated database of over 1200 devices is available at <http://www.tu-varna.bg/tu-varnaetm/images/Research/Valchev/transistor%20data.rar>.

Key words: power switches. IGBT, MOSFET

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ФУНКЦИОНАЛНИТЕ И ИКОНОМИЧЕСКИ ПАРАМЕТРИ IGBT И MOSFET КЛЮЧОВЕ

Венцислав Вълчев, Технически университет Варна, vencivalchev@hotmail.com

Абстракт: Статията представя обзор и сравнение на най-популярните към момента електронни ключове за силовата електроника: биполярните транзистори с изолиран гейт (IGBT) и полевите транзистори с изолиран гейт (MOSFET). Изследването включва представителна извадка, формирана от наличните на пазара компоненти и снета за периода 2008 до 2013 година (общо над 1200 прибора). Анализирани и сравнени са основните функционални характеристики на приборите и тяхното развитие за този период: максимални параметри, комутирана мощност, загуби и цена. От направения анализ са формирани изводи за преобладаващите предимства: IGBT са с по-голямо разнообразие, по-ниска цена, по-малки общите загуби за единица комутирана мощност, а MOSFET със сравнително по-малки загуби от проводимост. Натрупаната база данни за над 1200 прибора е достъпна на интернет адрес: <http://www.tu-varna.bg/tu-varnaetm/images/Research/Valchev/transistor%20data.rar>.

Ключови думи: Силова електроника, електронни ключове, IGBT, MOSFET

ВЪВЕДЕНИЕ

За последните две десетилетия електронната техника бележи изключително голям подъем, като развитието става във всички технологични посоки. Една от най-перспективните области на електронната техника е силовата електроника [1]. Съвременните изисквания към силовата електроника са свързани с преобразуването на електрическата енергия при минимални размери и ефективност на устройството чрез промяна на параметрите ток, напрежение, честота. Основен инструмент на силовата електроника са електронните ключове. Съвременната компонентна база включва

редица прибори като: неуправляеми ключове - диоди; частично управляеми ключове - тиристори, симистори; напълно управляеми ключове - биполярни транзистор (BJT), полеви транзистори с р-п преход (JFET), IGBT, MOSFET и др. В голямата си част съвременните електроните ключове се произвеждат на база на силиций (Si), актуално е развитието на технологии включват силициев карбид (SiC) и галиев нитрид (GaN).

Най-популярни и достъпни при изграждане на силови електронни устройства към момента са IGBT и MOSFET ключовете. На пазара съществуват редица наложили се производители, които предлагат значително количество прибори с различни параметри [2]. Това дава възможност за гъвкав дизайн и позволява при проектиране на силови електронни устройства подбора на ключовете да става при избор от голямо множество прибори. Едновременно се появяват въпроси свързани с правилния избор на прибори, което поради голямото разнообразие често може да бъде сравнително трудна задача [3],[4],[5].

Отчитайко тези въпроси, настоящата публикация си поставя за цел да направи кратък обобщен и сравнителен анализ на технологичното състояние на електронните прибори IGBT и MOSFET. Анализът проследява развитието на приборите за интервал от 5 години, като в същото време ги сравнява по техните основни параметри и характеристики свързани с максимално допустимите им натоварвания, оценка на загубите в приборите, като и икономически аспекти.

ПРЕДСТАВИТЕЛНА ИЗВАДКА и АНАЛИЗИРАНИ ПАРАМЕТРИ

Представителната извадка, на която се базира по-нататъшния анализ, е изготвена като са записани параметрите характеризиращи общо: 306 MOSFET и 205 IGBT актуални към 2008 година; 355 MOSFET и 332 IGBT актуални към 2013 година. Множеството е съставено, като са подбрани комерсиално налични и достъпни компоненти. Разглеждат се прибори произведени от над 10 компании. Ограничителните условия при подбора на компоненти са: максималният среден ток през ключа да бъде над 1А. За да може да бъде направено адекватно сравнение между MOSFET и IGBT напреженовият диапазон на транзисторите включва компоненти с напрежения, равни и по-големи от 600V (IGBT за по ниски напрежения не се произвеждат); от анализа се изключват електронни компоненти в модулна реализация - разглеждат се само дискретни компоненти. Анализирани параметрите за всеки компонент, съответно за IGBT и MOSFET са показани и пояснени на табл. 1.

MOSFET	IGBT	Параметър
$V_{DS}[V]$	$V_{CE}[V]$	Максимално обратно напрежение върху прибора
$I_D[A]$	$I_C[A]$	Максимален среден ток през прибора
-	$V_{CE(on)}[V]$	Пад на напрежение върху прибора при насищане
$R_{DS(on)}[\Omega]$	-	Съпротивление на прехода при насищане на прибора
-	$E_{total}[mJ]$	Общата енергия отделена при комутация. Включва и енергията, необходима за обратното възстановяване на антипаралелният диод, ако такъв е включен в прибора.
$t_r[ns], t_{on}[ns], t_f[ns], t_{off}[ns]$	-	Времената характеризиращи процеса на включване и изключване на прибора
$t_{rr}[ns], Q_{rr}[\mu C], I_{rrm}[A]$	-	Времето, заряда и максималният ток при обратно възстановяване на паразитния антипаралелен диод в конструкцията на MOSFET
Цена [€]	Цена [€]	цената на прибора в евро (EUR) за един брой

Табл. 1. Параметри обект на анализ за разглежданото множество от прибори

Съставената база данни използвана за по-нататъшния анализ е достъпна и предоставена за свободно ползване на интернет адрес: <http://www.tu-varna.bg/tu-varnaetm/images/Research/Valchev/transistor%20data.rar>

АНАЛИЗ НА ПАРАМЕТРИТЕ ОПРЕДЕЛЯЩИ МАКСИМАЛНАТА ВЪЗМОЖНА КОМУТИРАНА МОЩНОСТ

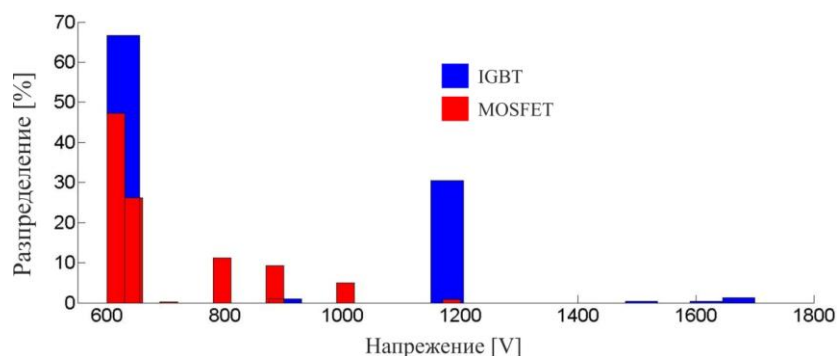
Допустими максимални параметри на приборите са праговите напрежения и токове, с които те може да бъдат натоварени. Тези величини съответно определят и максималната възможна комутирана мощност от прибора. Тя може да се изрази като произведение на максималното напрежение върху прибора и максимално допустимия среден ток, съответно израз (1) за MOSFET и израз (2) за IGBT:

$$P_{maxMOSFET} = V_{DSmax} \cdot I_D \quad (1)$$

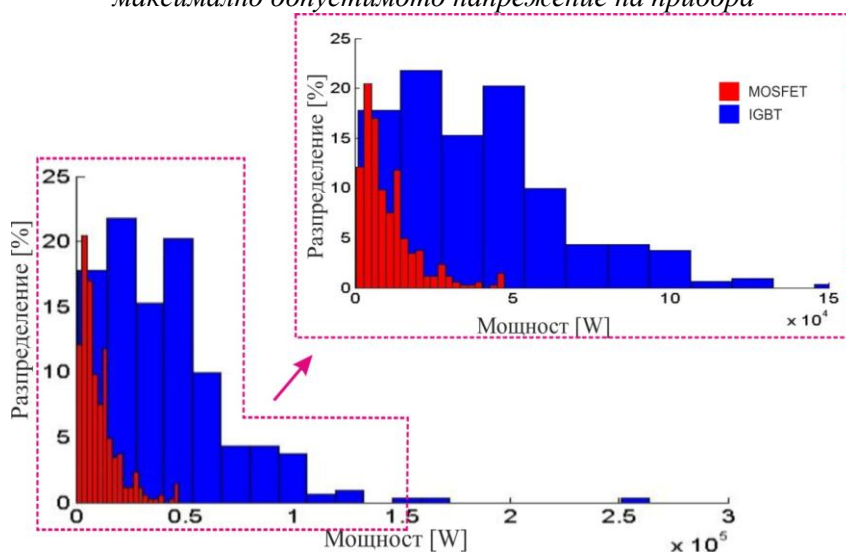
$$P_{maxIGBT} = V_{CEmax} \cdot I_C \quad (2)$$

Направени са изследвания и сравнения, отчитащи максимално напрежение (фиг. 1) и максималната комутирана мощност (фиг. 2) на представителната извадка от двата вида ключове. От сравнението е видно, че IGBT са разпределени изцяло в диапазона 600V и 1200V, докато MOSFET преобладават в диапазона 600V, като съществуват и прибори със междинни стойности заключени в диапазона 600V и 1200V.

По-малките обратни максимални напрежения на MOSFET обуславят и съответно по-малки максимални комутирани мощности за този тип прибор спрямо тези на IGBT (фигура 2).



Фиг.1 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET за 2013 спрямо максимално допустимото напрежение на прибора



Фиг.2 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET за 2013 спрямо максималната комутирана мощност

