ИЗВЕСТИЯ

НА СЪЮЗА НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ / ТОМ 11

ISSN 1311-106X

2014

ТЕХНИЧЕСКИ НАУКИ

СЪЮЗ НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ

ИЗВЕСТИЯ

НА СЪЮЗА НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ

Серия 1

ТЕХНИЧЕСКИ НАУКИ

Том 11, 2014

PROCEEDINGS

of the Union of Scientists Ruse

Book 1

TECHNICAL SCIENCES

Volume 11, 2014

ИЗВЕСТИЯ
НА СЪЮЗА НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ

Известията на Съюза на учените - Русе е научно списание, което се издава от 1998 г. Годишно списанието излиза във вид на няколко серии. Основни езици са български и английски, с тенденция постепенно да се премине към цялостното му отпечатване на английски.

Всяка серия се подготвя от съответния редакционен съвет, одобрен от Управителния съвет на СУ – Русе. **Редакционният съвет** урежда всички организационни и технически въпроси, свързани с издаването, одобряването на рецензентите и научната редакция на постъпващите материали.

За публикуване се приемат научни и научноприложни статии, съобщения, обзори с конкретни приноси в областта на физико-математическите, хуманитарните, технологичните, техническите и социалните науки.

Авторите носят отговорност за своите материали. Текстовете се представят в редакцията на електронен носител, придружен с един отпечатък. Оформлението на материалите трябва да бъде съобразено с приложения на последната страница модел.

Всички материали се рецензират от хабилитирани специалисти в съответната научна област. Тези материали, неполучили положителна рецензия, няма да бъдат отпечатани. Ръкописи не се връщат. Хонорари на авторите не се изплащат.

След отпечатването на серията авторският колектив получава безплатно 3 отделно оформени отпечатъка от статията; при желание – може да си закупи и цялата книжка.

Известията на Съюза на учените - Русе се изпращат във всички големи библиотеки в страната и в редица български и чуждестранни университети.

ГЛАВЕН РЕДАКТОР: проф. д-р Златоживка Здравкова
ОТГОВОРНИ РЕДАКТОРИ: доц. д-р Теодор Илиев
КОРЕКТОР: доц. Ивайло СТоянов
ПРЕДПЕЧАТ И ТЕХНИЧЕСКА ПОДГОТОВКА: доц. д-р Ивайло Стоянов
ДИЗАЙН НА КОРИЦАТА: д-р инж.-диз. Теодор Кючуков

АДРЕС НА РЕДАКЦИЯТА: Русе 7000, ул. "Константин Иречек" 16,
Е-поща: suruse@uni-ruse.bg, **URL:** http://suruse.uni-ruse.bg/

© СЪЮЗ НА УЧЕНИТЕ – РУСЕ

Печат: Университетски издателски център при Русенски университет „Ангел Кънчев“

ISSN 1311-106X

СЪДЪРЖАНИЕ

Галя Георгиева-Таскова
Анализ на съвременни енергоспестяващи лампи 7-12

Галя Георгиева-Таскова
Влияние на промяната на захранващото напрежение върху тока през газоразрядните лампи 13-18

Миглена Христова, Вяра Русева, Анка Кръстева, Донка Иванова
Моделиране работата на еднофазен трансформатор в средата Matlab/Simulink.....19-23

Миглена Христова
Анализ на хармоничните изкривявания в системата тиристорен регулатор на напрежение – асинхронен двигател 24-28

Георги Георгиев, Ивелина Балабанова, Стела Костадинова
Определяне принадлежността на параметри на телетрафичен модел с гласови източници посредством k-nn класификатори.....29-35

Боян Карапенев
Основни принципи при изграждането на аудио- усилвателите клас D.....36-41

Евгения Ангелова, Ахмед Ахмед
Подход при въвеждане ЧОВ с CAD система за по-лесно разработване на последваща техническа документация 42-44

Борис Борисов, Нено Ненов
Апарат за електрогеофизични измервания „ELEKTROGEOTEST-M2” 45-48

Simeon Iliev
Effect of fuel injection timing on the engine performance of a biodiesel fuelled engine 49-53

Simeon Iliev
Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on the en-gine performance 54-57

Елена Иванова
Симулация на редки събития в телетрафичен модел с приоритетно обслужване 58-62

Ivan Ivanov
Algorithm for security and data storage increase using cyclic encryption methods.....63-66

Теодор Илиев
Възможности за преход към второто поколение на стандарта за цифрово наземно телевизионно разпръскване DVB-T2 67-71

Васил Иванов, Ивайло Стоянов
Технически изисквания към фотоволтаичните системи при работа в паралел с обществената електрическа мрежа.....72-76

Теодор Илиев
Математическо описание на повтарящите се акумулиращи кодове.....77-80

АНАЛИЗ НА СЪВРЕМЕННИ ЕНЕРГОСПЕСТЯВАЩИ ЛАМПИ

Галя Георгиева-Таскова
Висше училище по телекомуникации и пощи - София

ANALYSIS OF MODERN SAVING LAMPS

Galia Georgieva-Taskova
University of Telecommunications and Post - Sofia

Abstract: This paper examined the technical parameters of CFLs with different capacities (11, 12, 13, 15, 16 and 20 W) on energy efficiency. The results showed that each of the lamps meet the relevant standards with sufficient accuracy to the number of hours the lamp(6000 ÷ 10000 h), through which it actively without giving any defects until her burning. Finally, conclusions are drawn on the advantages and disadvantages of each test lamps in terms of technical parameters.
Keywords: light sources, discharge lamps, ballast, luminous flux.

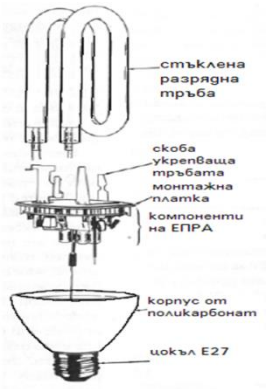
1. Въведение

Предшественикът на модерната флуоресцентна лампа е изобретен през 1890 г. от Peter Cooper Hewitt. Неговите лампи са били използвани в индустрията и фотографските студия, а енергоспестяващите лампи, които се използват днес, т. е. компактни луминесцентни лампи (compact fluorescent lamp - CFL) са вид флуоресцентни лампи.

Компактните луминесцентни лампи (КЛЛ) не могат да работят при директно включване към захранващата мрежа. Едно от най-важните технически предимства на съвременните енергоспестяващи лампи, е замяната на електромагнитното устройство, което е предназначено да ограничава количеството на електрическия ток, с електронно (ЕПРА). Това премахва ефекта на премигване, който винаги съпътства флуоресцентните лампи. Следователно електронната пускорегулираща апаратура (ЕПРА) е от важно значение за ефективното и оптималното им функциониране.

При допустими отклонения в захранващото напрежение, параметрите на схемата и електрическите параметри на лампата в работен режим (ток и мощност) не трябва да превишават допустимите граници [1, 2, 3, 4].

Устройството на изследваните КЛЛ с вградена ЕПРА е показано на Фиг.1.



Фиг. 1. Устройство на КЛЛ с вградена ЕПРА

Понижаването на захранващото напрежение е причина за намаляване на светлинния поток и яркостта, както и за увеличаване на цветната температура на лампите [1, 2, 4, 7]. Установяват се значителни намаления на светлинния поток на компактни луминесцентни лампи, дори когато отклонението на напрежението е в допустимите от стандарта граници.

Настоящата работа е организирана по следния начин. В точка 2 са посочени тенденциите в развитието и използването на

енергоспестяващите лампи, които са показателни за замяната на конвенционалните лампи. В точка 3 са изследвани различни модели КЛЛ с вградена ЕПРА относно техните технически параметри. В първия случай са изследвани светлинния поток, живот на лампите, степен на защита и енергиен клас на КЛЛ, а във втория - самостоятелно и общо оценяване. В заключение са направени изводи относно задоволяването на стандартите за енергийна ефективност на изследваните КЛЛ с вградена ЕПРА.

На базата на получените резултати може да се извършва прогнозиране на изменението на техническите параметри (в проценти).

2. Тенденции в развитието и използването на осветителните тела

Европейската тенденция е свързана с постепенна до пълната замяна на обикновените лампи с енергоспестяващи, поради голямата им ефективност.

Принципът на действие на съвременните енергоспестяващи лампи е коренно различен от този на обикновените лампи. При тях светлината се получава от нагряването на тънка волфрамова нишка, вследствие на протичането на електрически ток. А при компактните луминесцентни лампи невидимата ултравиолетова светлина се получава при преминаването на ток през инертен газ (аргон). Така получената ултравиолетова светлина възбужда флорисцентното покритие от вътрешната страна на стъклената тръба, което води до излъчване на видима бяла светлина.

Характерно за енергоспестяващите лампи е консумирането на повече електрически ток в краткия начален момент до нейното светване. След това консумацията на електроенергия се установява в икономичен режим. Излъчваната светлина от различните компактни луминесцентни лампи може да бъде бяла и жълтеникава, като този спектър се отбелязва на нейната спецификация по скалата на Келвин (К). Колкото по-висок е този параметър на КЛЛ, толкова светлината на лампата е по-бяла, т.е. близка до дневната.

Енергоспестяващите лампи продавани на нашия пазар се подразделят в зависимост: от цвета на светлината (топлобяла, неутрална, бяла, дневна и др.); и от начина на приложение (за външно, за вътрешно, както и в помещения или в среда с висока влажност).

3. Изследване на КЛЛ с вградена ЕПРА за различни мощности

Изследвани са различни модели КЛЛ с вградено ЕПРА. След включване на захранването всяка лампа се оставя да стабилизира своите параметри, след което се измерват количеството излъчена светлина и количеството консумирана енергия.

При включване и изключване на различни КЛЛ от един и същ производител и модел се поставят на специална рамка [5,6]. Разстоянието между тях е минимум 25см (една от друга). Те се включват на всеки 3 min, а се изключват на всеки 5min. Измерват се и се записват отново най-важните технически параметри. Измерването завършва след като са направени 20 000 цикъла на включване и изключване.

3.1. Резултати от изследване на компактни луминесцентни лампи (КЛЛ) за различни мощности

Резултатите от изследването на отделните КЛЛ са дадени в табл. 1.

Експериментално измерените данни се анализират с цел бъдещо прогнозиране.

За постигане на дадена степен на осветеност, енергоспестяващите лампи изразходват значително по-малко електрическа енергия. Осветеността е един от най-важните показатели за качеството на всички КЛЛ (измерена в *lm*). В теорията ако ефективността на една лампа е 100%, то тя ще произвежда 680 *lm*. Обикновените енергоспестяващи лампи произвеждат от 60 ÷ 72 *lm*, а лампите с нажежаема жичка произвеждат само от 13 ÷ 18 *lm*. При извършване на анализ между лампа със 100% ефективност и останалите лампи могат да се отчетат значителни разлики, тъй като енергоспестяващите постигат ефикасност от 9 ÷ 11%, докато останалите само от 1,9 ÷ 2,6%. Ето защо в практиката за постигане на 800 *lm* осветеност е необходимо обикновена лампа (60 *W*) с нажежаема жичка, да се замени с енергоспестяваща лампа, която е с мощност от 15 *W*.

Таблица 1. Изследване на КЛЛ с вграден ЕПРА

Произ-водител	Модел	$P_л$, V	$Ф_{лкат}$, lm	$Ф_{лизм}$, lm	живот (в h)$_{кат}$	живот (в h)$_{изм}$	енергиен клас	степен на замърсяване	Защи щи-та
PHILIPS	Genie	11	600	600	8000	8000	A	A	да
	SOFTONE	12	610	610	10000	10000	A	A	да
	Softone T60	12	610	610	10000	10000	A	A	да
	Tornado	12	725	725	8000	8000	A	A	да
	Softone Dimmable	12	610	610	10000	10000	A	A	да
	Softone T60	16	870	870	10000	10000	A	A	да
	TORNADO Dimmable	20	1155	1155	8000	8000	A	A	да
OSRAM	DULUXSTAR MINI TWIST	11	680	680	8000	8000	A	A	да
	DULUXSTAR Mini Globe	11	630	630	10000	10000	A	A	да
	DULUXSTAR MINI BALL	11	630	630	6000	6000	A	A	да
	DULUXSTAR MINI TWIST	13	850	850	8000	8000	A	A	да
	DULUXSTAR Mini Globe	15	850	850	10000	10000	A	A	да
	DULUXSTAR MINI BALL	15	850	850	6000	6000	A	A	да

Анализа на резултатите на осветеността, нормалната работа на лампата, както и нейният живот са дадени в Таблица 2. Тези характеристики са посочени по отношение на енергийната ефективност на компактните лампи.

3.2. Резултати от анализ на компактни луминесцентни лампи (КЛЛ) за различни мощности

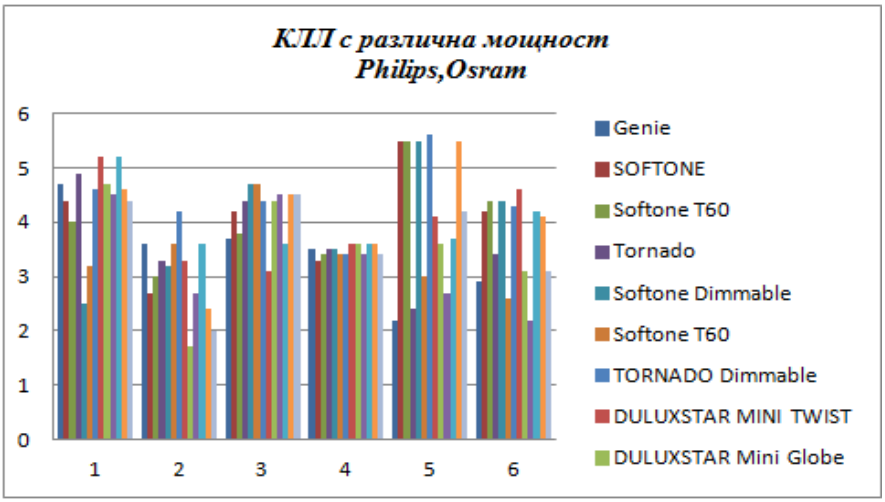
При анализа на измерените КЛЛ се оценяват количеството светлина, излъчено от лампата и живота на лампата (т.е. броя работни часове на лампата, през които тя работи активно без никакви дефекти до момента на изгарянето). Оценява се поведението и функционирането на лампата при цикъл повтарящи се последователни включвания и изключвания, както и ефективната защита.

Количествена оценка на резултатите от съответния сравнителен анализ са поместени - в Таблица 2.

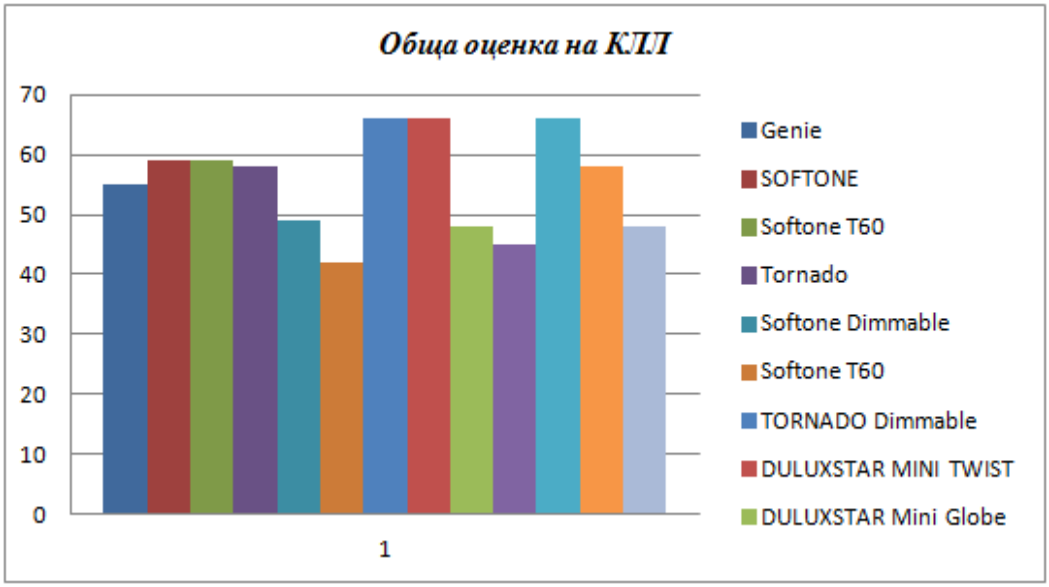
На базата на експерименталните резултати (вж. табл. 1 и 2) е показана графично общата оценка за КЛЛ (11,12,16 и 20 *W*) Philips, КЛЛ (11,13 и 15 *W*) Osram – фиг.2 и фиг. 3.

Таблица 2. Сравнителен анализ на КЛЛ с вграден ЕПРА

Произ-во-дител	Модел	Осветеност	Поведение при запал-ване	Работа при ниска t^0	Изчистеност на цветовете	Издръжли-вост на лам-	Обща изд-ръжливост на лампа	защита	Обща оценка %
PHILIPS	Genie	4,7	3,6	3,7	3,5	2,2	2,9	4,8	55
	SOFTONE	4,4	2,7	4,2	3,3	5,5	4,2	4,8	59
	Softone T60	4,0	3,0	3,8	3,4	5,5	4,4	4,8	59
	Tornado	4,9	3,3	4,4	3,5	2,4	3,4	4,8	58
	Softone Dimmable	2,5	3,2	4,7	3,5	5,5	4,4	4,8	49
	Softone T60	3,2	3,6	4,7	3,4	3,0	2,6	4,8	42
	TORNADO Dimmable	4,6	4,2	4,4	3,4	5,6	4,3	4,8	66
OSRAM	DULUXSTAR MINI TWIST	5,2	3,3	3,1	3,6	4,1	4,6	4,8	66
	DULUXSTAR Mini Globe	4,7	1,7	4,4	3,6	3,6	3,1	4,1	48
	DULUXSTAR MINI BALL	4,5	2,7	4,5	3,4	2,7	2,2	4,8	45
	DULUXSTAR MINI TWIST	5,2	3,6	3,6	3,6	3,7	4,2	4,8	66
	DULUXSTAR Mini Globe	4,6	2,4	4,5	3,6	5,5	4,1	4,8	58
	DULUXSTAR MINI BALL	4,4	2,0	4,5	3,4	4,2	3,1	4,8	48



Фиг. 2



Фиг. 3

Резултатите от анализа (вж. фиг. 3) показват, че се наблюдава много добра ефективна защита от токови удари на всички изследвани модели КЛЛ. Най-високо се оценяват КЛЛ (20 *W*) Philips и КЛЛ (11 и 13 *W*) Osram, като е достатъчно показателно, за да се разглеждат по-голям брой енергоспестяващи лампи. За всяка изследвана КЛЛ е направен анализ относно осветеност, издръжливост, живот на лампата и защита. Най-ниска стойност (1,7) относно поведението на лампата в началния момент има Duluxstar Mini Globe (11 *W*) –модел на Osram, и Softone T60 (16 *W*) на Philips – задоволително (42) общо оценяване. Направените анализи на всички посочени параметри са в интервала 42 ÷ 66, които отговарят на изискванията за енергийна ефективност.

4. Заключение

Измерените параметри на КЛЛ за различни мощности се анализират на базата на издръжливост при включване/изключване, защита или вид светлина (вж. табл. 2). Определен модел от изследваните лампи – Tornado Dimmable 20 *W* и Duluxstar mini twist 11 *W*, които са на два различни производителя имат много добра обща оценка за този клас енергоспестяващи лампи. Осветеността на изследваните КЛЛ е (2,5 ÷ 5,2), а ефективната защита от токови удари на е 4,8 като единствено – тя е значително по-малка за модел Duluxstar mini glob 11 *W*, а именно 4,1.

За ефективно използване на електроенергията за осветление и намаляване на разхода за повредени лампи е необходимо да се ограничава нарастването на захранващото напрежение на осветителите. А подмяната на конвенционалните лампи с енергоспестяващи се обуславя от изразходваната електроенергия. Тя е 4 пъти по-малко, или от 20 % ÷ 33 % от електроенергията, необходима на обикновенна лампа с нажежаема жичка.

Енергоспестяващите лампи имат по-дълъг живот от 8 ÷ 15 пъти (6 000 ÷ 15 000 h), отколкото този на обикновените лампи (750 ÷ 1000 h). Компактните лампи произвеждат 75 % по-малко топлина по време на работа, което намалява разходите за охлаждане. Отговарят на съответните стандарти за енергийна ефективност. Това се обяснява с факта, че анализираните КЛЛ са произведени от известни производители, доказали се в производството на съвременни енергоспестяващи лампи.

Литература

[1] Анчев М. Х., Иванов З. А., Електронен пускорегулиращ апарат за луминесцентни лампи с висок фактор на мощност, сп. ”Осветителни системи”, бр. 3, 2001, “АВС Техника “ООД.

[2] Ivanov, Z. A., Influence of the loss of voltage onto the quality of road lighting, XLIII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2008 , 25 - 27 June 2008, Faculty of Electronic Engineering, Serbia, Niš, Proceedings of Papers, Vol. 2, pp. 663-665.

[3] БДС EN 61547: 1996 Equipment for general lighting purposes – EMC immunity requirements.

[4] БДС EN 50160: 2010 Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически мрежи.

[5] www.philips.com

[6] www.osram.com

[7] Filipova-Petrakieva, S., G. Georgieva-Taskova, Z. Ivanov, Harmonic distortion analysis of compact fluorescent lamps with integrated electronic ballast, Proceedings of Summer school Advanced aspects of theoretical electrical engineering, 19-22 September 2014, Sozopol, Bulgaria, ISSN: 1313-9487, pp. 115-121.

Адрес за контакти:

гл. ас. д-р инж. Галя Георгиева-Таскова

Висше училище по телекомуникации и пощи – София

E-mail: gvgt@mail.bg

ВЛИЯНИЕ НА ПРОМЯНАТА НА ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ ВЪРХУ ТОКА ПРЕЗ ГАЗОРАЗРЯДНИТЕ ЛАМПИ

Галя Георгиева-Таскова
Висше училище по телекомуникации и пощи - София

EFFECT OF THE SUPPLYING VOLTAGE VARIATION ON THE CURRENT IN DISCHARGE LAMPS

Galia Georgieva-Taskova
University of Telecommunications and Post - Sofia

Abstract: This work has studied the current through the discharge lamps depending on the change of the supply voltage. For each of the tested lamps use different dependencies (by polynomial and by exponential functions) at processing experimental studies. Using the proposed approximating dependencies are calculated relative error and correlation coefficients. From the results it can see that in all three tested lamps approximating polynomial functions by providing the lowest relative error. The greatest mistake that accuracy is achieved with a second order polynomial.
Keywords: light sources, discharge lamps, ballast, power.

1. Въведение

При работа на газоразрядните лампи със захранващо напрежение по-високо или по-ниско от номиналното им, могат да се появят различни отрицателни ефекти.

Изследванията поместени в настоящата статия са извършени като са спазени изискванията посочени в БДС EN 50160-2010 валиден от 2010г. в България [3]. Съгласно този стандарт се допускат до ± 10% кратковременни отклонения на напрежението (респ. от 207 до 253 *V*). В английския и немския вариант на EN 50160 се препоръчва отклоненията в напрежението да са от (-10%) до (+6%) от номиналното (230 *V*).

При нарастване на напрежението на захранващата мрежа над номиналното за баласта, токът на лампата и токът на последователно включеното към нея баластно съпротивление, се увеличава. Напрежението на лампата намалява, в резултат на което напрежението на баластното съпротивление се увеличава [1].

В системите за улично осветление, например, напрежението върху системата баласт-лампа може да се понижи под номиналното, ако осветяваната улица е много дълга [2]. В този случай напрежението върху лампата в началото на улицата и това – върху лампата, разположена в края на улицата, е различно, т.е. последното е по-ниско от номиналното захранващо напрежение 230 *V*. Понижаването на захранващото напрежение е причина за намаляване на тока през газоразрядните лампи [1, 2, 4]. Установява се значително намаление на тока на натриевите лампи високо налягане, дори когато отклонението на напрежението е в допустимите от стандарта граници. По тази причина се препоръчва при нормална работа на газоразрядните лампи да се използват електронни пускорегулиращи апарати (ЕПРА).

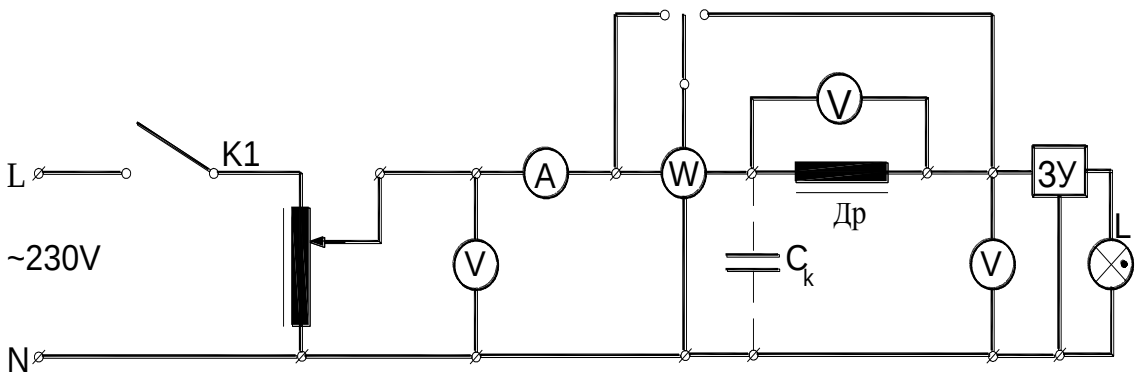
Понижаването на захранващото напрежение в системите за улично осветление се наблюдава непрекъснато, това налага в настоящия материал да се изследва промяната на тока през лампата ($I_л$, *A*) във функция от нейното захранващо напрежение ($U_{захр.}$, *V*). Експерименталните резултати за различните видове лампи са интерполирани посредством – полиноми и експоненциални функции. На базата на получените аналитични изрази може да се направи прогнозиране за изменението на тока през газоразрядните лампи при съответното изменение на захранващото напрежение (в проценти).

2. Изследване на зависимостта на тока през газоразрядните лампи от промяната на захранващото напрежение

Изследвани са натриеви лампи високо налягане (НЛВН) с мощности 210 и 250 *W*, както и ЖЛВН с мощност 250 *W*.

С цел бъдещо прогнозиране експериментално измерените данни се интерполират с подходяща математическа функция.

Изследванията са направени при следната схема на свързване (фиг. 1):



Фиг. 1. Схема на свързване на НЛВН и ЖЛВН

Измерването е извършено чрез измерителен комплект К505 за измерване на захранващото напрежение, тока през консуматора (системата баласт-лампа) и подаваната към него активна мощност. Захранващото напрежение от мрежата се подава към консуматора през понижаващ автотрансформатор.

По време на измерванията изследваната лампа е поставена във фотометрично кълбо като на базата на многократно отражение в него се измерва осветеността с луксметър (фиг. 1). Токът през лампата и през последователно свързаното баластно съпротивление е числено равен на: $I_л = I_л + I_{др},\ A$.

След включване на захранването всяка лампа се оставя да стабилизира своите параметри, след което се измерва тока през газоразрядните лампи ($I_л$, A) при различните стойности на захранващото напрежение от 130 V до 240 V.

Резултатите от изследването на НЛВН са дадени в табл. 1 и 2, а на ЖЛВН - в табл. 3.

Таблица 1. Изследване на НЛВН 210 *W*

ЛАМПА	$U_{захр}$, V	$I_л$, A
НЛВН 210 *W*	130	1,15
	140	1,3
	150	1,5
	160	1,65
	170	1,7
	180	1,92
	190	2
	200	2,15
	210	2,3
	220	2,35
	230	2,5

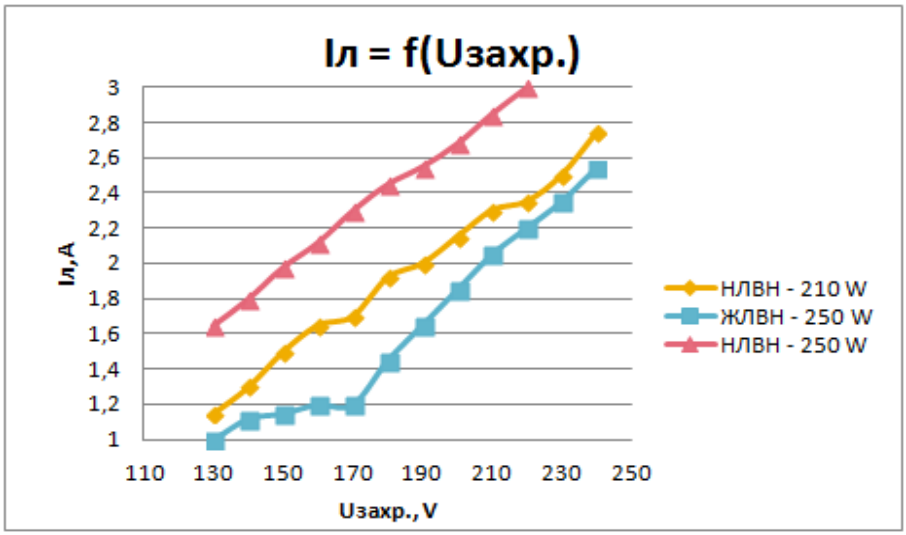
Таблица 2. Изследване на НЛВН 250 *W*

ЛАМПА	$U_{захр}$, *V*	$I_л$, *A*
НЛВН 250 *W*	130	1,65
	140	1,8
	150	1,98
	160	2,12
	170	2,3
	180	2,45
	190	2,55
	200	2,68
	210	2,85
	220	3
	230	3,15

Таблица 3. Изследване на ЖЛВН 250 *W*

ЛАМПА	$U_{захр}$, *V*	$I_л$, *A*
ЖЛВН 250 *W*	130	1
	140	1,12
	150	1,15
	160	1,2
	170	1,2
	180	1,45
	190	1,65
	200	1,85
	210	2,05
	220	2,2
	230	2,35

На базата на експерименталните резултати (вж. табл. 1, 2 и 3) е показана графично зависимостта $I_л = f\,(U_{захр})$ за НЛВН (210 и 250 *W*) и ЖЛВН (250 *W*) – фиг. 2.



Фиг. 2

Зависимостта между електрическите параметри на газоразрядните лампи и изменението на захранващото напрежение се оценява с *коефициент на нестабилност по ток* γ. Представлява отношението на относителното изменение на $\Delta I_л$ към относителното изменение на захранващото напрежение $\Delta U_{захр}$, предизвикващо изменението на тока. Стойността на този коефициент зависи от типа и ВАХ на използвания баласт, както и от съотношението между напрежението на лампата и напрежението на мрежата.

3. Апроксимации на резултатите от експерименталните резултати

След обработка на експерименталните резултати относно зависимостта на тока през газоразрядните лампи от захранващото напрежение, т.е. $I_{апрокс.} = f(U_{захр.})$, се стигна до извода, че най-подходящо е тази зависимост да се интерполира с полином от *n*-ти ред. Редът на полинома зависи основно от желаната точност на интерполация. При тези изследвания относителната грешка е $\varepsilon < 1$ %.

Изпитванията са проведени при промяна на захранващото напрежение от (-12 %) до ($+12$ %) от 230 *V*, т.е. 130 $V \leq U_{захр.} \leq 240$ *V* през 10 *V*, което определя m = 12 базови точки на измерване.

При **интерполация с полином от втори и трети ред** функцията има следния вид [5]:

$$y_{апрокс.} = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 \qquad (1а)$$

$$y_{апрокс.} = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3. \qquad (1б)$$

При **интерполация с експоненциални функции,** апроксимиращата функция има вида:

$$y_{апрокс.} = a_0 + a.\left(1 - e^{-bx}\right) \qquad (2а)$$

$$y_{апрокс.} = a.\left(1 - e^{-bx}\right) + c.\left(1 - e^{-dx}\right) \qquad (2б)$$

$$y_{апрокс.} = a_0 + a.e^{-bx} + c.e^{-dx} \qquad (2в)$$

Всяка от предложените апроксимации (2а), (2б) или (2в) е приложена за характеристиката $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$ получена на базата на данните, измерени експериментално за различните разрядни лампи (РЛВН).

