

ИЗВЕСТИЯ



НА СЪЮЗА НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ / ТОМ 14

ISSN 1311-106X

2017

СЕРИЯ 1

ТЕХНИЧЕСКИ
НАУКИ

СЪЮЗ НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ

ИЗВЕСТИЯ

НА СЪЮЗА НА УЧЕНИТЕ - РУСЕ

Серия 1

ТЕХНИЧЕСКИ НАУКИ

Том 14, 2017



JOURNAL
of the Union of Scientists Ruse
Book 1
TECHNICAL SCIENCES
Volume 14, 2017



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. 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 може да си закупи 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 и проф. Владимир Хвърчилков

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“



СЪДЪРЖАНИЕ / CONTENTS

<i>Миглена Христова, Вяра Русева, Анка Кръстева</i> Изследване енергийната ефективност на асинхронни електродвигатели в производствени условия	7 - 11
<i>Miglena Hristova, Vyara Ruseva, Anka Krasteva</i> Study of induction motors field efficiency in the manufacturing industry	
<i>Seher Yusnieva Kadirova and Teodor Rumenov Nenov</i> Design of electronic control system for dc brush motor drive with current limit	12 - 16
<i>Симеон Илиев</i> Изследване на мощностните характеристики на дизелови двигатели с турбокомпресори с изобарна и импулсна турбини	17 - 21
<i>Simeon Iliev</i> Investigation on performance characteristics of diesel engines with turbochargers with twin-entry turbine housing	
<i>Венцислав Кесеев, Елена Иванова, Теодор Илиев и Григор Михайлов</i> Технически възможности за контрол и намаляване на кражбите на електроенергия	22 - 27
<i>Ventsislav Keseev, Elena Ivanova, Teodor Iliev i Grigor Mihaylov</i> Technical opportunities for control and reduction of the electricity theft	
<i>Васил Иванов, Ивайло Стоянов</i> Спектрален анализ и моделиране процесите на еднофазни инвертори на напрежение управлявани със синусоидална ШИМ	28 - 33
<i>Vasil Ivanov, Ivaylo Stoyanov</i> Spectral analysis modelling and the processes of single-phase inverters voltage managed sinusoidal PWM	
<i>Александър Динов</i> Влияние на осветлението и отражението в системите за видеонаблюдение	34 - 37
<i>Aleksandar Dinov</i> The influence of light and reflection in video surveillance systems	
<i>Георги Кръстев, Ваня Динева</i> Човеко-машинен интерфейс с leap motion	38 - 46
<i>Georgi Krastev, Vanya Dineva</i> Human-machine interface design with leap motion	
<i>Станимир Михайлов Садинов</i> Изследване и сравнителен анализ на характеристиките на 8-каналната оптична комуникационна линия със спектрално мултиплексиране	47 - 53
<i>Stanimir Sadinov</i> Investigation and comparative analysis of the characteristics of the 8-channel optical communication line by the spectral	
<i>Гергана Ангелова, Гергана Димчева, Теодор Илиев, Елена Иванова, Ивайло Стоянов, Григор Михайлов</i> Възможности на пето поколение мобилни мрежи за комуникация между моторни превозни средства	54 - 61
<i>Gergana Angelova, Gergana Dimcheva, Teodor Iliev, Elena Ivanova, Ivaylo Stoyanov, Grigor Mihaylov</i> Advantages of 5G mobile network for vehicle-to-vehicle communication	
<i>Иван Иванов</i> Study on the used in the IDA algorithm criteria for the structure of the S matrix	62 - 67
<i>Григор Михайлов</i> Технически предизвикателства пред мобилните мрежи от пето поколение за типовете D2D комуникация	68 - 71
<i>Grigor Mihaylov</i> 5G technical challenges for D2D communications types	

ИЗСЛЕДВАНЕ ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ НА АСИНХРОННИ ЕЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ В ПРОИЗВОДСТВЕНИ УСЛОВИЯ

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

STUDY OF INDUCTION MOTORS FIELD EFFICIENCY IN THE MANUFACTURING INDUSTRY

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

Abstract: This paper presents the results of a research on the energy efficiency of induction motors, which drive plastic forming machines in an industrial plant. The relative load and the energy efficiency of the motors are defined. The paper then derives the potential savings in electrical energy, which can be realized if the induction motors are replaced with motors of a higher efficiency class.

Keywords: energy field efficiency, induction motors.

Въведение

Статистическите проучвания показват, че голяма част от асинхронните двигатели (АД) в реални производствени условия работят с натоварване значително по-ниско от номиналното, което влошава енергийните им показатели. Коефициентът на натоварване (определен като отношение на активната мощност, консумирана от мрежата, към номиналната мощност на вала на АД [1] следва да бъде в границите 0,8 ... 1,1, докато за много АД в практиката същият е значително под тези стойности. Подмяната на двигателите с ниско натоварване, с двигатели с по-малка номинална мощност, води до повишаване коефициента на натоварване, а оттам и до подобряване коефициента на полезно действие (к.п.д.) на двигателя. С отчитане на разходите по демонтаж и монтаж, както и на цените на двигателите и загубите в тях, е доказано, че при средно натоварване по-малко от 45% от номиналното винаги е икономически изгодна смяна на двигателя с по-маломощен. При средно натоварване по-голямо от 70% двигателят е добре натоварен и подмяна не е необходима, а когато средното натоварване е между 45% и 70% е необходимо да се направи конкретно технико-икономическо сравнение, което да установи дали е целесъобразна замяната. Замяната на двигателите от по-стара серия с нови, с по-висок к.п.д., би довело до намаляване на консумираната

енергия, а от там и намаляване на разходите за електрическа енергия.

Целта на изследването е да се направи оценка на енергийната ефективност на електрозадвижванията на шприц машини в индустриално предприятие за производство на пластмасови изделия.

Изложение

За обект на изследването е избрано индустриално предприятие за производство на пластмасови изделия посредством шприц машини. Фирмата разполага с три чешки шприц машини от марката Vihorlat Snina 195/100 E-1. Задвижването на всяка от трите машини е хидравлично и се осъществява посредством четириполюсен асинхронен двигател от типа VF180L04 с мощност 22kW. Двигателите са означени с **M1**, **M2** и **M3**.