АНАЛИЗ НА ЕФЕКТИВНОСТТА НА ПРИБОРИТЕ

Изборът на подходящ прибор далеч не се ограничава само до правилния подбор и съвместимост със желаните работни напрежения и токове. От изключителна важност са енергийните загубите в електронните ключове. Тези загуби в процеса на работа определят ефективността на прибора, както и к.п.д на съответните електронни преобразуватели. Загубите могат да бъдат разделени на загуби от проводимост и загуби от комутация. В общият случай за IGBT тези загуби са изразени съответно със зависимости (3) и (5), а за MOSFET със (4) и (6) - тяхната сума е дадена в (7) и (8):

$$P_{condIGBT} = V_{CE(on)} \cdot I_c \quad (3)$$

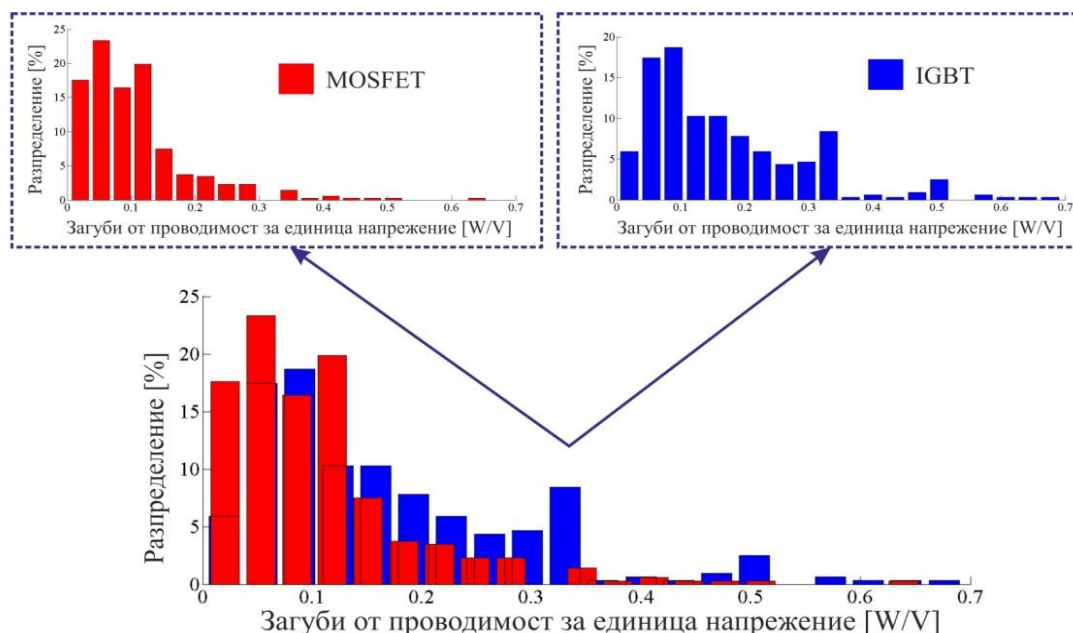
$$P_{condMOSFET} = R_{DS(on)} \cdot I_D^2 \quad (4)$$

$$P_{swIGBT} = E_{Total} \cdot f \quad (5)$$

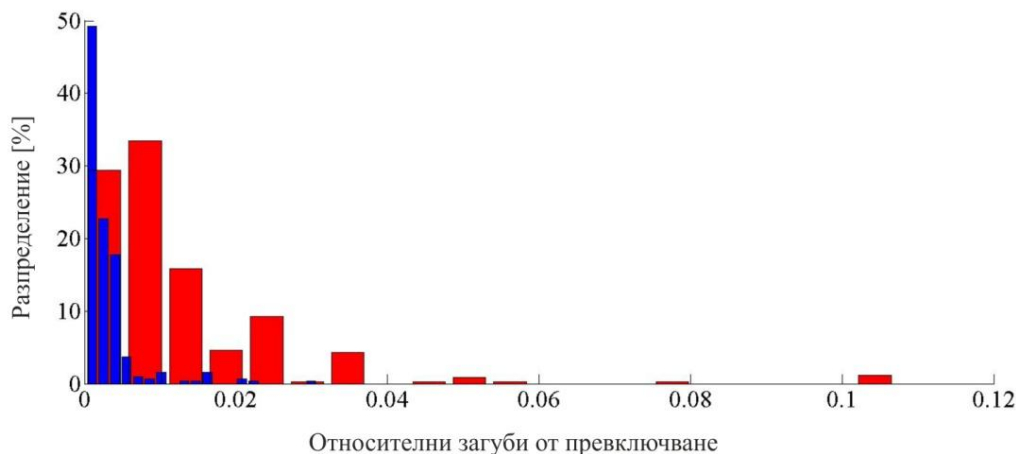
$$P_{swMOSFET} = (t_{on} + t_{off}) \cdot I_D \cdot V_{DS} + V_{DS} \cdot (Q_{rr} + t_{rr} \cdot I_D) \cdot f \quad (6)$$

$$P_{totalIGBT} = P_{condIGBT} + P_{swIGBT} \quad (7)$$

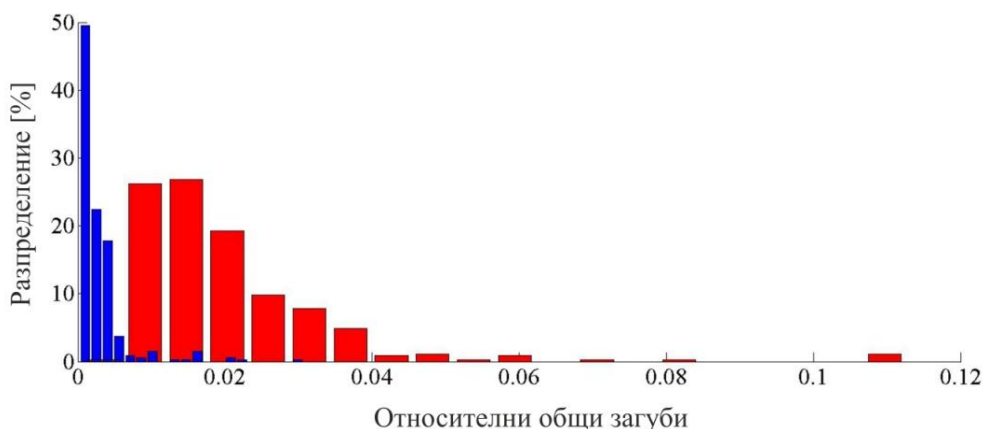
$$P_{totalMOSFET} = P_{condMOSFET} + P_{swMOSFET} \quad (8)$$



Фиг.3 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET спрямо загубите от проводимост за единица максимално напрежение



Фиг.4 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET спрямо комутационните загубите за единица напрежение



Фиг.5 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET спрямо общите загубите за единица напрежение

Изхождайки от тези зависимости са построени съответно графиките на фигури 3, 4 и 5.

- Фигура 3 - представя сравнение на загубите от проводимост в изследваното множество IGBT и MOSFET ключове, използвайки данните актуални към 2013 година. Този тип загуби са в зависимост от максимално напрежение на транзисторите и разпределението е направено спрямо него. Вижда се, че MOSFET се характеризират с по-малки загуби от проводимост спрямо IGBT.

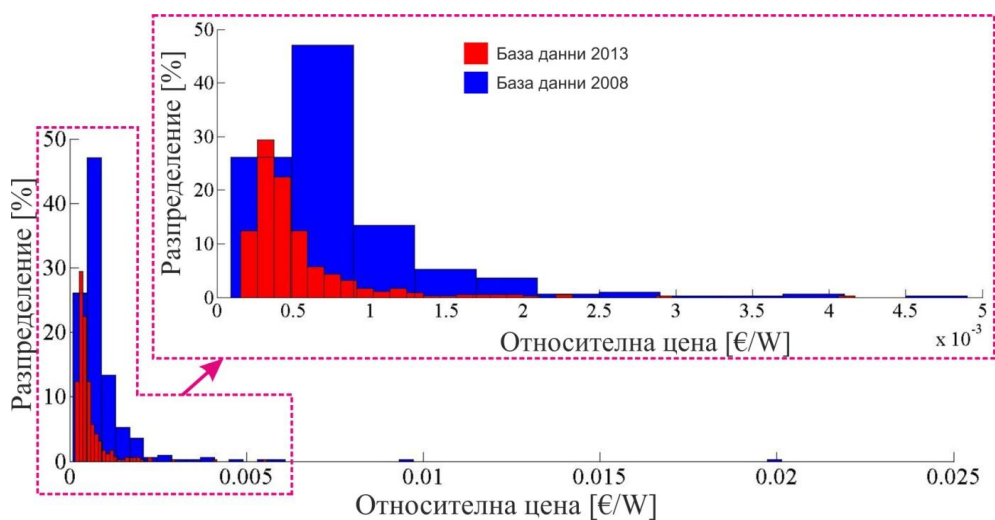
- Фигура 4 - представя относителните комутационни загуби (от превключване) за IGBT и MOSFET в изследваното множество, използвайки данните актуални към 2013 година. За да бъде адекватно сравнението, загубите от комутация на приборите са приравнени към максималната им комутирана мощност. Трябва да се отбележи, че представянето и изчисляването на този вид загуби е сравнително общо - като могат да се получат значителни разлики при изчисляване за конкретен случай, според вида на използваната информация от производителя. В случая с IGBT това е използвана общата енергия на превключване, отчетена за определено напрежение и ток, а за MOSFET времената за превключване при максимално напрежение и ток. Приемайки така направените уточнения, от фигурата е видно, че загубите от превключване за множеството IGBT са по-малки от тези за MOSFET. Това се дължи основно на по-лошите параметри на паразитните анти-паралелни диоди на MOSFET спрямо интегрираните такива на IGBT.

- Фигура 5 - представя сравнение на сумарните загуби на IGBT и MOSFET в изследваното множество, използвайки данните актуални към 2013 година. За да бъде адекватно сравнението общите загуби на приборите са приравнени към максималната им комутирана мощност. При това сравнение се отчитат по-големите загуби на MOSFET и отново може да бъде отбелязано по-доброто представяне на IGBT.

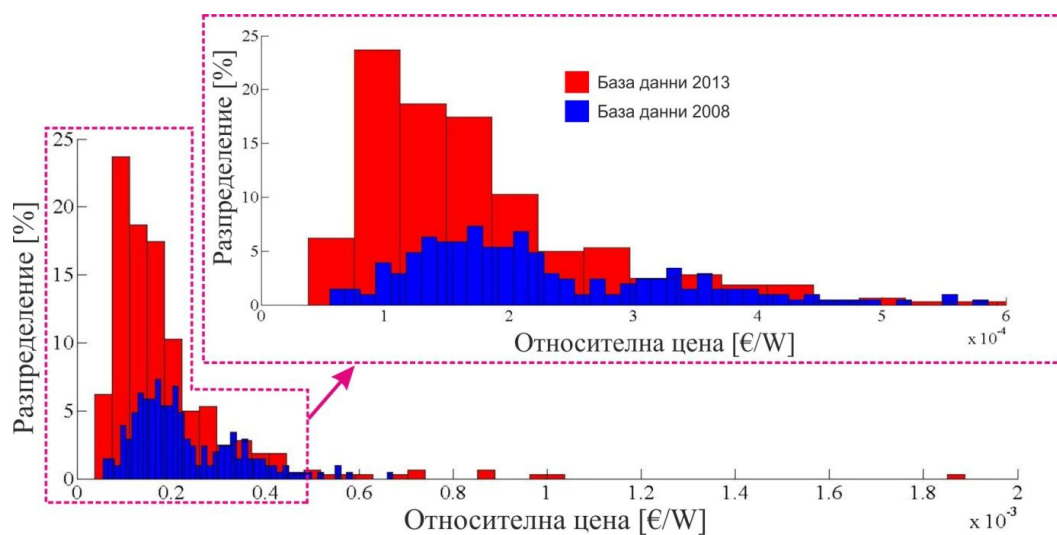
АНАЛИЗ НА ИКОНОМИЧЕСКИТЕ ПОКАЗАТЕЛИ

Този анализ разглежда икономическите показатели на изследваните електронни прибори. Разглежда се и се сравнява разпределението на цената при една и съща максимална комутирана мощност на ключовете. Анализът включва сравнение между цените на ключовете за изследвания период – фиг.6 и фиг.7 и сравнение между IGBT и MOSFET за данните актуални към момента на съставяне на публикацията – фиг.8.