Стойностите на съответните коефициенти в полиномите (1а, б) и (2а, б, в) за всяка от изследваните лампи са посочени съответно в таблици 4 и 5.

За качествена оценка на точността на използваната апроксимация са използвани два показателя:

- *относителната грешка* (ε, %), изчислена чрез следната формула:

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{s=1}^{m}\left(y_{апрокс.}(s) - y_{изм.}(s)\right)^2} \rightarrow \min, \quad (4)$$

s – номерът на съответните стойности на *y* (съгласно апроксимацията и извършеното измерване).

- *коефициента на корелация* (*r*, -), който отчита степента на близост между апроксимираните и измерените стойности на *y* при съответните стойности на *x*, следователно:

$$0 < \boldsymbol{r} < 1. \qquad (5)$$

Използване на друг вид апроксимация не е препоръчително, защото се получават грешки със стойност над 100 %, а това не води до точни и верни изчисления.

В табличен вид са представени данни за съответните коефициенти, участващи в апроксимиращата функция, стойностите на относителната грешка (ε, %) и на коефициента на корелация (*r*, -), получени от използваните апроксимации за трите вида разрядни лампи (НЛВН – 210 и 250 W, ЖЛВН – 250 W).

3.1. Резултати от апроксимацията чрез полином от втори и трети ред на $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$

Резултатите от апроксимациите с полиноми от вида (1а и 1б) на тази характеристика за всяка от изследваните РЛВН са показани в табл. 4.

Следователно относителните грешки при апроксимация на $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$ с функции от вида (1) и (2) са $\varepsilon < 1$ %. Това доказва, че няма значение каква апроксимираща функция ще се използва, тъй като всяка от тях гарантира пренебрежимо малка относителна грешка.

Таблица 4. Апроксимации на РЛВН чрез полиноми

Вид лампа	a_0	a_1	a_2	a_3	ε, %	$r_{кор.}$,-
НЛВН 210 W	-0,843	0,017	0,000		0,046	0,993
	-5,196	0,090	0,000	$0{,}0733*10^{-5}$	0,040	0,995
НЛВН 250 W	0,092	0,010	0,000		0,045	0,995
	-5,875	0,112	-0,001	$0{,}1005*10^{-5}$	0,029	0,998
ЖЛВН 250W	1,635	-0,016	0,000		0,071	0,986
	9,264	-0,145	0,001	$0{,}1285*10^{-5}$	0,058	0,992

Апроксимациите с полином от трета степен (1б) осигуряват най-малка относителна грешка при всяка от изследваните РЛВН. Коефициентите a_3 са по-малки от 10^{-5}, което гарантира достатъчно висока точност.

3.2. Резултати от апроксимацията експоненциални функции на $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$

Получените резултати от апроксимациите с експоненциални функции от вида (2а, 2б и 2в) – в табл. 5.

От представените таблични данни се вижда, че:

Относителната грешка при апроксимация с експоненциални функции превишава много малко тази от апроксимация с полином. Най-малки стойности на относителната грешка са получени при апроксимация (2а), т.е. с 3 параметъра.

Коефициентът на корелация r е най-голям ($r \approx 1$) за НЛВН с мощност

250 W независимо от използваната апроксимираща функция. Това показва, че прогнозираните стойности на $I_л$ са корелирани в най-голяма степен с измерените.

Таблица 5. Апроксимации на РЛВН чрез експоненциални функции

	a_0	a	b	ε, %	$r_{кор.}$, -
НЛВН 210 W	-21.580	21.130	0.001	0.049	0.992
НЛВН 250 W	-5.729	5.809	0.002	0.045	0.995
ЖЛВН 250 W	0.148	0.223	0.010	0.078	0.983

	a	b	c	d	ε, %	$r_{кор.}$, -
НЛВН 210 W	0.049	0.007	0.475	0.007	0.085	0.978
НЛВН 250 W	0.038	0.006	0.747	0.006	0.063	0.991
ЖЛВН 250 W	0.001	0.000	0.293	0.009	0.083	0.983

	a_0	a	b	c	d	ε, %	$r_{кор.}$, -
НЛВН 210 W	-25.200	12.350	0.001	12.380	0.001	0.097	0.992
НЛВН 250 W	-8.172	5.825	0.001	2.427	0.003	0.070	0.994
ЖЛВН 250 W	-0.013	0.161	0.000	0.223	0.010	0.088	0.983

4. Заключение

Измерените зависимости на тока $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$ през газоразрядните лампи от захранващото напрежение най-добре се апроксимират чрез полином и чрез експоненциални функции (вж. табл. 4 и 5). За изследваните РЛВН е най-удачно да се използват апроксимации с полином, като с достатъчна точност това е полином от 2-ри ред. При полиноми от 3-ти ред намаляването на грешката не е от значение. На базата на получените резултати за стойността на относителната грешка ε и на коефициента на корелация r може да се направи следното общо заключение – тъй като винаги относителната грешка е под 1 %, а коефициентът на корелация е над 0,983, то за характеристиката $I_л = I_л\left(U_{захр.}\right)$ не е от значение кой вид апроксимация ще се използва (с полином или с експоненциални функции).

Литература

[1] Ivanov, Z. A., Effects of mains voltage variations on discharge lamps, XII National conference ”Light 2004”, 15-17 June 2004, Varna , Bulgaria.

[2] Ivanov, Z. A., Influence of the loss of voltage onto the quality of road lighting, XLIII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies - ICEST 2008 , 25 - 27 June 2008, Faculty of Electronic Engineering, Serbia, Niš, Proceedings of Papers, Vol. 2, pp. 663-665.

[3] БДС EN 50160: 2010. Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените електрически мрежи.

[4] www.philips.com

[5] S. Ben-Yaakov, S.Glosman, R. Rabinovici, Envelope Simulation by SPICE Compatible Models of Electric Circuits Driven by Modulated Signals, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 47, Feb.2000, pp. 222-225.

Адрес за контакти:
гл. ас. д-р инж. Галя Георгиева-Таскова
Висше училище по телекомуникации и пощи – София
E-mail: gvgt@mail.bg

МОДЕЛИРАНЕ РАБОТАТА НА ЕДНОФАЗЕН ТРАНСФОРМАТОР В СРЕДАТА Matlab/Simulink

Миглена Христова, Вяра Русева, Анка Кръстева, Донка Иванова
Русенски университет „Ангел Кънчев”

MODELING THE SINGLE PHASE TRANSFORMER WORKING USING Matlab/Simulink

Miglena Hristova, Vyara Ruseva, Anka Krasteva, Donka Ivanova
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: This paper describes MATLAB/Simulink realization of virtual setup to investigate single phase transformer. The virtual transformer parameters are obtained by open-circuit and short-circuit tests of real transformers. The simulation results and real test results are compared.
Keywords: single phase transformer, simulation, Matlab/Simulink.

ВЪВЕДЕНИЕ

В съвременните образователни технологии компютърното моделиране има водещо значение в учебния процес и най-вече в организацията на лабораторните упражнения. Оптималното съчетаване на компютърните и традиционните технологии в обучението по дисциплината Електрически машини предполага запазване на реалния експеримент и въвеждане на съвременните компютърни технологии. Подобен подход дава добри резултати при организацията, провеждането и тълкуването на резултатите от лабораторните упражнения.

Програмната среда **MATLAB** може да се използва за моделиране работата на електрическите машини [1]. Виртуалните лабораторни упражнения, създадени с използване на пакета **Simulink** [3, 4], са незаменими в случаите, когато студентите нямат практическа възможност да работят с реални лабораторни установки. Използването им в този вид е особено полезно при създаването на курсове за дистанционното обучение.

Целта на настоящата разработка е да се създаде виртуален стенд за изследване на еднофазен трансформатор. Параметрите на виртуалния трансформатор са същите като на реалния еднофазен трансформатор, използван за провеждане на същото упражнение по дисциплината Електрически машини.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Обект на изследването е еднофазен трансформатор с номинални данни: 250VA; 220/25V, с който се провежда лабораторно упражнение по дисциплината Електрически машини.

За анализиране на процесите в трансформатора се използват заместващите схеми на приведен трансформатор при натоварване, празен ход и късо съединение, показани в табл. 1. Параметрите на заместващата схема на трансформатора се определят от данните, получени от опита на празен ход и късо съединение.

За определяне параметрите на намагнитващия контур се провежда опит на празен ход с реалния трансформатор при захранване на първичната намотка с номинално напрежение и отворена верига на вторичната намотка. Отчитат се стойностите на $\mathbf{U_o}$, $\mathbf{I_o}$ и $\mathbf{P_o}$ на първичната намотка, показани в табл. 2.

Съпротивленията $\mathbf{R_1}$ и $\mathbf{X_1}$ са много малки и падът на напрежение в тях е малък. Затова може да се приеме, че при празен ход напрежението $\mathbf{U_o}$ се прилага върху съпротивленията $\mathbf{R_m}$ и $\mathbf{X_m}$ и цялата консумирана активна мощност $\mathbf{P_o}$ се отделя в съпротивлението $\mathbf{R_m}$, което се определя по формулата

$$R_m = \frac{U_o^2}{P_o} \qquad (1)$$

Таблица 1

Заместващи схеми на еднофазен трансформатор

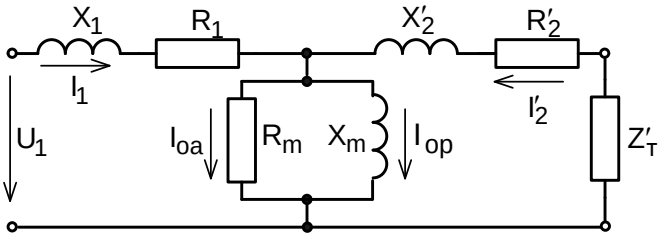
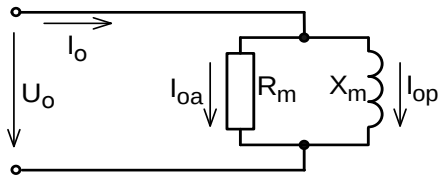
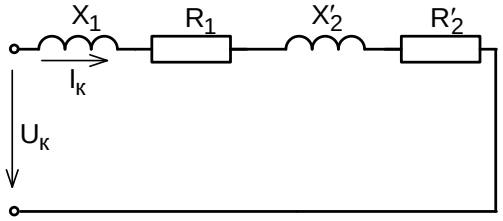
Заместващи схеми	Използвани обозначения
При натоварване  	**R_1** - активно съпротивление на първичната намотка; **R'_2** - приведено активно съпротивление на вторичната намотка; **X_1** - индуктивно съпротивление на първичната намотка; **X'_2** - приведено индуктивно съпротивление на вторичната намотка; **X_m** - индуктивно съпротивление на намагнитващия контур; **R_m** - активно съпротивление за отчитане на загубите в стоманата.
При празен ход  	
При късо съединение  	

Таблица 2

Данни от опита на празен ход

Трансформатор	U_o	I_o	P_o
	V	A	W
Реален	220	0,19	6,27
Виртуален	220	0,1894	6,558
Относителна грешка, %	0	0,31	4,59

Реактивното съпротивление на намагнитващия контур може да се определи като се използва реактивната мощност

$$X_m = \frac{U_o^2}{Q_o}, \qquad (2)$$

където:

$$Q_o = \sqrt{S_o^2 - P_o^2}, \quad S_o = U_o I_o. \qquad (3)$$

Опитът на късо съединение се провежда при свързана накъсо вторична намотка на реалния трансформатор и захранване на първичната намотка с понижено напрежение до протичане на номинален ток през първичната намотка. Отчитат се $U_к$, $I_к = I_н$ и $P_к$ в първичната верига. Данните от опита са показани в табл. 3.

Импедансът на късо съединение е

$$Z_k = (R_1 + R'_2) + j(X_1 + X'_2) = R_k + jX_k = \frac{U_k}{I_k} \qquad (4)$$

Тъй като импедансът на намагнитващия контур е много голям, голяма част от тока на късо съединение протича през съпротивленията на намотките на трансформатора.

Таблица 3

Данни от опита на късо съединение

Трансформатор	Uк	Iк	Pк
	V	A	W
Реален	14,88	1,14	16,45
Виртуален	14,88	1,14	16,45
Относителна грешка, %	0	0	0

Загубите в стоманата са много малки и еквивалентното съпротивление на късо съединение е

$$R_k = \frac{P_k}{I_k^2}. \quad (5)$$

Еквивалентното индуктивно съпротивление на късо съединение е

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}. \quad (6)$$

При липса на допълнителна информация, с достатъчна точност може да се приеме, че

$$R_1 \approx R_2' = \frac{R_k}{2}; \qquad X_1 \approx X_2' = \frac{X_k}{2}. \quad (7)$$

Параметрите на трансформатора в модела могат да се зададат и в относителни единици. За определяне базовите стойности на параметрите се използва пълната номинална мощност на трансформатора **S**, номиналната честота **f** и номиналното напрежение **U**.

$$R_b = X_b = Z_b = \frac{U^2}{S}; \quad (8)$$

$$L_b = \frac{X_b}{2\pi f}. \quad (9)$$

За всяка намотка относителните съпротивления и индуктивности се определят по формулите

$$R^* = \frac{R(\Omega)}{R_b}, o.e.; \quad L^* = \frac{L(H)}{L_b}, o.e.. \quad (10)$$

В табл. 4 са показани параметрите на заместващата схема на трансформатора, изчислени по посочената по-горе методика с данните от опитите на празен ход и късо съединение, проведени с реалния трансформатор.

На фиг.1 е представена блок-схемата на разработения виртуален стенд. За построяване на модела се използват следните блокове:

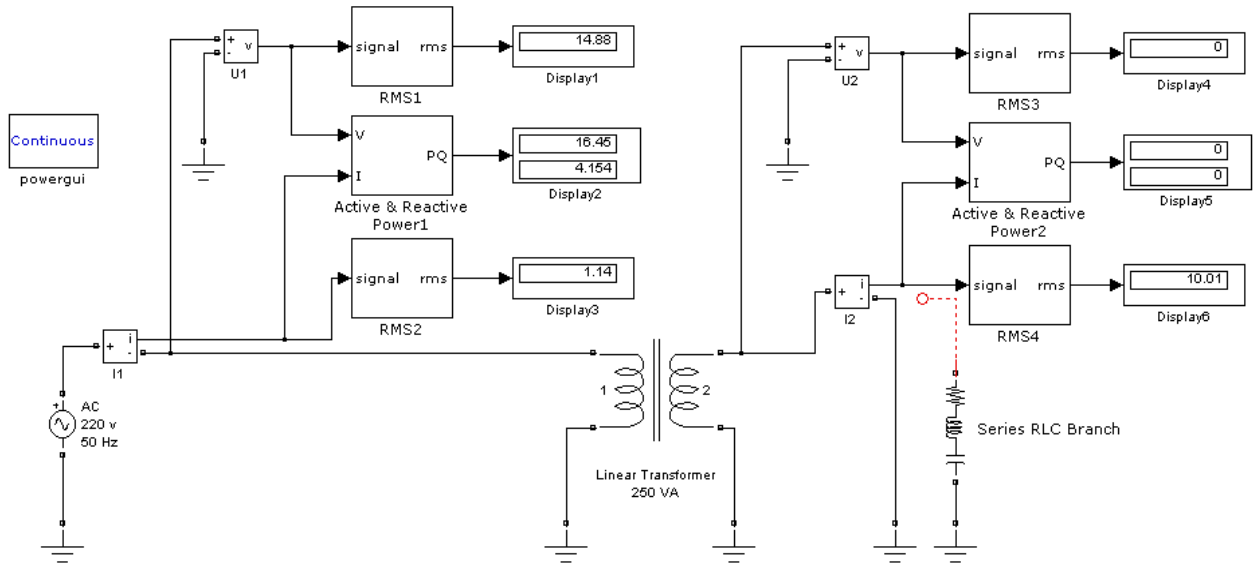
- еднофазен трансформатор Linear Transformer от библиотеката SimPowerSystem/Elements. В отделен прозорец Block Parameters се задават параметрите на виртуалния трансформатор:
  - пълната мощност на трансформатора Pn, VA и честотата на напрежението fn, Hz;
  - ефективната стойност на напрежението V1, V, активното съпротивление, R1, Ω и индуктивността на разсейване L1, H на първичната намотка;
  - ефективната стойност на напрежението V2, V, активното съпротивление R2, Ω и индуктивността на разсейване L2, H на вторичната намотка;
  - параметрите на намагнитващия контур - активното съпротивление Rm, Ω и индуктивността Lm, H.

Параметрите на трансформатора могат да се зададат в относителни единици, ако в падащия списък Units се избере опцията (**pu**) за въвеждането им по този начин.

Таблица 4

Параметри на заместващата схема

R_m, Ω	L_m, H	$R_1 = R_2'$, Ω	$L_1 = L_2'$, H
7719,3	3,73	6,33	0,005
в отн. ед.			
40	6,05	0,0328	0,0082



Фиг. 1. Схема на виртуален стенд за изследване работата на Еднофазен трансформатор

• източник на променливо напрежение AC Voltage Source (AC) от библиотеката SimPowerSystem/Electrical Sources. Напрежението и честотата трябва да съответстват на параметрите на първичната намотка на трансформатора;

• товарно съпротивление Series RLC Branch от библиотеката SimPowerSystem/Elements за натоварване на трансформатора.

• блокове за измерване Voltage Measurement (U1, U2), и Current Measurement (I1, I2) от библиотеката SimPowerSystem/Measurements за измерване на моментните стойности на напрежението и тока съответно в първичната и вторичната верига;

• Signal rms (RMS1…RMS4) за получаване на ефективните стойности на напреженията и токовете от библиотеката SimPowerSystem/Extra Library/ Measurements

• уреди за измерване на активната и реактивна мощност Active&Reactive Power1 и Active&Reactive Power2 от библиотеката SimPowerSystem/Extra Library/ Measurements в първичната и вторичната верига на трансформатора;

• за визуализиране на различни величини от Simulink/Sinks. С Display1 и Display3 се отчитат захранващото напрежение и консумирания ток на трансформатора. От Display2 се снемат данни за консумираната активна и реактивна мощност в първичната намотка. От Display4, Display5 и Display6 се отчитат съответно напрежението, активната и реактивна мощности и токът във вторичната верига.

Виртуалното лабораторно упражнение се състои от три различни симулации: на празен ход; на късо съединение и под товар.

Симулациите се извършват по такъв начин, че да повторят реалните експерименти колкото се може по-близко. Това дава възможност да се сравнят резултатите, получени от симулацията, със същите получени при реалния експеримент.

За симулиране работата на трансформатора при *празен ход* се премахва накъсосъединяващия контур (фиг. 1). Свързва се блокът Series RLC Branch и в прозореца за настройка на параметрите, от падащия списък Branch type, се избира Open circuit.

При опита на *късо съединение* вторичната намотка е свързана накъсо, както е показано на фиг. 1. В блока за настройка на параметрите на захранващия блок AC Voltage Source се задава понижено напрежение.

Резултатите от опита на празен ход и късо съединение с виртуалния трансформатор са посочени съответно в табл. 2 и табл. 3. В същите таблици са представени резул-

татите от изчисляването на относителната грешка [2] на съответните величини.

За построяване на външната характеристика $U_2 = f(I_2)$ и на зависимостта на к.п.д на трансформатора от натоварването се извършва симулация на опита *под товар* при различни стойности на товарното съпротивление Series RLC Branch.

Номиналното съпротивление на товара се изчислява по формулата:

$$R_н = \frac{U_2^2}{S}, \qquad (10)$$

където U_2 е номиналното напрежение на вторичната намотка на трансформатора.

Задават се различни стойности на товарното съпротивление в границите $(0,2...1,2)R_н$ и за всяко съпротивление се извършва нова симулация. Получените резултати от симулацията могат да се сравнят с резултатите от реалния експеримент под товар и да се изчислят стойностите на получените грешки.

Моделираният стенд за изследване на еднофазен трансформатор позволява да се симулират и анализират процесите на работата му.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата разработка е предложен подход, при който се извършва сравнение между данните, получени от симулиране работата на еднофазен трансформатор и реалните експерименти. Създаден е виртуален стенд за изследване на еднофазен трансформатор, реализиран от подходящо избрани блокове в средата Matlab/Simulink.

Чрез стенда е симулирана работата на трансформатора при празен ход и късо съединение. Получените резултати са сравнени със същите, получени от реалните експерименти. При опита на късо съединение относителната грешка за изследваните величини е нула, т.е. опитните данни, получени с реалния и виртуалния експеримент, са еднакви. При опита на празен ход най-голяма относителна грешка (4,59%) се получава за консумираната мощност.

Анализът на получените резултати показва, че виртуалният стенд може да се използва за изследване характеристиките на еднофазен трансформатор при традиционно и дистанционно обучение по дисциплината Електрически машини.

Литература

[1] Христова М., Д. Димов, А. Кръстева. Електрозадвижване – ръководство за лабораторни упражнения, Печатна база при РУ“Ангел Кънчев“, Русе, 2013.

[2] Христова М., А. Кръстева. Изследване на трифазен асинхронен двигател в програмната среда Matlab/Simulink. Известия на съюза на учените – Русе, Серия Технически науки, 2012, брой 1, стр. 35-41

[3] Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink, ДМК Пресс, Москва 2008.

[4] Ayasun S., C. O. Nwankpa, Transformer tests Using MATLAB/Simulink their integration into undergraduate electric machinery courses, Comput Appl Eng Educ 14 (2006), 142-150.

Адреси за контакти:

Гл. ас. д-р инж. Миглена Христова
Катедра ЕСЕО
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 082 888 689
E-mail: mcankova@uni-ruse.bg

Доц. д-р инж. Вяра Русева
Катедра ЕСЕО
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 888 530
E-mail: vruseva@uni-ruse.bg

Доц. д-р инж. Анка Кръстева
Катедра ЕСЕО
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 888 301
E-mail: akrasteva@uni-ruse.bg

Доц. д-р инж. Донка Иванова
Катедра АиМ
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 888 266
E-mail: divanova@uni-ruse.bg

АНАЛИЗ НА ХАРМОНИЧНИТЕ ИЗКРИВЯВАНИЯ В СИСТЕМАТА ТИРИСТОРЕН РЕГУЛАТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ – АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Миглена Христова
Русенски университет „Ангел Кънчев”

HARMONIC ANALYSIS OF SYSTEM THREE PHASE THYRISTOR VOLTAGE REGULATOR – INDUCTION MOTOR

Miglena Hristova
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: In this paper, a stator voltage control of three-phase induction motor by using thyristors is analyzed. The stator voltage has been controlled by phase angle control of three-phase supply. The effect of harmonic distortion in the line voltage and current have been studied and shown.
Keywords: Three phase thyristor voltage regulator, Induction motor, Current harmonics, Total harmonics distortion, Crest factor.

ВЪВЕДЕНИЕ

Широкото използване на силовата преобразувателна техника в съвременните системи за електрозадвижване оказва съществено въздействие върху качеството на електрическата енергия в мрежата като предизвиква хармонични изкривявания на тока и напрежението.

Системата тиристорен регулатор на напрежение – асинхронен двигател в последно време намира приложение в нерегулируемите задвижвания, работещи с променливо натоварване за спестяване на електрическа енергия. Използваните за тази цел тиристорни регулатори на напрежение са известни в практиката като енергоспестяващи контролери. Повишаване на енергийните показатели на асинхронните двигатели в електрозадвижванията се постига с регулиране на захранващото напрежение на статорната намотка в зависимост от натоварването.

Тиристорните регулатори на напрежение са консуматори с нелинейна волтамперна характеристика и консумират несинусоидален ток, в резултат на което генерират висши хармоници на тока в захранващата мрежа. Консумираният нелинеен ток оказва влияние върху синусоидалността на напрежението на системата. Това влияние е толкова по-голямо, колкото по-малка е мощността на системата, т.е. импедансът на системата е по-висок.

Затова е необходимо да се отчита електромагнитната съвместимост на енергоспестяващите контролери както със захранвания асинхронен двигател, така също със захранващата мрежа и другите консуматори на електрическа енергия.

Целта на изследването е да се направи анализ на степента на хармоничните изкривявания на тока в мрежата и на захранващото напрежение и ток на асинхронния двигател в системата тиристорен регулатор на напрежение -асинхронен двигател при различно натоварване.

ИЗЛОЖЕНИЕ

За провеждане на експерименталните изследвания се използва трифазен асинхронен двигател с номинални данни 2,2 kW; 220/380V; 8,6/5A; Δ/Y; 1430min^{-1}, cosφ=0,82. Асинхронният двигател се захранва посредством трифазен енергоспестяващ контролер тип Dr. Power. В качеството на товар се използва предварително тариран постояннотоков генератор с независимо възбуждане.

Всички изпитвания са проведени при захранване на енергоспестяващия контролер с номинално напрежение 380V и честота на тока 50Hz и не са използвани мрежови филтри или други устройства, служещи за намаляване влиянието на висшите хармоници.

Измерванията на необходимите електрически величини са проведени посредством трифазен анализатор на качеството на електрическата енергия Qualistar C.A 8334 на френската фирма Chauvin Arnoux. Анализаторът дава възможност за измерване, запис и анализ на всички електрически величини и показателите за качеството на електрическата енергия, съгласно БДС EN 50160 [2].

За оценка на несинусоидалността на тока и напрежението се използват два основни показателя [1], [3]. Единият показател е пик (крест) фактора на напрежението $\boldsymbol{CF_U}$ и тока $\boldsymbol{CF_I}$, който е отношение на максималната стойност на напрежението (тока) I_{max} (I_{max}) към ефективната им стойност с отчитане влиянието на хармониците. Когато напрежението и токът се изменят по синусоидален закон крест факторът е 1,44.

Крест факторът за напрежението се изчислява по формулата:

$$CF_U = \frac{U_{max}}{\sqrt{\sum_{\kappa=1}^{50} U_\kappa^2}}, \qquad (1)$$

където U_κ е ефективната стойност на **κ**-тия хармоник.

В израза (1) за крест фактора на тока CF_I вместо напрежението се заместват съответните стойности на тока.

Използваният трифазен анализатор измерва стойностите на хармониците до пореден номер 50.

Другият показател е коефициента на общото хармонично изкривяване (Total Harmonic Distortion) $\boldsymbol{THD_I}$ и $\boldsymbol{THD_U}$. Общото хармонично изкривяване е отношение на ефективната стойност на висшите хармоници към ефективната стойност на първия хармоник и се изчислява по формулата:

$$THD_{U(I)} = \frac{\sqrt{\sum_{\kappa=2}^{50} U(I)_\kappa^2}}{U(I)_1} 100\,\%, \qquad (2)$$

където $U(I)_k$ е ефективната стойност на **κ**-тия хармоник на напрежението (тока);

$U(I)_1$ - ефективната стойност на първия хармоник на напрежението (тока).

При отсъствия на хармонични изкривявания този показател е нула.

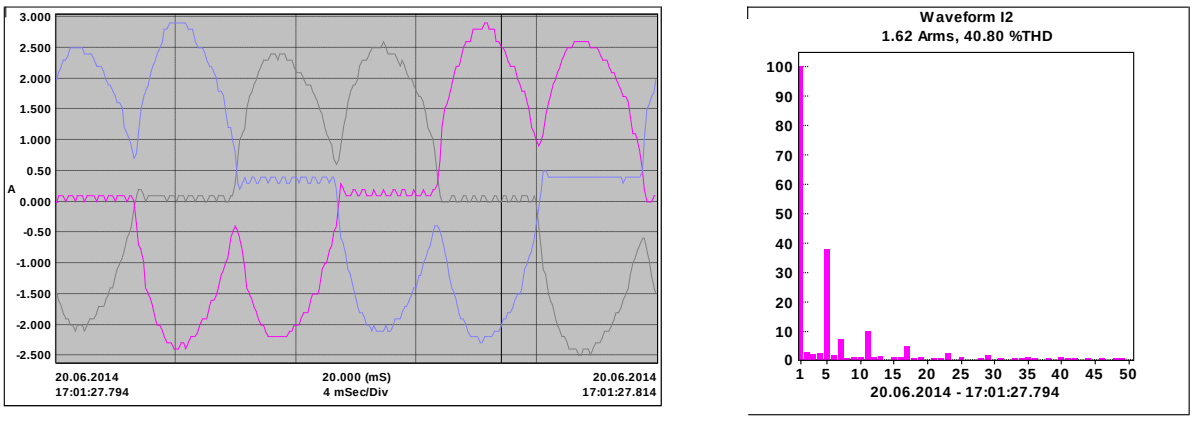
На фиг. 1 са показани получените от анализатора осцилограми на токовете в трите фази на входа на тиристорния регулатор на напрежение при празен ход и при натоварване 50% и 100% от номиналното натоварване на асинхронния двигател. Както се вижда от фиг. 1, при празен ход, през всяка фаза протича ток за периода на отпушване на съответния тиристор и формата на тока се различава от синусоидалната. Общото хармонично изкривяване на тока е около 41%. Следователно в захранващата мрежа протичат хармоници на тока.

В захранващата мрежа протичат хармоници на тока с пореден номер $\nu = 6k \pm 1$, при шест тиристора, където k =1, 2, 3, ... При симетрично натоварване на трите фази консумираният ток не съдържа кратни на 3 хармоници и се състои от прави хармоници $\nu = 6k + 1$ и обратни $\nu = 6k - 1$.

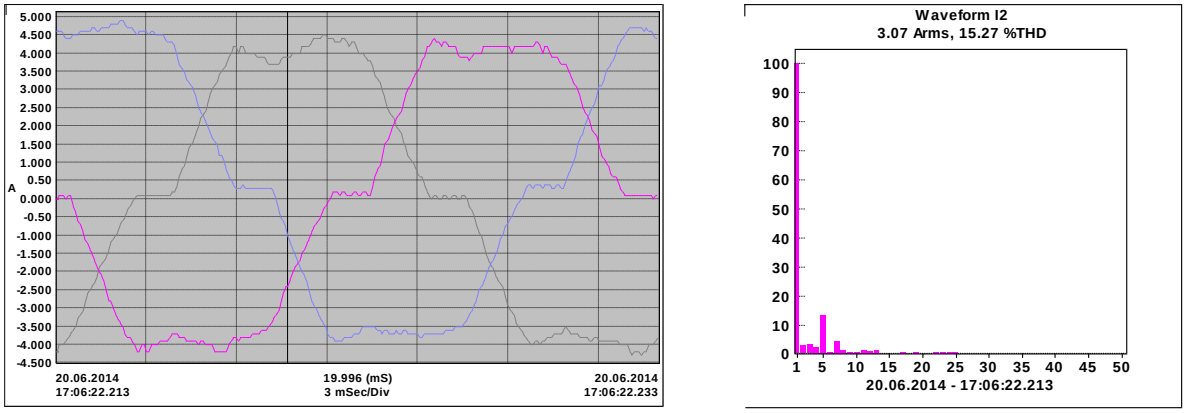
От фиг. 1 се вижда, че най-силно изразени са нечетните хармоници с пореден номер 5, 7, 11, и т.н. При натоварване на АД съществено намаляват хармониците с пореден номер 5 и 11.

В табл. 1 са посочени изчислените средноаритметични стойности на общото хармонично изкривяване на напрежението (**THD$_U$**) и тока (**THD$_I$**), крест фактора на напрежението (**CF$_U$**) и тока (**CF$_I$**), получени от измерванията в трите фази. Измерванията са проведени в захранващата мрежа преди контролера и след контролера.