В производствени условия определянето на мощността на вала на двигателите P_2 е трудно осъществимо, затова се предпочитат приблизителни методи за определяне относителното натоварване (ОН) на двигателя [2]. В зависимост от данните, с които се разполага, за изчисляване на ОН може да се използва един от трите приблизителни метода: на консумираната мощност, консумирания ток или на хлъзгането. Те се свеждат до определяне на отношението на консумираната мощност в работен режим спрямо същата в номинален – P_1/P_{1n} , или отношението на консумирания ток към номинал-

ния – I_1/I_{1H} , или отношението на хлъзгането в работен към това в номинален режим s/s_H , посредством измерване на честотата на въртене n на ротора. За предпочитане е първият метод поради това, че другите два имат по-малка точност. При известни номинални данни от табелката на АД и измерените на място консумирана мощност P_1 , консумиран ток I_1 , захранващо напрежение U_1 , коефициент на мощността $\cos\varphi$ и честота на въртене n , може да се изчисли ОН.

Коефициентът на полезно действие може да се получи като се раздели действителната полезната мощност $P_2 = P_{2H} \text{ ОН}$ на измерената консумирана мощност

$$\eta = \frac{P_{2H} \text{ ОН}}{P_1}. \quad (1)$$

При голяма част от изследванията на възможностите за намаляване разхода на електрическа енергия се приема, че асинхронните двигатели работят с номинален коефициент на полезно действие. Това допускане е разумно при натоварвания над 50% от номиналното, тъй като при това натоварване к.п.д. достига стойности близки до номиналните. При натоварване на двигателя с мощност 75% от номиналната, к.п.д. достига номиналната си стойност.

По-трудно е да се определи к.п.д. на един двигател, когато той е бил в експлоатация от дълго време. В много случаи табелките на двигателите са загубени или информацията на тях не се вижда ясно. Също така, ако двигателят е бил пренавит, има вероятност к.п.д. на двигателя при номинално натоварване да се е изменил и трудно може да се определи.

Номиналните данни на двигател от определена серия могат да бъдат намерени от самия производител или от каталози. При невъзможност да се получи информация за номиналния к.п.д. могат да се използват типични криви или таблици за номиналните к.п.д. на стандартни двигатели с различна мощност и честота въртене.

Поради технически трудности при осъществяване на експерименталните изследвания в производствената практика, често се измерват само част от необходимите величини за определяне на натоварването, с което работят двигателите. За двигател **M1**

е измерена стойността на консумирания ток директно в клемната кутия, тъй като само за този двигател има достъп до нея. За измерването са използвани амперклеци MASTECH, тип MS2108. Тъй като при другите два двигателя **M2** и **M3** има свободен достъп само до валовите им, затова за тях е измерена честотата на въртене посредством цифров тахометър тип DT-2234B, работещ на оптичен принцип.

В табл. 1 са показани в обобщен вид номиналните данни на изследваните двигатели, измерените стойности на посочените по-горе величини и резултатите от изчисленията на относителното натоварване по метода на консумирания ток за двигател **M1** и по метода на хлъзгането за другите два двигателя **M2** и **M3**.

От табл. 1 се вижда, че трите двигателя работят с относително натоварване, съответно: **M1** – 96,21%; **M2** – 81,11% и **M3** – 70,97%. Липсват данни за зависимостта на к.п.д. от натоварването за двигателите тип VF180L04, но тъй като работят с натоварване по-голямо от 70% от номиналното, може да се приеме с голяма точност, че действителния к.п.д. не се различава съществено от номиналния к.п.д. Асинхронните двигатели, използвани в задвижването на шприц машините, работят с натоварване близко до номиналното, но тъй като са от по-стари серии са с нисък номинален к.п.д. ($\eta_n=0,88$).

Като се използва програмата **EuroDeem** [5] могат да се изберат двигатели със същата номинална мощност и синхронна честота на въртене от по-висок енергиен клас, което би довело до намаляване на разходите за електрическа енергия. По-долу в табл. 2 са дадени данните за к.п.д. на избраните асинхронни двигатели с различни енергийни класове на фирма Siemens.

При известен к.п.д. за номинално натоварване и за натоварване 3/4 от номиналното, използвайки методиката за приблизително изчисляване на к.п.д. посочена в стандарт IEC 60034 – 31: 2009 [3], може да се изчисли к.п.д. и за други натоварвания, като се използват формулите:

Таблица 1

Номинални данни на изпитваните асинхронни двигатели и резултати от изследванията за определяне на относителното натоварване

Данни от табелката на асинхронния двигател	Асинхронен двигател		M1	M2	M3
	1	Тип на двигателя	∞ 0	∞ 0	∞ 0
Данни от табелката на асинхронния двигател	2	Номинална мощност	kW	22	22
	3	Номинално напрежение	V	380	380
	4	Номинален ток	A	43,5	43,5
	5	Фактор на мощността $\cos\phi$	-	0,87	0,87
	6	Номинален коефициент на полезно действие, η_n	-	0,88	0,88
	7	Номинална честота на въртене	min ⁻¹	1445	1445
Измерени величини	8	Захранващо напрежение	V	401,3	401,3
	9	Консумиран ток	A	39,63	-
	10	Консумирана мощност	kW	-	-
	11	Фактор на мощността $\cos\phi$	-	-	-
	12	Измерена честота на въртене	min ⁻¹	-	1460
	13	Коефициент на полезно действие, η	%	-	-
ОН по метода на консумираната мощност		%	-	-	-
ОН по метода на консумирания ток		%	96,21	-	-
ОН по метода на хлъзгането		%	-	81,11	70,97

$$\nu_L = \frac{\left(\frac{1}{\eta_{100}} - 1\right) - 0,75\left(\frac{1}{\eta_{75}} - 1\right)}{0,4375}; \quad (2)$$

$$\nu_O = \left(\frac{1}{\eta_{100}} - 1\right) - \nu_L; \quad (3)$$

$$\eta_p = \frac{1}{1 + \frac{\nu_O}{OH} + \nu_L OH}, \quad (4)$$

където: η_{100} е к.п.д при номинално натоварване;

η_{75} – к.п.д при 3/4 от номиналното натоварване;

ν_L , ν_O – междинни резултати;

ОН – относителното натоварване;

η_p – резултатен к.п.д.

В табл.2 са показани и резултатите от изчислените по формула (2) и (3) коефициенти за избраните асинхронни двигатели с мощност 22 kW.

След това е изчислен к.п.д. за натоварване от 10% до 120% от номиналната мощност за четирите двигателя. Получените резултати са представени в графичен вид на фиг. 1. От тези криви може да се отчете действителният к.п.д, с който работи даден

двигател, ако е определено относителното му натоварване по един от трите метода.