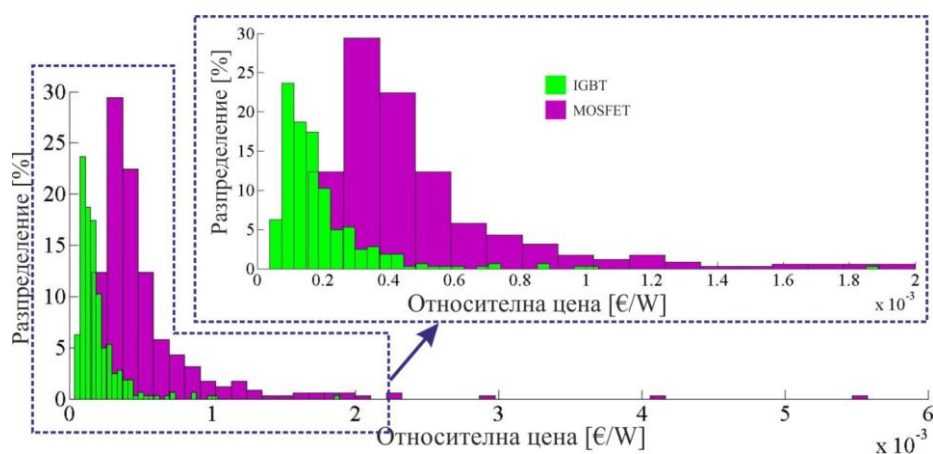
От направения анализ може да бъде проследен спада в цената на електронните ключове - както за MOSFET така и за IGBT - отнасяйки се към изследвания период 2008 ÷ 2013 година (фиг.6 и фиг.7). В допълнение за актуалната към 2013 година база данни може да бъде отчетено, че за едни и същи максимални комутирани мощности IGBT се характеризират с по-ниска цена спрямо MOSFET – фиг. 8.



Фиг.6 Процентно разпределение на изследваното множество MOSFET за 2008 и 2013 спрямо относителната цена в евро за един ват комутирана мощност



Фиг.7. Процентно разпределение на изследваното множество IGBT за 2008 и 2013 спрямо относителната цена в евро за един ват комутирана мощност



Фиг.8 Процентно разпределение на изследваното множество IGBT и MOSFET за 2013 спрямо относителната цена в евро за един ват комутирана мощност

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведеното е статистическо сравнение, обхващащо 306 MOSFET и 205 IGBT прибора актуални към 2008 година и 355 MOSFET и 332 IGBT прибора актуални към 2013 година. За изследвания напреженов диапазон 600V÷1200V, където IGBT и MOSFET могат да бъдат директно сравнявани, са изведени следните заключения:

- В изследваното множество ключове съществуват повече на брой прибори от вида IGBT, което обуславя по-голямо разнообразие, свързано съответно с по-малки загуби и по-ниска цена спрямо конкурентните MOSFET;
- Общите загуби от превключване на IGBT са чувствително по-малки от тези за MOSFET. Това се дължи основно на по-лошите параметри на паразитните анти-паралелни диоди на MOSFET спрямо интегрираните такива на IGBT;
- MOSFET ключовете поради ниското им изходно съпротивление се характеризират със сравнително по-малки загуби от проводимост спрямо IGBT.
- При сравнение на общите загуби на приборите, приравнени към максималната им комутирана мощност, IGBT са със значително по-добри показатели;
- При едни и същи максимални комутирани мощности IGBT се характеризират с по-ниска цена спрямо MOSFET;
- Сравнението на развитието на приборите за изследвания 5-годишен период показва общо намаляване на цената на приборите, по което може да се съди за тяхното активно технологично развитие и използване.

Авторът предоставя съставената база данни за над 1200 прибора за свободно ползване на <http://www.tu-varna.bg/tu-varnaetm/images/Research/Valchev/transistor%20data.rar>.

References

- [1] Lee, F.C., The state-of-the-art power electronics technologies and future trends, Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE
- [2] Tan, P., Performance analysis of MOS-controlled bipolar power devices, Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on
- [3] Hefner, A., Jr. , Automated parameter extraction software for advanced IGBT modeling, Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on
- [4] Dubhashi, A. A comparison of IGBTs and power MOSFETs for variable frequency motor drives, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC' 89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE
- [5] Jang, S.-R. , Ryoo, H.-J. , Goussev, G. , Rim, G.H. , Comparative study of MOSFET and IGBT for high repetitive pulsed power modulators, IEEE Transactions on Plasma Science, Volume 40, Issue 10 PART 1, 2012, Article number 6155610, Pages 2561-2568

DYNAMIC PROPERTIES OF RLC TO TIME CONVERTER

Stanimir Stankov, Technical University of Varna, stum_b@yahoo.com

Ekaterina Dimitrova, Technical University of Varna, edimitrowa@yahoo.com

Hristo Gigov, Technical University of Varna, office@technosens.net

Abstract: In this paper are examined the dynamic properties of one popular circuit diagram for RLC to time converter. Detailed dynamic uncertainty analysis is made, expressions are worked out and discussed. These expressions reveal the operation of the converter when the dynamic properties of the real components are taken into account. On the base of the analysis, a schematic solution is presented that compensates the dynamic errors of the converter. Simulation and experimental results are presented to demonstrate the performance of the new circuit.

Keywords: dynamic properties, frequency modulation, measuring converter, uncertainties

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДИНАМИЧНИТЕ СВОЙСТВА НА ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ С РАЗГЪВАЩО ПРЕОБРАЗУВАНЕ

Станимир Станков, Технически Университет – Варна, stum_b@yahoo.com

Екатерина Димитрова, Технически Университет – Варна, edimitrowa@yahoo.com

Христо Гигов, Технически Университет – Варна, office@technosens.net

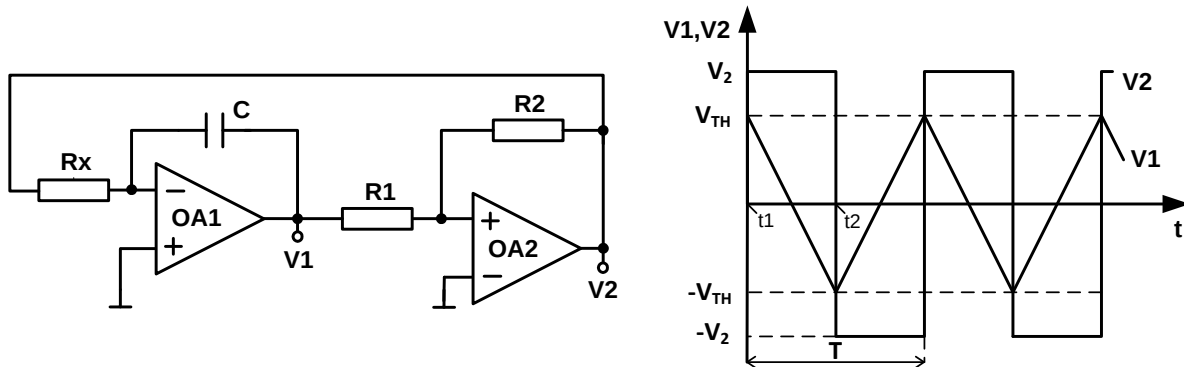
Абстракт: В настоящата работа е разгледано едно популярно схемно решение на измервателен преобразувател с разгъващо преобразуване и е направен подробен анализ на грешките на преобразувателя в динамичен режим. Изведени са и са коментирани изразите за тези грешки, поясняващи работата на преобразувателя при отчитане на инерционността на реалните компоненти в схемата. На базата на направения анализ е приведено схемно решение, което компенсира до голяма степен динамичната грешка на преобразувателя. Приведени са симулационни и експериментални изследвания, които потвърждават правилната му работа и направените анализи.

Ключови думи: грешки, динамични свойства, измервателен преобразувател, честотна модулация

Въведение

Един разпространен метод за измерване на параметрите R , C и L е чрез правото им преобразуване в период на импулсна поредица. Предимствата на този метод са положителните свойства на честотния сигнал – висока шумоустойчивост, възможност за предаване на големи разстояния без загуба на точност, простота и висока точност на преобразуване в цифрова форма и др. За реализирането на този метод предимство имат и най-често се използват преобразувателите на R , C и L в период с разгъващо преобразуване

[1,2]. На *Фиг.1* е показана една от най-разпространените принципни схеми на такъв тип преобразуватели. За понататъшна простота в изложението е приет частният случай на преобразувател на съпротивление R_x в период.



Фиг.1 Преобразувател на R_x в период и времедиаграмите поясняващи работата му

Схемата се състои от компаратор на базата на операционния усилвател $OA2$ и интегратор на базата на операционния усилвател $OA1$, като във времезадаващата верига на интегратора е включен измерваният параметър R_x [1,2, 3,4].

Уравнението на преобразуване на схемата от *Фиг.1* се привежда с изрази [1, 2]:

$$T = 4C \frac{R_1}{R_2} R_x \quad (1)$$

Вижда се, че при една пределна простота на схемната реализация се постига линейно преобразуване с висока чувствителност на параметъра R_x в период T . Трябва да се има предвид обаче, че този резултат е получен чрез пренебрегване на параметрите, внасящи грешка в уравнението на преобразуване.

В литература [2] е направен анализ на статичните грешки породени от неидеалните параметри на компонентите в принципната схема. От този анализ са направени следните изводи:

- остатъчното напрежение на операционния усилвател на компаратора не внася грешка, т.е. преобразувателят е напълно инвариантен спрямо остатъчното напрежение на $OA2$;
- неравенство на абсолютните стойности на изходните напрежения на насищане на компаратора и остатъчното напрежение на операционния усилвател на интегратора внасят мултипликативни грешки в преобразуването, които обаче се оказват многократно подтиснати и в крайна сметка не водят до съществено изменение на изходния период.

От анализа става ясно, че неравенството на изходните напрежения на насищане на компаратора, остатъчното напрежение и входните токове на двата операционни усилвателя или не внасят грешка в уравнението на преобразуване или тази грешка е подтисната, следователно реалното уравнение на преобразуване до голяма степен на приближение се доближава до номиналното уравнение на преобразуване (1).

Анализът на статичните грешки, направен в [2], достатъчно точно описва работата на преобразувателя в областта на ниските честоти. С повишаване на честотата, обаче започват да оказват влияние динамичните параметри на операционните усилватели. В

настоящата работа се поставя задачата да се анализира влиянието на инерционността на операционните усилватели върху точността на преобразувателя.

Динамични грешки на преобразувателя с разгъващо преобразуване

1. Грешка дължаща се на инерционността на операционния усилвател на интегратора

При разглеждане на интегратора в динамичен режим, два са основните параметъра, които водят до появата на динамична грешка – крайният коефициент на усилване и крайната честотна лента на операционния усилвател. В литературата [5,6,7] е коментирана динамичната грешка на интеграторите в общия им вид. При работа на интегратора в състава на преобразувателя от *Фиг.1* следва да се анализира степента на влияние на неговата грешка върху точността на преобразувателя.