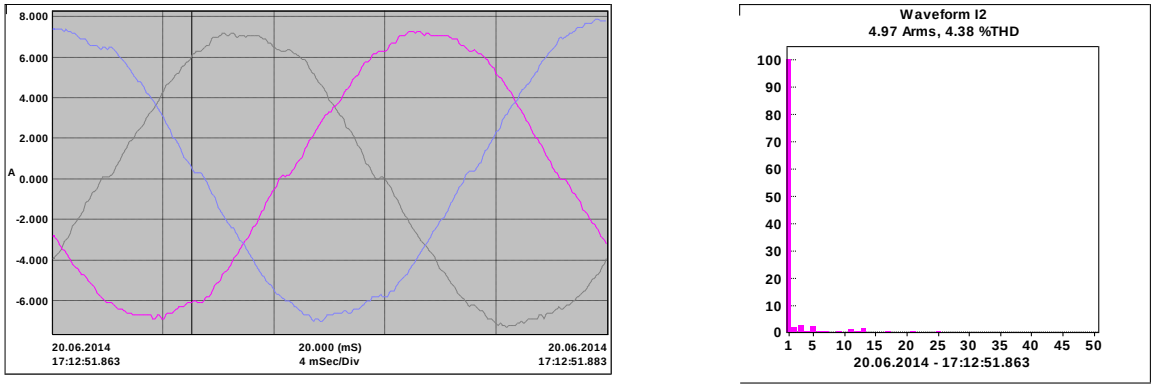
Общото хармонично изкривяване (**THD$_U$**) и крест фактора (**CF$_U$**) на захранващото напрежение не се изменят след включване на изследваната система тиристорен регулатор на напрежение - асинхронен двигател, защото мощността на задвижването (2,2kW) е много по-малка в сравнение с мощността на захранващия силов трансформатор (400kVA). По тази причина кривите на захранващото напрежение не са показани на фигурите и липсват данни в табл. 1.



при празен ход



при натоварване 50% от номиналното



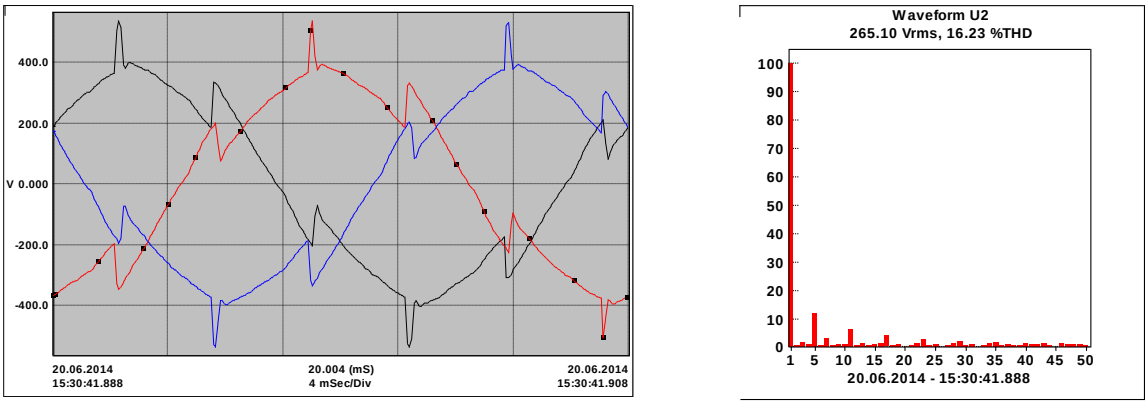
при номинално натоварване

Фиг. 1. Криви и спектрален състав на токовете на входа на тиристорния регулатор на напрежение (контролера)

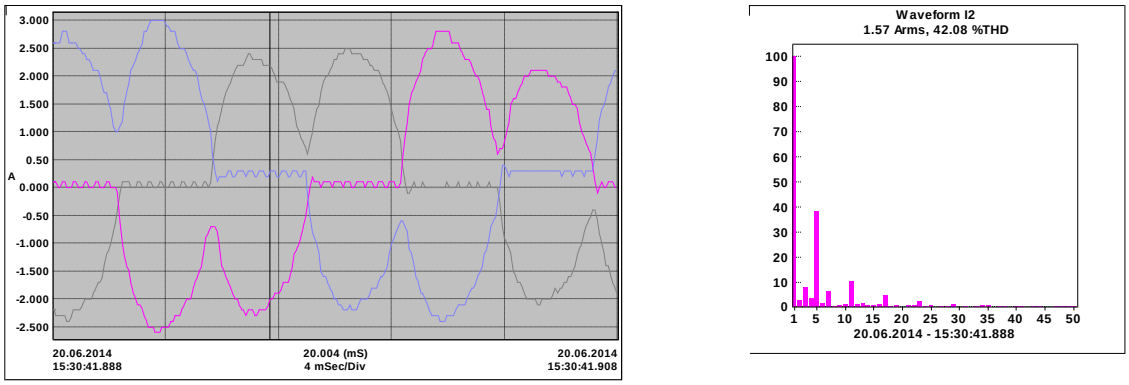
Таблица 1

Показатели на качеството на електрическата енергия при различно натоварване на асинхронния двигател

Натоварване	Преди контролера		След контролера			
	THD_I	CF_I	THD_I	CF_I	THD_U	CF_U
%	%	-	%	-	%	-
5	43,1	1,84	42,8	1,89	15,33	1,88
30	21,7	1,48	21,9	1,50	9,07	1,56
50	12,03	1,42	14,93	1,42	6,83	1,48
70	6,57	1,46	6,43	1,44	3,47	1,45
90	3,57	1,45	3,6	1,46	2,70	1,44
100	3,1	1,45	2,93	1,46	3,03	1,44



а)



б)

Фиг. 2. Криви и спектрален състав при празен ход на: а) напреженията на изхода на контролера; б) токовете на изхода на контролера

От табл. 1 се вижда, че общото хармонично изкривяване на тока (**THD_I**) на входа и на изхода на тиристорния регулатор на напрежение е приблизително 43% при ниско натоварване и намалява с увеличаване натоварването на асинхронния двигател.

При увеличаване на натоварването, общото хармонично изкривяване на напрежението на изхода на тиристорния регулатор също намалява с натоварването от около 15% до 3%.

На фиг. 2. са показани кривите на напреженията, токовете и хармоничния им състав, снети на изхода на тиристорния регулатор на напрежение при празен ход. Кривата на изходното напрежение на контролера съдържа пикове на напрежението (фиг. 2а). Общото хармонично изкривяване на напрежението е около 16%.

Висшите хармоници предизвикват допълнителни загуби в намотките и стоманата в асинхронния двигател, което влошава енергетичните показатели на двигателя. Допълнителните загуби увеличават температурата на активните части на двигателя, което може да е опасно за неговата изолация.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е изследвана степента на хармоничните изкривявания на тока в мрежата при захранване на асинхронен двигател с тиристорен регулатор на напрежение при различно натоварване. Тиристорните регулатори на напрежение консумират несинусоидален ток от мрежата с висок коефициент на общо хармонично изкривяване. Установено е, че с увеличаване на ъгъла на отпушване на тиристорите се повишава общото хармонично изкривяване и крест фактора на тока в мрежата, т.е при ниско натоварване на асинхронния двигател хармоничните изкривявания са по-високи.

Изследвана е степента на хармоничните изкривявания на тока и напрежението в захранващата линия между тиристорния

регулатор на напрежение и асинхронния двигател. Тези хармонични изкривявания също зависят от натоварването и влияят върху характеристиките и надеждността на работа на асинхронните двигатели.

Необходимо е да се използват филтри на входа на тиристорните регулатори на напрежение за потискане на висшите хармоници на тока с максимална ефективност в диапазона 5...11 хармоник, тъй като те са с най-високи амплитуди.

Литература

[1] Христова М., Димов, Д., Особености при съвместна работа на честотен преобразувател и асинхронен двигател; Научни трудове на русенския университет - 2009, том 48, серия 3.1, Русе, 2009.

[2] БДС EN 50160:2003. Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически системи.

[3] Hristova M., V. Ruseva, D. Dimov. Comparative analysis of harmonic distortions from variable frequency induction motor drives.// The 4th International Symposium on Sustainable Development (ISSD2013) MAC-1421, "ENERGY ISSUES AND SOLUTIONS" (1), Sarajevo, 2013.

Адрес за контакти:
Гл. ас. д-р инж. Миглена Христова
Катедра ЕСЕО
Русенски университет "Ангел Кънчев"
Тел.: 082 888 689
E-mail: mcankova@uni-ruse.bg

ОПРЕДЕЛЯНЕ ПРИНАДЛЕЖНОСТТА НА ПАРАМЕТРИ НА ТЕЛЕТРАФИЧЕН МОДЕЛ С ГЛАСОВИ ИЗТОЧНИЦИ ПОСРЕДСТВОМ K-NN КЛАСИФИКАТОРИ

Георги Георгиев, Ивелина Балабанова
Технически университет–Габрово

Стела Костадинова
Технически университет-Варна

IDENTIFICATION PARAMETERS OF TELETRAFFIC MODEL WITH VOICE SOURCES BY K-NN CLASSIFIERS

Georgi Georgiev, Ivelina Balabanova
Technical University - Gabrovo

Stela Kostadinova
Technical University - Varna

Abstract: K-nearest neighbors is a classification method, operating on the principle of referral to the monitoring group of observations from a class called k-nearest neighbors. Each class contains a number of reference values from the training samples. The most commonly used metric unit measuring the distance between the nearest neighbors is euclidean distance. If the search of k-nearest neighbors in the ratio of an unknown object have been found standards of two or more classes, the object is refers to the class containing the founded closest neighbors.
Keywords: k-NN classifiers, teletraffic model, Euclidean distance, City block distance, Minkowski distance, Chebyshev distance.

ВЪВЕДЕНИЕ

К-най-близки съседи (к-nearest neighbors) е класификационен метод, работещ на принципа на отнасяне на наблюдение към група от наблюдения от даден клас, наречени k-най-близки съседи. Всеки клас съдържа множество от еталонни стойности от обучаващата извадка от наблюдения. Най-често използваната метрична измервателна единица за разстояние между най-близките k-съседи е Евклидовото разстояние. Ако при търсене на k-най-близки съседи в околността на неизвестен обект бъдат намерени еталони от два или повече класа, то обекта се отнася към класа съдържащ най-много намерени най-близки съседи. По-долу са представени предимствата, недостатъците и приложението на метода [3-5, 7].

Предимства:

- ✓ интуитивност, лесна интерпретация и ефективност;
- ✓ адаптивност и гъвкавост при обработка на данни;
- ✓ не се изисква обучение;
- ✓ наличие на някои технически подходи за намаляване на влиянието на шума в данните и подобряване на класификационната точност, приложими само за к-NN;
- ✓ подходящ за решаване на класификационни задачи в редица области и др.

Недостатъци:

- ✓ голямо изчислително време поради необходимост от пресмятане на разстоянието от заявено наблюдение до всеки еталон от множеството на обучаващата извадка;
- ✓ не е известно при какъв тип разстояние между най-близките съседи и кои признаци биха се получили най-добри резултати при класифициране, необходимост от подбор подходящи информативни признаци;
- ✓ висока чувствителност към размерността на входните данни и др.

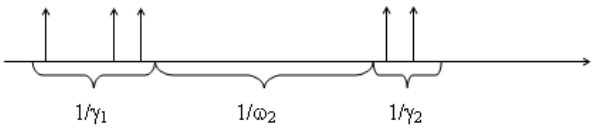
Приложение:

- ✓ селското стопанство – прогнозиране и оценяване на количеството дневни валежи, параметрите на водата в почвата и горския фон; инвентаризация на горите и др.
- ✓ финанси – прогнозиране на тенденциите на фондовия пазар, курс на валута и акции; планиране на инвестиционни стратегии; управление на кредита и финансовия риск; профилиране на банкови клиенти и др.;
- ✓ медицина – прогнозиране на риска от втори инфаркт, протеиново взаимодействие; оценка на количеството на глюкоза в кръвта; идентифициране на рискови фактори за рак на простата и др.;
- ✓ изчислителната геометрия; теория на кодирането; текстова категоризация (символно разпознаване); телекомуникационните системи; разпознаване на изображения и сцени, съхранявани в бази от данни; генно инженерство при синтез на протеини, хормони и рецептори; интернет маркетинг и др.

В настоящия доклад са представени k-NN класификатори за определяне принадлежността на параметри на създаден телетрафичен модел на гласови източници с различни метрични единици за разстояние между най-близките k-съседи.

ИЗЛОЖЕНИЕ

При преноса на глас по интернет в крайните терминали се използват детектори, указващи активността на източника на говор. Посредством детекторите се извършва предаване на повиквания (пакети) само през интервалите на активност. В този случай гласовите източници се наричат **On/Off,** т.е. налице е **активен/пасивен** входящ поток. Интервалите на активност, заемащи около 35-40% от продължителността на разговора, и пасивност съответстват на говор на абоната от едната страна и слушане на събеседника отсреща. На фиг.1 е представен схематичен модел на **On/Off** входящ поток, където **1/γ** и **1/ω** са средните продължителности на постъпване на повиквания и прекъсване на постъпванията.



Фиг.1. *On/Off входящ поток*

Входящият поток от гласови източници с променлива скорост се представя чрез прекъснат поасонов процес, еквивалентен на входящ поток с хиперекспоненциално разпределение на интервалите между моментите на постъпване на повикванията. Хиперекспоненциалното разпределение се разглежда като комбинация от **k** експоненциални разпределения с интензивност **λı** и избор на всяко от тях с определена вероятност **p** [2].

Създаден е трафичен модел **Onn-off+H/M/1/k с опашка FIFO** на гласови източници чрез използване на прекъснат поасонов процес и хиперекспоненцианален входящ поток. Основна цел е да не бъде използван един и същ модел при симулиране на поток от пакети от данни и поток от пакети, съдържащ говорна информация. Генерирани са два независими входящи потока с различни интензивности на постъпване на повикванията. Пакетите са обработвани по различен начин в зависимост от това дали са гласова информация или данни [1].

Извършено е симулиране на телетрафичния модел на гласови източници. На база на проведените симулации са получени данни за средното време за престой на повикванията в системата **W**, изчислени при **три различни нива** на време **td = 150, 100** и **50 ms** и размер на опашката **q = 50, 150 и 300** (използвани като *независими предсказващи променливи,* символно означени с *W1, W2* и *W3*) при интензивност на постъпване на повикванията **λı** в границите от **0.2** до **1.5**. Посредством метода *k – най-близки съседи* са създадени класификатори за определяне принадлежността на *средното време за престой на пакетите в системата* **W.**

Обособени са следните класификационни групи:
- средно време за престой в системата **W,** изчислено на база на времето **td;**
- средно време за престой в системата **W**, изчислено на база размера на опашката **q.**

Класовете са дефинирани посредством категориален тип данни като техни етикети са използвани означенията, съответно **td** за първи и **q** за втори клас. Формиран е входен набор от данни от 18 наблюдения, съответно по 9 наблюдения за всяка група.

При създаване на класификационните модели са използвани различни метрични единици за разстояние между най-близките k-съседи [6], съответно:

1) *Евклидово разстояние*

$$d_{st}^2 = (x_s - y_t)(x_s - y_t)' . \quad (1)$$

Евклидовото разстояние е специален случай на разстоянието на Минковски, при стойност на $p = 2$.

2) *разстояние на Минковски*

$$d_{st} = \sqrt[p]{\sum_{j=1}^{n} \left| x_{sj} - y_{tj} \right|^p} . \quad (2)$$

3) *разстояние City block*

$$d_{st} = \sum_{j=1}^{n} \left| x_{sj} - y_{tj} \right| . \quad (3)$$

Разстоянието City block е специален случай на разстоянието на Минковски, където $p=1$.

4) *разстояние на Чебишев*

$$d_{st} = \max_j \left\{ \left| x_{sj} - y_{tj} \right| \right\} . \quad (4)$$

Разстоянието на Чебишев е специален случай на разстоянието на Минковски, при стойност на $p=\infty$.

Където X и Y са *mx-by-n* и *my-by-n* матрици, съдържащи $x_1, x_2, ..., x_{mx}$ и $y_1, y_2, ..., y_{my}$ вектор-реда.

Извършена е оценка на качеството на класификаторите с приложение на техническите подходи *ресубституция* и *крос-валидиране*. Входният набор от данни е разделен в процентно съотношение, съответно на *75%* за обучение и *25%* за тестване на крос-валидиращите модели. Изследвани са измененията на грешката и класификационната точност с промяна на параметъра **k** в диапазона от **1** до **10.** По правило точността при ресубституция се приема като по-оптимистична оценка при прогнозиране принадлежността на нови наблюдения, докато получената при крос-валидиране се взема с по-голяма достоверност. Съобразно това се препоръчва да бъде калкулирана приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни като средна стойност между получените точности за указаните технически подходи. В табл. от 1 до 4 са показани получените експериментални резултати при оценка на качеството на класификационните модели.

Таблица 1. Резултати за класификатор с дефинирано Евклидово разстояние

k-най-близки съседи	ресубституция		крос-валидиране		приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни, %
	грешка	точност, %	грешка	точност, %	
1	0.0000	100.00	0.1667	83.33	91.665
2	0.1111	88.89	0.4444	55.56	72.225
3	0.0556	94.44	0.3333	66.67	80.555
4	0.1111	88.89	0.4444	55.56	72.225
5	0.1111	88.89	0.3889	61.11	75.000
6	0.1667	83.33	0.3889	61.11	72.220
7	0.1667	83.33	0.6111	38.89	61.110
8	0.3333	66.67	0.3889	61.11	63.890
9	0.2222	77.78	0.5556	44.44	61.110
10	0.3889	61.11	0.5000	50.00	55.555

Таблица 2. Резултати за класификатор с дефинирано разстояние City block

k-най-близки съседи	ресубституция		крос-валидиране		приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни, %
	грешка	точност, %	грешка	точност, %	
1	0.0000	100.00	0.3333	66.67	83.335
2	0.1111	88.89	0.2222	77.78	83.335
3	0.1111	88.89	0.5000	50.00	69.445
4	0.1667	83.33	0.5000	50.00	44.165
5	0.1667	83.33	0.4444	55.56	69.445
6	0.3333	66.67	0.6667	33.33	50.000
7	0.3333	66.67	0.7778	22.22	44.445
8	0.5000	50.00	0.6667	33.33	41.665
9	0.4444	55.56	0.5000	50.00	52.780
10	0.5000	50.00	0.6667	33.33	41.665

Таблица 3. Резултати за класификатор с дефинирано разстояние на Минковски

k-най-близки съседи	ресубституция		крос-валидиране		приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни, %
	грешка	точност, %	грешка	точност, %	
1	0.0000	100.00	0.1667	83.33	91.665
2	0.1111	88.89	0.1667	83.33	86.110
3	0.0556	94.44	0.2222	77.78	86.110
4	0.1111	88.89	0.3889	61.11	75.000
5	0.1111	88.89	0.6111	38.89	63.890
6	0.1667	83.33	0.4444	55.56	69.445
7	0.1667	83.33	0.5000	50.00	66.665
8	0.3333	66.67	0.3889	61.11	63.890
9	0.2222	77.78	0.3889	61.11	69.445
10	0.3889	61.11	0.6111	38.89	50.000

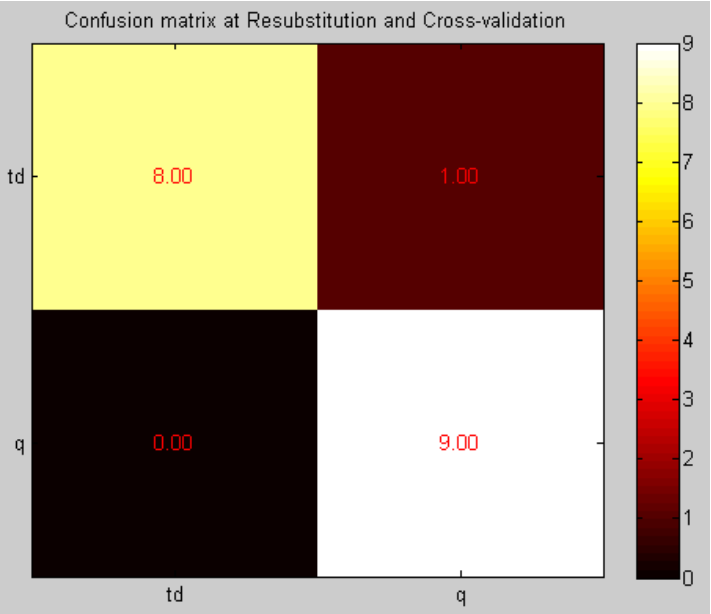
Таблица 4. Резултати за класификатор с дефинирано разстояние на Чебишев

k-най-близки съседи	ресубституция		крос-валидиране		приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни, %
	грешка	точност, %	грешка	точност, %	
1	0.0000	100.00	0.1667	83.33	91.665
2	0.1111	88.89	0.1667	83.33	86.110
3	0.0556	94.44	0.1111	88.89	91.665
4	0.0556	94.44	0.0556	94.44	94.440
5	0.0556	94.44	0.1667	83.33	88.885
6	0.1111	88.89	0.2222	77.78	83.335
7	0.0556	94.44	0.1667	83.33	88.885
8	0.1667	83.33	0.1667	83.33	83.330
9	0.1111	88.89	0.1111	88.89	88.890
10	0.1667	83.33	0.2778	72.22	77.775

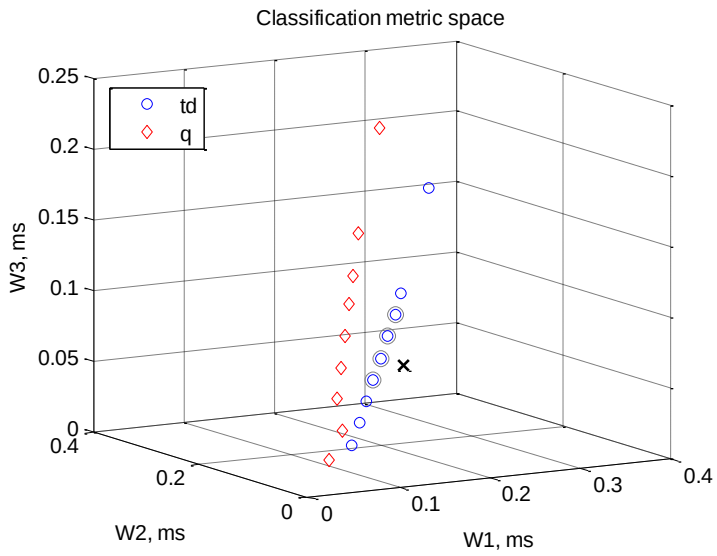
От представените резултати се вижда, че при изменение на параметъра **k** в границите от **3** до **10**, най-добри показатели са получени за класификатор с дефинирано разстояние на **Чебишев**. При него е постигната най-висока приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни от **94.44%**, съответно при **k=4**. Най-ниската за класификатора очаквана точност от **77.775%** при **k=10** превишава с над двадесет и повече процента получените приблизителни точности при останалите три класификатора. При **k=1** са постигнати еднакви най-високи приблизително очаквани точности за класификатори с дефинирани **Евклидово** разстояние и разстояния на **Минковски** и **Чебишев**, съответно **91.665%**. Тенденцията се запазва и при **k=2** за класификатори с дефинирани разстояния на **Минковски** и **Чебишев** като точността е **86.10%.** Най-лоши са показателите, получени за класификатор с дефинирано разстояние **City block** – най-висока и най-ниска приблизително очаквани точности, съответно **83.335%** при **k=1** и **k=2** и **41.665%** при **k=8** и **k=10.**

За определяне принадлежността на *средното време за престой на повикванията в системата* е избран класификатор с дефинирано метрично разстояние на **Чебишев** между най-близките съседи и стойност на параметъра **k=4**. Формирана е матрица на коректните и некоректни класификации, представена на фиг.2 (еднаква за процесите на ресубституция и крос-валидиране). Матрицата показва коректно класифициране на всички наблюдения от втора и осем наблюдения от състава на първа изходни групи. Едно наблюдение, принадлежащо към клас **td**, е некоректно отнесено към клас **q**.

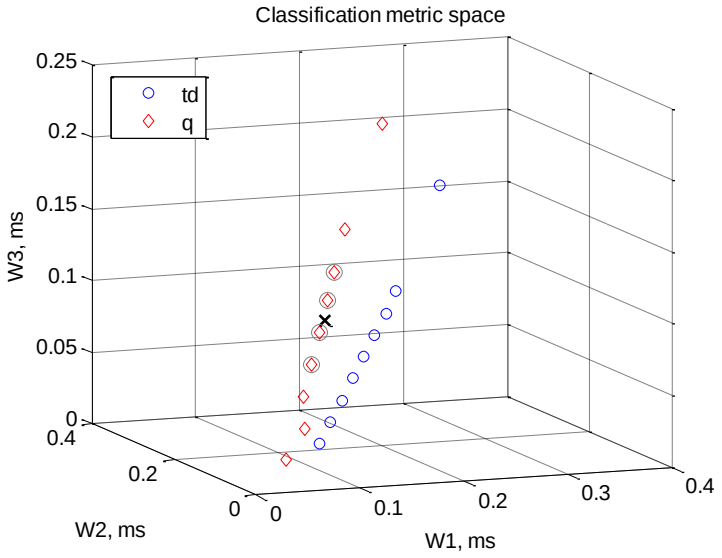
Създадени са модели на търсене на k - най-близки съседи, показани на фиг.3 и 4, при зададено разстояние на **Чебишев** и фиксирана стойност на **k=4** в триизмерно метрично класификационно пространство за всяка изходна група.



Фиг. 2. *Класификационна матрица за процесите ресубституция и крос-валидиране*



Фиг. 3. *Търсене на k – най-близки съседи за клас "td"*



Фиг. 4. *Търсене на k – най-близки съседи за клас "q"*

С ***x*** е обозначено заявената нова точка, а с ***o*** са оградени намерените в околността и най-близки съседи. Не се наблюдава припокриване на наблюденията между отделните класове. Илюстрирано е успешно търсене на k - най-близки съседи за всяка изходна група.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на прекъснат поасонов процес и хиперекспоненцианален входящ поток е създаден Onn-off+H/M/1/k с опашка FIFO модел на гласови източници. След симулация на модела при зададена интензивност на постъпване на повикванията са получени експериментални данни за средното време на престой на пакетите в системата. Формирани са две групи средно време за престой в системата в зависимост от средното време td и размера на опашката q. Приложен е класификационен метод k – най-близки съседи за определяне принадлежността на дефинираните параметри на създадения модел с различни метрични единици за разстояние между най-близките k-съседи, съответно Евклидово, City block, разстояния на Минковски и Чебишев. Най-висока приблизително очаквана точност при класифициране на нови данни е постигната при класификатор с дефинирано разстояния

на Чебишев и стойност на параметъра k=4, съответно 94.44%. Избраният класификатор може успешно да бъде използван при прогнозиране принадлежността на параметри на телетрафичния модел на гласови източници.

Литература

[1] Мирчев С., Телетрафично проектиране. Изд. „Нови знания“, София, 2002.
[2] Радев Д., Телетрафично проектиране. Изд. „Колбис“, София, 2008.
[3] Cunnignham P., Delany S., k-Nearest Neighbour Classifiers. Technical Report UCD-CSI-2007-4 March 27, 2007, pp.1-17.
[4] Imandoust S., Bolandraftar A., Application of K-Nearest Neighbors (KNN) Approach for Predictiong Economic Events: Theoretical Background. Journal of Engineering Research and Application, Vol. 3, Sep-Oct 2013, pp.605-610.
[5] Lim Y., Kim H., Jeong J., Kim C., Kwon T., Choi Y., Internet Traffic Classification Demystified: On the Sources of Discriminative Power. Proceedings of the ACM Conference of Emerging Networking Experiment and Technology, CoNext 2010, USA, November 30 – december 03, 2010. pp.9.
[6] http://mathworks.com/help/stats/classification-using-nearest-neighbors.html.
[7] http://saravananthiruganathan.wordpress.com/2010/05/17/a-detailed-introduction-to-k-nearest-neighbor-knn-algoritm/.

Адреси за контакти:
Георги Георгиев
Технически университет–Габрово
E-mail: givanow@abv.bg

Ивелина Балабанова
Технически университет–Габрово
E-mail: ivstoeva@abv.bg

Стела Костадинова
Технически университет-Варна
E-mail: stela.kostadinova@tu-varna.bg

ОСНОВНИ ПРИНЦИПИ ПРИ ИЗГРАЖДАНЕТО НА АУДИО- УСИЛВАТЕЛИТЕ КЛАС D

Боян Карапенев
Технически университет – Габрово

MAIN PRINCIPLES OF THE AUDIO- CLASS D AMPLIFIERS BUILDING

Boyan Karapenev
Technical university of Gabrovo

Abstract This paper presents the main principles of the audio- class D amplifiers building. Simplified and structural-functional diagrams are presented. Their high efficiency up to 96 % pro-vide them greatest applications such as subwoofers, TVs, audio- and home cinema systems and etc.
Keywords: audio- class D amplifiers, TVs, audio- and home cinema systems.

ВЪВЕДЕНИЕ

Развитието на електрониката е неразривно свързано с използването на усилвателна техника във всичките й честотни и мощностни обхвати. Това е свързано и с повишаването на КПД и увеличаването на полезната изходна мощност, която е основен консуматор на електроенергия в електронната апаратура. Съществен недостатък на класическите усилватели, работещи в режими класове А, АВ и В, е и този, че КПД зависи от амплитудата на входния сигнал.

Интересът към нискочестотните усилва-тели на мощност (НЧУМ) клас D възниква след разработването на първите импулсни захранващи източници [1]. Те притежават малки разсейвана мощност и топло-отделяне, размери и цена, както и ниска консумация в режим на празен ход. Усилвателите клас D се наричат още „цифрови”, тъй като формират правоъгълни импулси, а изходните транзистори работят в ключов режим. Изходният сигнал се подава на високоговорителя през филтър. Основните предимства на усилвателите клас D са обусловеният „цифров” характер и висок КПД, който може да достигне 90 и повече проценти.