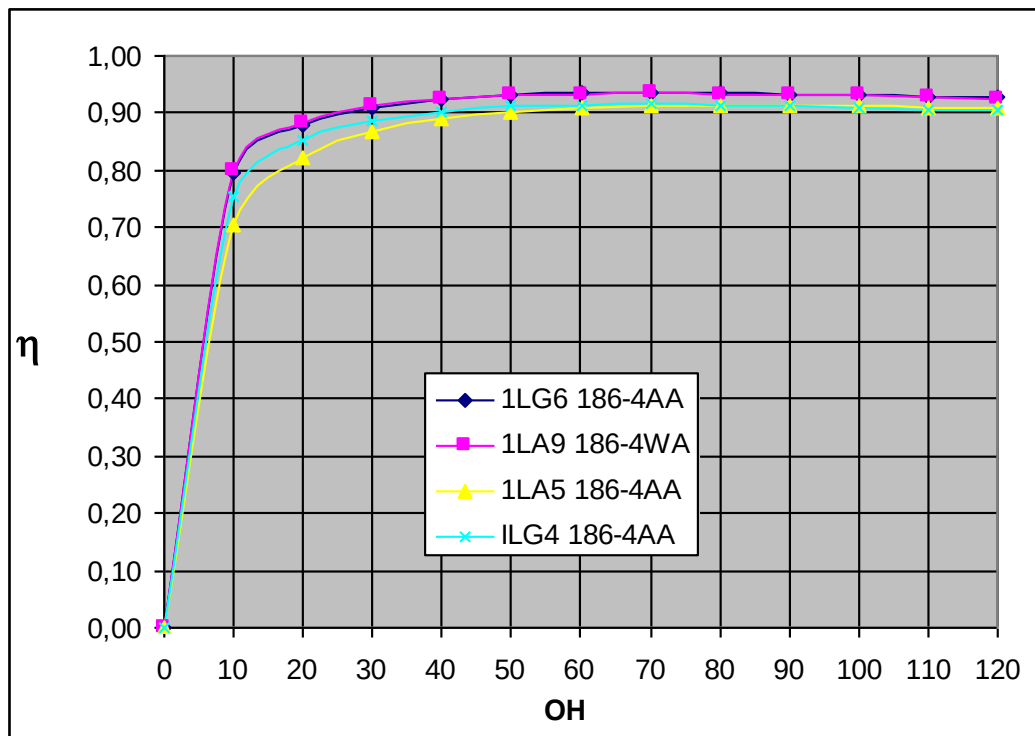
Таблица 2

Данни за асинхронните двигатели

Двигател	η_{100}	η_{75}	ν_L	ν_O
1LG6 186-4AA	0,932	0,935	0,047594	0,025367
1LA9 186-4WA	0,930	0,934	0,050905	0,024364
1LA5 186-4AA	0,912	0,912	0,055138	0,041353
1LG4 186-4AA	0,910	0,915	0,066809	0,032092

От фиг. 1 се вижда, че при замяна на съществуващите АД с избраните двигатели за задвижване на шприц машините и при натоварване над 70% от номиналното, може да се постигне повишаване на к.п.д от 0,88 до стойности над 0,91.

За да се направи икономическа оценка на предложената замяна на съществуващите АД с двигатели с по-висок енергиен клас е необходимо да се определи икономията на електрическа енергия. Изчислена е разликата между консумираната електрическа енергия при различен брой отработени часове за АД с мощност 22kW и синхронна честота на въртене 1500min⁻¹ при различен енергиен клас, съгласно стандарт IEC 60034-30 [4].



Фиг. 1. Зависимост на к.п.д. от относителното натоварване за четири асинхронни двигатели с мощност 22kW на фирма Siemens

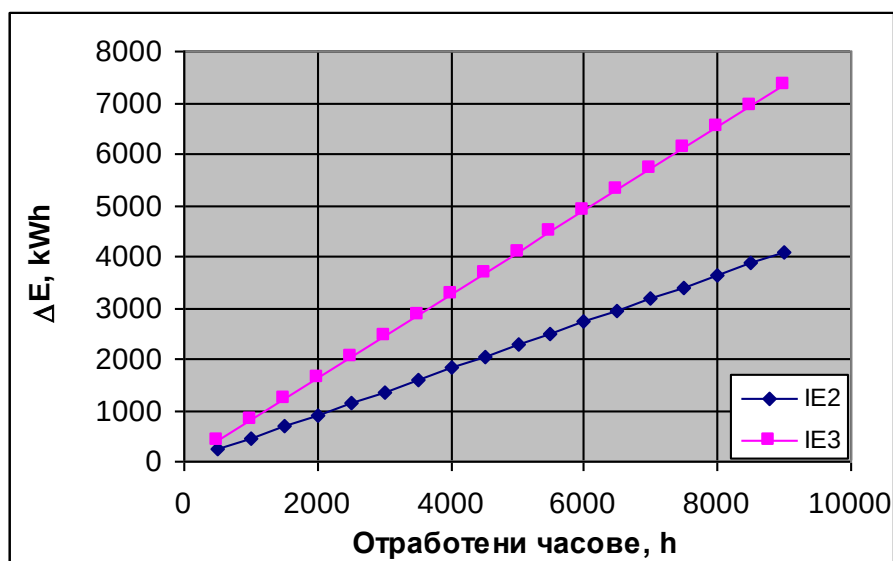
Разликата ΔE_{21} между консумираната електрическа енергия E_{IE1} в kWh от двигател с енергиен клас IE1 и енергията E_{IE2} , консумирана от двигател с клас IE2 при номинално натоварване

$$\Delta E_{21} = E_{1IE1} - E_{1IE2}, \quad (5)$$

съответно за двигател с енергиен клас IE1 и двигател с клас IE3 (E_{IE3})

$$\Delta E_{31} = E_{IE1} - E_{IE3}. \quad (6)$$

От получените резултати са построени зависимостите на намаляване на разходите на консумираната енергия (фиг. 2) при замяна на асинхронен двигател с нисък енергиен клас IE1 с двигатели от по-висок енергиен клас IE2 и IE3.



Фиг. 2. Намаляване на разходите на енергия в kWh, консумирана от четириполюсни асинхронни двигатели с мощност 22kW енергиен клас IE2 и IE3 по отношение на IE1

От графиките на фиг. 2 може да се определи колко енергия се спестява при различен брой отработени часове на двигателя. Например, ако АД работи в продължение на 4000 часа, което е приблизително пет дена в седмицата на двусменен режим за една година, при замяна на двигател с клас *IE1* с двигател с енергиен клас *IE2*, разходът на енергия се намалява с около 1900kWh. При замяна на двигател с енергиен клас *IE1* с двигател с енергиен клас *IE3*, разходът на енергия се намалява с около 3250kWh.