При отчитане на инерционността на операционния усилвател на интегратора, грешка в изходното му напрежение се получава в момента на превключване на компаратора от едно състояние в друго. В този момент се появява първоначален скок ΔV_I в изходното напрежение и след известно време на закъснение t_d , зависещо от инерционността на операционния усилвател, изходното напрежение става като това на идеален интегратор или след времето на закъснение t_d , реалната изходна характеристика е успоредна на идеалната. От изведеното уравнение в [6], и отчитайки времедиаграмите на преобразувателя от *Фиг.1*, скокът на изходното напрежение на интегратора се дефинира по следния начин:

$$V_1(t_1) = V_{TH}(t_1) + \frac{\tau_{OUT}}{\tau} \Delta V_2 = V_{TH} + \frac{r_{OUT}}{R} \Delta V_2 \quad (2)$$

$V_1(t_1)$ – изходно напрежение на интегратора в момента t_1 ,

$\tau_{OUT} = r_{OUT} \cdot C$ - изходна времеконстанта на интегратора,

r_{OUT} - изходно съпротивление на операционния усилвател ОА1,

$\tau = R_X \cdot C$ - номинална времеконстанта на интегриране,

V_{TH} - праг на сработване на компаратора,

ΔV_2 – изменение на изходното напрежение на компаратора.

Времето на закъснение на интегратора t_d се дефинира [7] като:

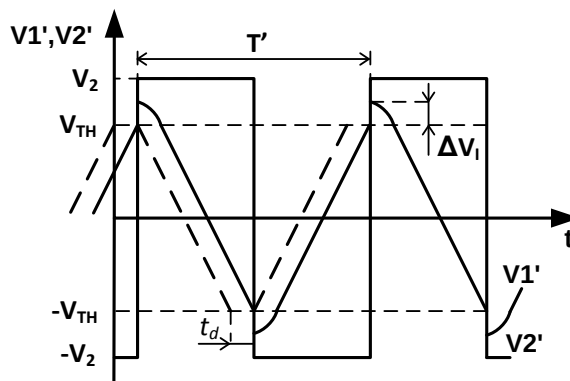
$$t_d = \frac{1}{2\pi f_1} \quad (3)$$

f_1 – честота на единично усилване.

На *Фиг.2* са показани времедиаграмите на преобразувателя, поясняващи казаното дотук и отчитайки факторите, описани с уравнения (2) и (3). С пунктирана линия на графиката е показана идеалната реакция на интегратора. Вижда се, че идеалната и реалната реакция на интегратора се различават само през момента на закъснението t_d .

От времедиаграмите, може да се определи изходния период T' при отчитане на закъснението на компаратора:

$$T' = T + 2t_d = 4C \frac{R_1}{R_2} R_X + 2t_d \quad (4)$$



Фиг.2 Времедиаграми отчитащи инерционността на интегратора

От (4) се вижда, че закъснението на интегратора се прибавя два пъти към изходния период на преобразувателя. Също така от (3) може да се направи оценка на влиянието на t_d . Така например, ако $f=1\text{MHz}$, за закъснението се извежда $t_d = 0,16\mu\text{s}$. Следователно t_d започва да влияе при изходен период $T < t_d/\delta_d$, където δ_d е допустимата относителна грешка на изходния период. Следователно, ако $\delta_d=0,1\%=0,001$, то t_d следва да се отчита при $T<160\mu\text{s}$.

2. Грешка, дължаща се на инерционността на операционния усилвател на компаратора

От времедиаграмите на Фиг.1 се вижда, че при анализа на преобразувателя се счита, че когато изходното напрежение на интегратора достигне праговото напрежение на превключване V_{TH} на компаратора, последният превключва моментално своя изход от едно състояние в друго. Вследствие на инерционността на компаратора това условие не е изпълнено – компараторът превключва своя изход от едно състояние в друго след определен период от време ΔT (закъснение на превключване на компаратора). Това време на закъснение на превключване внася допълнителна динамична грешка. На Фиг.2 са показани времедиаграмите на преобразувателя, поясняващи грешката от закъснението на превключване.

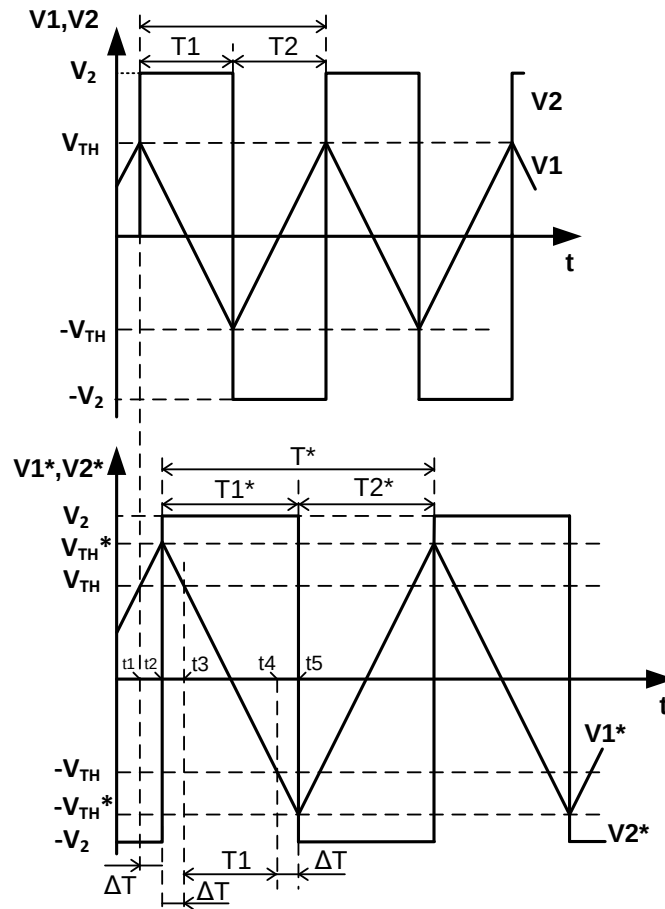
Означенията по горната графика (без да е отчетено влиянието на закъснението на превключване на компаратора) са:

- V_1 - напрежение на изхода на интегратора;
- V_2 - напрежение на изхода на компаратора;
- V_2 - напрежение на насищане на компаратора;
- V_{TH} - прагово напрежение на превключване на компаратора;
- T - изходен период на преобразувателя;
- $T_1=T_2$ - полупериоди на изходната импулсна поредица.

Означенията по долната графика (при отчитане на влиянието на закъснението на превключване на компаратора) са:

- V_1^* - напрежение на изхода на интегратора;
- V_2^* - напрежение на изхода на компаратора;
- V_{TH}^* - прагово напрежение на превключване на компаратора;
- T^* - изходен период на преобразувателя;

$T1^*=T2^*$ - полупериоди на изходната импулсна поредица;
 ΔT - закъснение на превключване на компаратора.



Фиг.2 Времедиаграми, поясняващи грешката от закъснението на превключване на компаратора

От Фиг.2 за интервала $t_2 - t_5$, на изходното напрежение на интегратора, може да се запише:

$$+V_{TH}^* - \frac{1}{R_X C} \int_{t_2}^{t_5} V_2 dt = -V_{TH}^* \quad (5)$$

За момента t_1 е валидно [2]:

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_2} V_2 \quad (6)$$

Тогава за праговото напрежение V_{TH}^* се извежда:

$$V_{TH}^* = V_{TH} + \frac{1}{R_X C} \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt = V_{TH} + \frac{1}{R_X C} \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt = V_{TH} + \frac{V_2}{R_X C} \Delta T \quad (7)$$

Отчитайки (7), уравнение (5) се преобразува до:

$$V_{TH} + \frac{V_2}{R_X C} \Delta T - \frac{1}{R_X C} \int_{t_2}^{t_5} V_2 dt = -V_{TH} - \frac{V_2}{R_X C} \Delta T \Rightarrow \frac{V_2}{R_X C} T1^* = 2V_{TH} + 2 \frac{V_2}{R_X C} \Delta T \quad (8)$$

Следователно, от (6) и (7) за полупериода $T1^*$ се извежда:

$$T1^* = 2C \frac{R_1}{R_2} R_x + 2\Delta T = T1 + 2\Delta T \quad (9)$$

Отчитайки симетричността на процесите в двата полупериода $T1^*$ и $T2^*$, за изходния период T^* се извежда:

$$T^* = T + 4\Delta T \quad (10)$$

За относителното изменение на изходния период, дължащо се на закъснението на превключване, се получава:

$$\delta T^* = \frac{T^* - T}{T} = 4 \frac{\Delta T}{T} = 4\delta T \quad (11)$$

От (11) се вижда, че влиянието на относителното изменение δT не е подтиснато, както при анализа на останалите грешки, а дори влиза с коефициент „4” в изменението на изходния период. Това изменение води до систематична адитивна грешка на изходния период на преобразувателя, която може да бъде отстранена от последващото устройство или да бъде пренебрегната при определени условия. Това обаче не е валидно в случаите, когато информационния параметър е честотата на изходния сигнал, например приложението на преобразувателите с разгъващо преобразуване в контактната кондуктометрия [8]. Тъй като проводимостта Y_x е обратно пропорционална на измерваното съпротивление R_x , то при този случай информационния параметър се явява честота, тъй като тя е право пропорционална на параметъра Y_x :

$$T = 4C \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{Y_x} = k \frac{1}{Y_x} \Rightarrow f = \frac{1}{k} Y_x = \frac{R_2}{4CR_1} Y_x \quad (12)$$

При този случай, закъснението на превключване на компаратора ще внася грешка от нелинейност в изходната честота:

$$f^* = \frac{1}{T^*} = \frac{1}{T + 4\Delta T} = \frac{1}{\frac{k}{Y_x} + 4\Delta T} = \frac{Y_x}{k + 4\Delta T Y_x} = \frac{Y_x}{k} \frac{1}{1 + 4 \frac{\Delta T}{k} Y_x} \quad (13)$$

За абсолютната и относителната грешки от нелинейност могат да се изведат изразите:

$$\Delta f_{NL} = -\frac{4 \frac{\Delta T}{k} Y_x^2}{k + 4\Delta T Y_x}; \quad \delta f_{NL} = -\frac{4\Delta T Y_x}{k + 4\Delta T Y_x} \quad (14)$$

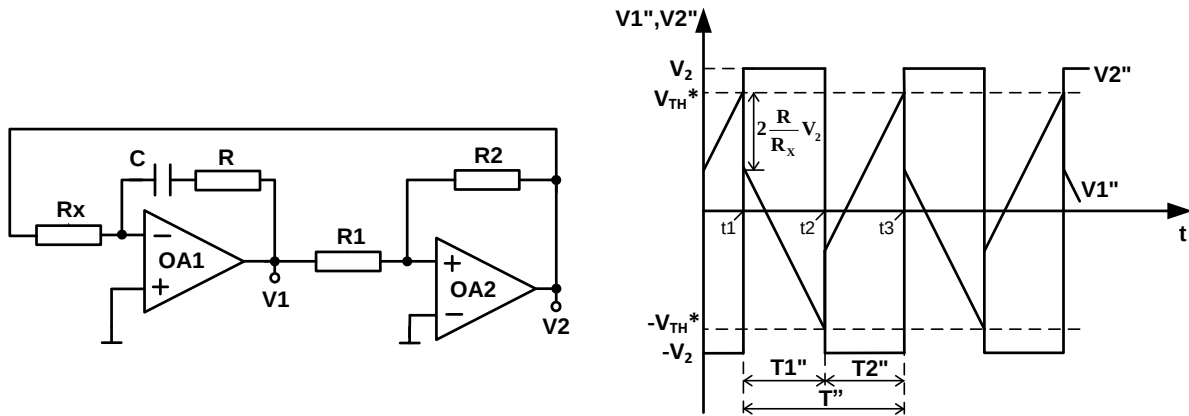
От изведените изрази (13), (14) се вижда, че закъснението на компаратора внася грешка от нелинейност, която значително намалява точността на преобразувателя. Тук следва да се отбележи, че закъснението на интегратора също внася грешка от нелинейност, но тя е много по-малка от тази на компаратора, тъй като ΔT се добавя с коефициент „4” към изходния период, а и самото закъснение като стойност е на порядък по-голямо от това на интегратора.