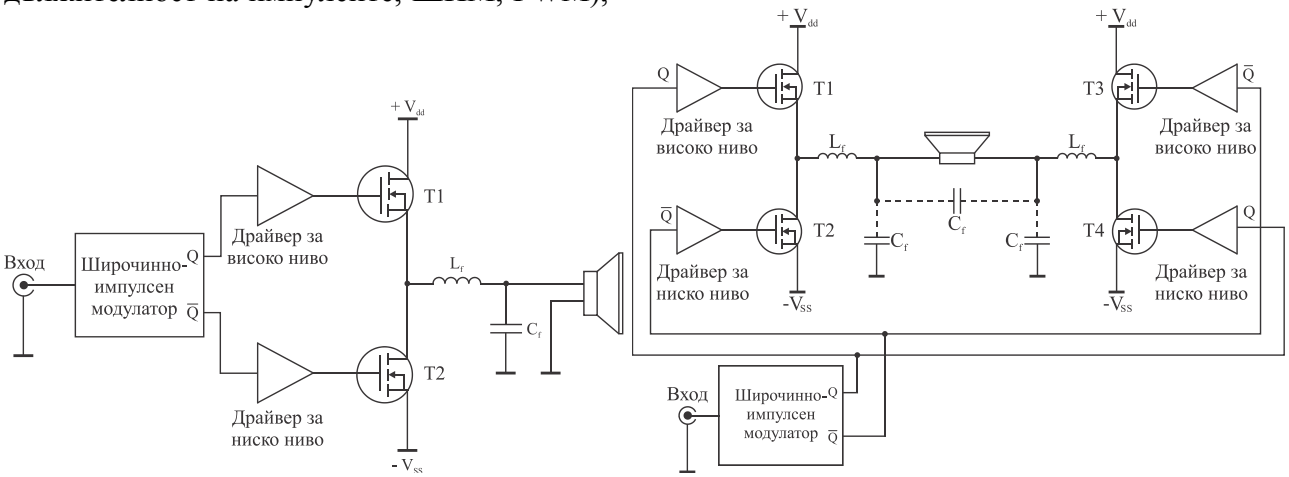
Усилвателите клас D са намерили голямо приложение преди повече от 25 години [3] като понастоящем се използват основно при ниски честоти и големи мощности, т.е. за управление на суббуфери, и порядко за усилване на средни и високи честоти от звуковия обхват поради съществуващите значителни изкривявания, свързани с несъвършенството на използва-ната превключваща технология, в съвре-менните телевизионни приемници, аудио- и системите за домашно кино, и др.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Усилвателите клас D работят в ключов режим с две състояния на активния елемент: отпушено (наситено), когато протича максимален ток през нищожно малкото съпротивление на транзистора за много кратък интервал от време с минимални загуби, и запушено - когато токът е приблизително нула, а напрежителният пад е почти равен на захранващото напрежение без загуби върху транзистора. Основните загуби върху активния елемент се получават главно за времето на формиране на импулсите, т.е. за превключване от едното в другото състояние. Ако продължителностите на фронтовете се сведат до нула, КПД ще се доближи до 100 %. Такъв е случаят, когато активният електронен елемент може да се замени с идеален ключ. Тогава изходният сигнал няма да зависи от неговата характеристика и ключът няма да влияе върху формата на сигнала и няма да внася загуби. На практика такъв идеализиран режим не е достижим поради наличието на минимално напрежение върху отпушените транзистори U_{CEsat} при напълно отпушено състояние и обратен ток при запушено състояние и невъзможност времето за превключване да бъде безкрайно малко. Това време е от порядъка на една (или по-малко) до десетки

микросекунди. Въпреки това на практика са конструирани усилватели клас D с КПД до 95÷98 % при минимални нелинейни изкривявания [3]. За да бъде възможно използването на най-ефективния начин на работа на транзисторите, а именно ключовият, е необходимо да се използва определен вид модулация. От възможните начини за модулиране при този режим на работа на устройствата най-удобна е широчинно-импулсната модулация (модулация по продължителност на импулсите, ШИМ, PWM), при която продължителността на импулсите се изменя в съответствие с амплитудата на модулиращото напрежение.

Съществуват полумостова - фиг. 1,а и мостова - фиг. 1,б схеми (топологии) за свързване на изхода на НЧУМ клас D с голяма изходна мощност (от порядъка на 100 W) [2, 5]. При полумостовата във всеки момент от време е отпушен само един от крайните транзистори.

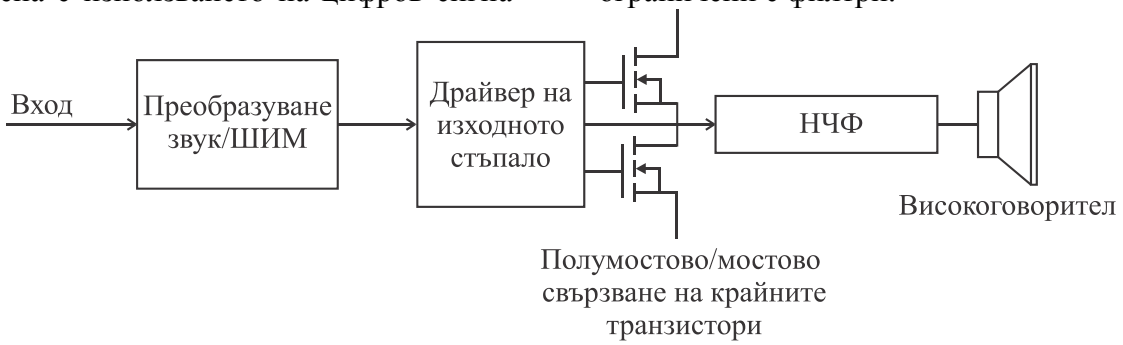


Фиг. 1. Полумостова (а) и мостова (б) схеми за свързване на изхода на НЧУМ клас D

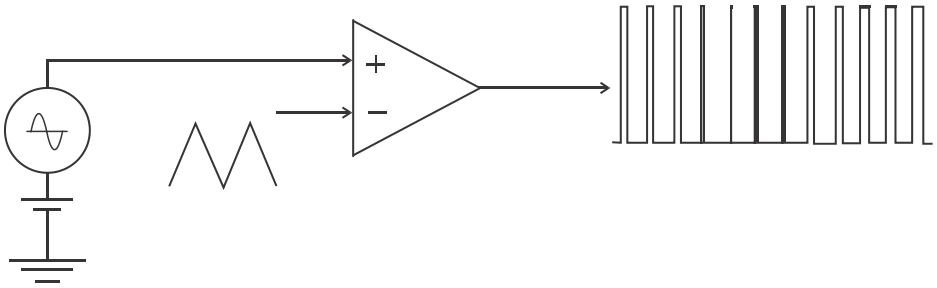
На фиг. 2 е представена опростена блокова схема на НЧУМ клас D. Всеки от съставните блокове трябва да бъде съгласуван с останалите.

ШИМ сигнал може да се получи както с аналогови, така и с цифрови схеми, като източникът на сигнал също може да бъде аналогов или цифров. ШИМ сигналът се получава при сравнението на триъгълно напрежение със звуковия входен сигнал, както е показано на фиг. 3. Ако източникът на сигнал е цифров, ШИМ може да бъде получена с използването на цифров сигнален процесор. При цифровите ШИМ системи съществува шум от квантуването, определен от крайния брой нива.

Методите за отстраняване на шумовете в НЧУМ клас D са се усъвършенствали в продължение на много години, в резултат на което са разработени нови технологии, като импулсно-кодова и делта-сигма модулации, които теоретично позволяват да се разположат спектралните шумове от дискретизацията извън пропусканата честотна лента, където те ефективно могат да бъдат ограничени с филтри.



Фиг. 2. Опростена блокова схема на НЧУМ клас D



Фиг. 3. Опростен ШИМ модулатор

При формирането на ШИМ сигнал използваният компаратор трябва да има голяма скорост на нарастване на напрежението и препоръчително двутактно изходно стъпало с използването на MOSFET транзистори, тъй като те имат по-бързо време за реакция и са подходящи за работа при високи честоти.

Изходното стъпало може да бъде несиметрично или симетрично, което оказва влияние върху конструкцията на НЧУМ клас D. Несиметричният начин на свързване се предпочита при по-малък брой и по-ниска цена на използваните компоненти, но за разделяне от постояннотоковия режим е необходим разделителен кондензатор. Пулсациите на захранващото напрежение се предават на изхода, което още повече увеличава нивото на изкривяванията. Затова в практиката не е възможно използването на несиметрична схема без въвеждането на обратни връзки (ОВ). Симетричното свързване осигурява редица предимства като: намаляване на нивото на четните хармоници, подобряване на устойчивостта спрямо пулсациите на захранващото напрежение, по-малка разсейвана мощност от крайните транзистори и по-лесно осигуряване на постояннотоково разделяне без използването на разделителни кондензатори. В този случай изкривяванията на изходния сигнал са значително по-малки.

В опростената блокова схема от фиг. 2 най-голямо влияние върху изкривяването на изходния сигнал имат крайните MOSFET транзистори и тяхното драйверно стъпало. Възпроизведеният звук силно зависи от формата на импулсната последователност и отклонението на ШИМ сигнала от идеалния влошава неговото качество.

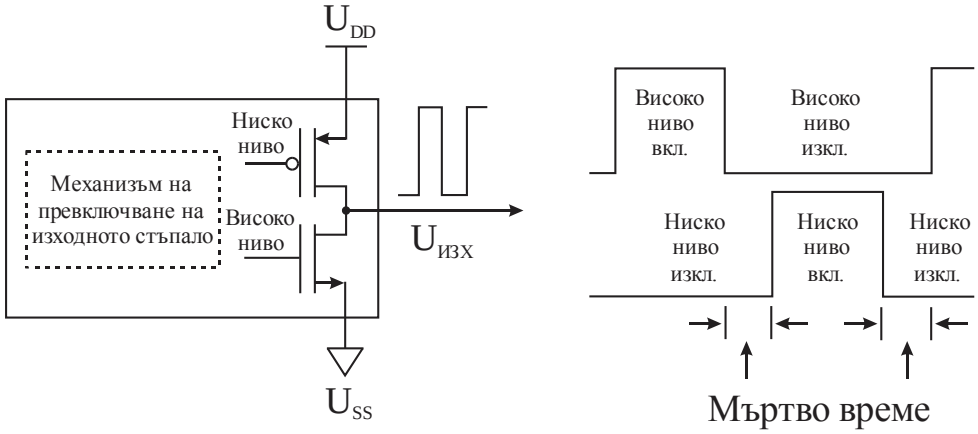
Много голямо функционално значение за НЧУМ клас D имат параметрите на използваните MOSFET транзистори:

- управляващ ток и входен капацитет;
- т. нар. „мъртво време”;
- съпротивление на силовата верига в отпушено състояние;
- време на превключване.

Параметрите на използваните транзис-тори оказват влияние не само върху качеството на звука, но и на тяхната разсейвана мощност. Така нареченото „мъртво време” е времето между изключва-нето на единия транзистор и включването на другия, т.е. времето през което и двата транзистора са „изключени”. При отсъствие на „мъртво време”, когато единият транзистор на изходното стъпало е вече отпушен, а другият още не е запушен, е възможно късо съединение на използвания симетричен захранващ източник. Този ток трябва да бъде минимизиран с подбор на съответното „мъртво време”. Той е основна причина за възникването на нелинейните изкривявания в НЧУМ клас D. Изборът на MOSFET транзистори и симетрията на рамената на изходното стъпало са предпоставка за реализацията на висококачествени схеми.

Механизмът на превключване на изходните полеви транзистори е представен на фиг. 4. На времедиаграмите ясно се забелязва наличието на „мъртво време” между високите нива при работата на двата крайни транзистора.

Управляващият ток на MOSFET транзисторите трябва да съответства на неговия входен капацитет, за да може входните импулси да имат малко време за нарастване и спад, които от своя страна осигуряват стръмни фронтове на изходния сигнал.



Фиг. 4. Механизъм на превключване на изходните транзистори и времедиаграми, илюстриращи наличието на „мъртво време”

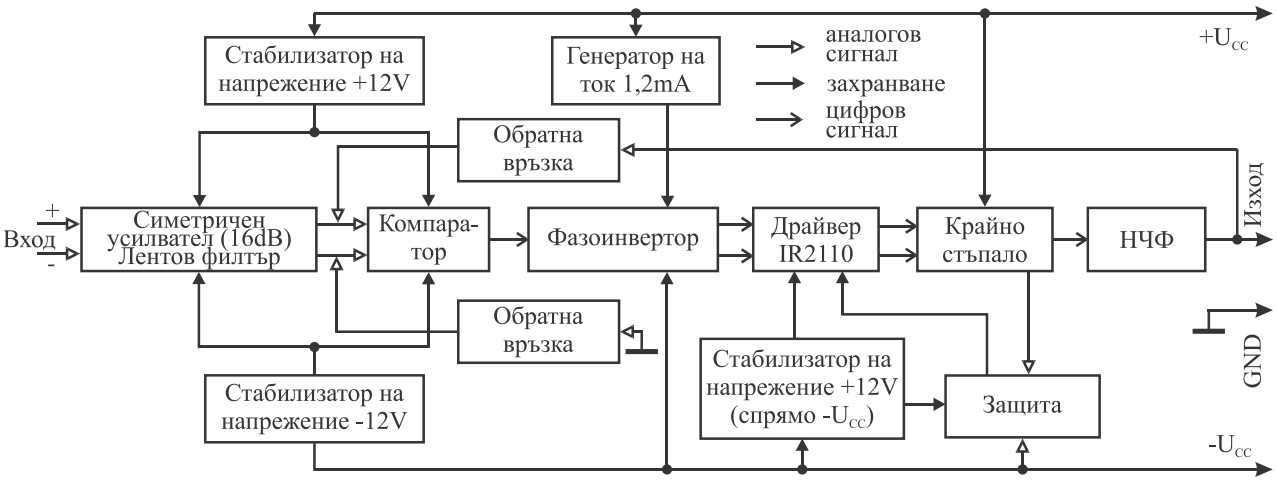
Транзисторите в превключващите стъпала на НЧУМ клас D в по-голямата част от времето са напълно отпушени или напълно запушени и тяхната разсейвана мощност е минимална. За да бъде един MOSFET транзистор напълно отпушен (наситен) на неговия гейт трябва да бъде приложено преднапрежение от порядъка на 5 V. Както се вижда от фиг. 1 се използват двутактни стъпала в мостови или полумостови конфигурации, изходните сигнали на които се явяват правоъгълните импулси. При това, поредно, за равно време е отпушен единият MOSFET транзистор, включен към +Udd, а другият към -Uss. Теоретично те могат да бъдат транзистори от различен тип (N или P канални), но на практика се използват двойни N канални, осигуряващи симетрия и по-добро „мъртво време”. Отпушените MOSFET транзистори разсейват неголяма мощност, явяваща се функция на пада на напрежение, който се определя от съпротивлението на отпушения канал RDS. Например, изходно стъпало с мощност 100 W на усилвател клас A разсейва мощност във вид на топлина 300 W и изисква мощни транзистори и големи охладители. Стремейки се към повишаване на ефективността на НЧУМ клас D се избират MOSFET транзистори с възможно най-малки стойности на RDS, които обаче притежават голям входен паразитен капацитет. Това ограничава честотата на превключване и се увеличава времето за нарастване и спадане на импулсите. В практиката се избират транзистори с по-малък входен капацитет, за да се улесни тяхното управление и облекчи режимът на работа на драйверното стъпало. Двата MOSFET транзистора никога не са отпушени по едно и също време, и по този начин те имат минимална разсейвана мощност във вид на топлина.

Изходният филтър на НЧУМ клас D (фиг. 2) трябва да филтрира импулсите на изходния сигнал и да намали честотната лента на сигнала, ограничаваща я до 20 kHz. В практиката се използват филтри с предавателни функции с два полюса като филтри на Бътъруърт, Бесел или Гаус. Идеалната предавателна функция на аудиофилтъра в лентата на звуковите честоти трябва да има линейна фазова характеристика, константно закъснение и ефективно подтискане на честотата на ШИМ.

През изходния филтър протичат големи токове с голяма скорост на нарастване. За ефективно подтискане на честотата на ШИМ и предотвратяване на паразитната собствена резонансна честота на бобината освен честотата на комутация спектралният състав трябва да включва и няколко хармоника. Изискванията към използваните кондензатори са много големи като най-често се използват полистиролни, поликарбонатни, полипропиленови и др.

На изхода на LC филтъра се появява дефазиране на сигнала спрямо входния за честоти над 10 kHz и закъснение от порядъка на микросекунда. Филтрацията може да бъде подобрена чрез използването на НЧ LC филтри от по-висок ред. Това би довело до намаляване на нивото на съществуващите хармоници [2].

На фиг. 5 е показана структурно-функционалната схема на НЧУМ клас D [4]. Входното стъпало е изградено по симетрична схема, осигурява висока шумоустойчивост и спомага за съгласуване на веригите на ООВ от изхода на усилвателя в широка честотна лента. Звуковият сигнал преминава през следва-щите стъпала, работещи в ключов режим, и реализиращи верига с ПОВ. Това са блоковете: компаратор, фазоинвертор и драйвер, управляващи двутактни изходни стъпала, използващи мощни транзистори. Структурната схема съдържа още възли за стабилизиране на захранващите напреже-ния, забавяне на включването и защити от претоварване.



Фиг. 5. Структурно-функционална схема на НЧУМ клас D

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

НЧУМ клас D са високоефективни усилватели с КПД от 70÷80 до 90÷96 %. При тях непрекъснатите входни аудиосигнали се преобразуват в импулси – ШИМ сигнал с работна честота (100÷400) kHz. Крайните усилвателни елементи (използваните MOSFET транзистори) работят в ключов режим, при което отделяната топлинна мощност е минимална, което позволява да бъдат използвани радиатори с малки габарити и площ. След усилването е необходимо „цифровият” сигнал да се демодулира, за да се възстанови непрекъснатата му форма като за целта се използва НЧ LC филтър.

Основните предимства на НЧУМ клас D се свеждат до [6]:

- висок КПД – над 90 %;
- по-плитката, в сравнение с „традиционните” клас АВ усилватели, ООВ осигурява по-кратки преходни процеси при „клипване” и субективно звукът при средни честоти е по-естествен;
- поради работата на крайните MOSFET транзистори в импулсен режим отсъстват т.нар. термични изкривявания;
- при намаляване на товара от 8 на 2 Ω, изкривяванията не нарастват много;
- при „традиционните” усилватели необхо-димите качествени показатели се постигат чрез последователно включване на много усилвателни стъпала. Всяко от тях води до закъснение на сигнала и внася своите изкривявания. Пътят на сигнала от входа до изхода при усилвателите клас D е много по-кратък, на което се дължи и тяхната „директност” и „непосредственост”;
- изходното съпротивление на НЧУМ клас D е много малко. Токът от захранването се подава към говорителя директно през отпушения/те MOS транзистор/и със съпротивление части от ома и съответното активно съпротивление на изходния филтър. Това означава, че изходът на усилвателите клас D контролира много прецизно „тежките” мембрани на големите басови говорители, т.е. съществу-ва добър реален коефициент на демпфане.

НЧУМ клас D, въпреки че възникват през 60^{те} години на XX век, и в момента се развиват и усъвършенстват с големи темпове, като стремежът е да се намалят възникващите изкривявания и съществува-

щите недостатъци. Един от начините за подобряване на техните характеристики и качествени показатели е повишаването на работните честоти около и над 400 kHz, а също така използването на висококачествени електронни елементи с възможно най-малък толеранс.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Звуковые усилители класса D, Усилитель класса D 100 Вт, http://cxem.net/sound/amps/amp68.php.
[2] Звуковые усилители класса D: что, зачем и как?, http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/06_11/stat_52.htm.
[3] Лабутин В. К., Усилитель класса D, Госенергоиздат, 1956 год.
[4] Мощный усилитель класса D, radio-hobby.org/modules/news/article.php?storyid=1304.
[5] Gaalaas Eric, Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How. Analog Dialogue 40-06, June 2006.
[6] Soundmaster, http://soundmaster. tradernet.eu/index.php?show=pages&id=10

Адрес за контакти:
Доц. д-р инж. Боян Димитров Карапенев
Технически университет – Габрово
Катедра „Комуникационна техника и технологии”
E-mail: bkarapenev@tugab.bg

ALGORITHM FOR SECURITY AND DATA STORAGE INCREASE USING CYCLIC ENCRYPTION METHODS

Ivan Ivanov
University of Telecommunications and Post - Sofia

АЛГОРИТЪМ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА СИГУРНОСТТА И СЪХРАНЕНИЕТО НА ДАННИ, ИЗПОЛЗВАЩ ЦИКЛИЧНИ МЕТОДИ ЗА КОДИРАНЕ

Иван Иванов
Висше училище по телекомуникации и пощи - София

Abstract: Cryptography methods figure provisionally as the final step in the information security within a modern communication network. They are based on information processing in conformity with cryptography algorithms. The following paper studies the possibility for block cryptography processing formation, using procedures and polynomes. The algorithm structure is based on Feistel's classical scheme and includes k-iteration procedures with polynome processing. These procedures add new nonlinear element that increases the resistance of the achieved cryptogram of the accelerated attacks. The usage of the polynomial transformation in the cryptography is possible owing to the availability of good mathematical polynomial model and a number of hardware components to provide it.

Keywords: Increasing security, data storage, cyclical methods, polynome, Feistel cipher, cryptography, block ciphers.

1. Introduction

Cryptographic methods emerge as the last conditional loop to protect information within a modern communication network and are based on information processing in accordance with cryptographic algorithms.

Some of these algorithms are the so-called block cryptographic algorithms.

Information block encryption algorithms are symmetric algorithms (using the same key for encryption and decryption) and work on blocks of bits with fixed length. From these blocks, they generate encrypted information of the same, longer or shorter length. These algorithms use a secret key which also has fixed length. The key management of the cryptographic processing may change for the following blocks or be stable [1 ÷ 5].

Modern block algorithms are a complex combination of basic cryptographic procedures (transposition, substitution, nonlinear operations and others) applied through multiple iterations on the data block. The main properties of the block algorithms are confusion - the ability of an algorithm to make the connection between the key and the ciphertext as complex and mixed as possible and diffusion - the ability of an algorithm to make the link between the text and the ciphertext as complex and scattered as possible. These two properties are achieved by using the scheme used for the encryption algorithm [6].

A typical feature of the block cryptographic algorithms is the transmission of their information for time not less than the sum of the length of a block and the cryptographic processing time.

In the present paper, the option for creating an algorithm for block cryptographic processing, using polynomials procedures is introduced. The structure of the algorithm is based on the classical Feistel scheme and covers up to sixteen iterative procedures with polynomial processing. They should be used as a key-brought-polynomials (polynomials whose roots are among the eligible values of their coefficients polynomials that can be presented as a product of other polynomials of a lower level). The new point in this work concerns the following two items: first, the use of the function H (x) for the actual encryption and second, the use of a 512-bit master key which creates sixteen subkeys, each with the length of 32 bits.

ПОДХОД ПРИ ВЪВЕЖДАНЕ ЧОВ С CAD СИСТЕМА ЗА ПО-ЛЕСНО РАЗРАБОТВАНЕ НА ПОСЛЕДВАЩА ТЕХНИЧЕСКА ДОКУМЕНТАЦИЯ

Евгения Ангелова, Ахмед А. Ахмед
Русенски университет „Ангел Кънчев”

METHOD OF PRODUCING AN ASSEMBLY DRAWING WITH CAD SYSTEM FOR EASIER DEVELOPMENT OF FURTHER TECHNICAL DOCUMENTATION

Evgeniya Angelova, Ahmed A. Ahmed
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: Interpreting assembly drawing of an assembly is consist of examination of the detail as a whole and consideration of every individual component. The main purpose of the later is developing technical lettering/part drawing. This task is the final step of education in Technical drawing and engineering graphics. Most common mistakes in students` assignments are incorrect representation of craving as well as hidden from other components edges. It appears to be hard for them to visualize the 3D view of the whole assembly as well as it`s separate components. In this paper it is suggested a method for producing assembly drawing with CAM system in which every separate detail is represented in separate slide/layout. Selecting its position, the detail is detached from the assembly and rotated in axonometric projection. The Monj projects are also detached . Having an interactive desk, it is possible to instantaneously deduct the maximal number of images for the graphical part of the drawing as well as dimension described in the technical lettering.
Keywords: 3D view, CAM system, assembly drawing.

Въведение

Чертежът е средство за комуникация между специалисти в различни области. За еднозначно и недвусмислено разчитане на графичната информация е необходимо добро познаване метода на правоъгълното проектиране и стандартите валидни в европейската система (ISO).

Първата техническа дисциплина в обучението на инженерни кадри е ПРИЛОЖНА ГЕОМЕТРИЯ И ИНЖЕНЕРНА ГРАФИКА (ПГ и ИГ)., където в първата част е предвидено усвояване метода на Монж, а втората –разработване чертеж на детайл. Заключителният етап в обучението е разчитане на ЧОВ и разработване на последваща техническа документация.

Значителен процент от студентите, независимо от нивото на подготовка се затрудняват при възпроизвеждане пространствените форми на изделието, както и на детайлите в сглобената единица.

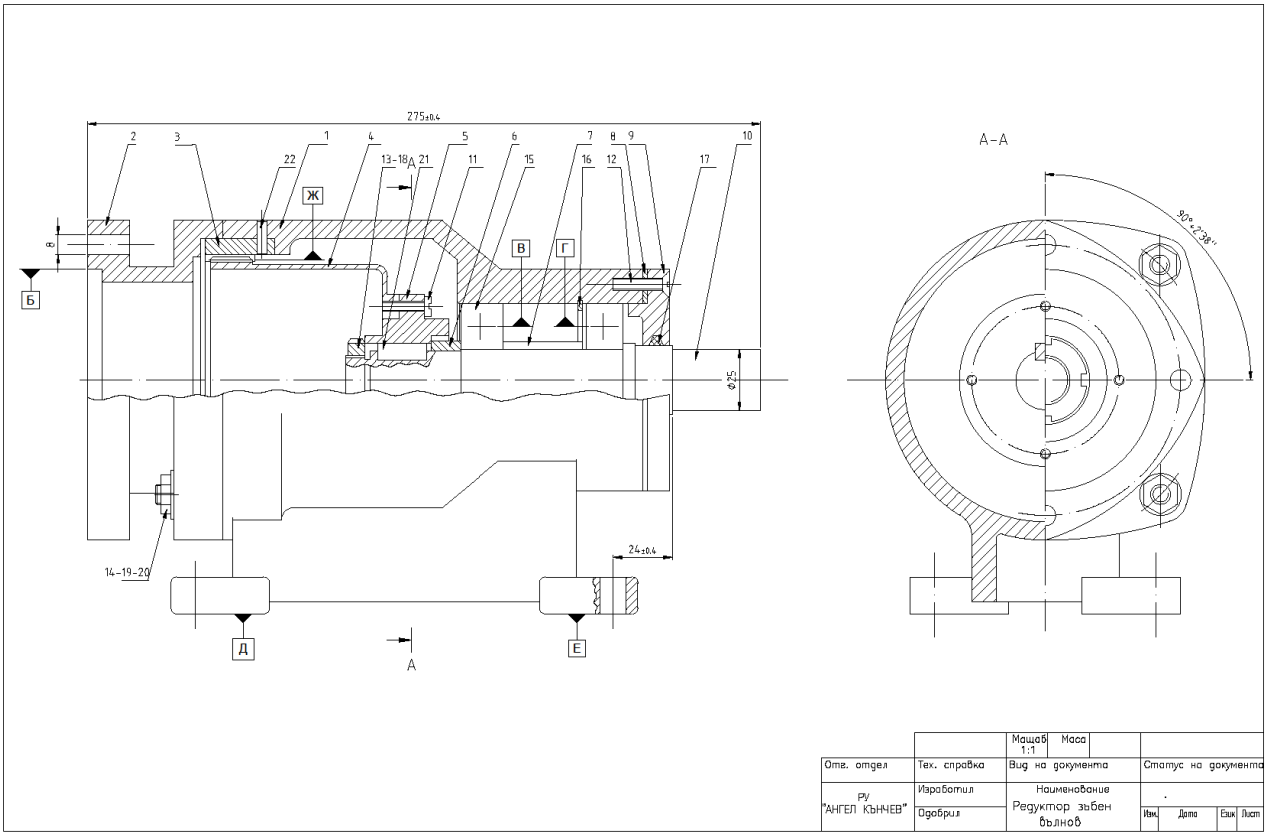
Целта на настоящата работа е да се онагледи и възможно най достъпно да се представи задачата с използване на програмен продукт и подходящ подход при въвеждане на ЧОВ [2].

Изложение

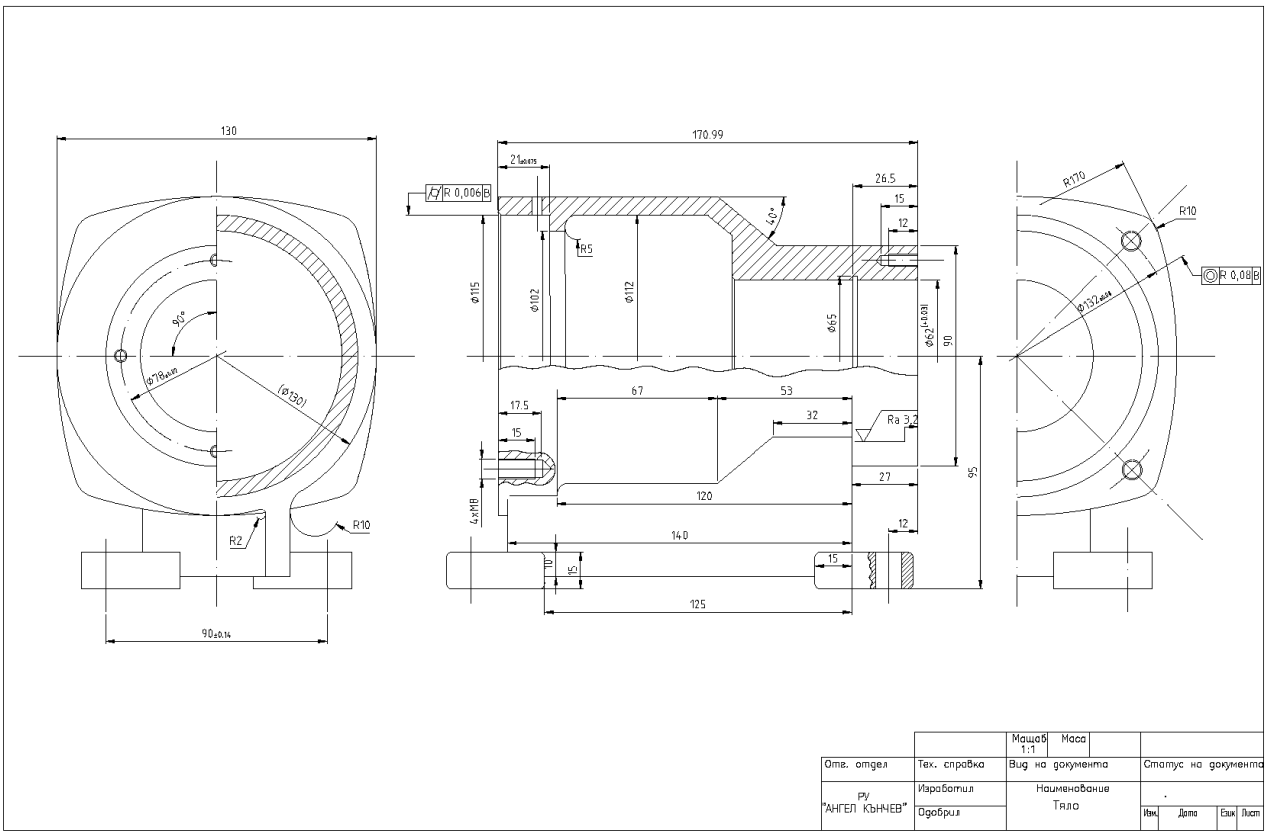
При производство на ново изделие първия документ, който се изработва е ЧОВ. От него се създава останалата конструкторска документация-чертежи на всички нестандартизирани детайли,сборен чертеж, списък на съставните части, а при необходимост монтажен чертеж, габаритен чертеж и др.

Да се прочете един чертеж, означава да се извлече и осмисли цялата, съдържаща се в него информация , да се декодират условните означения. Резултат от разчитането е придобиване на възможност да се отговори устно или графично на всеки въпрос, отнасящ се към изобразеното на чертежа изделие.

Разработване скица (чертеж) на детайл изисква като начало правилно изясняване всички външни и вътрешни повърхнини , начина на сглобяване със съседните детайли а от там, местоположението и броя на отворите и техния профил-гладки или резбови, проходни или глухи.



Фиг. 1 Чертеж на общия вид на зъбен вълнов редуктор.[1]



Фиг.2 Чертеж на сложен детайл – Тяло.[1]

В чертежите на сглобените единици резбовите съединения се чертаят опростено и тъй като при припокриване на външна и вътрешна резба –условно се чертае външната, в студентските работи се появяват най-различни грешни варианти. Трудно се разпознават и невидимите ръбове, закрити от съседни детайли.

В настоящата работа авторите предлагат подход за въвеждане ЧОВ с помощта на CAD система, при който всеки детайл се чертае на отделен слайд. При указване на съответната позиция, детайлът се отлепя с двумерните си изображения и се визуализира с пространствената си форма.

При този начин на представяне на задачата, ясно се вижда вида на резбата, закритите невидими в ЧОВ ръбове на детайла, както и нанесените допуски на размерите. При наличие на интерактивна дъска могат веднага да се уточнят оптималния брой изображения.