Заклучение

В статията са представени резултати на показателите за енергийна ефективност на три асинхронни двигатели, задвижващи шприц машини в индустриално предприятие. Установено е, че те работят с натоварване близко до номиналното, но тъй като са от по-стари серии са с нисък номинален к.п.д. ($\eta_n=0,88$).

С помощта на програмата **EuroDeem** са избрани асинхронни двигатели със същата номинална мощност и синхронна честота на въртене, но от по-висок енергиен клас.

В графичен вид е представено намаляването на разходите на електрическа енергия, консумирана от асинхронните двигатели 22kW с енергиен клас *IE2* и *IE3* спрямо същия с енергиен клас *IE1*.

Литература

- [1] Стефанов Ст., В. Русева, Електроснабдяване, Университетски издателски център, Русе, 2010, с. 212.
- [2] Христова М., В. Русева, Оценка и приложение на методи за определяне на относителното натоварване на асинхронни електродвигатели. Научни трудове на РУ, том 54, серия 3.1, 2015, Русе, Издателски център на Русенския университет.
- [3] IEC 60034-31:2009 Rotating electrical machines - Part 31: Guide for the selection and application of energy-efficient motors including variable-speed applications.
- [4] IEC 60034-30-1:2014 Rotating electrical machines - Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code), 2014, p. 50
- [5] The European Database of Efficient Electric Motors (EuroDEEM2000), European Commission, DG JointResearch Centre (JRC), Institute for Environment and Sustainability, Italy, 2000.

Адреси за контакти:

Гл. ас. д-р инж. Миглена Христова
Катедра “Електроснабдяване и електрообзавеждане”
Русенски университет “Ангел Кънчев”
E-mail: mcankova@uni-ruse.bg

Доц. д-р инж. Вира Русева
Катедра “Електроснабдяване и електрообзавеждане”
Русенски университет “Ангел Кънчев”
E-mail: vruseva@uni-ruse.bg

Доц. д-р инж. Анка Кръстева
Катедра “Електроснабдяване и електрообзавеждане”
Русенски университет “Ангел Кънчев”
E-mail: akrasteva@uni-ruse.bg

DESIGN OF ELECTRONIC CONTROL SYSTEM FOR DC BRUSH MOTOR DRIVE WITH CURRENT LIMIT

Seher Yusnieva Kadirova and Teodor Rumenov Nenov

„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: The aim of the present paper is design and investigation of a driver for control of DC brush motor drive. The electric drive systems used in many industrial applications require higher performance, reliability, variable speed due to its ease of controllability. Design and experimental investigation of the schematic diagram have been realized..

Keywords: DC motor, driver, current feedback, controller.

I. INTRODUCTION

Most of the manufacturing units in the world depend on electric motors (EM) for their production. DC motors are the important machine in many control systems such as domestic electrical systems, vehicles, trains and process control. It is well known that the mathematical model is very crucial for a control system design. For a DC motor, there are many models to represent the machine behaviour with a good accuracy. However, the parameters of the model are also important because the mathematical model cannot provide a correct behaviour without correct parameters in the model. The general characteristics, analysis, dynamic equations, parameters identifications, control of DC motor are given in many papers [1,2,3].

The speed of electrical motors depends on many factors, including supply voltage level, load, and others. A process control loop regulates this speed through direct change of operating voltage or current for a DC Motor. The use of power electronic devices for control of these electric machines not only offers better performance with precise control and fast response but also provides quick maintenance and ease of implementation. There are many methods of speed control which has been proposed in past couple of years. [4].

The DC motors provide excellent control of speed for acceleration and deceleration. DC drives are normally less expensive for most horsepower ratings. DC motors have a long tradition of use as adjustable speed machines and a wide range of options have evolved for this purpose. In these applications, the motor should be precisely controlled to give the desired performance. DC motor is commonly used in robotic application and industrial ma-

chinery. The advantage of this motor is that it provides high torque load sustaining properties. On the other hand the speed torque characteristics of DC motors are much more superior to that of AC motors [5, 6].

The aim of the article is design, simulation and laboratory investigation of the electronic module, as well as real implementation in a real electrical vehicle (prototype).

II. METHODOLOGY AND BLOCK DIAGRAM

An Electrical Vehicle (EV) has the advantage of being environmentally friendly, but it does not have the same performance as an internal combustion conventional vehicle [7].

A common actuator in control systems is the DC motor. It directly provides rotary motion and, coupled with wheels or drums and cables, provides transitional motion [1].

A typical DC motor speed control often has its internal signals generated and processed by analogue circuit and has its power driving stage made of MOSFET module.

Mechatronic prototypes usually are implemented by a trial and error process which, most of the time, ends up being very expensive and time consuming. It is proposed here that this drawback can be alleviated substantially by properly combining computer simulations and laboratory tests. The conjunct simulation of an electric motor and its speed control has been done before by applying very simple models for the motor and/or for the electronic control modules [2].

The motor speed depends on the amplitude of the applied voltage. The amplitude of the applied voltage is regulated using the PWM technique. The required speed is controlled by a speed controller, which is imple-

mented as a conventional controllers. The required DC-bus current is controlled by a current controller, which is also implemented. The difference between the actual and required DC-bus current is input to the controller which then, based on this difference, controls the duty cycle of the PWM pulses, which correspond to the voltage amplitude required to maintain the desired speed.

Both brushed and brushless motors have been compared during the investigation for deciding the type of EM to be used. The Maxon motor RE50 been chosen for driving the prototype. The motor has a specified efficiency of 95% and a rated power output of 200W at 48V which guarantees the higher output.

A. Block diagram of the electronic device

Figure 1 presents the block diagram of the proposed driver module. The power supply block provides 5V supply voltage to the electronic module, as well as 48V for the motor. The PWM module is consist of triangle and square wave generators, followed by a current

sensor block and a current limit block in the feedback.

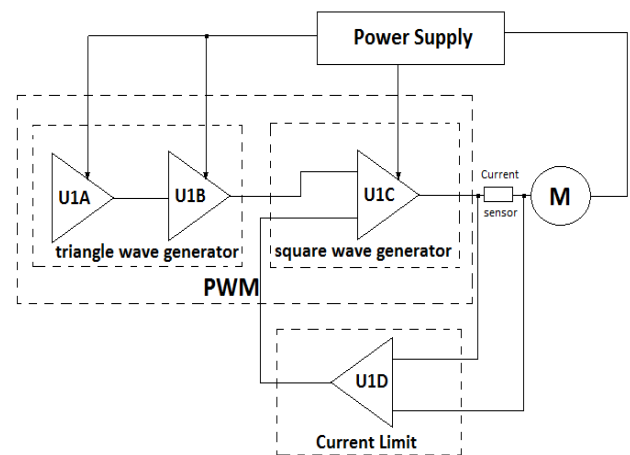


Fig. 1. Block diagram of the controller

A triangle signal generator provides the basic PWM pulse frequency and the required ramp voltage (rise and down). The exact voltage control PWM is produced by continuously comparing the ramp voltage related to the voltage level using the comparator circuit (fig. 2) [8].