Динамичната грешка на компаратора е коментирана в литературата [9,10], като са предложени и схемни решения, които до голяма степен на приближение отстраняват посочения недостатък. Тези решения обаче, значително усложняват схемата реализация. В настоящата статия е предложено ново схемно решение за намаляване на динамичната грешка на преобразувателя, което е реализирано с включване на допълнителна права връзка в преобразувателя, чрез добавяне само на един резистор последователно на

интегриращия кондензатор. По този начин в максимална степен се запазва простотата на схемното решение.

Схемно решение за намаляване на динамичната грешка на преобразувателя

На *Фиг.3* е показано схемното решение и неговите времедиаграми, отстраняващо посочените по-горе недостатъци на оригиналния преобразувател.



Фиг.3 Преобразувател на R_x в период T_x в честота, с корекция на нелинейността и времедиаграмите поясняващи работата му

Схемното решение е сходно с това от *Фиг.1*, с единствената разлика, че в обратната връзка на интегратора, последователно на кондензатора C , е добавен резистора R , с което интеграторът става пропорционално-интегриращо звено.

От времедиаграмите на преобразувателя се вижда, че разликата с преобразувателя от *Фиг.1* е, че в момента на превключване на компаратора, интеграторът формира в изхода си пропорционален на входното си напрежение първоначален скок $\Delta V = 2(R/R_x) V_2$, след което започва да интегрира напрежението от изхода на компаратора.

За временния интервал t_1-t_2 , изходното напрежение на интегратора може да се определи като:

$$+V_{TH}^* - \Delta V - \frac{1}{R_x C} \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt = -V_{TH}^* \quad (15)$$

Тъй като в уравнението е отчетено закъснението на превключване ΔT , праговото напрежение на превключване на компаратора е същото като това от (7). Тогава формула (15) се преобразува до:

$$\frac{R_1}{R_2} V_2 + \frac{V_2}{R_x C} \Delta T - 2 \frac{R}{R_x} V_2 - \frac{V_2}{R_x C} T1'' = -\frac{R_1}{R_2} V_2 - \frac{V_2}{R_x C} \Delta T \quad (16)$$

$$T1'' = 2C \frac{R_1}{R_2} R_x + 2\Delta T - 2RC \quad (17)$$

Аналогично за $T2''$ се извежда:

$$T2'' = 2C \frac{R_1}{R_2} R_x + 2\Delta T - 2RC \quad (18)$$

От (17) и (18) се вижда, че компенсация на грешката от закъснението на превключване на компаратора може да се осъществи при следното съотношение:

$$R = \frac{\Delta T}{C} \quad (19)$$

При спазване на (19), за изходния период T'' се извежда:

$$T'' = T1'' + T2'' = 4C \frac{R_1}{R_2} R_x \Rightarrow T'' = T \quad (20)$$

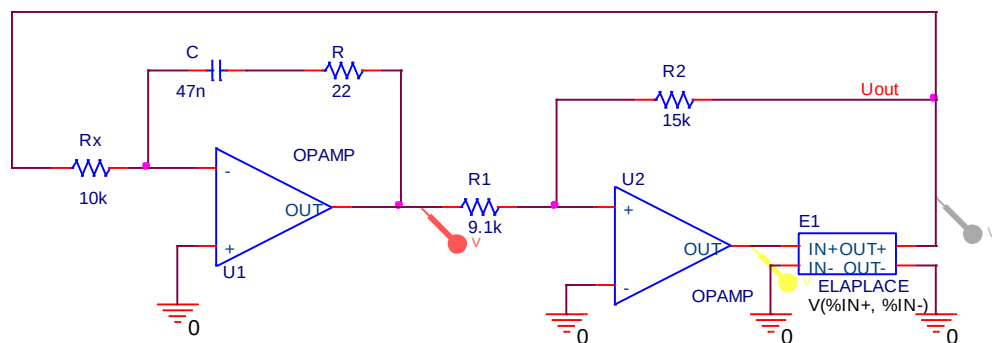
От (20) се вижда, че формулата на преобразуване на схемата от *Фиг.3* съвпада напълно с тази от схемата на *Фиг.1*. Следователно, при спазване на условие (20) се осъществява пълна компенсация на грешката дължаща се на закъснението на превключване на компаратора.

Трябва да се има предвид, че новото схемно решение може да осъществява едновременно и компенсация на инерционността на интегратора. По този начин допълнителният резистор R може да компенсира цялата динамична грешка на преобразувателя от *Фиг.1*.

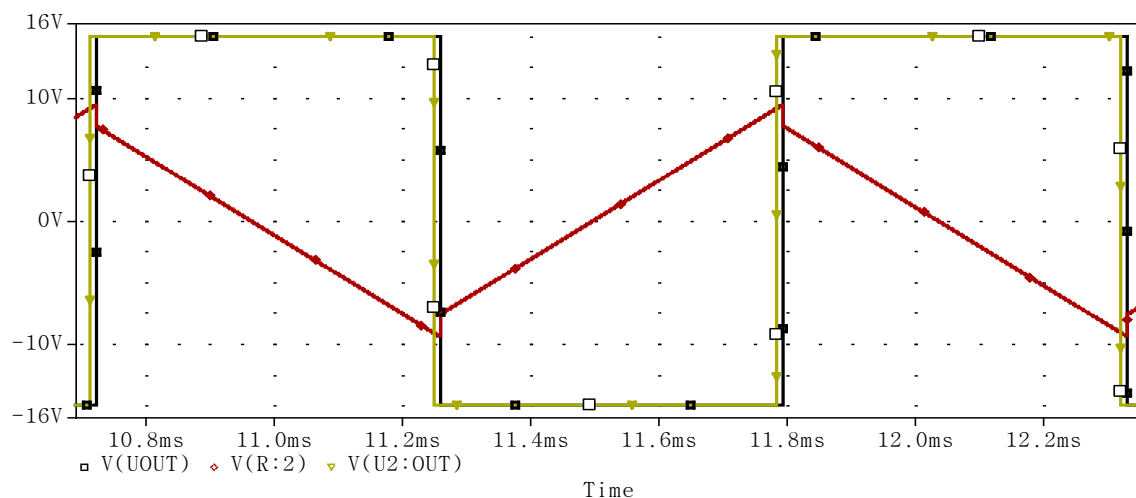
Симулационни и експериментални изследвания

За потвърждение на направения анализ са проведени симулационни изследвания в средата OrCAD PSpice. Схемата, използвана за симулациите, е показана на *Фиг.4*. Стойностите на компонентите при симулацията са като тези, означени на фигурата. Тъй като при реалните операционни усилватели не може да се избира закъснението на превключване, а и в повечето случаи този параметър не се дава в документацията им, при симулационния анализ са използвани идеални операционни усилватели. За оценка на влиянието на закъснението на превключване на компаратора е използван елемента ELAPLACE, който представлява блок за трансформация на Лаплас, с който се задава чисто закъснение към изхода на преобразувателя. При симулационните изследвания е зададено закъснение $\Delta T = 10\mu s$. При тези условия времедиаграмите на работа на преобразувателя, съответстващи на напреженията от *Фиг.4*, са показани на *Фиг.5*.

Проведените симулационни изследвания напълно потвърждават анализа, направен по-горе. Времедиаграмите на напреженията съвпадат с очакваните. При задаване на $R = \Delta T / C$, изходният период става равен на периода в изхода на преобразувателя, определен по уравнения (1).



Фиг.4 Схема на симулирания преобразувател



Фиг.5 Времедиаграми на симулирания преобразувател

За пълно потвърждение на правилната работа на преобразувателя от Фиг.3 са проведени и експериментални изследвания. Стойностите на компонентите са подбрани както е показано на Фиг.4. За операционни усилватели са избрани TL082, като те са захранени с $\pm 12V$. Получените резултати са показани в Таблица 1 и Таблица 2. В първата таблица са показани резултатите, без да е добавен резистора R . В колона 1 е показана проводимостта Y_x , изменяща се в диапазона $0,1ms$ до $1ms$. В колона 2 са показани получените експериментални стойности за изходната честота f . В Колона 3 са изчислени съответните точки от линеаризиращата права f_{lin} , прекарана между първата и последната точки на изходната честота f . В колона 4 е изчислена приведената грешка от нелинейност:

$$\gamma = \frac{f - f_{lin}}{f_{max} - f_{min}} 100\% \quad (21)$$

В Таблица 2 са показани същите експериментални резултати, но при добавен резистор $R=33\Omega$. На Фиг.6 са показани графично двете получените чрез кубична интерполация, приведени към обхвата на изходната честота, грешки от нелинейност.