За останалата конструкторска информация върху чертежа-грапавост на повърхнините, геометрични допуски и технически изисквания, се предвижда самостоятелна работа на студентите.

Сборния чертеж (ЧС) обикновено съдържа същата информация като в чертежа на общия вид, но по-малък брой изображения, необходими за изясняване начина на сглобяване на готовите детайли.

Заключение

Поднесен в този вид учебен материал би допринесъл за по-нагледно представяне и вярно разчитане на ЧОВ, както и разработване на последваща техническа документация. Двумерните изображения на изделието и детайлите придружени с пространствените им форми подобряват разчитането им.

Литература

[1] Сандалски, Б., П. Горанов, Г. Динев, Ир. Ценколовска. Приложна геометрия и инженерна графика, Софттрейд, С., 2006.

[2] Ангелова, Евг., Ц. Цонева. Проучване на CAD/CAM системи и използване графичните и възможности в обучението по Техническо чертане. В: Сборник научни доклади АМТЕСН, Русе, Печатна база ВТУ, 1995.

Адрес за контакти:
Гл. ас. д-р Евгения Ангелова
Катедра „ Машинознание, машинни елементи инженерна графика”
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 082 888 492
E-mail: eangelowa@uni-ruse.bg

АПАРАТ ЗА ЕЛЕКТРОГЕОФИЗИЧНИ ИЗМЕРВАНИЯ „ELEKTROGEOTEST-M2”

Борис Борисов, Нено Ненов
Русенски университет „Ангел Кънчев”

APPARATUS FOR ELECTRICAL GEOPHYSICAL MEASUREMENTS "ELEKTROGEOTEST-M2"

Boris Borisov, Neno Nenov
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: This paper serves to describe the idea and implementation of a device, used to measure the electric field as required in electro-geophysical measurements. Here we are presenting the basic characteristics of the device as well as results, obtained during field work.
Keywords: geo-physical, geo-technical.

Въведение

При геоложките изследвания на земната кора се използват различни методи. Известно е, че геофизичните методи са икономически най-изгодни в сравнение със стандартните, които изискват скъпо струващи сондажи, а и често е невъзможно да бъдат направени на някои терени. От методите на приложната геофизика, електрическите методи имат първостепенно значение, както по теоретична разработеност, така и по приложение, информативност и достъпност и служат за решаване на различни задачи при проучване на геоложките дадености.

Електрическите методи, които дават възможност за изследване на най-голям брой електрически параметри, (електрическо съпротивление, поляризация, естествено електрично поле, фон на полето), са тези които използват постоянен ток. Основен недостатък на геофизичните методи е големият обем информация, който трябва да се събере на терена от различните комбинации на множество електроди, и в последствие да се обработи и интерпретира по съответните алгоритми за получаване на геоложки разрез с необходимата точност. През последните години, с развитие на електрониката и компютърните технологии, стана възможно да се автоматизират процесите както на измерване така и на обработване на тази информация, които доскоро се извършваха ръчно.

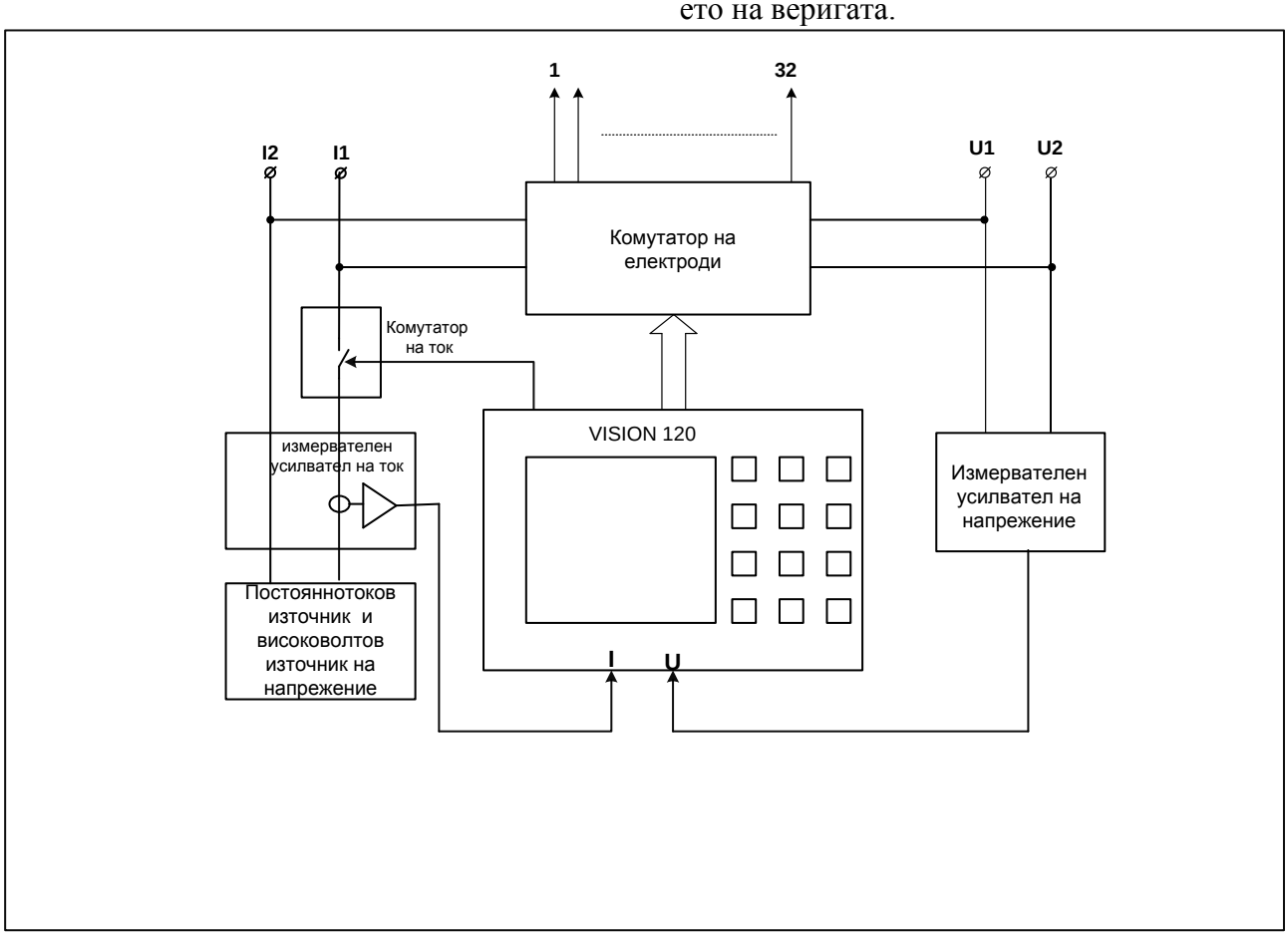
Изложение

В настоящата работа се разглежда конструкцията и принципа на работа на разработения от авторите апарат за автоматизация на измерването на основните параметри на електрическото поле. След монтиране на електродната система на терена и свързването й към апарата, измерването на всички параметри става автоматично, като за целта апарата превключва последователно електродите по предварително зададена програма и записва стойностите на всички измерени параметри в електронна памет. Към апарата може да се свърже система от 16; 32; 64 и 128 електрода и да се извърши измерване в „точка”, „профил” и „обем” (1D; 2D; 3D пространства) . Могат да се използват както стоманени (стандартни) електроди, така също и неполяризиращи, позволяващи измерване на естествения фонов потенциал и привидното електрическо съпротивление с висока точност.

Структурната схема на апарата е показана на фиг.1. Основен елемент в конструкцията на апарата е управляващия контролер. Чрез него се осъществява управлението на всички процеси свързани с комутацията на електродите, включване на тока, измерване на отделните параметри и архивиране на измерените стойности в паметта на контролера. Други важни блокове в структурата на апарата са : генератор на постоянен ток, комутатор на тока, измервателен усилвател на тока, измервателен усилвател на потенциална разлика и кому-

татор на електродите. На схемата не е показан захранващия блок, който осигурява необходимите напрежения за работата на отделните модули.

Генератора на постоянен ток представлява високоволтов постояннотоков източник (300 V), осигуряващ постоянен ток на измерване независимо от съпротивлението на веригата.



Фиг.1. Блок схема на апарата ELEKTROGEOTEST-M2

Стойностите на тока могат да бъдат задавани в диапазона от 10 до 500 mA., в зависимост от характеристиките на изследвания терен. (При терени с особено високо съпротивление, вместо генератора на тока може да се използва вградения източник на високо напрежение (600V).

Измервателния ток се включва към съответните електроди чрез токовия комутатор управляван от контролера. Чрез измервателния усилвател на тока, последния се подава на аналоговия вход на контролера за измерване и регистриране.

Напреженията между потенциалните електроди, чрез измервателния усилвател на напрежение се подават на другия аналогов вход на контролера.

Комутаторът на електродите осъществява свързването на всеки един от електродите към съответните токови или напреженови изводи, т. е. осигурява пълно мултиплексиране между включените към апарата електроди и кой да е токов или напреженов извод (I1,I2,U1,U2) в съответствие със зададената програма за измерване. Програмата представлява таблица с комбинация на свързване на електродите, която предварително се въвежда в контролера. Максималния брой на комбинациите е 1000. Това позволява да се направят последователно 1000 измервания.

Въвеждането на програмата в контролера става чрез PC или лаптоп, като се използва специализиран софтуер за отдалечен достъп (Remote Access). На фиг.2 е показана структурата на програмата.

Резултатите от измерванията се записват в друга таблица, която също е достъпна за четене чрез Remote Access.(Фиг.3).

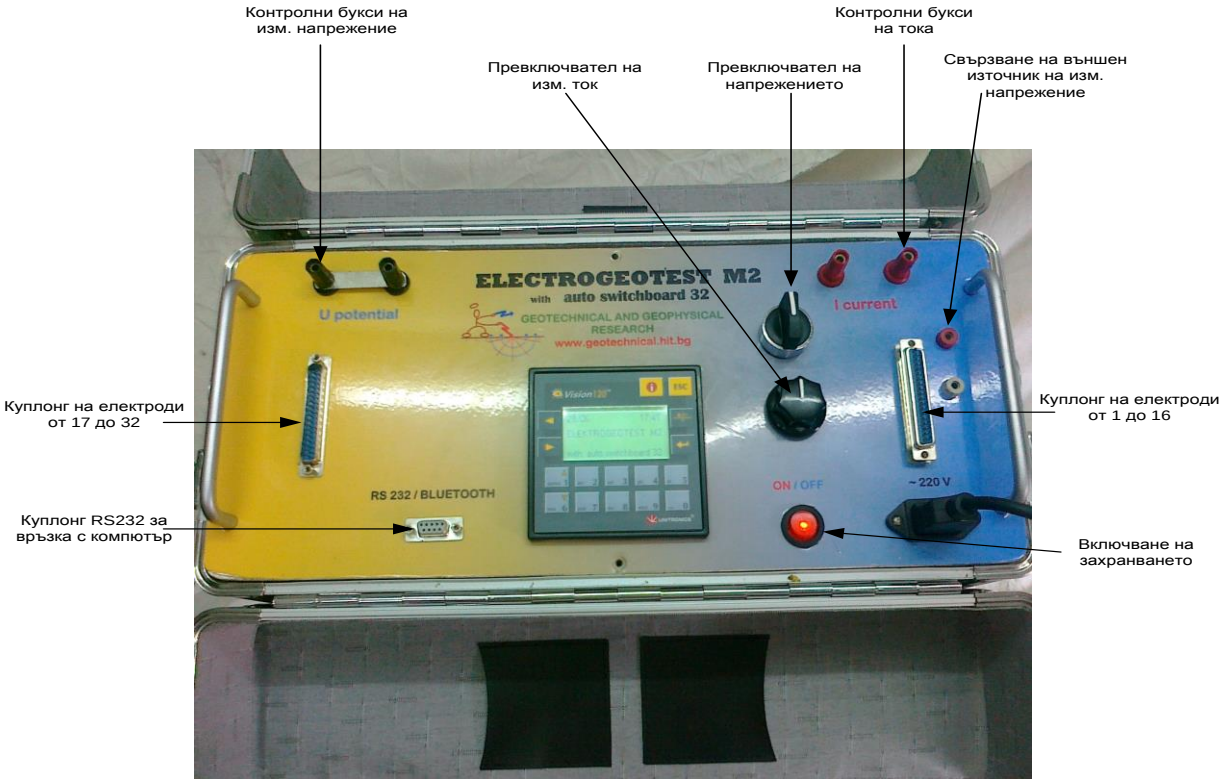
Row	C1 (Integer)	C2 (Integer)	P1 (Integer)	P2 (Integer)
1	2	3	4	5
2	3	4	5	6
3	4	5	6	7
4	5	6	7	8
5	6	7	8	9
6	8	9	10	11
7	9	10	11	12
8	10	11	12	13
9	11	12	13	14
10	12	13	14	15
11	13	14	15	16
12	14	15	16	1
13	15	16	2	3
14	16	1	2	3
15	17	18	19	20
16	18	19	20	21
17	19	20	21	22
18	20	21	22	23
19	21	22	23	24

Фиг.2 Структура на програмата за ELEKTROGEOTEST-M2”

Измерени данни

Row	Date (String, 10	Time String, 10	N (Integer)	rent, I, r (Float)	P,U1, m (Float)	P,U2, m (Float)	P,U3, m (Float)	t, SP,sec (Integer)	U1,mV (Float)	t, U1,sec. (Integer)	U2,mV (Float)	t, U2,sec. (Integer)	U3,mV (Float)	t, U3,sec. (Integer)	arge,s (Integer)	t, IP, sec (Float)	IP,U1,mV (Float)	IP,U2,mV (Float)	IP,U3,mV (Float)	IP,U4,mV (Float)	IP, (F
0			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
2			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
3			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
4			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
5	05/24	16:15:19	94	0	-9,5	-8,8	-9,4	2	0,2	0	0,2	1	-0,1	2	2	1	0,6	0	0,4	0,4	
6	05/24	16:15:30	95	0	-9,2	-8,7	-9,4	2	0,2	0	0	1	0,9	2	2	1	0,2	0,2	0,4	0,4	
7	05/24	16:15:40	96	0	-8,8	-9,4	-8,5	2	-0,7	0	-0,2	1	-0,7	2	2	1	-0,7	-0,3	-0,3	-0,9	
8	05/24	16:15:50	97	0	-9,4	-8,7	-8,8	2	-0,7	0	-0,2	1	-0,6	2	2	1	-0,2	-0,2	-0,2	-0,4	
9	05/24	16:16:00	98	0	-9,4	-9,4	-9,2	2	0,2	0	0,2	1	0,5	2	2	1	0	0	0,2	-0,2	
10	05/24	16:16:10	99	0	8,8	8,8	9,2	2	-0,5	0	-0,7	1	-0,4	2	2	1	-0,7	-0,2	-1,2	-1	
11	05/24	16:16:21	100	0	8,7	8,8	8,7	2	0,3	0	0,1	1	-3,7	2	2	1	0	0,3	-0,2	0	
12	05/24	16:16:31	101	0	9,2	9,3	8,5	2	0	0	0,3	1	0	2	2	1	0,5	0,3	0,7	0,5	
13	05/24	16:16:41	102	0	8,7	9	8,8	2	-0,3	0	0,4	1	0,2	2	2	1	0	0,2	-0,1	0,2	
14	05/24	16:16:51	103	0	8,7	8,7	8,4	2	0,9	0	0,4	1	0,3	2	2	1	0,6	0,1	0,3	0,3	

Фиг.3 Структура на таблицата с резултатите от измерването



Фиг.4. Външен вид на апарат „ELEKTROGEOTEST-M2”

Основните характеристики на апарата са:

1. Захранващо напрежение: ~ 220V.
2. Напрежение на измерване: два обхвата: токов - 300V и напреженов 600V. Външен източник (Umax. =800V; Imax.= 0,55A)
3. Ток на измерване: 10,50,100,200,300,500mA
4. Грешка на тока при измерване в режим постоянен ток: ≤ 1%
5. Вх.съпротивление на измервателния усилвател на напрежение: 20 MΩ.
6. Макс. стойност на измервания потенциал: +,- 4 V.
7. Дискретност на измерваното напрежение: 0,1 mV.
8. Грешка на измерваното напрежение: ≤ 1%
9. Интервали на задаване продължителността на измерване: от 0,01сек. до 999,99 сек.
10. Максимален брой измервания без прекъсване: до 1000 измервания.

На Фиг.4. епоказан външния вид на апарата.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ:

Проектиран и изработен е високотехнологичен апарат за електрогеофизични измервания, който не само не отстъпва, но и по редица показатели превъзхожда съответните образци на водещи фирми в сектора..

Едногодишната експлоатация в реални полеви условия потвърди високата ефективност и надеждност на апарата.

Адреси за контакти:
Ас. инж. Борис Ненов Борисов
Катедра ЕСЕО
Русенски университет "Ангел Кънчев"
Тел.: 088932647
E-mail: bnborisov@uni-ruse.bg

инж. Нено Георгиев Ненов
Катедра ЕСЕО
Геотехникъл и геофизикъл рисърч-ЕООД
Тел.: 0887761903
E-mail: neno_nenow@yahoo.com

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА МОМЕНТА НА ВПРЪСКВАНЕ ВЪРХУ ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА ДВИГАТЕЛ РАБОТЕЩ С БИОДИЗЕЛОВО ГОРИВО

Симеон Илиев
Русенски университет „Ангел Кънчев”

EFFECT OF FUEL INJECTION TIMING ON THE ENGINE PERFORMANCE OF A BIODIESEL FUELLED ENGINE

Simeon Iliev
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: This paper presents the computational modelling to study the effect of fuel injection timing on the performance of a direct injection biodiesel fueled engine. It is well known that injection strategies including the injection timing and pressure play the most important role in determining engine performance, especially in pollutant emissions. For such studies are performed was developed the 1-D (one-dimensional) model of a four-stroke single cylinder diesel engine for predicting the effect of injection timing on engine performance and emissions. AVL Boost was used as a simulation tool to analyse the performance and emissions characteristics for differed blends of biodiesel and diesel. Injection timings were changed to study their influence on performance and emissions. There are three types of fuels used throughout the study, which are diesel (D2), biodiesel 100% blend (B100) and biodiesel 20 % blend (B20). The results obtained with biodiesel were compared with the diesel fuel D2 as reference fuel. Advancing the injection timing and increasing the injector opening pressure increase the brake hydrocarbons (HC).
Keywords: Diesel engine, Biofuel, Emissions, 1D Simulation, Injection timing.

1. INTRODUCTION

Biodiesel-diesel fuel blends or even pure biodiesel can be used in diesel engines with small modifications and it improves the lubricity, which results in longer engine component life [1]. It is shortcomings include increased NOx emissions in the engine exhaust, poorer cold-flow properties, and shorter shelf life compared with petroleum diesel [2]. The combustion of biodiesel fuel in compression ignition (CI) engines in general results in lower smoke, particulate matter, carbon monoxide and hydrocarbon emissions compared to standard diesel fuel combustion while the engine efficiency is either unaffected or improved [3]. Density, on the other hand, is one of the key properties since some other crucial fuel properties such as cetane number and heating value are related to it. In addition, because the amount of fuel injected to combustion chamber is measured volumetrically for diesel engines, the variation of the density directly affects the engine output power and fuel consumption. Also, density influences the start of injection, injection pressure, and fuel spray characteristics, so that these affect the combustion and exhaust emissions [4]. With an advanced injection timing there is more time available for mixture formation, this can lead better combustion and improved performance and also reduction in HC and Carbon Monoxide (CO) emissions. Increased injector opening pressure has significant effect on the performance and emissions of diesel engines. An increase of injection pressure is found to enhance the atomization at the nozzle outlet, resulting in a more distributed vapour, hence batter mixing. When the injection pressure is increased fuel particle diameter reduces. Since mixing of fuel and air become better during the ignition delay period, HC smoke levels will reduce [5].

The performance of brake thermal efficiency, injection timing, hydro carbons (HC), Carbon Monoxide (CO) and nitrogen oxides (NOx) emissions were being discussed in this research.

AVL Boost is based on 1D gas dynamics which account for fluid flows and heat transfer. Each component in an AVL Boost model

is discretized or separated in many smaller components. These components have very small volumes and the fluid's scalar properties in these volumes are assumed to be constant. The scalar properties of a fluid include pressure, temperature, density and internal energy. Each volume also have vector properties that can be transferred across it's boundaries. This properties include mass flux and fluid velocity.

2. METODOLOGY

AVL Boost is a software tool that consists in a pre-processing program, used for initial data entry and technical characteristics of the engine to be designed as model. After forming the engine assembly with annexes systems, mathematical equations and algorithms of the model with the graphical user interface (GUI) will analyze and calculate the processes that are required during simulation [6]. The model for the engine designed in AVL BOOST application is shown in fig. 1.

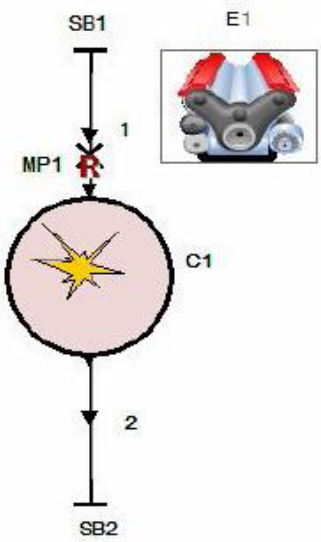


Fig. 1 Model of Single Cylinder Diesel Engine: SB-system boundaries, MP-measuring points, C-cylinder.

In general, a one dimensional (1D) simulation of an engine model consists of intake system, exhaust system, fuel injection systems, engine cylinders and valve train. Optional of the first step of building engine model in AVL BOOST is to modeling the intake system. For the selected diesel engine, the intake system has a few components, size and different data. The system is started from environment till the intake valve. All of the intake system components in the AVL BOOST model are environment, intake runner air filter, air filter, intake runner, intake port, intake valve. The components in this system need a few data to complete the data form and running the model. Engine cylinder and fuel injection system that focused in engine cylinder performance support diesel fuel from fuel injection system, fresh air intake system and exhaust gas to exhaust system. The components, size and data must be recorded and inserted to the AVL BOOST form [7].

The main features of the diesel engine that have been used as initial data to define the cylinder parameters are presented in table 1. Cylinder (C1) of the model in AVL Boost is connected with element Engine (E1).

Table 1: Specification of the engine.

Engine Parameters	**Value**	**Unit**
Bore	169	[mm]
Stroke	169	[mm]
Number of cylinders	One	
Power	5,2	[kw]
Speed	1500	[min^{-1}]
Compression ratio	7,5:1	
Four stroke, water-cooled, OHV, Direct injection, CI engine		

The properties of the biodiesel have been determined and summarized in table 2.

Table 2: Fuel properties of diesel and biodiesel

Fuel Properties	**Biodiesel**	**Diesel**
Density (kg/m^3)	900	855
Kinetic Viscosity at 40^0C (c. St.)	5.42	2.2
Higher Heating Value (MJ/kg)	37.24	45.4
Flash Point (^0C)	105	55
Pour Point (^0C)	-4	-18

This work aims to study the influence of injection timing and injection pressure on the performance, emissions and combustion characteristics diesel engine. Experiments were done at a constant speed of 1500 min^{-1} with diesel D2, blend B20 and biodiesel. Parameters like injection timing were varied. The brake thermal efficiency, HC, CO, NOx and heat release rate are presented and compared with that of diesel D2.

3. RESULTS AND DISCUSSIONS

The effect of injection timing on brake thermal efficiency for DI system operation with diesel D2, biodiesel and blend B20 at five injection timings is shown in Figure 2. The brake thermal efficiency reduces with retarding the injection timing. It is also seen that the maximum values of thermal efficiency could have been higher if a matched injector can be used. The maximum brake thermal efficiency reached was 34,3 % for diesel, 32,2 % for B20 respectively and 31,4 % for biodiesel (B100) at injection timing of 340^0 CA.

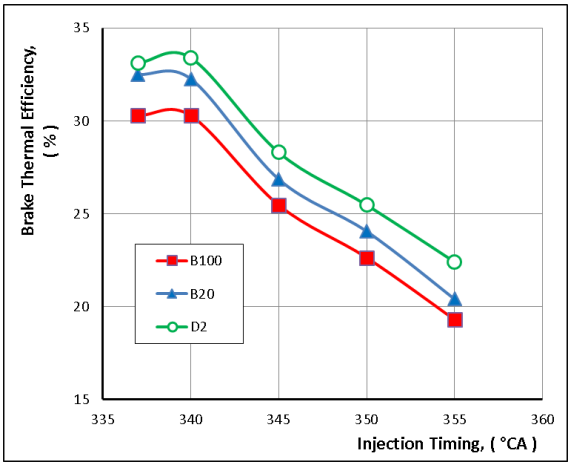


Fig. 2 Effect of injection timing on brake thermal efficiency

Figures 3 and 4 shows effect of injection timing on HC and CO emissions for diesel, biodiesel and blend B20.

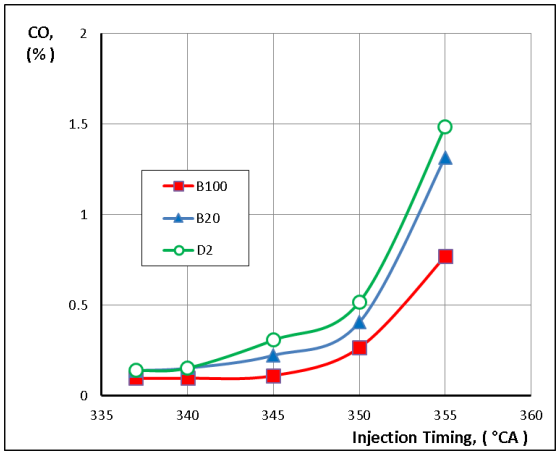


Fig. 3 Effect of injection timing on CO emissions

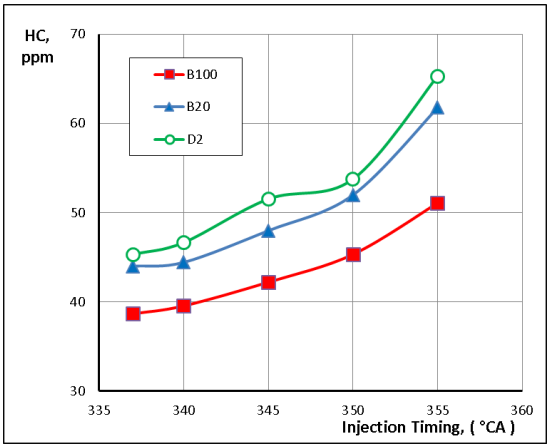


Fig. 4 Effect of injection timing on HC emissions

HC levels increase as the timing is retarded due to the increase in the premixed burn fraction that occurs on account of the reduced ignition delay [8]. The HC levels are high because the injection system is not matched and wall wetting effects dominate. CO emissions also show similar trends. In fact as the injection timing is retarded, the brake thermal efficiency also falls and for the same power output this increases the amount of fuel delivered. This is also a reason for the increase in the CO level.

The effect of injection timing on emission of nitrogen oxides NOx for DI system operation with diesel D2, biodiesel and blend B20 at five injection timings is shown in Figure 5.

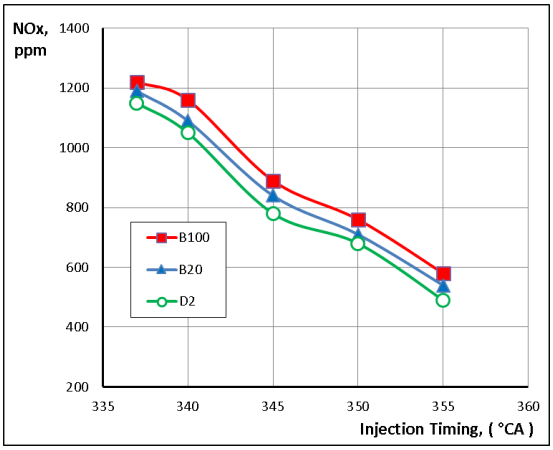


Fig. 5 Effect of injection timing on NOx emissions

In general retarded injection results in substantial reduction in NOx emissions. As the injection timing is retarded, the combustion process gets retarded. NOx concentration levels are lower as the peak temperature is lower [9].

The ignition delay is reduced as the timing is advanced. As the injection timing is advanced the peak heat release rate increases and the diffusion combustion portion also becomes less dominant. These are expected trends and indicate that the developed system is able to work satisfactorily. The advanced start of combustion yield longer residence time and higher in-cylinder temperature, leading to an increase in NOx emissions.

The peak pressure reduces as the injection is retarded due to reduces heat release rates and also retarded combustion. At very retarded timings we see that combustion occurs after TDC even.

4. CONCLUSIONS

The engine is operated with diesel D2, B20 and biodiesel at injection timings of 355^0 CA, 350^0 CA, 345^0 CA, 340^0 CA and 337^0 CA. The injection timing 340^0 CA was found to be optimum for all the fuels tested.

The maximum brake thermal efficiency reached was 34,3 % for diesel, 32,2 % for B20 respectively and 31,4 % for biodiesel (B100) at injection timing of 340^0 CA.

Higher injection opening pressures were found suitable for operating engine with biodiesel. At injection pressure of 800 bar, the brake thermal efficiency is improved. HC and CO emissions are reduced. There was a negligible increase in NOx emission.

ASKNOWLEDGMENT

We are eternally grateful to AVL-AST, Graz, Austria for granting use of AVL-BOOST under the university partnership program.

References

[1] M.S. Shehata, Emissions, performance and cylinder pressure of diesel engine fuelled by biodiesel fuel, Fuel 112 (2013) 513–522.
[2] M.E. Tat, P.S. Wang, J.H. Van Gerpen and T.E. Clemente., “Exhaust emissions from an engine fueled with biodiesel from high-oleic soybeans”, J Am Oil Chem Soc, 84:865–869, 2007.
[3] A. Tsolakis, A. Megaritis, M.L. Wyzsinsky and K. Theinnoi., “Engine performance and emissions of a diesel engine operating on diesel-RME (rapeseed methyl ester) blends with EGR (exhaust gas recirculation)”, Energy 32: 2072–2080, 2007.
[4] B. Tesfa, R. Mishra, F. Gu, N. Powles, Prediction models for density and viscosity of biodiesel and their effects on fuel supply system in CI engines, Renew. Energy 35 (12) (2010) 2752–2760.
[5] Henein, N. A., Lai, M.C., Singh, I.P., Zhong, L and Han, J. Characteristics of a common rail diesel injection system under pilot and post injection modes, SAE paper No. 2002-01-0218, 597-609.
[6] AVL List Gmbh, AVL Boost – Theory, 2013.
[7] AVL List Gmbh, AVL Boost User Guide, 2013.

[8] Agarwal, A. K. Comparative performance, emission and combustion characteristics of Rice-Bran oil and its biodiesel in a transportation diesel engine, Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 132, 064503-1 (2010).
[9] Gajendra Babu, M.K. Studies on performance and Exhaust Emissions of a CI Engine Operating on Diesel and Diesel Biodiesel Blends at Different Injection Pressure and Injection Timings. Society of Automotive Engineers, Paper No.; 2007-01-0613, USA.