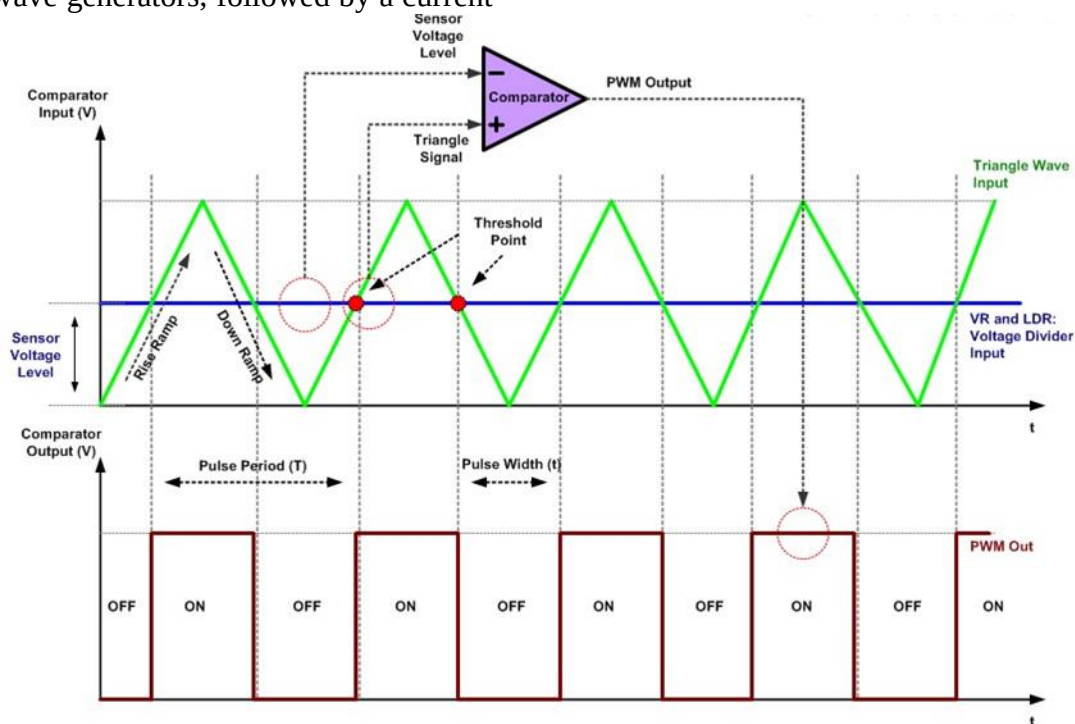


Fig.2 Waveforms presenting voltage control PWM using triangle wave and variable voltage level

B. Development of an experimental schematic diagram of the electronic device

DC motors are most suitable for wide range speed control and can be used for many adjustable speed drives.

Fig. 4. Presents the schematic diagram of the driver module. The driver represents a current mode PWM torque controller. The battery provides supply voltage of 50V to the LM2576HV step down voltage regulator. The

regulator ensures 12V supply voltage of the driver. The oscillator is realized by IC LM324N quad op-amp. The op-amps IC1A and IC1B form the triangle wave generator. The output voltage varies in the diapason of $1/3 \div 2/3 V_{CC}$. The output voltage is being fed to comparator IC1C which turns it to square wave based on the threshold voltage at pin 10 of the IC. The duty cycle threshold is set by potentiometer R9. The resistors R10 and R12 are calibrated to give full range duty cycle regulation of the potentiometer R9. The voltage reference for R10 is normally held at V_{CC} by the output of current limiting op-amp IC1D. Gain is set to 1000. Any time the source of Q1 draws current a voltage drop occurs across R16. When the voltage drop across R16 exceeds the pre-set value of the potentiometer R11, the comparator drops the PWM duty cycle until the average is just less than the pre-set value. The capacitor C3 ensures aver-

age value of the current limiting, which guarantees that this is not a peak.

$$V_{ref} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 \cdot R_2} \quad (1)$$

$$V_{CC} = 12V.$$

$$V_{ref} = \frac{47 \cdot 10^3 \cdot 12}{47 \cdot 10^3 + 47 \cdot 10^3} = 6V.$$

$$V_{out_{U1A}} = V_{CC}. \quad (2)$$

$$V_{th} = \frac{R_4 \cdot (V_{out_{U1A}} - V_{out_{U1B}})}{(R_4 + R_3)} + V_{out_{U1B}}.$$

$$V_{th} \leq V_{ref} \quad V_{ref} = 6V.$$

$$V_{th} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot (12 - V_{out_{U1B}})}{(10 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3)} + V_{out_{U1B}}.$$

$$\frac{10 \cdot 10^3 \cdot (12 - V_{out_{U1B}})}{(10 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3)} + V_{out_{U1B}} \leq V_{ref}. \quad (3)$$