1	2	3	4
$Y_x [ms]$	$f [kHz]$	$f_{lin} [kHz]$	$\gamma [\%]$
0.1	0.8582	0.8582	0.00
0.2	1.6641	1.6444	0.28
0.3	2.476	2.4307	0.64
0.4	3.2871	3.2169	0.99
0.5	4.0875	4.0031	1.19
0.6	4.8576	4.7894	0.96
0.7	5.641	5.5756	0.92
0.8	6.4166	6.3618	0.77
0.9	7.1862	7.1481	0.54
1	7.9343	7.9343	0.00

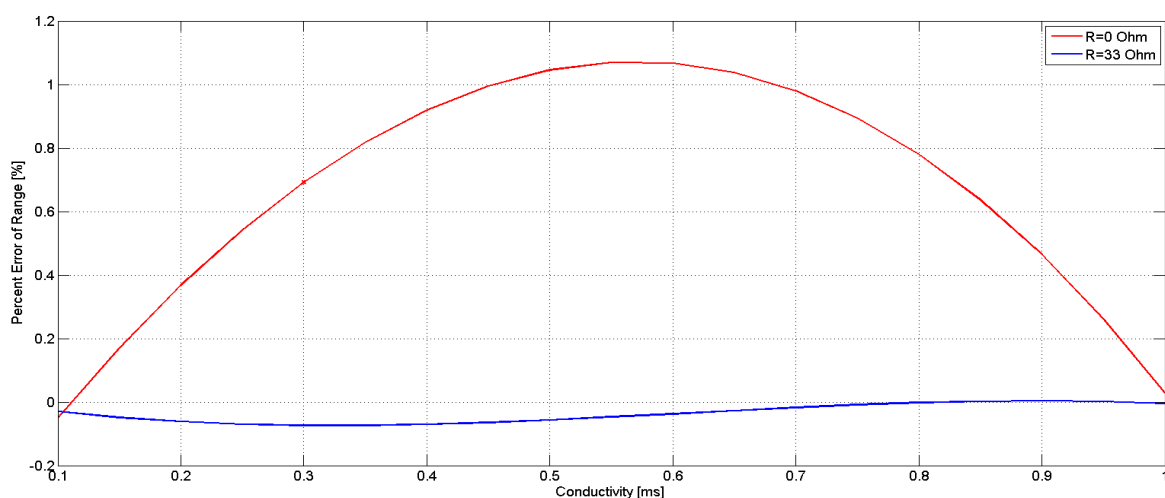
Табл.1 Експериментални резултати без корекция

1	2	3	4
Y_x [ms]	f [kHz]	f_{lin} [kHz]	γ [%]
0.1	0.86315	0.8632	0.00
0.2	1.6889	1.6967	-0.10
0.3	2.5223	2.5303	-0.11
0.4	3.3596	3.3638	-0.06
0.5	4.1995	4.1974	0.03
0.6	5.0262	5.0310	-0.06
0.7	5.8609	5.8645	-0.05
0.8	6.6971	6.6981	-0.01
0.9	7.5321	7.5316	0.01
1	8.3652	8.3652	0.00

Табл.2 Експериментални резултати с добавена корекция $R=33\Omega$

Тъй като числена стойност на закъснението на компаратора не е посочена в документацията на операционните усилватели, за намиране на стойността на компенсиращия резистор бе използван симулационния модел на *TL082*, откъдето се установи, че неговото закъснение на превключване е $1,5\mu s$.

От приведените резултати се вижда, че предложеното схемно решение компенсира до голяма степен динамичната грешка на преобразувателя. Получената след корекцията грешка от нелинейност е пренебрежимо малка.



Фиг.6 Грешки от нелинейност, получени при експерименталните изследвания

Заклучение

В работата е направен пълен динамичен анализ на преобразувател с разгъващо преобразуване. Изведени са изразите на грешките, като са приложени коментари и са дадени оценки на влиянието им върху точността на преобразувателя. Пояснено е, че в определени случаи влиянието на динамичните грешки на преобразувателя се оказва недопустимо. Предложено е схемно решение, с корекция на динамичната грешка, за което е изведено уравнението на преобразуване, както и условието за компенсиране на

динамичната грешка. За потвърждение на анализа са приведени симулационни и експериментални изследвания, които потвърждават направените анализи. Предложената компенсация на динамичната грешка при този преобразувател е приложима и за други сходни преобразуватели с разгъващо преобразуване.

Литература

- [1] Шахов Э.К., Михотин В.Д.. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения. М., Энергоатомиздат, 1986.
- [2] Гигов, Х., Янков, И., Бекяров, Л.. Измервания в електрониката. 2003, ТУ-Варна, ISBN-954-20-0224-6.
- [3] Станчев, И.. Електронни аналогови измервателни уреди. 1989, Техника.
- [4] Юдов, Д.. Аналогова схемотехника. 2010, БСУ, ISBN-954-90077-9-1.
- [5] Гутников, В.. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л., "Энергоатомиздат", 1988, ISBN 5-283-04375-4.
- [6] Гигов, Х.. Изследване на възможностите за усъвършенстване на аналого-честотните интегриращи измервателни преобразуватели. Дисертация за присъждане на научна степен „к.т.н.“, 1983, Варна.
- [7] Clayton, G., Winder, S.. Operational Amplifiers, 5th Edition. Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 2003, Elsevier Inc. ISBN 07506 5914 9.
- [8] Гигов, Х., Недев, Н.. Метод с честотна модулация за преобразуване на проводимостта на водни разтвори. Доклад на Научна сесия на ТУ-Варна. Варна, октомври 2001г.
- [9] Mochizuki, K., Watanabe, K.. A High-Resolution Linear Resistance-to-Frequency Converter. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.45, NO.3, June 1996.
- [10] Ferrari, V., Ghidini, C., Marioli, D., Taroni, A... Oscillator-Based Signal Conditioning with Improved Linearity for Resistive Sensors. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol.47, NO.1, February 1998.

METHODOLOGY FOR CALCULATION OF THE PARAMETERS OF SYMMETRICAL CABLES FOR THE COMMUNICATIONS.

Toshkov Angel, Burgas Free University, angel@bfu.bg

Abstract: This paper proposed a methodology to calculate the primary and secondary parameters of the symmetrical cable constructions for the communications for students, teaching disciplines related with physical media for data transport in communications.

Keywords: Communication cables, symmetrical, calculation, parameters, characteristic impedance, propagation constant, resistance, capacitance, inductance, conductance of the insulation.

МЕТОДИКА ЗА ПРЕСМЯТАНЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА СИМЕТРИЧНИ КАБЕЛИ

Ангел Тошков, Бургаски свободен университет, angel@bfu.bg

Абстракт: В тази статия е предложена една методика за пресмятане на първичните и вторичните параметри на симетрични кабелни конструкции за комуникациите предназначена за употреба от студенти в процеса на обучение.

Ключови думи: Комуникации, кабели, симетрични, изчисление, параметри, вълново съпротивление, константа на разпространение, съпротивление, капацитет, индуктивност, проводимост на изолацията.

ВЪВЕДЕНИЕ:

Разпространението на електромагнитната енергия по кабелната верига представлява единен процес, обхващащ проводниците и изолацията. Качеството на предаването по една съобщителна линия и нейните електрически свойства напълно се характеризират от **първичните електрически параметри на кабела**.

Това са :

R - активно съпротивление на проводниците - Ω/km ;

L - индуктивност - H/km ;

C - капацитет между проводниците - F/km ;

G - проводимост на изолацията - S/km .

Тези параметри са независими от количествените показатели на електромагнитната енергия предавана по линията. Те зависят само от конструкцията на кабела, характеристиките на използваните материали и честотата на предаваната електромагнитна енергия. Това е така, до толкова, доколкото количествените показатели на електромагнитната енергия предавана по линията са в граници, непроменящи структурата и параметрите на материалите или конструктивните параметри на изделието.

Вторичните параметри се използват за оценка на експлоатационно-техническите качества на линиите. Те са функция на първичните параметри и честотата. Онези, които са най-често използвани са:

Z_w - вълново съпротивление на линията Ohm;

γ - константа на разпространение;

v - скорост на разпространение на електромагнитната енергия m/s.

Методологическа основа на решаването на една задача за проектиране и оптимизация се явява теорията на изследването на операциите. Следвайки концепцията на тази теория, може да се направи формално описание на връзките между параметрите на една система в математическа форма. В случая, това описание може да бъде използвано и в процеса на проектиране и оптимизация на съобщителни кабели.

Съпротивлението за кръгли проводници R_0 при постоянен ток, както е известно е функция на ρ и d_0 .

$$R_0 = f(\rho, d_0, \kappa_y, \alpha_{R_0}, t^o) \quad (1)$$

където:

α_{R_0} е табулиран температурен коефициент ≈ 0.004 ;

t^o - температура в градуси по Целзий .

При известни стойности на κ_y , ρ и R_0 диаметърът на кръгло монометалическо плътно жило се пресмята с достатъчна за практически изчисления точност по формулата:

$$d_0 = \sqrt{\frac{4\kappa_y \rho}{\pi R_0}} \quad \text{където:} \quad (2)$$

ρ - специфичното съпротивление на материала - $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{km}$;

(ρ обикновено се дава в $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ за това тук се преизчислява за km.)

d_0 - диаметър на проводника - mm;

κ_y - обобщен коефициента на усукване на кабела 1,04 – 1,16;

R_0 - съпротивление на шлейфа (за кабелни вериги, това е съпротивлението на веригата, а не на единичния проводник) при постоянен ток - Ω/km ;

За температура, различна от табулираната (обикновено това е 20°C) активното съпротивление се преизчислява по формулата $R_0 = R_{20}(1 + \alpha(t - 20))$, където α е температурен коефициент на съпротивлението на материала, t е температурата, за която се преизчислява съпротивлението.

Пълното съпротивление R на веригата се изчислява по формулата :

$$R = R_0 + R_{ne} + R_{bl} + R_m - \Omega/\text{km}, \quad (3)$$

където:

R_{ne} - е допълнително съпротивление за сметка на повърхностния ефект;

R_{bl} - е допълнително съпротивление за сметка на ефекта на близост (загуби в други проводници);

R_m - допълнително съпротивление за сметка на други метални елементи в конструкцията на кабела.

При честота различна от нула (на практика $> 5 \text{ kHz}$) е необходимо да се използва пълната формула за пресмятане на съпротивлението на шлейфа :

$$R = \kappa_y R_0 \left(1 + F(x) + \frac{pG(x) \left(\frac{d_0}{a} \right)^2}{1 - H(x) \left(\frac{d_0}{a} \right)^2} \right) + R_m \text{ } \Omega/\text{km} \quad (4)$$

R_m - се пресмята много трудно, поради това, че зависи много силно от конструкцията и параметрите на кабела. Необходим е точен математически модел. Отчитането на това съпротивление става при честоти над 30 KHz и може да се пресметне по приблизителната формула:

$$R_m = \rho \sqrt{f} \text{ } \Omega/\text{km}. \quad (5)$$

Формулата дава резултат с достатъчно добра за практиката точност за дължина един километър за кабели в повивна и снопова конструкция.

ρ - се използва без преизчисляване, както е даден за съответния материал на проводниците - в $[\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}]$.

f - е работната честота –в $[\text{Hz}]$, а резултатът за R_m е директно в Ω/km .

Индуктивността на веригата се пресмята посредством израза:

$$L = k_y \left(4 \ln \frac{2a - d_0}{d_0} + Q(x) \right) 10^{-4} \text{ H/km} \quad (6)$$

$$x = \frac{d_0}{2} k = \frac{d_0}{2} \sqrt{\omega \mu \sigma} = \frac{d_0}{\theta \sqrt{2}} \quad (7)$$

където: d_0 - диаметър на проводника $[\text{mm}]$.

$$\theta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \text{ където:} \quad (8)$$

k $[1/\text{m}]$ - коефициент на вихрови токове ;

θ $[\text{m}]$ - дълбочина на проникване на вихровите токове ;

$\omega = 2\pi f$ $[\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]$ - кръгова честота ;

f $[\text{KHz}]$ - работна честота;

$\sigma = 1/\rho$ $[\text{S} \cdot \text{m}/\text{mm}^2]$ - проводимост на материала за проводниците;

$\mu_r = \mu/\mu_0$ - относителна магнитна проницаемост;

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ $[\text{H}/\text{m}]$ - магнитна проницаемост на вакуума ;

μ $[\text{H}/\text{m}]$ - магнитна проницаемост на материала на проводника;

a $[\text{mm}]$ – разстояние между центъра на проводниците на веригата;

r $[\text{mm}]$ - радиус на проводника;

p - коефициент отчитащ типа усукване–за двойки 1, за четворки–5.