Contact information:
Assoc. Prof. Simeon Iliev, M. Sc. Eng. PhD
Department of Engines and Vehicles
University of Ruse
Phone: +359 82 888 331
E-mail: spi@uni-ruse.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА ДИЗЕЛОВО, БИОДИЗЕЛОВО И БИОДИЗЕЛОВО ГОРИВО С ГЛИЦЕРИН ВЪРХУ ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА ДИЗЕЛОВ ДВИГАТЕЛ

Симеон Илиев
Русенски университет „Ангел Кънчев”

EFFECT OF DIESEL, BIODIESEL AND BIODIESEL WITH GLYCERINE ON THE ENGINE PERFORMANCE

Simeon Iliev
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: This paper presents the computational modelling to study the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on the performance of a direct injection diesel engine. For such studies are performed was developed the 1-D (one-dimensional) model of a four-stroke single cylinder diesel engine for predicting the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on engine performance. AVL Boost was used as a simulation tool to analyse the performance for differed biodiesel and diesel. The torque, brake power and fuel consumption values associated with these fuels were determined under certain operating conditions.
There are three types of fuels used throughout the study, which are diesel (D2), biodiesel 100% blend (B100) and biodiesel with glycerine (B+G). The results obtained with biodiesel and biodiesel with glycerine were compared with the diesel fuel D2 as reference fuel. The obtained results were compared and it was noted that all fuels yielded similar results at some points.
Keywords: Diesel Engine, Biofuel, Biodiesel Blend, 1D Simulation, Glycerine.

1. Introduction

The biodiesel is the general word for all types of fatty acid methyl esters (FAMEs) or ethyl ester made from different raw materials and used as fuels. It can be produced from renewable sources such as virgin or even used vegetable oils and animal fats via a reaction known as transesterification. This process is a chemical reaction between triglycerides and alcohol in the presence of alkaline liquid catalyst, usually sodium or potassium methoxide. The alcohol reacts with the fatty acids to form the methyl ester (biodiesel) and glycerol. Fats and oils are made up of 1 mole of glycerol and 3 moles of fatty acids and are commonly referred to as triglycerides. On the other hand, biodiesel can be made from waste oils. A method has been described for producing esters from waste cooking oils containing significant quantities of free fatty acids liberated during the cooking process [1].

Biodiesel-diesel fuel blends or even pure biodiesel can be used in diesel engines with small modifications and it improves the lubricity, which results in longer engine component life [2]. It is shortcomings include increased NOx emissions in the engine exhaust, poorer cold-flow properties, and shorter shelf life compared with petroleum diesel [3]. The combustion of biodiesel fuel in compression ignition (CI) engines in general results in lower smoke, particulate matter, carbon monoxide and hydrocarbon emissions compared to standard diesel fuel combustion while the engine efficiency is either unaffected or improved [4]. Density, on the other hand, is one of the key properties since some other crucial fuel properties such as cetane number and heating value are related to it. In addition, because the amount of fuel injected to combustion chamber is measured volumetrically for diesel engines, the variation of the density directly affects the engine output power and fuel consumption. Also, density influences the start of injection, injection pressure, and fuel spray characteristics, so that these affect the combustion and exhaust emissions [5].

The engine power Ne, engine torque Me, specific fuel consumption ge, effective efficiency η_e and main effective pressure Pe were being discussed in this research.

2. Methodology

For such studies are performed was developed the 1-D (one-dimensional) model of a four-stroke single cylinder diesel engine for predicting the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on engine performance.

AVL Boost is a software tool that consists in a pre-processing program, used for initial data entry and technical characteristics of the engine to be designed as model. [6]. The model for the engine designed in AVL BOOST application is shown in fig. 1.

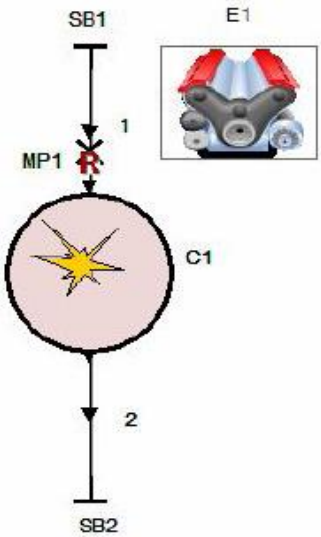


Fig. 1 Model of Single Cylinder Diesel Engine: SB-system boundaries, MP-measuring points, C-cylinder.

In general, a one dimensional (1D) simulation of an engine model consists of intake system, exhaust system, fuel injection systems, engine cylinders and valve train. Optional of the first step of building engine model in AVL BOOST is to modeling the intake system. For the selected diesel engine, the intake system has a few components, size and different data. The system is started from environment till the intake valve. All of the intake system components in the AVL BOOST model are environment, intake runner air filter, air filter, intake runner, intake port, intake valve. [7].

The main features of the diesel engine that have been used as initial data to define the cylinder parameters are presented in table 1. Cylinder (C1) of the model in AVL Boost is connected with element Engine (E1).

Table 1: Specification of the engine.

Engine Parameters	**Value**	**Unit**
Bore	85	[mm]
Stroke	80	[mm]
Number of cylinders	One	
Power	5,5	[kw]
Total displacement	454	[cm^3]
Injection timing	25^0 BTDC	[^{0}]
Max. Torque at 1700 min^{-1}	28.5	[Nm]
Compression ratio	17:1	
Four stroke, water-cooled, OHV, Direct injection, CI engine		

The simulation were performed with diesel fuel (D2), biodiesel without glycerine (B100) and biodiesel with glycerine (B+G).

3. Results and discussions

The effect of diesel (D2), biodiesel (B100) and diodiesel with glycerine (B+G) on the engine power is shown in Figure 2. The maximum brake power values of biodiesel, diesel and biodiesel with glycerine were obtained at 2750, 2500 and 2000 min^{-1}, respectively. According to these values, the diesel fuel has the greatest brake power

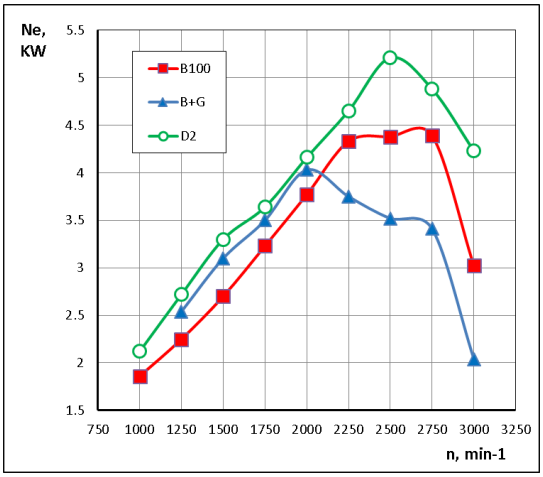


Fig. 2 Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on engine power

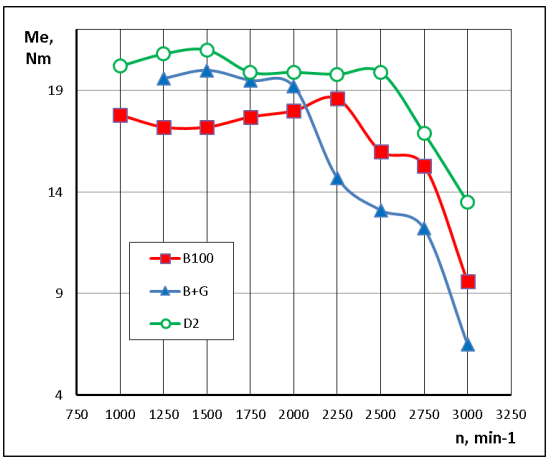


Fig. 3 Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on engine torque

Figure 3. shows the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on engine torque. The maximum torque values are about 21 Nm at 1500 min^{-1} for the diesel fuel, 20 Nm at 1500 min^{-1} for the biodiesel with glycerine, and 18.6 Nm at 2250 min^{-1} for the biodiesel. The torque values of diesel are greater than those of biodiesel. The torque values of biodiesel with glycerine are greater than those of biodiesel without glycerine up to 2000 min^{-1}. These results indicate that glycerine has an effect on engine torque.

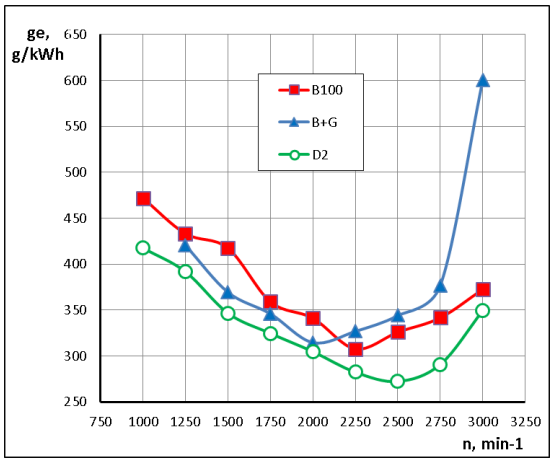


Fig. 4 Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on specific fuel consumption

The variations of specific fuel consumption ge of these fuels are presented in Figure 4. The specific fuel consumption values of biodiesel decrease until 2250 min^{-1} but those of diesel decrease up to 2500 min^{-1}. The biodiesel with glycerine show decrease until 2000 min^{-1} of specific fuel consumption values. The minimum ge value with diesel was 272 g/kWh at 2500 min^{-1} and with biodiesel and biodiesel with glycerine it was 308 g/kWh and 315 g/kWh at 2250 and 2000 min^{-1}, respectively.

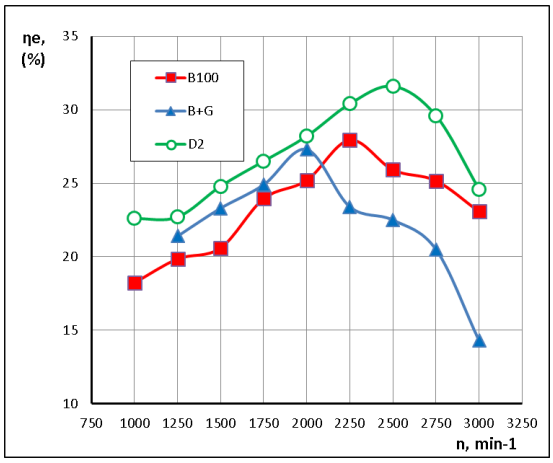


Fig. 5 Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on effective efficiency

The effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on effective efficiency is shown in Figure 5. The diesel D2 has the highest effective effciency value as a result of low specific fuel consumption. In this figure there is a significant increase in the efficiency value of biodiesel with glycerine at 3000 min^{-1} because of the high specific fuel consumption.

Figure 6. shows the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on effective pressure. The diesel and biodiesel with glycerine show similar effective pressure values up to 2000 min^{-1}. After that point the effective pressure value of biodiesel with glycerine decreases more than, that of the other two fuels.

In general the variations of brake power values of biodiesel, diesel and biodiesel with glycerine show similar behaviours until 2000 min^{-1}. Above this value, the traditional diesel gives high brake power values. The observed maximum brake power with diesel D2 is about 25% higher than that with biodiesel and 52% higher than that with biodiesel with glycerine at 2500 min^{-1}. The maximum torque values were observed as about 21 Nm, 20 Nm, and 18.6 Nm at 1500 min^{-1} for diesel, and biodiesel fuel with glycerine and at 2250 min^{-1} for biodiesel fuel, respectively.

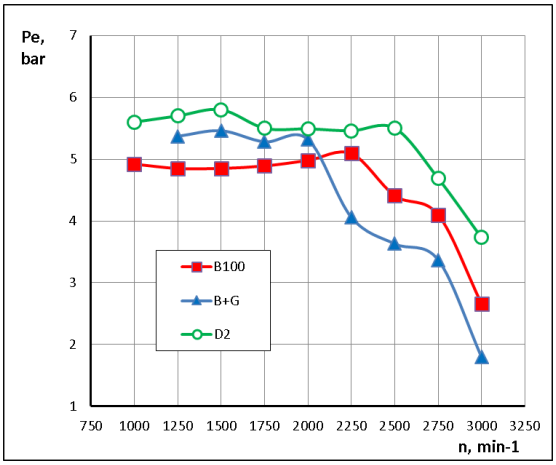


Fig. 6 Effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on effective pressure

The specific fuel consumption value of diesel was about 12% lower than that of biodiesel with glycerine and 13% lower than that of biodiesel. The diesel fuel gives the maximum effciency value at 2500 min^{-1} as a result of low specific fuel consumption. However, the biodiesel with glycerine gives the minimum effciency at 3000 min^{-1}. The effective pressure of biodiesel, biodiesel with glycerine and diesel took similar values up to 2000 min^{-1}. According to these results, glycerine has signiffcant effects on engine performance.

3. Conclusions

This study presents the computational modelling to study the effect of diesel, biodiesel and biodiesel with glycerine on the performance of a direct injection single-cylinder diesel engine. AVL Boost software was used as a simulation tool to analyse the performance for differed biodiesel and diesel.

Compared Diesel fuel, a 25% power loss occured with biodiesel. The perfomance characteristics of biodiesel were closer to those of diesel fuel.

Based on these results, it may be concluded that the biodiesel fuels can be used as fuel in Diesel engines with some modifcations. Fuel systems should be optimised for biodiesel fuels, because of the high density and gumming properties.

Asknowledgment

We are eternally grateful to AVL-AST, Graz, Austria for granting use of AVL-BOOST under the university partnership program.

References

1. M.C. Math, S.P. Kumar, S.V. Chetty, Technologies for biodiesel production from used cooking oil-a review, Energy Sustain. Dev. 14 (4) (2010) 339–345.
2. M.S. Shehata, Emissions, performance and cylinder pressure of diesel engine fuelled by biodiesel fuel, Fuel 112 (2013) 513–522.
3. M.E. Tat, P.S. Wang, J.H. Van Gerpen and T.E. Clemente., “Exhaust emissions from an engine fueled with biodiesel from high-oleic soybeans”, J Am Oil Chem Soc, 84:865–869, 2007.
4. A. Tsolakis, A. Megaritis, M.L. Wyzsinsky and K. Theinnoi., “Engine performance and emissions of a diesel engine operating on diesel-RME (rapeseed methyl ester) blends with EGR (exhaust gas recirculation)”, Energy 32: 2072–2080, 2007.
5. B. Tesfa, R. Mishra, F. Gu, N. Powles, Prediction models for density and viscosity of biodiesel and their effects on fuel supply system in CI engines, Renew. Energy 35 (12) (2010) 2752–2760.
6. AVL List Gmbh, AVL Boost – Theory, 2013.
7. AVL List Gmbh, AVL Boost User Guide, 2013.

Адрес за контакти:
Доц. д-р инж. Борис Сакакушев
Катедра Технология на машиностроенето и металорежещите машини
Русенски университет “Ангел Кънчев”
Тел.: 082 888 493
E-mail: bsak@uni-ruse.bg

СИМУЛАЦИЯ НА РЕДКИ СЪБИТИЯ В ТЕЛЕТРАФИЧЕН МОДЕЛ С ПРИОРИТЕТНО ОБСЛУЖВАНЕ

Елена Иванова
Русенски университет „Ангел Кънчев”

SIMULATION OF RARE EVENTS IN TELETRAFFIC MODEL WITH PRIORITY SERVICE

Elena Ivanova
University of Ruse

Abstract: In the suggested paper the rare events in the teletraffic model with priority service are under investigation. The teletraffic model is analyzed at geometrical arrival and service times**.** For estimation of the *Quality of Service* (*QoS*) parameters for networks with priority service is suggested implementation of rare event simulation. This approach gives possibility to estimate very small probability values even less than 10^{-9}, where the Monte Carlo methods are useless. Traffic simulation is made with importance splitting method *RESTART*. The parameters of the system and RESTART/LRE method are investigated multifactor regression analysis.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Гарантирането на качеството на услугите при предаването на данни в телекомуникационните мрежи от ново поколение е в пряка зависимост от възникващите блокировки в отделни възли, както и в цялостни системи. Освен това, влиянието на отделните параметрите, както на телетрафичната система особено с приоритетните заявки, както и параметрите на симулационния метод, е от съществено значение при извеждане на крайните резултати определящи броят блокировки и бързодействието на метода [1,9]. При всяка една телетрафична система, определянето на значимите влияния с многофакторен регресионен анализ, е от съществено значение [2,4]. Симуалацията на редките събития при системите с приоритетни комуникации, мрежи от опашки с дълговремеви зависимости, е трудно изчислима с математически анализ, но съответните модели биха могли да се моделират и симулират при определени изследвания с метода *RESTART/LR*E [8,10,11].

2. МОДЕЛ НА ТЕЛЕТРАФИЧНА СИСТЕМА С ДИНАМИЧНИ ПРИОРИТЕТИ

Основна цел е създаването на симулационни модели на телетрафични системи, както и усъвършенстване на алгоритмите за симулация на редки събития и методиките за оценка на вероятностните параметри, характеризиращи загуби в телетрафичния поток, но съществуват основни различия при обикновени системи и телетрафични системи с приоритети. Приоритетите, които ще бъдат изследвани с цел възникване на по-малко редки събития, са относителен, абсолютен, статичен и динамичен [2].

Относителният приоритет, при които постъпилата заявка от по-висок клас изчаква обслужването на повикванията от обслужващото устройство и на всички повиквания от по-висок клас и тогава се обслужва. Докато при абсолютния приоритет постъпилото повикване прекъсва обслужването на повикванията от по-нисък клас в обслужващото устройство. След обслужване на високоприоритетното повикване прекъснатото повикване може да бъде дообслужено.

Статичните приоритети се определят при създаването на процесите и остават

постоянни през времето на съществуването им. Те се определят по различни начини: процесът получава приоритета по даден показател. Изчислява се въз основа на очакваните заявки за ресурси, като обем памет, процесорно време или входно-изходни устройства. Приоритетът се определя и чрез оценка на времето за изпълнение на заданията, дисциплината *SJF*. При статичните приоритети не определящ фактор е типа на процеса, независимо от заеманите от него ресурси-реални ли не, *IP* базиран или не.

Моделираните приоритети, които оказват най-голямо влияние на загубите и блокировките, както и на производителността на системата, могат да се управляват по-точно, когато приоритетите на процесите могат да се изменят по време на съществуването им, като се отчита тяхното поведение в системата. Тази черта е особено важна за системите с времеделене, процесорното време и ресурсите, намиращи се на разположение на процеса в даден момент, общото време на чакане, обемът на последните входно-изходни операции, общото време на престой в системата и др., могат да бъдат взети под внимание при изчисляването на динамичните приоритети. Тъй като тези характеристики се изменят постоянно, приоритетите на процесите могат да бъдат многократно изчислявани по време на съществуването му. Използването на приоритети е задължително за една бъдеща мрежа.

Разглежда се телетрафична система с два паралелни входящи потока, единият е с геометрично разпределение, а другият с Парето разпределение, с цел да се симулира адекватно комбиниран тежък и неравномерен трафик. Телетрафичната системата се обслужва с геометричен закон на разпределение. Броят места в опашката са *N*, двата входящи потока могат да използват равно поделен капацитет на опашката или да се раздели опашката неравномерно, като приоритетите се разпределят динамично. Третата възможност за използване на ресурса на опашката е единичният поток да заеме цялата опашка, а другият да заема свободния ресурс останал след първоначалното заемане от приоритетния поток. Разглежданата телетрафична система е представена в графичен вид на фигура 1.

Фиг. 1 Телетрафичен модел на широколентов хендовър за мобилни радио мрежи с приоритетно разделяне на входящите потоци

Телетрафични системи с входящ поток със закони на разпределение като, Геометрично, Парето, Ерланг описват широколентовите конвергентни мрежи, както и *IP* базирани мрежи, мрежи от трето и четвърто поколение, хендовъри в съответните мрежи, оптичните комуникации, като вероятността за загуби и закъснения е от порядък от 10^{-7} до 10^{-11}. Това налага използването на техниките за редуциране на необходимото време и ресурси за провеждането на симулацията [5].

3. УСКОРЯВАНЕ НА СИМУЛАЦИЯТА

Самото име на Монте Карло симулацията показва същността на метода, повтарящите вероятностни опити са в основата на тази техника [6,7]. Взети са образци, а оценките на действията на системата са изчислени на базата на тези образци.

Първата стъпка в Монте Карло симулацията е генерирането на случайни променливи с подходящи вероятностни разпределения. Използват се псевдослучайни числа, тъй като при действителна случайна времева последователност от числа, не съществува начин за тяхното възпроизвеждане [2]. Допуска се, че генерираните псевдослучайни числа имат същите статистически характеристики като действителна случайна последователност.

Основната част от симулацията на даден телекомуникационен модел е генерирането на случайни променливи със зададено разпределение. Подходът включва монотонна трансформацията на случайни променливи, независимо дали е не намаляваща или не увеличаващата се.

Моделирането чрез разклоняване на траекторията на закона на разпределение на статическата извадка, цели направата на копия на траекторията на стохастичния процес получени след Монте Карло симулация в съответното разпределение и в подходящи времеви точки, обозначени като разклонения на статистическата извадка от случайни числа.

Методът RESTART (*Repetitive Trials After Reaching Thresholds*) е въведен от братята Вилен-Алтамирано през 1991 година, с допълнителни разработки изложение в статиите [10,11]. а е доразработен от [6,8,9], като основната идея при разклоняването на траекторията на закона на разпределение на стохастичните образци, е разделянето на пространството на състоянията на дадена система като редове от вложени едно в друго подмножества, които се пресичат като редки събития [8]. Когато дадено подмножество е достъпно за траекторията на статистическата извадка, то се запазват системните състояния, водещи до рядко събитие и се използват за повторно генериране на разклоненията, които достигат до прага на дадено ниво на значимост. Особеност на тази техника е факта, че тя се нуждае от добра математическа постановка, осигурена от Монте Карло симулацията. Целта е избягването на симулацията на събитията, които не са цел за изследването, по този начин се достига намаляване на използваното компютърно време и ресурси. Кармелита Гьорг комбинира RESTART с метода на LRE ограничената относителна грешка, извършвайки допълнителни проверки на състоянията на системата, водещи до по-голямо ускорение. Този параметър ограничава рестартирането и следяща стойностите на комплиментарната функция на разпределение на заетостта на разглежданата система [8].

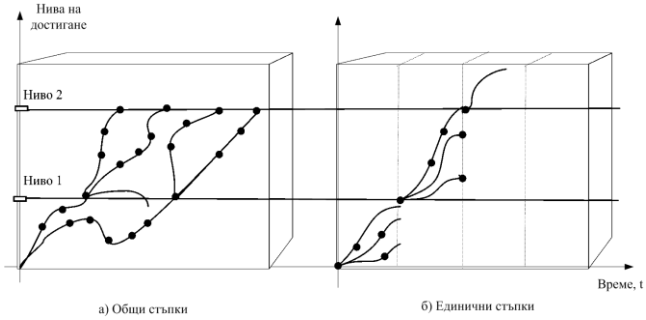
Спирането на симулацията настъпва, когато дадено разклонение от стохастичната извадка премине през определен брой прагове под нейното разклоняване.

RESTART е разделен на няколко основни типа - алгоритъм с общи стъпки и единични стъпки. Алгоритъма, базиран на единичните стъпки има възможност да бъде с фиксирано разклоняване.

Алгоритъма за разклоняване на траекторията на закона на разпределение на случайните числа се прилага по два основни начина:

- ✓ Обща стъпка;
- ✓ Единична стъпка.

Макар и да са две подразделение на основен метод, то разликите в резултатите са големи [6], изобразени са на фигура 2.



Фиг. 2 Метод на общи стъпки а) и метод на единични стъпки б)

Двата метода дават различни резултати, което е от съществено значение в процеса на изследване на редките събития, като се следва основната цел да се изследват параметрите на качеството на обслужване, в мрежи от последни поколения, с най-малко ресурси и за най-кратко време.

Методът на общите стъпки дава добри резултати, като основното изискване към компютърната система е да притежава достатъчно памет, за да се запазят състоянията от всяко ниво. Докато метода на единичните стъпки не се нуждае от толкова памет, поради това, че когато се достигне до успешна точка в даденото ниво, то се запазва единствено успешното състояние за следващото ниво и началното стартово състояние.

В същото време друго основно различие е, че при единичните стъпки се позволява контролиране на входните симулационни състояние, докато метода на

общата стъпка не позволява промени в приложенията.

При общия метод всички стъпки се симулират едновременно, което изисква по-големи компютърни ресурси, като праговете се определят автоматично на база на предварителна информация, а при единичният метод праговете, разклоненията на значимост и максималната относителна грешка се задават като параметри.

Комбинацията от двата метода довежда до по-добри резултати, като параметрите се определят със симулация на единичните стъпки, а необходимата точност се постига чрез глобални стъпки.

4. СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ

Изследването на телетрафичната система с приоритети, се извършва на няколко основни етапа:

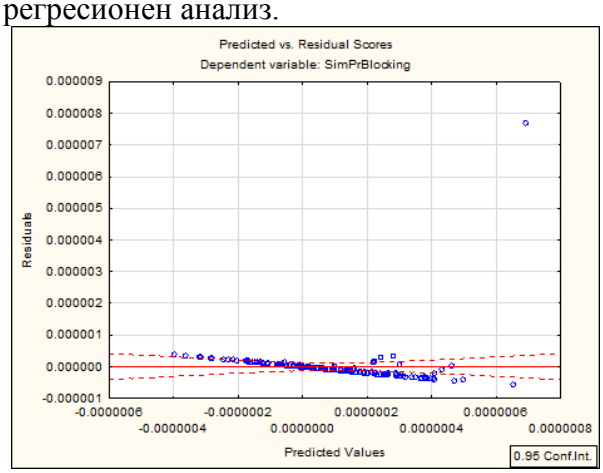
- ✓ Извършване на евристични симулационни опити с големина на статистическата извадка *n*, с цел намиране на областите на редки събития и необходимото съотношение между параметрите на хендовъра;
- ✓ Прилагане на статистически методи на следващи симулациони опити, изграждане на корелационна матрица за установяване на корелацията между симулационните параметри на метода, както и параметрите на телетрафичния модел;
- ✓ Прилагане на многофакторен регресионен анализ за установяване на значимите параметри при симулация [4];
- ✓ Извършване на симулационни изследвания.

Симулационните опити, необходими за провеждането на корелационния анализ и многофакторния регресионен анализ са за 8 параметъра на телетрафичната система и алгоритъма RESTART. С необходимия брой 2^8=256 симулационни опита е изведена корелационната матрица (таблица 1). Максималната стойност на корелация между симулационната вероятност за блокировка и параметрите брой образци за ниво и брой нива е равна съответно на –0.13 и -0.14, като тези коефициенти доказват липсата на линейна зависимост между изследваните зависими и независими параметри, допускайки провеждането на адекватен многофакторен регресионен анализ.

Таблица 5.1. Корелационна матрица

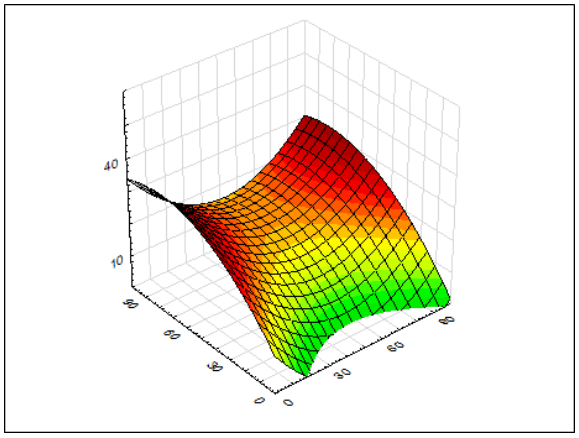
	n	L	N	$\lambda 1$	$\lambda 2$	μ	$Pr1$ и $Pr2$		PB
n	1,000	-0,387	-0,109	-0,178	0,305	0,157	-0,225	-0,185	-0,080
L	-0,387	1,000	0,668	0,157	-0,490	-0,329	0,696	0,702	-0,146
N	-0,109	0,668	1,000	0,060	-0,382	-0,339	0,839	0,876	-0,132
$\lambda 1$	-0,178	0,157	0,060	1,000	-0,743	-0,208	-0,054	0,022	0,060
$\lambda 2$	0,305	-0,490	-0,382	-0,743	1,000	0,372	-0,418	-0,378	-0,079
μ	0,157	-0,329	-0,339	-0,208	0,372	1,000	-0,282	-0,254	0,071
$Pr1$	-0,225	0,696	0,839	-0,054	-0,418	-0,282	1,000	0,693	-0,095
$Pr2$	-0,185	0,702	0,876	0,022	-0,378	-0,254	0,693	1,000	-0,090
PB	-0,080	-0,146	-0,132	0,060	-0,079	0,071	-0,095	-0,090	1,000

Многофакторния регресионен анализ е проведен отново с 256 опита, за телетрафична системна с капацитет на обслужване общо *N*=30, 60 и 90 [2]. Изследваните параметри на влияние на алгоритъма са броят разклонения и броя образци, като разклоненията варират от 2 до 5, а големината на статистическата извадка от 10 000, 30 000, 50 000 или 100 000. Резултатите от многофакторния регресионен анализ показват максимално ниво на влияние: броят разклонения. На фигура 3 са показание резултатите от нормално разпределение на остатъците на симулационната вероятност за блокировка при изследване с многофакторен регресионен анализ.



Фиг. 3 Нормално разпределение на остатъците на симулационната вероятност за блокировка при изследване с многофакторен регресионен анализ

Най-високата зависимост установена от многофакторния регресионен анализ, която увеличава скоростта за достигане на редки събития е броя нива *L* на симулация с *RESTART*, с коефициент с приблизителна стойност -0.55.



Фиг. 4.Графична зависимост на B, спрямо динамичните приоритети на входящите потоци

В симулационните изследвания L=3, а в другите изследвания L=2, като в резултат е достигната симулационна вероятност от P_{B0} в диапазона от 1.10^{-9} до 1.10^{-15}. Графичната зависимост на възникналите блокировки и динамичните приоритети е изобразена на фигура 4. Използването на динамичните приоритети значително намалява възникването на блокировки и загуби в изследваната система.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Симулационните резултати и анализът на получените резултати от изследванията може да послужи като база за разработване на методика за оптимизация на телетрафика в новите поколения мрежи, по отношение на достигане на гарантирани параметри на качеството на обслужване.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Георгиев Г., И. Балабанова. Калсифициране на телетрафични системи с явни загуби посредством изкуствена невронна мрежа. Електронно списание: „Компютърни науки и комуникации”, Том 4, №1(2015), БСУ, Бургас, ISSN: 1314-7846, (85-94)стр.

[2] Иванова Е., Моделиране на трафика в широколентови конвергентни мрежи, дисерртационен труд, Русе, 2013

[3] Ivanova E., S. Radeva, D. Radev. Rare Events and Quality of Services for IPv6 networks.// Journal of Electrotechnics and Electronics (E+E), 2011, No 7-8, ISSN 1313-3985.

[4] Митков Ат., Теория на експеримента, Дунав прес, Русе, 2011.

[5] Garvels M., D.P. Kroese. A comparison of RESTART implementations. In *Proceedings of the 1998 Winter Simulation Conference*, pages 601–609, Washington, DC, 1998.

[6] Garvels M. *The splitting method in rare event simulation*. PhD thesis, University of Twente, The Netherlands, October 2000.

[7] Garvels, M., D. Kroese, A Comparison of RESTART Implementations, University of Twente, Centre for Telematics and Information Technology, 2005.

[8] Görg, C. Schreiber, F. The RESTART/LRE method for rare event simulation. Winter Simulation Conference, Coronado, California, USA, 1999, pp. 390-397.

[9] Müller , N. Brenner, F. Sojourn Times and Rare Events, Proceedings of the 36th annual symposium on Simulation, p.259, March 30-April 02, 2003.

[10] Vill´en-Altamirano M., J. Vill´en-Altamirano. About the efficiency of RESTART. In *Proceedings of the RESIM’99 Workshop*, pages 99–128. University of Twente, the Netherlands, 1999.

[11] M. Vill´en-Altamirano,M., J. Vill´en-Altamirano (2002). Analysis of RESTART simulation: theoretical basis and Sensitivity study. *European Transactions on Telecommunications* **13** (4) 373–386.