$$0,31 \cdot (12 - V_{out_{U1B}}) + V_{out_{U1B}} \leq 6.$$

$$3,75 - 0,31 \cdot V_{out_{U1B}} + V_{out_{U1B}} \leq 6.$$

$$V_{out_{U1B}} \cdot (1 - 0,31) \leq 6 - 3,75. \quad (4)$$

$$0,69 \cdot V_{out_{U1B}} \leq 2,25.$$

$$V_{out_{U1B}} \leq 3,26V.$$

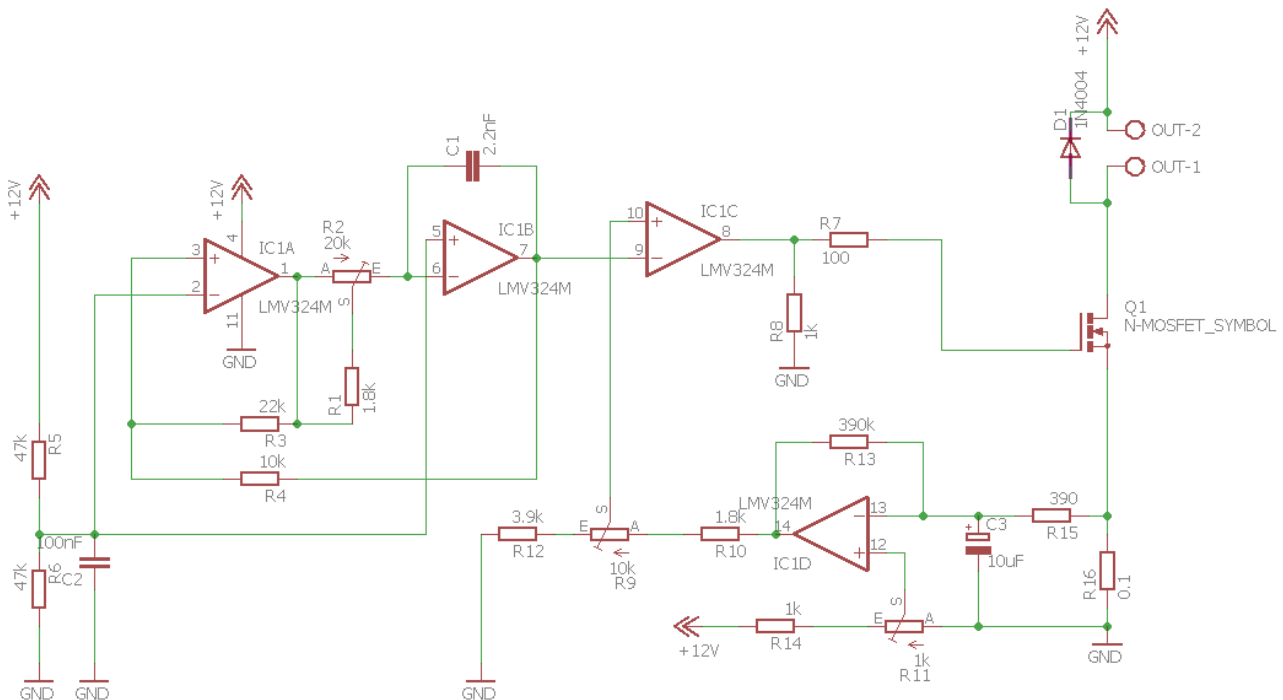


Fig. 3. Schematic diagram of the driver module

Calculation of the triangle wave generator circuit schematic:

The U1B output ramps down to about 3,26 volt as the U1A output turns OFF. The capacitor C2 discharges through R5 and the UA1B output starts to ramp up increases the voltage across the R4 (V_{th} – threshold voltage). This process is going on until the V_{th}

voltage is above the V_{ref} voltage. Then the U1A output turns to HIGH and the whole cycle repeats again. This upper threshold voltage could be calculated as follow:

$$V_{out_{U1A}} = 0.$$

$$V_{th} = \frac{R_4 \cdot (V_{out_{U1A}} - V_{out_{U1B}})}{(R_4 + R_3)} + V_{out_{U1B}}. \quad (5)$$

$$V_{th} \geq V_{ref} \quad V_{ref} = 6V.$$

$$V_{th} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot (0 - V_{outU1B})}{(10 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3)} + V_{outU1B}.$$

$$\frac{10 \cdot 10^3 \cdot (0 - V_{outU1B})}{(10 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3)} + V_{outU1B} \geq V_{ref}.$$

$$\frac{10 \cdot 10^3 \cdot (-V_{outU1B})}{(32 \cdot 10^3)} + V_{outU1B} \geq 6.$$

$$0,31 \cdot (-V_{outU1B}) + V_{outU1B} \geq 6.$$

$$V_{outU1B} \cdot (1 - 0,31) \geq 6.$$

$$0,69 \cdot V_{outU1B} \geq 6.$$

$$V_{outU1B} \geq 8,69 V.$$

Therefore the triangle voltage ramps up from 3,26V to 8,69V then ramp down to 0.6V repeatedly. The frequency of the triangle wave could be calculated as follow:

$$f = \frac{1}{4 \cdot R_5 \cdot C_2} \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} \right). \quad (6)$$

$$f = \frac{1}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{22 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \right).$$

$$f = \frac{1}{3,76 \cdot 10^{-3}} \cdot 2,2 = 585 \text{ Hz}.$$

III. RESULTS ANALYSIS AND DISCUSSIONS

Fig. 4 presents the output from pin 1 from the comparator IC1A. The waveform from the figure is with a sawtooth shape. Comparators IC1 and IC1B set the signal frequency.

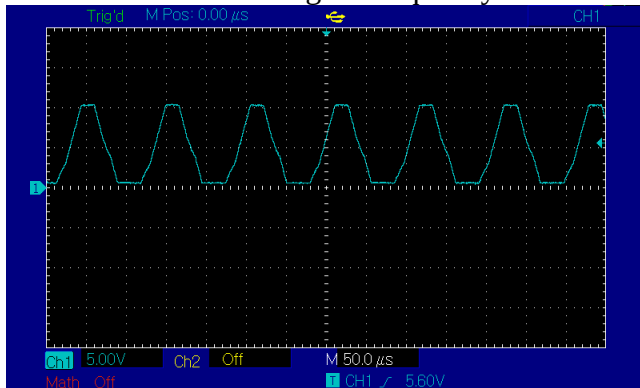


Fig. 4. The waveform of output from pin 1

For generating a triangle wave a Schmitt Trigger circuit have been used (also called a comparator with hysteresis). The Schmitt Trigger is built by U1A and the resistors R3 and R4. The Trigger works as ON and OFF switch to the Integrator circuit input. The integrator is built with U1B and uses the R5 and C2 to produce the necessary triangle linear ramp (up and down) on its output.

When the power up we assume the U1A output is HIGH (Vcc), the C2 capacitor will start to charge through the R5 resistor. Because the R5 and C2 are connected to the

U1B inverting input (V-), therefore the U1B output will start to ramp down. The U1A non inverting input (V+) get the positive feedback from R3 and R4, when the U1B output voltage reach the threshold voltage below Vref than it will turn the U1A output to LOW (0). The threshold voltage, the frequency and the Reference voltage could be calculated.

Fig. 5 presents how the square wave signal is being made. The investigated signal diagram is on pin 9 and 10. The yellow line is the threshold voltage set by the potentiometer R9. By comparing the threshold voltage and the sawtooth wave form, a square wave signal is being produced.