$F(x)$, $G(x)$, $H(x)$ и $Q(x)$ са коефициенти, представляващи специално изчислени значения на беселови функции и техните отношения, като функция на променливата x , където :

$F(x)$ - е коефициент, отчитащ увеличението на съпротивлението за сметка на повърхностния ефект в проводниците на веригата.

$G(x)$ - е коефициент, отчитащ съпротивлението, еквивалентно на загубите от вихрови токове предизвикани от външни магнитни полета в обратния проводник на веригата

$H(x)$ - е коефициент, отчитащ съпротивлението в правия проводник, еквивалентно на загубите от вихровите токове, възбудени от електромагнитното поле създадено от вихровите токове в обратния проводник.

$Q(x)$ - е коефициент, отчитащ честотната зависимост на външната индуктивност. Стойностите на тези коефициенти са пресметнати за най-често срещаните стойности на променливата x от 0 до 50, а извън този обхват са изведени приблизителни формули за пресмятане, широко разпространени в специализираната литература.

Таблица за стойностите на **$F(x)$, $G(x)$, $H(x)$, $Q(x)$** за стойности на x от 0 до 10

x	F(x)	G(x)	H(x)	Q(x)
0	0,0002	$(x^4)/64$	0,0417	1,0000
0,5	0,0003	0,0010	0,0420	0,9998
1	0,0052	0,0152	0,0530	997,0000
1,5	0,0258	0,0591	0,0920	0,9870
2	0,0782	0,1724	0,1690	0,9610
2,5	0,1756	0,2950	0,2630	0,9130
3	0,3180	0,4050	0,3480	0,8450
3,5	0,4920	0,4990	0,4160	0,7660
4	0,6780	0,5840	0,4660	0,6860
4,5	0,8620	0,6690	0,5030	0,6180
5	1,0420	0,7550	0,5300	0,5560
5,5	1,1750	0,8375	0,5478	0,5091
6	1,3500	0,9250	0,5655	0,4667
6,5	1,5250	1,0125	0,5803	0,4308
7	1,7000	1,1000	0,5929	0,4000
7,5	1,8750	1,1875	0,6038	0,3733
8	2,0500	1,2750	0,6132	0,3500
8,5	2,2250	1,3625	0,6215	0,3294
9	2,4000	1,4500	0,6289	0,3111
9,5	2,5750	1,5375	0,6355	0,2947
10	2,7500	1,6250	0,6413	0,2800

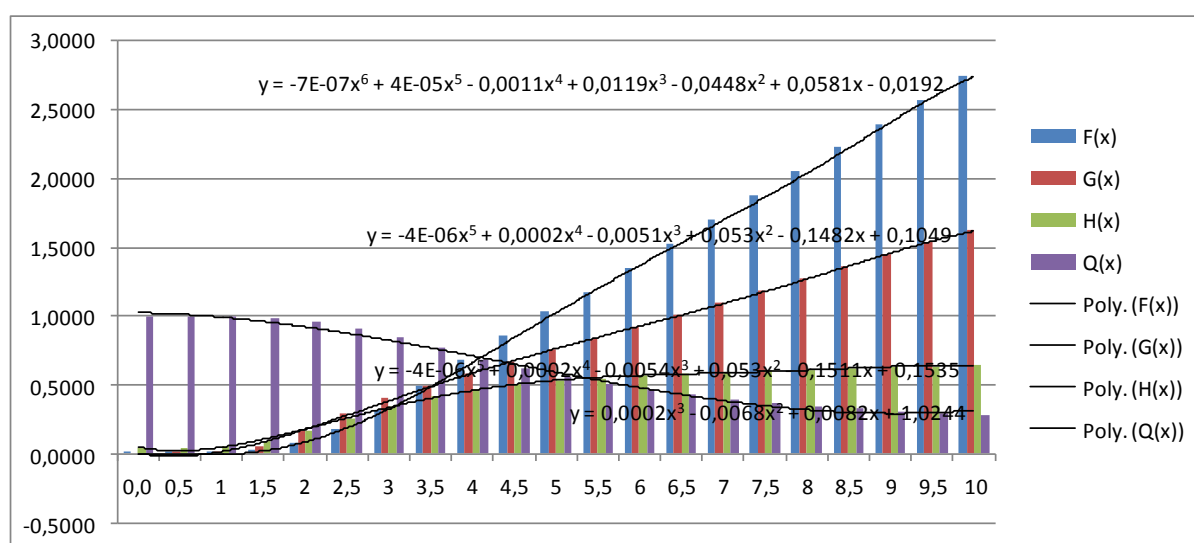
За изчисление на $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$, $Q(x)$ в най-често използвания за x диапазон от 0-10 могат да бъдат използвани следните приблизителни формули:

$$F(x) = -0,0000007x^6 + 0,00004x^5 - 0,0011x^4 + 0,0119x^3 - 0,0448x^2 + 0,0581x - 0,0192 \quad (9)$$

$$G(x) = -0,000004x^5 + 0,0002x^4 - 0,0051x^3 + 0,0532x^2 - 0,1488x + 0,1058 \quad (10)$$

$$H(x) = -0,000004x^5 + 0,0002x^4 - 0,0054x^3 + 0,053x^2 - 0,1511x + 0,1535 \quad (11)$$

$$Q(x) = 0,0002x^3 - 0,0068x^2 + 0,0082x + 1,0244 \quad (12)$$



Фиг. Графични стойности на функциите $F(x)$, $G(x)$, $H(x)$, $Q(x)$ за x до 10

В диапазона за x над 10 се използват следните приблизителните формули:

$$F(x) = \frac{1,41x - 3}{4} \quad (13)$$

$$G(x) = \frac{1,41x - 1}{8} \quad (14)$$

$$H(x) = 0,25 \left(\frac{4,24x - 5}{1,41x - 1} - \frac{2,82}{x} \right) \quad (15)$$

$$Q(x) = \frac{2,82}{x} \quad (16)$$

Таблица със стойности за ρ , σ , x , k и θ за някои най използвани метали.

	ρ $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$	σ ($\text{S} \cdot \text{m} / \text{mm}^2$)	$x = kd_0/2$ (d_0 в mm)	k	θ
Сребро	0,01610	62,11	$11,05 \cdot d_0 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$22,1 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$64,1/\sqrt{f}$
Мед	0,01724	58,00	$10,60 \cdot d_0 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$21,2 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$66,7/\sqrt{f}$
Алуминий	0,02826	35,38	$8,20 \cdot d_0 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$16,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$86,4/\sqrt{f}$
Стомана	0,13900	7,23	$37,80 \cdot d_0 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$75,6 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$18,8/\sqrt{f}$
Олово	0,22100	4,52	$2,98 \cdot d_0 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$5,97 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$	$23,7/\sqrt{f}$

Таблица - Средностатистически коефициент на усукване - κ_y , валидни за повечето кабелни симетрични конструкции.

Вид на групата	повивна	снопова	група
Усукване на елементарна група	1,0025	1,0025	1 x 4
Усукване сноп/повив от елементарни групи	1,01	1,0025	5 x 4
Усукване в сноп от елементарни снопове	-	1,01	5 x 5 x 4
Усукване на сноп от съставни снопове	-	1,01	n x 25 x 4
Общ среден коефициент κ_y	1,0125	1,025	

Таблица - Стойности за μ_r на различни материали

Диаманетици	μ_r		μ_r
Злато	0,9999	Живак	0,99997
Сребро	1	Олово	0,999983
Мед	1	Вода	0,999991
Немагнитна среда	μ_r		μ_r
Вакуум	1		
Парамагнетици	μ_r		μ_r
Въздух	1,0000004	Алуминий	1
Паладий	1,0008	Волфрам	1,00008
Титан	1,0002	Платина	1,0003
Феромагнетици	μ_r		μ_r
Никел	600	Силициева стомана	3500
99,8 % чисто желязо	5000	μ -метал (75% Ni, 5% Cu, 2% Cr)	100 000
99,96 % чисто желязо	280 000	Супермалой (79% Ni, 5% Mo)	1 000 000

Пресмятане на капацитет и проводимост на изолацията

Една от най-използваните в практиката формули предложена от Люшен е следната:

$$C = \frac{k_y \epsilon_{rek} 10^{-6}}{36 \ln \frac{\alpha d_{zp}}{d_0}} \quad \text{F/km} \quad \text{където:} \quad (17)$$

d_{zp} е диаметър на групата в *mm* без преизчисляване;

α - коефициент на смачкване, зависещ от вида на усукване на елементарната група (0,94 за двойки, 0,75 за звездни четворки, 0,65 за ДМ-четворки);

κ_y – обобщен коефициент на усукване за кабела;

d_0 - е диаметър на проводника в *mm*.

Таблица за стойностите на ϵ_r за някои най-използвани материали

Вещество	ϵ_r	Вещество	ϵ_r
Вакуум	1,0	Въздух	1,00059
Полипропилен (PP) (90 °C)	2,1	Полиетилен (PE) (90 °C)	2,4
Хартия	1–4	Политетрафлуоретилен	2

За намирането на стойността на ϵ_{rek} има множество приближени формули

$$\epsilon_{ek} = \frac{\sum_{i=1}^m \epsilon_i S_i}{\sum_{i=1}^m S_i} \quad \text{F/km} \quad (18)$$

$$\text{tg}\delta_{ek} = \frac{\sum_{i=1}^m \epsilon_i S_i \text{tg}\delta_i}{\sum_{i=1}^m \epsilon_i S_i} \quad (19)$$

S_i - сечение на кабела, падащо се на този диелектрик

ϵ_i - диелектрична проницаемост на съответния диелектрик,

Проводимост на изолацията G

Проводимостта на изолацията може да бъде изчислена на базата коефициента на диелектричните загуби $\text{tg}\delta$, който може да бъде измерен с достатъчна за практиката точност за различни материали при необходимата честота,

В един неидеален кондензатор, какъвто е електрическият кабел, токът, който протича през изолацията има комплексен характер, Той може да се разгледа като съставен от две части $I_a = UG$ – токът, чиято фаза съвпада с фазата на напрежението и се дължи на реалната проводимостта на изолацията и $I_c = j\omega CU$ – реактивната съставка, чиято фаза изпреварва фазата на напрежението с 90 градуса и се дължи на капацитета на този кондензатор,

$$I = \sqrt{I_a^2 + jI_c^2} e^{j\varphi} \quad (20)$$

Ъгълът на диелектричните загуби(δ) – представлява ъгълът, допълващ до 90° фазовия ъгъл φ между тока и напрежението.

$$\varphi = 90 - \delta = \arctg \frac{I_c}{I_a} \quad \text{или} \quad \delta = \arctg \frac{I_a}{I_c}$$

Коефициентът на диелектричните загуби се дефинира като отношението на I_a/I_c ,

$$\text{tg}\delta = I_a/I_c = UG/ \omega CU = G/\omega C \quad (21)$$

или

$$G = \omega C \text{tg}\delta \quad \text{S/km}, \quad (22)$$

За постоянен ток $G=1/R_{из}$, където $R_{из}$ е съпротивлението на изолацията(обикновено над $2G\Omega/\text{km}$).