Адрес за контакти:
Гл.ас.д-р Елена Иванова
Катедра „Телекомуникации”, Русенски Университет „Ангел Кънчев”, ул. „Студентска” № 8, 7017, Русе, България,
Тел. +359 82 888 831
E-mail: epivanova@uni-ruse.bg

Eng. Elene Ivanova, PhD
Department of Telecommunications
University of Rousse „Angel Kanchev”, 8 Studentska Str. 7017 Ruse, Bulgaria,
Tel +359 82 888 831
E-mail: epivanova@uni-ruse.bg

ALGORITHM FOR SECURITY AND DATA STORAGE INCREASE USING CYCLIC ENCRYPTION METHODS

Ivan Ivanov
University of Telecommunications and Post - Sofia

АЛГОРИТЪМ ЗА ПОВИШАВАНЕ НА СИГУРНОСТТА И СЪХРАНЕНИЕТО НА ДАННИ, ИЗПОЛЗВАЩ ЦИКЛИЧНИ МЕТОДИ ЗА КОДИРАНЕ

Иван Иванов
Висше училище по телекомуникации и пощи - София

Abstract: Cryptography methods figure provisionally as the final step in the information security within a modern communication network. They are based on information processing in conformity with cryptography algorithms. The following paper studies the possibility for block cryptography processing formation, using procedures and polynomes. The algorithm structure is based on Feistel's classical scheme and includes k-iteration procedures with polynome processing. These procedures add new nonlinear element that increases the resistance of the achieved cryptogram of the accelerated attacks. The usage of the polynomial transformation in the cryptography is possible owing to the availability of good mathematical polynomial model and a number of hardware components to provide it.

Keywords: Increasing security, data storage, cyclical methods, polynome, Feistel cipher, cryptography, block ciphers.

1. Introduction

Cryptographic methods emerge as the last conditional loop to protect information within a modern communication network and are based on information processing in accordance with cryptographic algorithms.

Some of these algorithms are the so-called block cryptographic algorithms.

Information block encryption algorithms are symmetric algorithms (using the same key for encryption and decryption) and work on blocks of bits with fixed length. From these blocks, they generate encrypted information of the same, longer or shorter length. These algorithms use a secret key which also has fixed length. The key management of the cryptographic processing may change for the following blocks or be stable [1 ÷ 5].

Modern block algorithms are a complex combination of basic cryptographic procedures (transposition, substitution, nonlinear operations and others) applied through multiple iterations on the data block. The main properties of the block algorithms are confusion - the ability of an algorithm to make the connection between the key and the ciphertext as complex and mixed as possible and diffusion - the ability of an algorithm to make the link between the text and the ciphertext as complex and scattered as possible. These two properties are achieved by using the scheme used for the encryption algorithm [6].

A typical feature of the block cryptographic algorithms is the transmission of their information for time not less than the sum of the length of a block and the cryptographic processing time.

In the present paper, the option for creating an algorithm for block cryptographic processing, using polynomials procedures is introduced. The structure of the algorithm is based on the classical Feistel scheme and covers up to sixteen iterative procedures with polynomial processing. They should be used as a key-brought-polynomials (polynomials whose roots are among the eligible values of their coefficients polynomials that can be presented as a product of other polynomials of a lower level). The new point in this work concerns the following two items: first, the use of the function H (x) for the actual encryption and second, the use of a 512-bit master key which creates sixteen subkeys, each with the length of 32 bits.

2. Algorithm description

The information flow is divided into blocks of clear information with the length of 64 bits (Fig. 1).

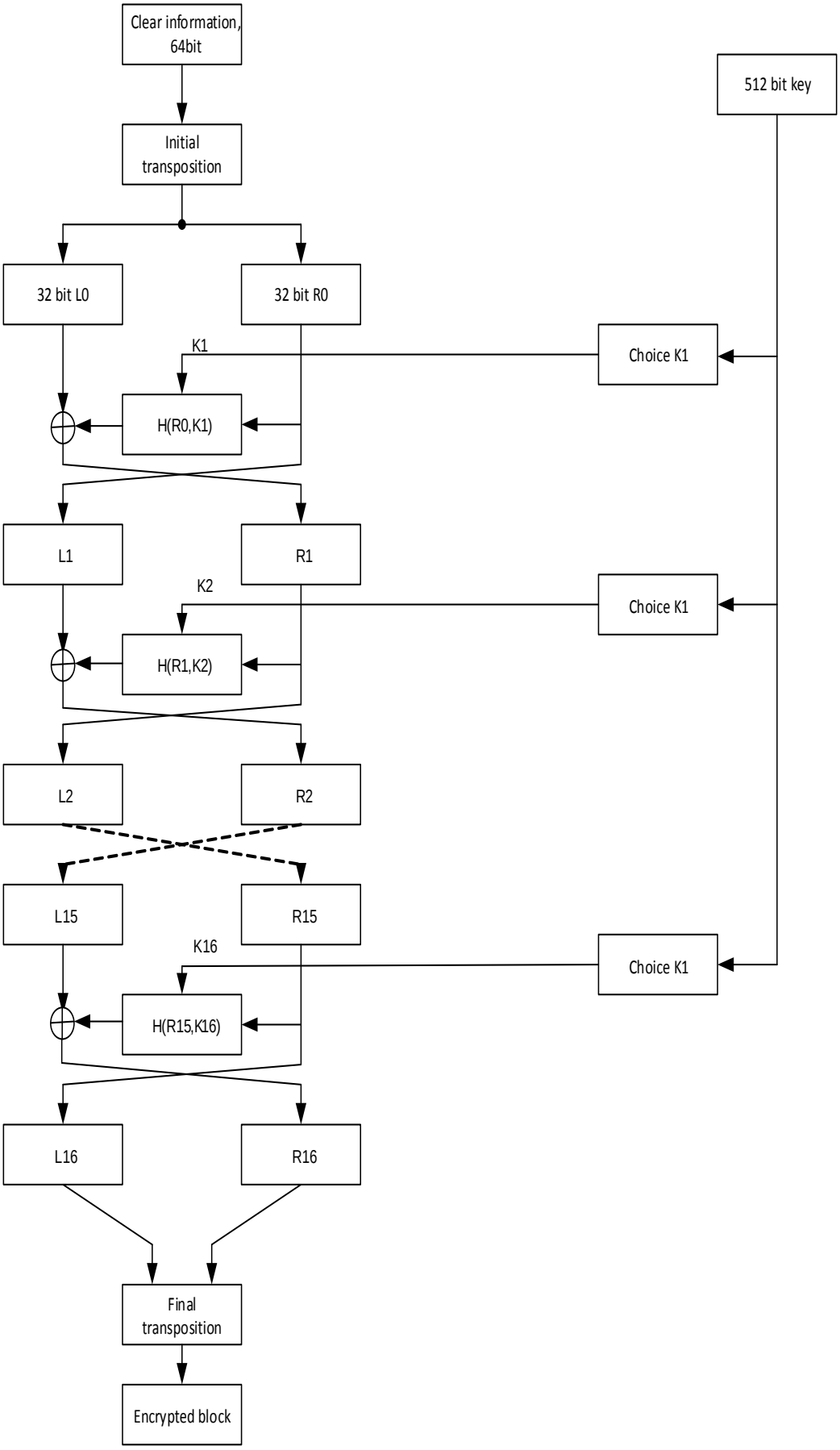


Fig. 1. General scheme of the encryption / decryption algorithm

In the initial phase and final displacement, 64-bit blocks are submitted and blocks with the same length are generated. Displacement is a process of replacing the positions of bits without changing values, which is 1-1 shift as shown in Figure 2. The shifting is performed on the base of Table 1 and Table 2.

Table 1. Initial transposition

58	50	42	34	26	18	10	2
60	52	44	36	28	20	12	4
62	54	46	38	30	22	14	6
64	56	48	40	32	24	16	8
57	49	41	33	25	17	9	1
59	51	43	35	27	19	11	3
61	53	45	37	29	21	13	5
63	55	47	39	31	23	15	7

Table 2. Final transposition

40	8	48	16	56	24	64	32
39	7	47	15	55	23	63	31
38	6	46	14	54	22	62	30
37	5	45	13	53	21	61	29
36	4	44	12	52	20	60	28
35	3	43	11	51	19	59	27
34	2	42	10	50	18	58	26
33	1	41	9	49	17	57	25

The aim of the latter is the realization of such a shift of the data elements which fundamentally changes their initial position order. Then, the 64 bit result is divided into left (L0) and right (R0) equal parts with the length of 32 bits which pass sixteen cycles cryptographic processing according to Feystel scheme and using the same function (H (x)) in which they are used as operations multiplication and division of polynomials and operation "XOR". From the output of the last sixteenth cycle, the bit sequence passes through the final transposition, whereupon the bit sequence representing the function of the source text and the key is formed.

Decryption runs on the base of the same block diagram (algorithm) as the necessary condition is the subkey submission to be performed in reverse order as well as the usage of the operation polynomial division.

Keys generator

In the generation of the sixteenth 32 bit subkeys from the basic 512 bit key, first, a linear displacement of 25 bits to the left in the 512 bit key is performed. Then, 32 bits are submitted in series for the separate subkeys. The first 32 bits are the first subkey K1, the next 32 bits - K2, etc. The subkeys so generated are submitted at each of the sixteenth internal cycles of the algorithm.

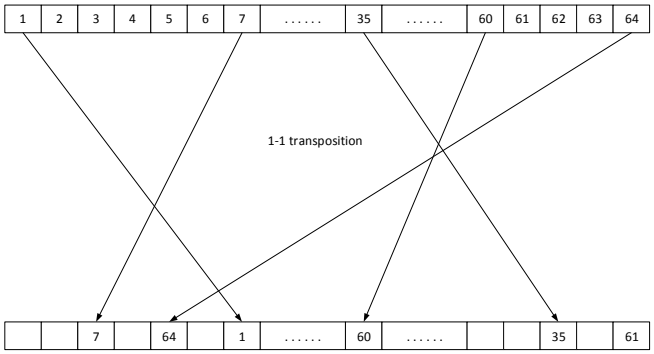


Fig. 2. Initial and final transposition

Each step accepts at its input a 64-bit block as the final 64-bit block is transmitted as input to the next step. The input block of the first step represents the output block of the initial displacement and the output block from the sixteenth step. For each step a unique subkey is required. It is generated by the switches generator. For all sixteen steps of the algorithm the procedure runs according to the described scheme.

H (x) function performs the following operations:

1. Converts the characters from the message into numbers, according to their serial number in the set of allowed characters;
2. Converts the message into a polynomial form A (x), where the coefficients of the polynomial come to be the obtained digits;
3. Creates the generating polynomial P (x) on the base of 32 bit key;
4. Implements the operation multiplication / division of the polynomials A (x) and P (x);

5. Converts the resulting polynomial multiplication into binary code.

Benefits:

- The possibility to convert the degrees of the polynomials into binary code using vector-illustration and easy software design;
- The availability of a good mathematical polynomial model;
- Relatively high speed of the operation;
- The creation of sixteen subkeys with the length of 32 bit from the main 512-bit key which significantly complicates the attacks belonging to unauthorized cryptanalysis;
- The setting of an additional condition in determining the first step of the algorithm to create sixteen 32-bit keys.

3. Conclusion

The presented paper introduces an option to create an algorithm for block cryptographic processing, using polynomials procedures. These procedures add new nonlinear element that increases the resistance of the achieved cryptogram of the accelerated attacks.

The usage of the polynomial transformation in the cryptography is possible owing to the availability of good mathematical polynomial model and a number of hardware components to provide it.

References

[1] Stallings W. Cryptography and Network Security: Principles and Practice (6th Edition), Hardcover, 2013.
[2] Schneier B., Appliet Cryptography Protocols, Algorithms, and Source Code in C, Wiley, 2013.
[3] Ivanov I. Laboratory experiments on security and protection of information and administration and protection of communication and computer networks. HS CTP, Sofia, 2013.
[4] Ferguson, N., Schneier, B., Kohno, T. Cryptography Engineering: Design Principles and Practical Applications, Wiley, 2010.
[5] Sokolov V., Shangin F. Information protection razpredelenyh corporate networks and systems. DMK Press, Moskva, 2002.
[6] Katz J., Lindell Y. Introduction to Modern Cryptography, Second Edition (Chapman & Hall/CRC Cryptography and Network Security Series), CRC Press, 2014.

Contact address:
Ivan Ivanov
University of Telecommunications and Post, Sofia,
Acad. St. Mladenov Str.
Sofia 1700, Bulgaria
E-mail: ivanivanov@utp.bg

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПРЕХОД КЪМ ВТОРОТО ПОКОЛЕНИЕ НА СТАНДАРТА ЗА ЦИФРОВО НАЗЕМНО ТЕЛЕВИЗИОННО РАЗПРЪСКВАНЕ DVB-T2

Теодор Илиев
Русенски университет „Ангел Кънчев”

OPPORTUNITIES FOR TRANSITION TO SECOND GENERATION FOR TERRESTRIAL DIGITAL VIDEO BROADCASTING STANDARD DVB-T2

Teodor Iliev
University of Ruse

Abstract: The advanced 2nd generation standard for digital video broadcasting (DVB-T2) appears as a significant upgrade over its first generation predecessor DVB-T. The DVB-T2 standard objectives an increased system throughput by at least 30% over the DVB-T. It greatly increases the channel capacity to meet high definition programs and 3D demands and offers flexibility through a range of business models using Multiple Physical Layer Pipe (M-PLP) technology, which provides services-specific robustness.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Първото поколение на стандарта за наземно цифрово телевизионно разпръскване, DVB-T, доведе до подобрение в наземното телевизионно разпръскване, посредством използването на технологията OFDM и съвременни методи за корекция на грешката. Бързото развитие на информационните и комуникационни технологии и непрекъснатия стремеж към предоставяне на по – добри и качествени телевизионни услуги до абонатите доведе до разработването на второто поколение на стандарта за наземно цифрово телевизионно разпръскване (*DVB-T2*). [6]

Основните изисквания, които налагат прехода към новия стандарт са необходимостта от увеличаване на обема на предаваната информация и от подобряване на надеждността, която се постига чрез увеличаване на капацитета на канала от 30 до 50% в сравнение с DVB-T при едни и същи условия на разпространение на сигнала [3, 7]

Стандартът DVB-T2 е идеалното решение за осигуряване на висока степен на стабилност на сигнала и осигурява необходимото нарастване на капацитета, като същевременно се запази съществуващата инфраструктура на предавателните антени. Трябва да се отбележи, че освобождаването на честотен ресурс при премахването на аналогово телевизионно разпръскване предлага допълнителни възможности за предоставяне на услуги на основата на тази нова технология.

2. АРХИТЕКТУРА НА СТАНДАРТА ОТ ВТОРО ПОКОЛЕНИЕ DVB-T2

Както и при предходното поколение, стандартът DVB-T2 използва технологията OFDM с голям брой подносещи честоти. За корекция и защита от грешки второто поколение на стандарта DVB-T използва същите кодове, както и стандартът за спътниково цифрово телевизионно разпръскване DVB-S2, а именно LDPC (*Low Density Parity Check – код с ниска плътност с проверка по четност*) и BCH (*Bose-Chaudhuri – Hocquengham*) код. Използването на тези кодове за корекция на грешката дава възможност за висококачествено приемане на сигнала при високи нива на шума. LDPC кодовете, се представят с проверочна матрица, съдържаща най–вече нули и относително малък брой на единици. Това дава възможност за опростяване на процеса на декодиране на информационните сигнали в приемната страна [1, 8].

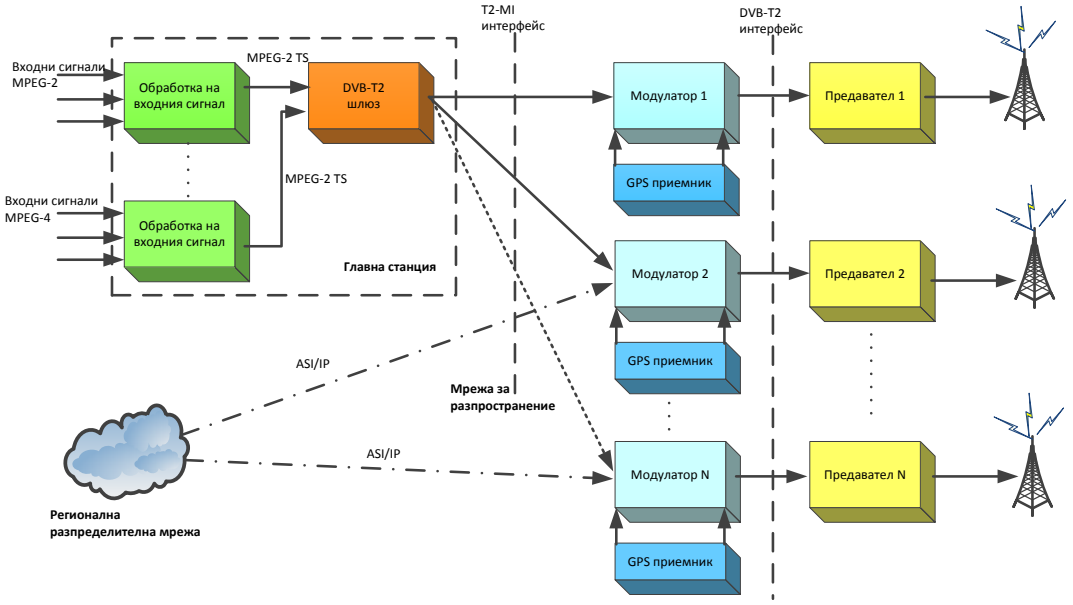
Използването на комбинации от няколко различни параметъра на сигнала, като брой на подносещите, големина на защитния интервал, количество на пилотните сигнали и др. дават възможност за намаляване на загубите при една и съща зона на обслужване, мощност на предавателите и др.[5, 7]

Таблица 1. Сравнение между стандартите DVB-T и DVB-T2

Параметри	DVB-T	DVB-T2
FEC	CC + RS 1/2; 2/3; 3/4; 5/6; 7/8	LDPC+BCH 1/2; 3/5; 2/3; 3/4; 4/5; 5/6
Модулации	QPSK; 16QAM; 64QAM	QPSK; 16QAM; 64QAM; 256QAM
Защитен интервал	1/4; 1/8; 1/16; 1/32	1/4; 19/256; 1/8; 19/128; 1/16; 1/32; 1/128
Режими	2k; 8k	1k; 2k; 4k; 8k; 16k; 32k
Непрекъснати пилотни сигнали	2,6%	0,35%
Честотна лента	6; 7; 8 MHz	1,7; 5; 6; 7; 8; 10 MHz
Отношение (C/N)	16,7 dB	10,8 dB
Скорост на транспортния поток	24 Mbit/s Стандартна	40 Mbit/s Стандартна
Скорост на транспортния поток	31,7 Mbit/s Максимална	45,5 Mbit/s Максимална

Като се има предвид, че стандартът DVB-T се ограничава до 64 нивова QAM модулация, DVB-T2 може да поддържа в допълнение 256QAM модулация, което увеличава капацитета на спектъра на сигнала с около 30%.

За увеличаване на пропускателната способност на системата по стандарта DVB-T2 в режим 32k е необходимо отношението на защитния интервал към продължителността на OFDM символа да бъде 19/128 [7]. По този начин се постига необходимия защитен интервал в рамките на 530 μs и допустимо разстояние между предавателите около 80 км. Следователно стандартът DVB-T2 в режим 32k дава възможност за изграждане на достатъчно големи по площ регионални мрежи за цифрово наземно разпръскване. Даже и при твърде точно планиране на едночестотната мрежа на границата на зоните на качествено приемане на сигнала, съществуват участъци, където приемането на цифровия телевизионен сигнал е затруднен и невъзможен (низини, местности с неголеми възвишения, като хълмове или високи сгради). Използваната модулация COFDM позволява да се реши този проблем чрез неголеми по мощност предаватели. Основни елементи на синхронните мрежи се явява главната станция, т.е. центърът за формиране на мултиплексните сигнали. (фиг.1) [4, 7] Съставна част на главната станция е DVB-T2 шлюза на входа, на който се подава MPEG-2 транспортния поток TS Този поток може да пренася MPEG-2 или MPEG-4 съдържание, а на изхода се формират кадри на физическо ниво (*T2 кадри).*



Фиг. 1 Функционална схема на DVB-T2 мрежа

Потокът от T2 кадри с помощта на интерфейсите на модулатора T2-MI (*T2 - modulator interface*) представлява сам по себе си последователен цифров интерфейс, предаван през мрежа за разпространение, която може да бъде спътников канал или влакнесто-оптична линия за връзка. Сигналът, пристигащ от спътников канал или оптична мрежа, постъпва на модулаторите за наземно цифрово телевизионно разпръскване по стандарта от второ поколение DVB-T2 [8].

При изграждането на едночестотни мрежи (*SFN*) за цифрово наземно телевизионно разпръскване е необходимо да се гарантира синхронизацията на всеки един предавател, както по време, така и по честота. Тази синхронизация се постига посредством фиксиране на сигнала към GPS системата чрез приемник, влизащ в устройството на предавателя. По този начин всеки предавател може да създаде идентичен сигнал с еталонни честотно – времеви параметри в една единна система за синхронизация в дадена едночестотна мрежа.

3. КАНАЛИ НА ФИЗИЧЕСКО НИВО

Изискването за специфично обслужване към всеки клиент и необходимостта от предаването на различни видове потоци се постига чрез технологията канали на физическо ниво (*Physical Layer Pipes*). Едновременно може да се настройва, както капацитета, така и достоверността на предаване спрямо специфичните нужди на доставчика и в зависимост от вида на приемника и условията на предаване.

Стандартът DVB-T2 позволява използването на различни видове модулации, степени на кода и блокове за разместване на битовете, които могат да бъдат приложени индивидуално към всеки единичен физически канал (*PLP*) [6].

Входните потоци са MPEG-2 транспортни потоци (*TS*), наречени първоначални потоци, които могат да пренасят MPEG-2 или MPEG-4 видео съдържание. Всеки входен поток се пренася посредством съответния канал на физическо ниво (*PLP*) в стандарта DVB-T2. Максималният брой на входните потоци/PLP, които могат да бъдат предадени с една услуга за транспортен поток е 255.

Даден MPEG-2 транспортен поток се предава с постоянна скорост (*CBR*), но може да съдържа информация, която се предава с променлива скорост (*VBR*) и „нулеви пакети“, за да компенсира разликата. Нулевите пакети се премахват от транспортния поток и се вкарват отново в него на съответните места преди приемника. По този начин нулевите пакети не се предават.

В стандарта за наземно цифрово телевизионно разпръскване DVB-T2 съществуват два основни входни режима:

Входен режим А

Това е най–опростения режим и може да се разглежда като разширение на стандарта DVB-T. При този режим се използва само един канал на физическо ниво (*PLP*), предава се един MPEG-2 транспортен поток на една честота.

Входен режим Б

В този режим се прилага концепцията за множество канали на физическо ниво (*multiple PLP-M-PLP*).

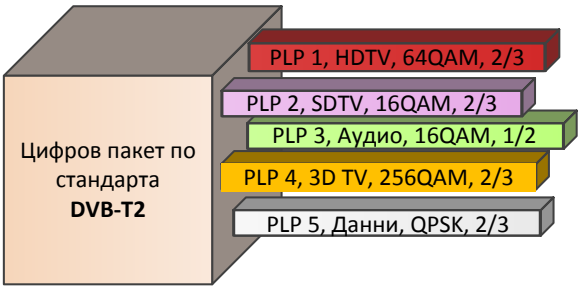
Механизмът M-PLP допуска използването на различни схеми на модулация и дава възможност за различна шумоустойчивост на различните потоци в мултиплексирания DVB-T2 сигнал. Основните предимства на технологията M-PLP са:

- ✓ Устойчивост (*използването на комбинации на модулационни и кодиращи схеми*);
- ✓ Блокове за разместване на битовете;
- ✓ Възможност за пестене на енергията в приемника, чрез технологията времеделение, подобно на стандарта DVB-H;

Този режим може да бъде прилаган, когато разпространяваната информация е насочена към портативни и/или мобилни устройства.

При технологията M-PLP една група от услуги споделят общи елементи като PSI/SI таблици, например EPG информация или информация за условен достъп (*CA*). За да се избегне необходимостта от дублиране на

тази информация за всеки физически канал, режим Б предлага концепцията за общи физически канали, споделени от група физически канали. Следователно, в приемниците трябва да се декодира до две PLP в същото време, когато се получава една-единствена услуга: PLP на данни и общата PLP. [7]



Фиг. 2 Пример за технологията M-PLP предавайки услуги с различни параметри

Пример за използване на технологията M-PLP е показан на фиг. 2, където различни класове на услуги (*HDTV, SDTV, Audio Broadcasting и Data Broadcasting*) се предават в един мултиплекс. Всяка от услугите се предава с различна скорост и с различни параметри.

Едно от основните ограничения при използването на технологията M-PLP е, че не е възможно да има канали на физическо ниво (*PLP*) с различни режими на работа по същия мултиплекс. Това може да е ограничение, когато е необходимо да се осигури приемане на HD услуги с фиксирана антена при едночестотна мрежа с голяма площ.

За предаването на HD услуги е необходимо използването на режим 32k. С по–голямата продължителност на символа е възможно да се използва по-малък защитен интервал. Използването на режим 32k означава, че разстоянието между носещите при OFDM е малко, което ще доведе мобилната услуга да бъде по-чувствителна към ефект на Доплер при по-високи скорости.

4. ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА ПРЕХОД КЪМ DVB-T2 В БЪЛГАРИЯ

Стандартът DVB-T2 дава възможност за избор на множество параметри, които позволяват да се използването му в системи с много широк диапазон на отношението сигнал/шум с цел осигуряване на качествено приемане на телевизионния сигнал към стационарни, мобилни и преносими устройства. Всичко това може да се постигне на основата на компромиси със скоростта на транспортния поток, както е показано в таблица 2.

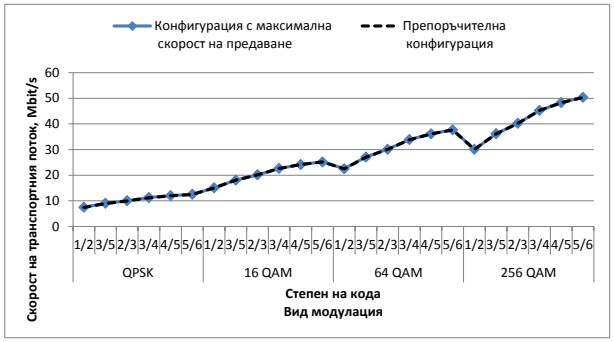
Таблица 2. Максимална скорост на предаване при 8MHz, режим 32k и защитен интервал 1/128

Модулация	Степен на кода	Конфигурация с максимална скорост на предаване			Препоръчителна конфигурация		
		Скорост на предаване, Mbit/s	Продължителност на кадъра, L_F	Брой FEC блокове в кадър	Скорост на предаване, Mbit/s	Продължителност на кадъра, L_F	Брой FEC блокове в кадър
QPSK	1/2	7,49255	62	52	7,4442731	60	50
	3/5	9,003747			8,9457325		
	2/3	10,01867			9,9541201		
	3/4	11,27054			11,197922		
	4/5	12,02614			11,948651		
	5/6	12,53733			12,456553		
16 QAM	1/2	15,03743	60	101	15,037432	60	101
	3/5	18,07038			18,07038		
	2/3	20,10732			20,107338		
	3/4	22,6198			22,619802		
	4/5	24,13628			24,136276		
	5/6	25,16224			25,162236		
64 QAM	1/2	22,51994	46	116	22,481705	60	151
	3/5	27,06206			27,016112		
	2/3	30,11257			30,061443		
	3/4	33,87524			33,817724		
	4/5	36,1463			36,084927		
	5/6	37,68277			37,618789		
256 QAM	1/2	30,08728	68	229	30,074863	60	202
	3/5	36,15568			36,140759		
	2/3	40,23124			40,214645		
	3/4	45,25828			45,239604		
	4/5	48,29248			48,272552		
	5/6	50,34524			50,324472		

При 8 MHz широчина на канала, най – високата скорост на предаване може да се постигне при режим 32k, защитен интервал 1/128 и разширен режим на носещите. [2] Трета, четвърта и пета колона от таблица 2 дават възможно най – високата битова скорост за всяка една комбинация на сигнално-кодовата конструкция (модулация и степен на кода). Дължината на кадъра постигаща тази висока скорост варира в зависимост от използваната модулация и променящият се брой на празни клетки. Препоръчително е използването на по – малки дължини на рамката, даващи малко по – ниска скорост на битовете, тези препоръчителни стойности са представени с последните три колони на таблица 2.

На фиг. 3 са представени графичната зависимост между максималната и препоръчителна скорост на потока от битове във функция комбинацията на сигнално кодовата конструкция (степен на кода и вид модулация). В резултат на новите технологиите, въведени в стандарта от второ поколение за наземно цифрово телевизионно разпръскване DVB-T2, потенциалното подобрение, от гледна точка

скорости на предаване, които могат да се постигат в България, е над 50% в сравнение с текущия режим на DVB-T, както е показано на таблица 3.



Фиг. 3 Максимална и препоръчителна скорост на транспортния поток

Таблица 3. Сравнение между стандарта DVB-T в България и DVB-T2

Параметри	**DVB-T България**	**DVB-T2**
Модулации	64QAM	256QAM
FEC	CC 2/3 RS	3/5LDPC+BCH
Защитен интервал	1/4	1/16
Режим	8k	32k
Непрекъснати пилотни сигнали	2,0%	0,39%
Скорост на транспортния поток	19,91 Mbit/s	33,2 Mbit/s

В допълнение към увеличената скорост на предаване, предложеният режим на DVB-T2 се очаква да предложи по-голяма устойчивост към многолъчевите и импулсни смущения, отколкото настоящият DVB-T режим.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Стандартът за наземно цифрово телевизионно разпръскване от второ поколение DVB-T2 разширява възможностите на стандарта DVB-T и обезпечава по – висока устойчивост на грешки, гъвкавост и ефективно използване на честотната лента, покритие на мрежата и мощност на предаване.

Технологията M-PLP дава възможност за максимална гъвкавост, без каквито е да е недостатъци и разходи. В мрежата не съществуват допълнителни усложнения в сравнения с внедрената система с един канал PLP. Функцията M-PLP дава възможност за използване на различни класове на качество на обслужването (*QoS*), съвместно използване на честотната лента и др., които разпространителите на ТВ сигнали могат да използват с цел подобрение на наличния честотен спектър.

ЛИТЕРАТУРА

1. Sayed D., Elsabrouty M., Shalash A., Improved synchronization, channel estimation and simplified LDPC decoding for the physical layer of the DVB-T2 receiver, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2013, pp. 1-16
2. Sugaris A., I Reljin, DVB-T2 technology improvements challenge current strategic planning of ubiquitous media networks. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2012, pp. 1-14
3. Vangelista L., N Benvenuto, S Tomasin, et. al., Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2. IEEE Commun. Mag. 2009, pp. 146–153
4. Антипов П., Технология построения одночастотной синхронной региональной сети эфирного цифрового телерадиовещания, Теле-Спутник - 1(171), 2010, с. 46-49
5. EBU Tech 3348 r4 Frequency & Network Planning Aspects of DVB-T2.
6. ENENSYS Technologies, Benefits of using multiple PLP in DVB-T2
7. ETSI TS 102 831 V1.2.1 08/2012. Implementation guidelines for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)
8. ETSI EN 302 755 V1.1. 09/2009, Framing Structure, Channel coding, and Modulation for digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)

Адрес за контакти:

Доц. д-р Теодор Илиев

Катедра „Телекомуникации”, Русенски Университет „Ангел Кънчев”, ул. „Студентска” № 8, 7017, Русе, България, тел. 082 888 839, E-mail: tiliev@uni-ruse.bg

Department of Telecommunications, University of Rousse „Angel Kanchev”, 8 Studentska Str. 7017 Rousse, Bulgaria, tel +359 82 888 839, E-mail: tiliev@uni-ruse.bg

ТЕХНИЧЕСКИ ИЗИСКВАНИЯ КЪМ ФОТОВОЛТАИЧНИТЕ СИСТЕМИ ПРИ РАБОТА В ПАРАЛЕЛ С ОБЩЕСТВЕНАТА ЕЛЕКТРИЧЕСКА МРЕЖА

Васил Иванов, Ивайло Стоянов
Университет „Проф. д-р Асен Златаров“ – Бургас
Русенски университет „Ангел Кънчев”

TECHNICAL REQUIREMENTS TO THE GRID-CONNECTED PV SYSTEMS

Vasil Ivanov, Ivaylo Stoyanov
University Prof. Asen Zlatarov of Burgas
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: The technical requirements to the grid-connected photovoltaic systems systems in this study such as national requirements. For this purpose we have defined basic parameters that are taken as criteria. The technical requirements for photovoltaic systems upon accession th to their distribution network, which affect the quality of electricity (according to EN 50160) must be compatible with those used in the grid. The technical requirements is necessary to ask in a way allowing their use in the manufacturer's procedure, are the design and construction of photovoltaic systems.
Keywords: Grid-connected PV systems, Inverter, ISO 50160.