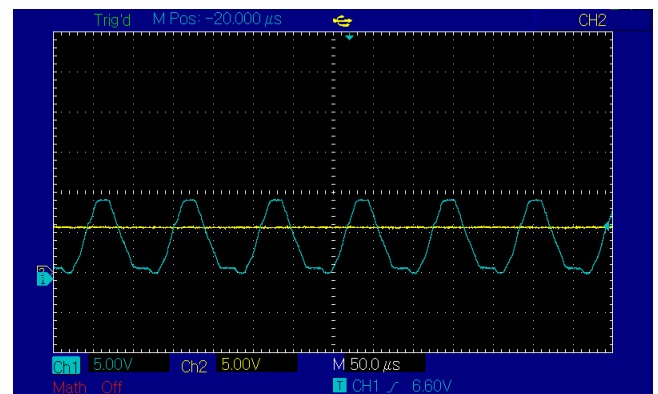


Fig. 5. The waveform on pins 9 and 10

The square wave signal on pin 8 is shown on fig. 6.

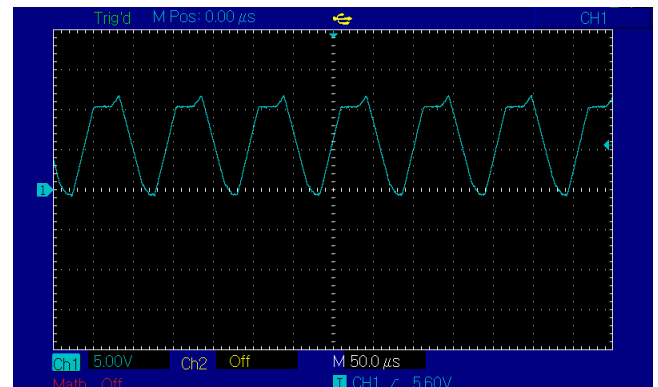


Fig. 6. The waveform on pin 8

IV. CONCLUSION

An adaptive controller of the rotor speed of a DC motor is proposed.

A methodology for developing complex electronic-electromechanical prototypes has been presented in this paper. It consists essentially in combining computer simulations with laboratory tests and real participation in a competition. The agreement attained between

simulations, laboratory tests, and real use of the electronic module in the electrical vehicle.

The overall experience with the methodology presented is in reducing the development time and costs substantially.

Finally, ongoing work is in the development of a full H-bridge speed control, as well as on applications of this to DC motors of different dimensions where the model provided here may have to be modified to include additional features.

REFERENCES

- [1] A.A.A. Emhemed, R. B. Mamat, Modeling and Simulation for Industrial DC Motor Using Intelligent Control, *Procedia Engineering*, Volume 41, 2012, Pages 420-425, <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2012.07.193>
- [2] J. Santana a, J.L. Naredo a, F. Sandoval a, I. Grout b, O.J. Argueta, Simulation and construction of a speed control for a DC series motor, *Mechatronics* 12 (2002) pp. 1145–1156, DOI: 10.1016/S0957-4158(02)00019-3
- [3] A.S. Abd El-Hamid, Armature Current Control of DC Motor using Generic Model Control, *World Applied Sciences Journal* 18 (12): pp.1689-1694, 2012 ISSN 1818-4952

doi: 10.5829/idosi.wasj.2012.18.12.2803

- [4] R. Mondala, A. Mukhopadhyayb, D. Basak, Embedded System of DC Motor Closed Loop Speed Control based on 8051 Microcontroller, 1st International Conference on Computational Intelligence: Modeling Techniques and Applications (CIMTA) 2013, *Procedia Technology* 10 (2013), pp. 840 – 848.
- [5] U. K. Bansal and R. Narvey, Speed Control of DC Motor Using Fuzzy PID Controller, *Advance in Electronic and Electric Engineering*. ISSN 2231-1297, Volume 3, Number 9 (2013), pp. 1209-1220.
- [6] C. S. Linda, K. K, Analysis and Design of Conventional Controller for Speed Control of DC Motor-A MATLAB Approach, *Int. Journal of Engineering Research and Applications*, ISSN : 2248-9622, Vol. 5, Issue 2, (Part -5) February 2015, pp.56-61
- [7] I. YAHIA, Ch. B. SALAH, M. F. MIMOUN, Optimal contribution of energy management of Electric Vehicles, *Journal of Electrical Systems*, Volume 12, Issue 4, 2016, Pages 660-671.
- [8] <http://www.ermicro.com>

Contact address:

Sen. Assist. Eng. Seher Kadirova, PhD
Department of Electronics
Faculty of Electrical Engineering, Electronics and Automation
“Angel Kunchev” University of Ruse
8 Studentska str., 7000 Ruse, Bulgaria
E-mail: skadirova@uni-ruse.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МОЩНОСТНИТЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ДИЗЕЛОВИ ДВИГАТЕЛИ С ТУРБОКОМПРЕСОРИ С ИЗОБАРНА И ИМПУЛСНА ТУРБИНИ

Симеон Илиев

Русенски университет „Ангел Кънчев”

INVESTIGATION ON PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF DIESEL ENGINES WITH TURBOCHARGERS WITH TWIN-ENTRY TURBINE HOUSING

Simeon Iliev

„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: This paper presents the computational modelling to study the performance and emissions characteristics of a diesel engines with turbochargers with twin entry turbine housing. One of the problems at turbocharged diesel engines is slower response of the turbine at low engine speeds, typically in a range of 1000-3000 min⁻¹. For such studies are performed was developed the 1-D (one-dimensional) model using AVL Boost software. A series of compression ignition engines utilizing a manufacturer fitted single-entry turbocharger and a modified twin-entry variety, the latter adopting two turbine housing inlet ports. The studies concentrate on engine performance comparisons between single- and twin-entry turbochargers in terms of torque, shaft speed and compressor efficiency and at low engine speed conditions typically in a range of 1000-3000 min⁻¹. This study shows the potential benefits of adopting a twin-entry turbocharger.

Keywords: compression ignition engine, turbocharger, 1d simulation, supercharging.

1. Въведение

Турбокомпресорите в голяма степен подобряват мощността на двигателя и въртящия момент без да е необходимо увеличаване на обема на всеки цилиндър. Въпреки това, при дизеловите двигатели със свръхпълнене, турбината има по-бавна реакция при ниски честоти на въртене на двигателя, обикновено в диапазона от 1000 min⁻¹ до 3000 min⁻¹. Има много и различни решения на този проблем, като някой от тях са използването на турбокомпресори с променлива геометрия, двустепенни турбокомпресори, комбинирани методи на свръхпълнене и др.

Входните тръби на турбината в зависимост от условията на компоновка на турбокомпресора към двигателя и за по-добро оползотворяване на енергията на импулсния поток подаването на газове към турбината се осъществява по един, два и порядко четири канала.