Таблица с примерни стойности на ϵ_{rec} и $tg\delta_{ек}$ за по употребяваните материали за изолации.

Тип на изолацията	ϵ_{rec}	$tg\delta_{ек}, 10^{-4}$ при честота f [Hz]							
		$f=10^4$	$f=10^5$	$f=2,5 \cdot 10^5$	$f=5 \cdot 10^5$	$f=10^6$	$f=10^7$	$f=10^8$	$f=10^9$
Корделно-хартиена	1,35	55	113	160	280	500	1327	4000	12060
Корделно-стирофлрксна	1,25	3	7	12	20	38	117	418	1488
Полиетиленова	2	2	6	8	14	25	84	296	1046
Полиетиленова-пореста	1,5	3	8	12	20	38	123	437	1556
Балонно-полиетиленова	1,25	2	6	8	14	20	84	296	1046

Вълново съпротивление:

$$Z_B = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}} [\Omega] \quad (23)$$

Загубите във веригите за предаване се отчитат от **Коефициентна разпространение - γ** , които се явява комплексна величина и може да бъде представен като сума от реалната и имагинерна част:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}; \quad (24)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (25)$$

α - Nep/km

β - Rad/km

Таблица - Изчислителни формули за диаметъра на група при различни типове усукване.

n_2 - брой на двойките n_4 - брой на четворките	Полиетиленова и стирофлексна изолация	Корделно-хартиена изолация
Повивна конструкция		
Двойки	$D_c = 1,8d_1 \sqrt{n_2}$	$D_c = 1,7d_1 \sqrt{n_2}$
Четворки	$D_c = 2,6d_1 \sqrt{n_4}$	$D_c = 2,4d_1 \sqrt{n_4}$
Снопва конструкция		
Двойки	$D_c = 1,85d_1 \sqrt{n_2}$	$D_c = 1,7d_1 \sqrt{n_2}$
Четворки	$D_c = 2,65d_1 \sqrt{n_4}$	$D_c = 2,5d_1 \sqrt{n_4}$

d_1 - диаметър на проводника с изолацията - [mm];

n_2 и n_4 – брой двойки или четворки съответно.

Таблица: Приблизителни формули за пресмятане на вторичните параметри при различни честоти

Съотношение $R/\omega L$	α [Np/km]	β [Rad/km]	Z_B [Ω]	f - Честота
$\omega C = 0; \omega L = 0$	$\sqrt{RG}$	0	$\sqrt{\frac{R}{G}}$	$f = 0$ Hz
$\frac{R}{\omega L} > 5$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$	$\sqrt{\frac{R}{\omega C}} e^{-j45}$	$f = 800$ Hz
$\frac{R}{\omega L} > 50$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}} (R - \omega L)$	$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}$	$\sqrt{\frac{R}{\omega C}} e^{-j45}$	
$\frac{\omega L}{R} > 3.5$	$\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\omega \sqrt{LC}$	$\sqrt{\frac{L}{C}}$	$f > 20$ kHz
$0.3 < \frac{\omega L}{R} < 5$	$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$		$\sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}$	$f > 20$ MHz

РЕЗУЛТАТИ

Тази методика лесно може да бъде използвана за автоматизиране на проектирането посредством създаване на елементарен програмен код за извършване на изчисленията. За целта може да бъде използван дори Excel, от офис пакета на Microsoft, който е подходящ и за лесна графична визуализация на резултатите.

За пример ще бъдат показани два базови модела на конвенционални комуникационни кабела за които са снети представителни данни за тези параметри. Първият популярен тип е за 24 Gauge PIC телефонен кабел при 21 ° C (70 ° F). Данните за сравнение могат да бъдат взети от http://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect или [http://en.wikipedia.org/wiki/Telegrapher's equations](http://en.wikipedia.org/wiki/Telegrapher's_equations). При този кабел размерът 24 Gauge по американски стандарт отговаря на диаметър на проводника около 0,511 mm. Резултатите от измерванията на първичните параметри на един такъв кабел дават следните резултати:

Таблица 1. Измерени и изчислени параметри за 24 Gauge PIC телефонен кабел.

Честота Hz	R (Ω /km)		L (mH/km)		G (μ S/km)		C (nF/km)	
	Измерен a	Изчислен a	Измерен a	Изчислен a	Измерен a	Изчислен a	Измерен a	Изчислен a
1	172,24	184,65	0,61	0,55	0,00	0,00	51,57	51,19
1k	172,28	185,18	0,61	0,55	0,07	0,03	51,57	51,19
10k	172,70	186,47	0,61	0,55	0,53	0,32	51,57	51,19
100k	191,63	198,09	0,58	0,55	3,33	3,22	51,57	51,19
1M	463,59	457,80	0,51	0,50	29,11	32,16	51,57	51,19
2M	643,14	632,22	0,49	0,48	53,21	64,32	51,57	51,19
5M	999,41	978,43	0,47	0,47	118,07	160,80	51,57	51,19

Таблица 2. Основни входни и изходни параметри за 24 Gauge PIC телефонен кабел изчислени за 100000 Hz работна честота.

Усукване 1-сноп/2-повив	2	$R_o (R_{шл})$	87,9218	Ω/km
Група	4	$R (R_{шл})$	198	$[\Omega/\text{km}]$
d_o	0,51	L	0,55	$[\text{mH}/\text{km}]$
$d_{из}$	0,26	C	51,19	$[\text{nF}/\text{km}]$
$d_{гр}$	1,4495	G	3,22	$[\mu\text{S}/\text{km}]$
$\varepsilon_{гек}$	1,8500	$ Z_w $	111	$[\Omega]$
$\text{tg}\delta_{ек}$	1,0000	φ_z	-14,95	$[\text{Deg}]$
κ_y	1,0500	α	8,01	$[\text{dB}/\text{km}]$
α	0,7500	β	3,45	$[\text{Rad}/\text{km}]$
f	100000	v	181823	$[\text{km}/\text{s}]$
ω	628300	x	1,72	
ρ	0,01724	$F(x)$	0	
a	1,02800	$G(x)$	0,175340483	
θ	0,21092	$H(x)$	-0,01292	
k	6,70	$Q(x)$	1,0000	

Подобни резултати се получават и могат да бъдат приведени и за други типове конвенционални симетрични кабелни конструкции за комуникациите произведени от различни производители и по различни стандарти .

ИЗВОДИ

Основните изводи, които могат да бъдат направени от получените резултати по тази методика са няколко.

1. За правилното изчисление на първичните и вторичните електрически параметри на конвенционални симетрични кабелни конструкции е важно да се знаят параметрите на входящите материали. Диелектрична проникваемост, магнитна проникваемост, специфично съпротивление и др.
2. Необходимо е да се познава честотната зависимост на някои честотно-зависими параметри. Например, от изключителна важност е да бъде предварително известна честотната зависимост на коефициента на диелектричните загуби $\text{tg}\delta$ от честотата. Едно от достоинства на съвременните материали за изолиране на проводниците в комуникационните кабели е ниската стойност и слабата зависимост на този параметър от честотата.
3. Важно е да се отчете, че при изчисленията трябва правилно да се пресмятат еквивалентните стойности на някои от параметрите на материалите $\text{tg}\delta_{ек}$, $\varepsilon_{ек}$ и др.
4. При сравнението на изчислените и измерените параметри на определени кабелни конструкции произведени от различни производители могат да се получат разлики при някои от параметрите. В този случай е необходимо да се анализират параметрите на материалите и конструкцията на изделиято. В някои случаи се налага да се извършат корекции на някои от коефициентите отчитащи усукването, коефициента на смачкване, наличието на екран, метална броня или

други коефициенти. Тези корекции трябва да отчетат характеристиките на технологичния процес, инструменталната екипировка и технологичните режими при които различни производители произвеждат своите изделия.

5. Показанията в статията модел може да бъде прилаган успешно при обучението на студенти и ученици, както и за получаването на ориентировъчни резултати при професионални изчисления. За прецизни професионални изчисления се налага да се използва значително по-сложен математически модел на кабелните изделия.
6. Възлагането на самостоятелни задачи за изпълнение на студентите при проектиране на различни кабелни конструкции и последващо сравнение и анализ на получените резултати с тези на реално произведени образци обогатява техните познания.
7. Методиката дава пълна информация за създаване на елементарен програмен алгоритъм. Използването на графични зависимости при сравняването на получените резултати позволява лесно визуално възприемане на тенденциите и зависимостите на изходните (първичните и вторичните параметри) от входните (конструктивни, технологични и параметри на материалите).

REFERENCES

- [1] Македонски Димитър В., Тошков Ангел З.; Измерване в електрониката и електротехниката, учебник, Бургас, Бургаски свободен университет, 2004г., 255 стр., ISBN-957-9370-09-7, Печат „Форос солна офсет”.
- [2] Тошков Ангел З., М. Чобанова, Системният подход при провеждане на анализи на развитието на кабелното производство, НТК с международно участие "ЕЛИЗОТ - КАБЕЛ' 88", Дружба -Варна, 1988
- [3] Христов. Р. Т, Ангел З. Тошков, Относно описването на кабелните изделия посредством последователност от технологични операции, НТК с международно участие "ЕЛИЗОТ - КАБЕЛ' 88", Дружба -Варна, 1988
- [4] Христов Р. Т., Ангел З. Тошков, Автоматизирано създаване и поддържане на нормативно-справочната база на система за управление на многономенклатурно производство, Четвърта национална младежка школа с международно участие. Системи за автоматизация на инженерния труд и научните изследвания, Албена, 01-06 октомври, 1990
- [5] И. Ефимов, Р. Лакерник, М. Климов, Д. Шарле, Конструктивне и електрически характеристики кабелей связи, Связиздат, Москва, 1959,
- [6] И. И. Гроднев, Кабелей связи, Энергия, Москва, 1976, Г 30308-474-284-76

Бургаски Свободен Университет
XIV национална конференция
Студентско научно творчество - 28 Март 2013 г.



На 28 март 2013 г, в Бургаски Свободен Университет 120 студенти от 13 университета в България и чужбина, представляващи БСУ, ВТУ „Св.св.Кирил и Методий“, УНСС, ВТУ „Тодор Каблешков“и ШУ „Епископ К. Преславски“, Колеж по телекомуникации и пощи, Академия на МВР и др. се състезаваха за призовите места в направления: Право и политика, Администрация и управление, Обществени комуникации, Социални дейности, Финанси и счетоводна отчетност, Маркетинг и мениджмънт, Техники и технологии, Информатика и Възобновяеми енергийни източници.