Въведение

Използването на новите технологии създаде прекомерно увеличаване на електрическите съоръжения в ЕЕС. Голяма част от тях се явяват нелинейни и несиметрични от електрическа гледна точка, характеризиращи се с бързо изменящо се натоварване във времето. Особеност на работата на възобновяемите енергийни източници (ВЕИ) е, че генерират електромагнитни смущения. Те водят до изкривяване синусоидалната форма на токовете и напреженията, появява се несиметрия между тях, колебания в напрежението. Всичко това предизвиква съществено усложнение в процесите, протичащи в електроснабдителните системи и потребителите на електрическа енергия за нормална работа.

Изложение

Понятието качество на електрическата енергия често се използва за да се опишат и анализират важни специфични характеристики на захранващото напрежение:

- несиметрия на напрежението в трифазните системи;

- хармоници на тока и напрежението;

Хармонична съставяща на напрежението (THD) - синусоидално напрежение с честота, равна на цяло число, кратно на основната честота на захранващото напрежение.

Хармониците водят до увеличаване на Джауловите загуби върху проводниците, трансформаторите и останалото електрообзавеждане. В резултат се наблюдават чести аварии, дефекти и смущения в чувствителни електрически товари.

Термичното действие на тока се определя с Джауловия интеграл:

$$I^2.R.t. \qquad (1)$$

Това е топлината отделена в проводник с активно съпротивление R при протичане на постоянен ток с големина I или все едно синусоидален ток с ефективна стойност I за време t.

- за периодичен несинусоидален ток .

Термичният ефект на несинусоидален периодичния ток I е сума от термичните ефекти на всеки n от хармониците за определен период от време t :

$$\sum_1^n {I_n}^2.R.t = I_1^2.R.t + I_2^2.R.t + .. + I_n^2.R.t, \qquad (2)$$

- изразено с големината на захранващото напрежение U

$$\frac{U^2}{R}.t = \frac{U_1^2}{R}.t + \frac{U_2^2}{R}.t + .. + \frac{U_n^2}{R}.t. \qquad (3)$$

При условие, че R е постоянно,

за пълните ефективни стойности на U и I се получава:

$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$,

$U = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2}$ (4)

- Общите хармонични изкривявания THD (Total Harmonic Distortion). THD е отношение на сумарната ефективна стойност на висшите хармоници (n=2÷∞) към ефективната стойност на основния хармоник n=1 :

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_2^n I_n^2}}{I_1} .100\ \% \quad , \qquad (5)$$

$$THD_U = \frac{1}{U_1}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} .100\ \% , \qquad (6)$$

Във всяка реална система амплитудите общо взето намаляват с нарастване номера на хармоничната честота.

Най – голямо е значението на нечетните хармониците с малки номера (3-ти и 5-ти). В практиката, включително в приложимите стандарти, се разглеждат хармоници с номера до към 20, максимум 40. Хармониците с ред над 50 имат малка амплитуда и измерването им няма практически смисъл. Достатъчно точни резултати се получават при измерване на хармоници до 30-ти ред.

Теоретично, симетричните схеми съдържащи в структурата си преобразуватели с нелинейни елементи, генерират само нечетни хармоници.

Особено важно за изследване влиянието на източниците на хармоници е генерирането и разпространението на хармоници с номера, кратни на три.

Най-често срещаните хармонични съставящи в трифазни разпределителни мрежи са от нечетен ред. Електроснабдителните компании наблюдават хармониците от 3-ти, 5-ти, 7-ми, 11-ти и 13-ти ред в захранващите мрежи. Обикновено е достатъчно да се отстранят хармониците с малък ред (до 13-ти), а при по-изчерпателен контрол се отчитат хармоници до 25-ти ред включително.

Методика на изследването

Приема се, че всеки хармоник образува симетрична трифазна система, така че дефазирането между фазите му е винаги $n.\frac{2.\pi}{3}$ т. е. ако няма фазова разлика между фазите се получава система от три успоредни вектора (нулева последователност).

При симетричните трифазни схеми (без включена неутрала) токовете с нулева последователност няма, поради което не съществуват хармоници кратни на три.

Обратно при еднофазните нелинейни товари трети и кратните му хармонични са добре изразени. Увеличението на тока в общия (нулев) проводник в системата се предизвиква от разпространения третия хармоник .

Резултатите от международни изследвания позволяват да се съберат данни и да се оцени типовото съдържание на хармоници в електрически мрежи.

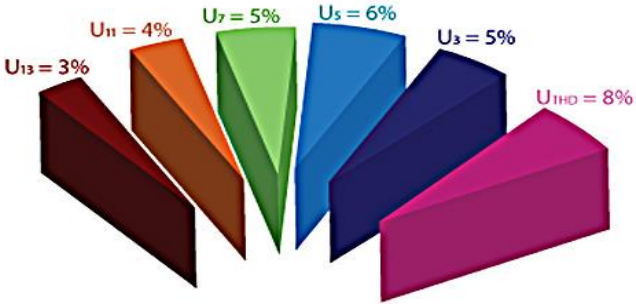
В табл. 1. са представени процент от нивата, които по мнение на по-голяма част от електроснабдителните компании, не трябва да бъдат надхвърлени.

Таблица 1. Допустими нива на THD за мрежи ниско [1].

Нечетни хармоници				Четни хармоници	
Некратни на 3		Кратни на 3			
Ред h	Спрямо U	Ред h	Спрямо U	Ред h	Спрямо U
5	6%	3	5 %	2	2%
7	5 %	9	1,5 %	4	1 %
11	3,5 %	15	0,5 %	6 ... 24	0,5 %
13	3 %	21	0,5 %		
17	2%				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25					

Според БДС EN 50160:2010 95% от средната ефективна стойност на всяка една от хармоничните съставящи на напрежението за 10 мин., измерено за всеки период от

една седмица е показано на диаграма от Фиг. 1.:

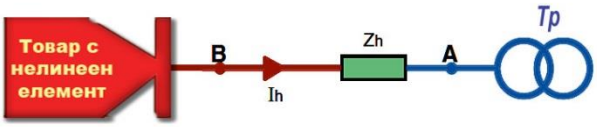


Фиг. 1. Средни стойности на хармониците по напрежение

Особености при присъединяване на фотоволтаична система към електрическата мрежа.

Хармоници на тока и напрежението в точката на присъединяване, генерирани от нелинейните товари на електронното оборудване:

Хармониците на напрежението се предизвикват от протичането на хармониците на токовете I_h през съпротивленията Z_h на захранващите вериги, показано на Фиг. 2, в посока от т.В към т.А към мрежата.



Фиг. 2. Еднолинейна схема, показваща поява на Z_h от въздействие на I_h

Реактивното съпротивление на проводника X_L нараства с увеличаване честотата на тока, протичащ през него. Също така при дълга линията се увеличава индуктивността L, което се отразява на X_{hL}.

$$X_{hL} = h.\omega_1.L = h.2.\pi.f_1.L, \qquad (7)$$

където h е поредният номер на хармоника;

ω_1 – кръговата честота на първия основен хармоник.

f_1 - линейната честота на първия основен хармоник *50Hz*

L – индуктивността.

Всеки хармоник на тока (от ред h) в захранващата верига създава пълно съпротивление Z_h, чиято стойност се определя по номера от АЧХ и големината на I_h .

Когато през съпротивлението Z_h протича хармоник на тока от ред h, съгласно закона на Ом, той създава хармоник на напрежението:

$$U_h = I_h.Z_h = I_h.\sqrt{{R_{hL}}^2 + {X_{hL}}^2}\,, \qquad (8)$$

където I_h е ефективната стойност на тока за хармоник от ред h,

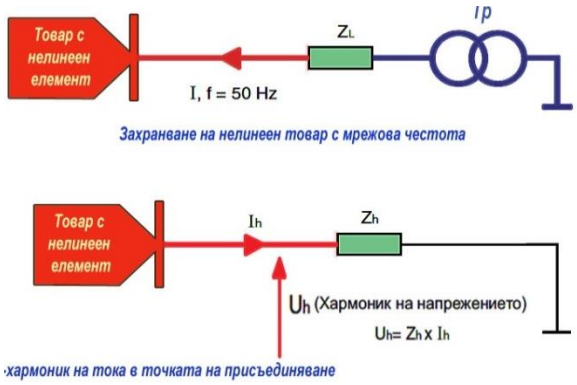
U_h - ефективната стойност на хармоника на напрежение с номер h.

R_{hL} - активното съпротивление на линията за h-ти хармоник

X_{hL} - реактивното съпротивление на електрическата линия за h-тия хармоник.

В резултат от (7) и (8) формата на напрежението в т.В се изкривява и се отличава от синусоидалната. Всички товари, които се захранват през т.В получават напрежение с изкривена форма, като неговата стойност се изменя по израза: $U_h \pm U_1$

На Фиг.3 е показана уредба с присъединен нелинеен компонент (преобразувател, токоизправител и др.). Показано е посоката на протичането на ток I_1 с честота f_1=*50Hz* от трансформатора към нелинейният компонент. В обратна посока е посочено генерирането хармоници на тока I_h (от ред h) и през Z_h се връщат в захранващата мрежа с ефективна стойност определена от U_h



Фиг.3. Посоки на протичане на токовете в точката на присъединяване при участие на нелинейни елементи - инвертори, честотни регулатори, токоизправители и др.

Активната мощност предавана към товара зависи от основната съставяща I_1 на тока. Когато токът потребяван от товара съдържа хармонични съставящи, ефективната стойност на тока I_{rms} надвишава тази на I_1.

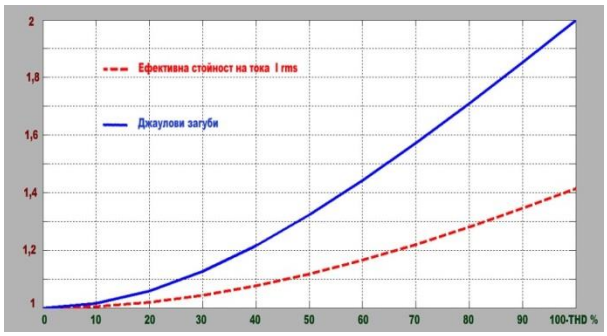
Общият коефициент *THD* се определя с израза:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_1}\right)^2} - 1, \qquad (9)$$

откъдето:

$$I_{rms} = I_1.\sqrt{1 + THD^2}\,. \qquad (10)$$

Хармоничните съставящи на токовете I_{rms} предизвикват увеличаване на Джауловите загуби във всички проводници, в които те протичат. Повишава се допълнително температурата в компонентите от системата (фиг. 4).



Фиг. 4. Изменение на двата параметъра спрямо THD_I

Важно е да се отбележи, че хармониците преминават през трансформаторите, с изключение на кратните на три, които се „спират“ от намотките, свързани в триъгълник. Самият трансформатор обаче е подложен на въздействието на всички хармоници, включително кратните на три.

Влияние от източниците на нелинейни изкривявания върху напрежението на мрежата в точката на присъединяване

Токът консумиран от нелинеен товар, не зависи от импеданса на мрежата, нито от импеданса на останалите товари. Показаната на Фиг. 5. схема разглежда мястото на точката на присъединяване като особеност на присъединяването към захранващата мрежа. В еквивалентната заместваща схема, нелинеен товар може да се представи като източник на хармонични токове с обратен знак.

Тези токове протичат през импеданса на системата (импеданс на късо съединение) и създават в него пад напрежение *U*. Той може да се разглежда като сума от падовете, създадени от всичките хармоници.

Фиг. 5. Показана е точка 1 като място на присъединяване на фотоволтаичната система и нивата на евентуално включване към захранващата мрежа.

Съответно всеки от падовете се изразява като:

$$\dot{U}_n = Z_{система(n)}.\dot{I}_n = \left(R_{система(n)} + j.X_{система(n)}\right).\dot{I}_n = K.[R + j.n.(2.\pi.f_1).L_{система}].\dot{I}_n$$

$$\dot{U}_n = K.(R + j.n.\omega_1.L).\dot{I}_n \qquad (11)$$

където $n = 2 \div \infty$ - номер на поредния хармоник.

K - коефициент от порядъка на 2 ÷ 3 ,отчитащ нелинейното нарастване на индуктивността на системата при по-високи честоти .

Изводи

Падовете на напрежения на хармониците се сумират векторно със захранващото напрежение с основна честота в точката на свързване на нелинейния товар и така оказва изкривяващо въздействие върху него. Установено е, че колкото фотоволтаичната система е с по-голяма пикова мощност, толкова по-малки са падовете на напреженията, съответно по-малко е влиянието на нелинейния товар върху захранващата мрежа. С отдалечаване от точката на включване на нелинейния товар, намалява неговото въздействие върху обществената електрическа мрежа.

Техническите изисквания към фотоволтаичните системи при присъединяването им към разпределителната мрежа, които влияят на качеството на електрическата енергия (съгласно БДС EN 50160), трябва да бъдат съвместими с използваните в електрическата мрежа.

Техническите изисквания е необходимо да се задават по начин, позволяващ използването им от производителя в процеса на проектиране и изграждане на фотоволтаичните системи.

Литертаура

[1] БДС EN 50160:2010. Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените електрически мрежи.
[2] БДС EN 61000-4-7:2002/A1:2009. Електромагнитна съвместимост (ЕМС). Част 4-7: Методи за изпитване и измерване. Общо ръководство за измерване и уреди за измерване на хармоници и междинни хармоници в захранващи системи и съоръженията, свързани с тях.
[3] БДС EN 61000-2-2:2004. Електромагнитна съвместимост (ЕМС). Част 2-2: Околна среда. Нива на съвместимост за нискочестотни кондуктивни смущаващи въздействия и пренасяне на сигнали в обществени захранващи системи ниско напрежение.
[4] БДС HD 472 S1:2004. Номинални напрежения за системи ниско напрежение за обществено електроснабдяване.
[5] БДС IEC 60050-161:2001. Международен електротехнически речник. Глава 161: Електромагнитна съвместимост.
[6] Инженеринг ревю. www.engineering-review.bg/
[7] Grid-connected photovoltaic power system. https://en.wikipedia.org/wiki/Grid-connected_photovoltaic_power_system

Адреси за контакти:

За контакти:
ас. инж. Васил Иванов
катедра "Електроника, електротехника и машинознание"
Университет „Проф. д-р Асен Златаров“ – Бургас
E-mail: vasil_bi@abv.bg

доц. д-р инж. Ивайло Стоянов
катедра „Електроснабдяване и електрообзавеждане“
Русенски университет „Ангел Кънчев“
E-mail: stoyanov@uni-ruse.bg

МАТЕМАТИЧЕСКО ОПИСАНИЕ НА ПОВТАРЯЩИТЕ СЕ АКУМУЛИРАЩИ КОДОВЕ

Теодор Илиев
Русенски университет „Ангел Кънчев”

MATHEMATICAL DESCRIPTION OF REPEAT ACCUMULATE CODES

Teodor Iliev
University of Ruse

Abstract: The near-capacity performance of low-density parity-check codes and the elegance of the graphical description of the codes and the decoding algorithm have led to the investigation of many graph-based coding schemes. In this paper, we consider a particularly simple alternative to LDPC codes known as repeat accumulate (RA) codes. RA codes are serially concatenated codes that have a convenient graphical representation that enables them to benefit from the notion of irregularity and to be analyzed using density evolution.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Турбо кодовете са едни от кодовете за корекция на грешката, които се доближават до най–близко до капацитета на канала според теорията на Шенон, използвайки алгоритми за кодиране и декодиране [1]. Това се постига посредством паралелно или последователно свързване на два съставни конволюционни кода, блок за разместване на битовете и декодиране по итеративен алгоритъм. Подобно на турбо кодовете, кодовете с проверка по четност и ниско тегло (low-density parity-check–LDPC) използват съставни кодове, единична проверка по четност и декодиране посредством итеративно предаване на информацията между отделните декодери с проверка по четност [3]. LDPC кодове предполагат ниска сложност при декодирането в сравнение с турбо кодовете и при големи стойности на кодовата дума се доближават на части от децибела от границата на Шенон. Докато недостатъкът на LDPC кодове се определя от сложността при кодирането, която е в квадратична зависимост от дължината на кода [5].

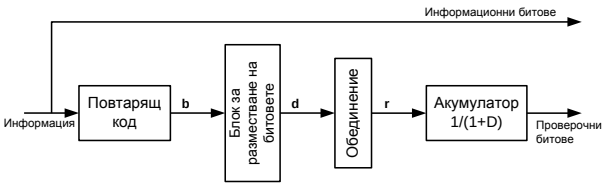
Един от последните кодове добавени към фамилията на турбо подобните кодове са повтарящите се акумулиращи кодове (*repeat accumulate – RA*), които ограничават недостатъкът на LDPC кодовете. При разглеждане на RA код представен като последователно свързан турбо код, двата съставни кода са със степен съответно 1/q на повтарящият код и 1/(1+D) на конволюционният код наречен акумулатор, като между тях е разположен блок за разместване на битовете. RA кодовете могат да бъдат проектиран посредством неправилно разпределение на степените използвайки неправилни повтарящи се кодове [6,7].

Повтарящите се акумулиращи кодове могат да бъдат представени като клас на LDPC кодове, където акумулатора съответства на теглото на две колони в матрицата за проверка по четност на кода, а блока за разместване на битове определя структурата на останалите колони в матрицата за проверка по четност, чието тегло се определя от повтарящият код.

2. ПОВТАРЯЩИ СЕ АКУМУЛИРАЩИ КОДОВЕ

При зададена дължина N, степен на кода R, повтарящият се акумулиращ код започва с повтарящ код с разпределение $[q_1,... q_K]$, който повтаря i^{-mono} съобщение с дължина $K=RN$ q_i пъти. За степента на повтарящият се код се получава 1/q, където:

$$q = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} q_i \qquad (1)$$



Фиг. 1 Систематичен RA код представен като турбо код.

Дължината на блока за разместване на битовете е $n=qK$, $\Pi=[\pi_1, \pi_2, \ldots, \pi_n]$ и преобразува изходните битове от повтарящият се код $b=[b_1, b_2, ..., b_n]$, като се получава (фиг.1):

$$\mathbf{d}=[d_1,d_2,...,d_n]=[b_{\pi_1},b_{\pi_2},...,b_{\pi_n}] \qquad (2)$$

Изходните битове от блока за разместване на битовете се обединяват с помощта на сума по модул 2 в M множества с a_i бита в $i^{-тото}$ множество, като изходната комбинация е $r=[r_1, ..., r_M]$, където:

$$a=\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}a_i \qquad (3)$$

На изхода на акумулатора се получават $M=Kq/a$ проверочни битове $p=[p_1, ..., p_M]$, описващи се чрез израза:

$$p_i = p_{i-1} \oplus r_i \qquad i=2, ..., M, \qquad (4)$$

където $p_1=r_1$, а знакът $\oplus$ представя сума по модул 2.

Първоначалните RA кодове представени в [2] са несистематични кодове с константа q_i и $a_i=1$ за всяко i. Разглежда се систематичен код с променлива q_i и $a_i\geq 1$, следователно оригиналното съобщение и проверочните битове са предадени към приемника и за кодовата дума се получава:

$$\mathbf{c}=[m_1,m_2,...,m_K,p_1,p_2,...,p_M] \qquad (5)$$

с дължина $N=K(1+q/a)$ и степен на кода:

$$R=\frac{a}{a+q} \qquad (6)$$

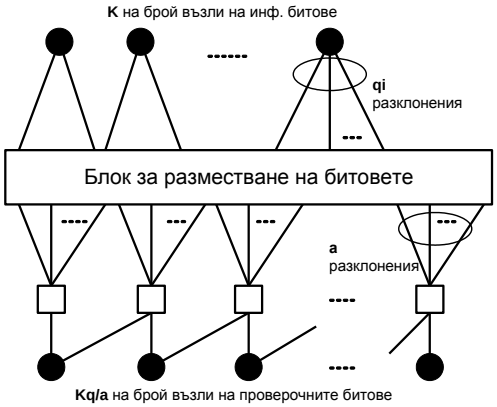
Систематичния неправилен *RA* код може да бъде представен като *LDPC* код с матрица за проверка по четност съставена от две части:

$$H=[H_1,H_2], \qquad (7)$$

където H_1 е $M\times K$ е двоична матрица с тегла на колоните $q_1, \ldots, q_K$, тегла на редовете $a_1, ..., a_M$ и позицията на ненулевите входни величини се определя от блока за разместване на битовете. H_2 е $M\times M$ матрица описваща израза (1) и притежаваща следната форма:

$$\begin{bmatrix} 1&0&0 & & 0&0 \\ 1&1&0 & & 0&0 \\ 0&1&1 & & 0&0 \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ 0&0&0 & & 1&0 \\ 0&0&0 & & 1&1 \end{bmatrix} \qquad (8)$$

Графът на Танер на неправилен повтарящ акумулиращ код показан на фиг.2 се описва от H и е съставен от M възли за проверка по четност и $K+M$ възли на битовете.

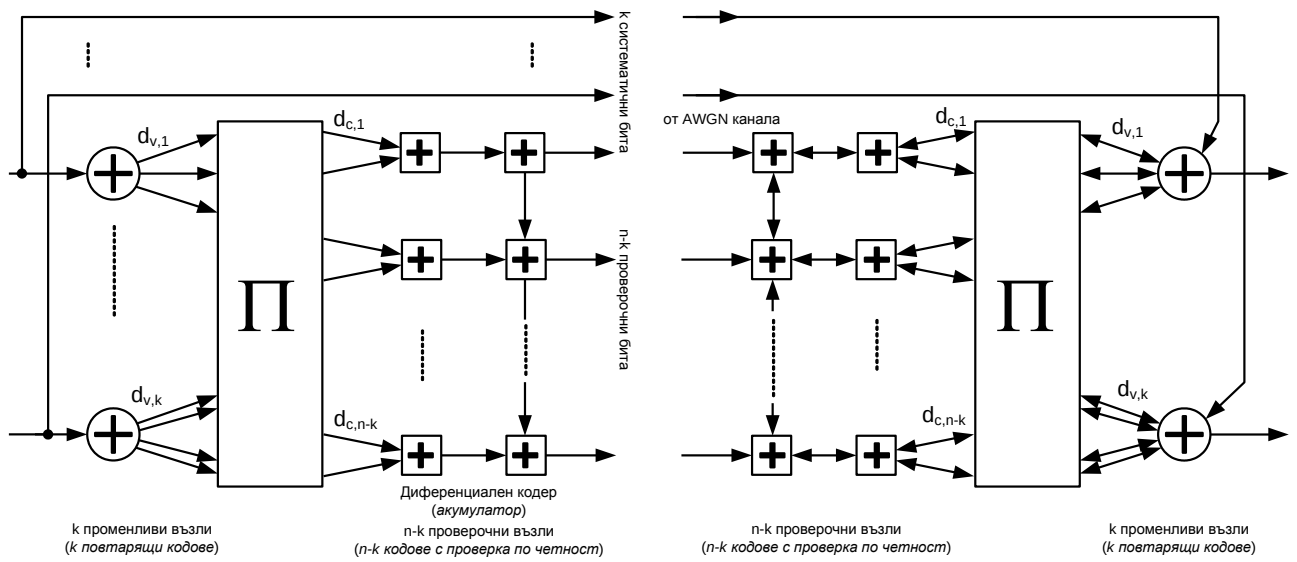


Фиг. 2 Граф на Танер за RA код.

Запълнените кръгове в графа на Танер (фиг.2) представят възлите на битовете, а квадратите проверочните възли [8]. Един неправилен повтарящ акумулиращ код напълно се определя от N, $a_1, ..., a_M$, $q_1, \ldots, q_K$ и структурата на блока за разместване на битовете П.

3. СИСТЕМАТИЧЕН И НЕСИСТЕМАТИЧЕН RA КОДЕРИ

Основното преимущество на неправилните акумулиращи кодове в сравнение с неправилните LDPC кодове е в сложността при кодирането, зависещо линейно от дължината на кода. Съществуват два вида неправилни RA – систематични и несистематични [7], като проверка за правилност се осъществява и за двата вида, т.е. че кодерът притежава проверочни разклонения (възли), където всеки проверочен възел приема точно dc входа от блока за разместване на битовете. Систематичните RA кодове не са последователно съединени кодове поради факта, че и вътрешния и външния декодер приемат информация от канала.



Фиг. 3 Кодер и декодер за систематичен RA код.

Докато несистематичните *RA* кодове са последователно съединени кодове, т.е. единствено вътрешния декодер приема информация от канала. Несистематичните *RA* декодери изискват d_c>1 за достигане на капацитета на канала [6].

На фиг.3 е дадена най – общата блокова схема на кодер и декодер на систематичен RA код със степен на кода *R=k/n*. Кодерът е съставен от четири основни части: *k* повтарящи се кода с променливи степени на кода, блок за разместване на битовете, *n–k* единични кодове за проверка по четност и диференциален кодер или акумулатор. Повтарящите се кодове са представени посредством променливи възли, единичните кодове с проверка по четност като проверочни възли и акумулатора като верига от проверочни възли.

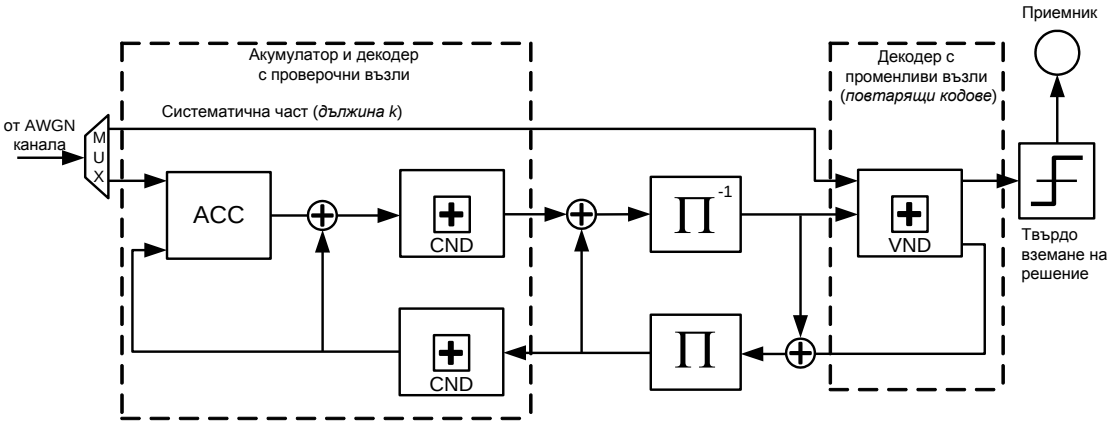
Допуска се, че степента на кода по време на $i^{-тото}$ повторение е $1/d_v^{(i)}$, прилагайки терминологията използвана при LDPC кодове и дефинирайки степента на възлите по отношение на блока за разместване на битовете, може да се дефинира, че степента на $i^{-тия}$ променлив възел е $d_v^{(i)}$ дори и когато в този възел влизат $d_v^{(i)}+1$ разклонения. Ако на $i^{-тия}$ проверочен възел степента се определя от броя $d_c^{(i)}$ на разклоненията свързани с този възел от блока за разместване на битовете. Следователно за степента на $i^{-тия}$ единичен код с проверка по четност се получава $d_c^{(i)}/\left(d_c^{(i)}+1\right)$.

При несистематичните *RA* кодове информационните битове не се предават. Поради тази причина са налични *n* на брой вътрешни кодове с проверка по четност и *n* на брой изходни бита от акумулатора.

4. СИСТЕМАТИЧЕН И НЕСИСТЕМАТИЧЕН RA ДЕКОДЕРИ

Разглежда се декодер за систематичен RA код показан на фиг.4, където вътрешният декодер приема *n–k* величини предадени през канала (*L*–величини) за проверочните битове и осъществява декодиране с апостериорна вероятност през решетката на акумулатора с памет единица [4].

Резултантните изходни *L*–величини се предават към вътрешния декодер с проверочни възли (*check node decoder–CND*) съдържащ *n–k* проверочни възли. Декодерът с проверочни възли формира *L*–величините, които се предават през блока за разместване на битовете към изходния декодер с проемнливи възли (*variable node decoder–VND*) съставен от k на брой проемнливи възли. Изходния декодер с променливи възли използва тези *L*–величини и *k* систематични *L*–величини за да формира нови *L*–величини, които се предават обратно през блока за разместване на битовете към декодерът с проверочни възли.



Фиг. 4 Блокова схема на декодер за систематичен RA код..

В заключение може да се каже, че една итерация на декодера е завършена, когато декодерът с проверочни възли формира *L*–величини, които се предават посредством обратна връзка към акумулатора.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е представен клас от кодовете за корекция на грешката – повтарящ акумулиращ код, който комбинира в себе си голяма част от преимуществата на паралелно свързаните кодове (турбо кодове) и LDPC кодовете. Подобно на турбо кодовете и за разлика от LDPC кодовете те могат да се кодират линейно във времето. От извършеният анализ на неправилните повтарящи акумулиращи кодове се достига до извода, че все още стои отворен проблемът за доказателство, че те могат да се декодират линейно във времето със скорости приблизително близки до капацитета на канала.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Berrou C., A. Glavieux, Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes, IEEE Transaction on Communication, vol. 44, no. 10, 1996, pp. 1261–1271

[2] Divsalar D., H. Jin, R. J. McEliece, Coding theorems for “turbolike” codes, in Proc. 36th Allerton Conf. on Communications, Control, and Computing, Allerton, Illinois, September 1998, pp. 201–210.

[3] Gallager R., Low-density parity-check codes, IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, no. 1, 1962, pp. 21–28

[4] Hagenauer J., E. Offer, and L. Papke, Iterative decoding of binary block and convolutional codes, IEEE Tran. on Inf. Theory, vol. 42, 1996, pp. 429–445

[5] Iliev T., G. Hristov, P. Zahariev, M. Iliev. Application and evaluation of the LDPC codes for the next generation communication systems.// Novel Algorithms and Techniques in Telecommunications, Automation and Industrial Electronics, Springer, USA, 2008, No 1, pp. 532–536

[6] Jin H., D. Khandekar, and R. J. McEliece, Irregular repeat-accumulate codes, in Proc. of the Second International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Brest, France, 2000, pp. 1–8.

[7] Roumy A., S. Guemghar, G. Caire, and S. Verd´u, Design methods for irregular repeat-accumulate codes, IEEE Tran. on Information Theory, vol. 50, no. 8, 2004, pp. 1711–1727

[8] Yang M., W. E. Ryan, and Y. Li, Design of efficiently encodable moderate-length high-rate irregular LDPC codes, IEEE Tran. on Comm., vol. 52, no. 4, 2004, pp. 564–571

Адрес за контакти:
Доц. д-р Теодор Илиев
Катедра „Телекомуникации”
Русенски Университет „Ангел Кънчев”
ул. „Студентска” № 8, 7017, Русе, България
E-mail: tiliev@uni-ruse.bg