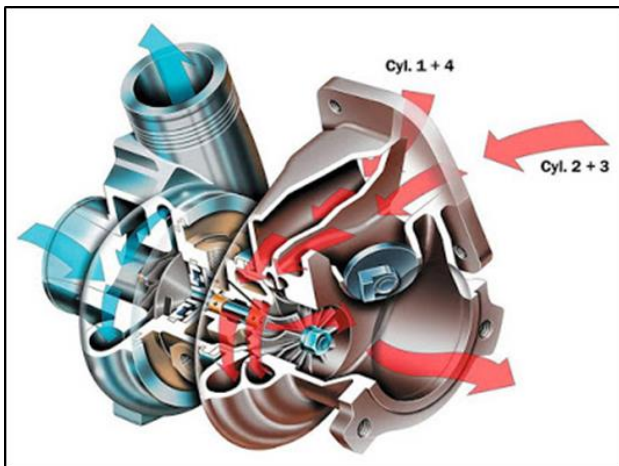
В зависимост от спиралата на турбината съществуват два варианта – едноходови за изобарни турбини ($p_t = \text{const}$) и двуходова за импулсни турбини. [1]

Някои изследователи отбелязват, че при малък ъгъл на лопатките на турбина с променлива геометрия при ниски честоти на въртене на двигателя се наблюдава увеличаване на разхода на отработените газове към работното колело, като по този начин се повишава производителността на компресора [2, 3].

Други изследователи за да преодолеят бавната реакция на турбокомпресора при ниски честоти на въртене на двигателя, свързват турбокомпресора с трансмисия. Тази трансмисия е директно свързана към колянвият вал на двигателя, като по този начин позволява турбокомпресорът да подава допълнително количество въздух при по-ниски честоти на въртене на двигателя [4]. Друг метод който се прилага е използване на два турбокомпресора за ниско и високо и налягане, работещи серийно, за да се преодолее ефекта на ниско налягане на отработените газове при ниски честоти на въртене на двигателя [5].

Турбокомпресорите с импулсни турбини биха могли да бъдат използвани като вариант за решаване на проблема при ниски честоти на въртене на двигателя. При

наличието на двуходова спирала се избягва взаимодействието между различните импулси на отработените газове в колектора и се подобрява преносът на енергия от газовете към турбинното колело. За разлика от турбокомпресора с изобарна турбина, този с импулсна турбина (Фиг. 1), използва по-добре енергията на пулсиращите отработили газове. По този начин се увеличава производителността на турбината, което влияе на честотата на въртене на работното колело на компресора.



Фиг. 1. Турбокомпресор с импулсна турбина

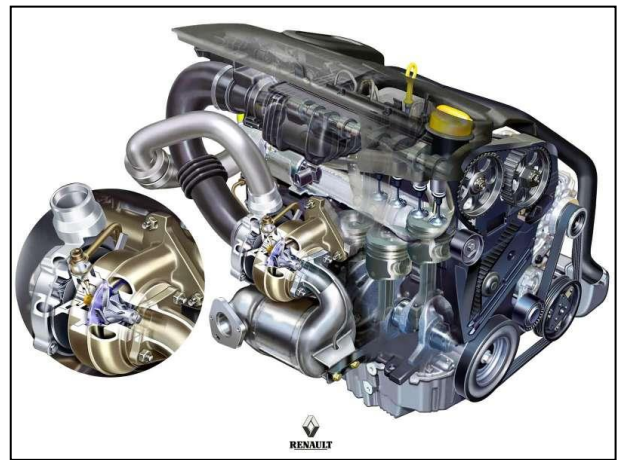
Използването на турбокомпресор с импулсна турбина с разделен импулсен колектор позволява по-голямата част от пулсиращата енергия на отработените газове да се използва от работното колело. Тези турбокомпресорите вече се използват при двигателите с големи мощности, но изследванията при двигателите с по-малки мощности са ограничени. Поради това са необходими повече проучвания, за да се видят ползите от тези компресори.

2. Изложение

За база на изследването са използвани данни от дизелов двигател Renault 1.5L (DCi), които са заложили в 1-D модел (фиг. 2).

Двигателят е оборудван с турбокомпресор с изобарна турбина като част от стандартната му спецификация. Изследванията включват и анализ на същия двигател оборудван с турбокомпресор импулсна турбина. В Табл. 1 са показани основните параметри нужни за изграждане на модела в AVL Boost. Втория двигател е моделиран в

рамките на софтуера AVL Boost [6, 7], за да се установи дали същите наблюдения ще се повторят при използването на турбокомпресор с импулсна турбина.



Фиг. 2. Двигател Renault 1.5L (DCi) с турбокомпресор с изобарна турбина като част от стандартната му спецификация.

Таблица 1

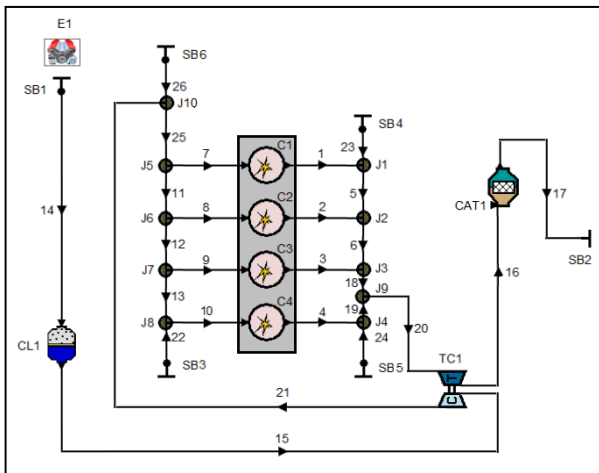
Характеристики на двигателите

Двигател	1.5 L DCi	2.0 L CI
Диаметър на буталото	76 mm	85 mm
Ход на буталото	80.5 mm	88 mm
Ход на изпускателния клапан	8.6 mm	5.0 mm
Ход на всмукателния клапан	8.0 mm	4.6 mm
Степен на сгъстяване	17.9:1	18:1
Брой на цилиндрите	4	4
Клапани на цилиндр	2	2

За целите на това изследване, моделирането на двигателите е базирано на 100 симулационни цикъла, като се променя честотата на въртене на двигателя в диапазона от 1000 min^{-1} до 5000 min^{-1} . Профилите и размерите на пълнителните и изпускателните колектори са дефинирани, на базата на данни от производителя, за да се постигнат реални работни условия при цикъла горене. Данните за турбокомпресорите с изобарни и импулсна турбини, са взети от производителя. Това осигурява по-точни гранични условия, тъй като характеристиките на потока в компресора ще бъдат повлияни само от разликите в конфигурациите на турби-

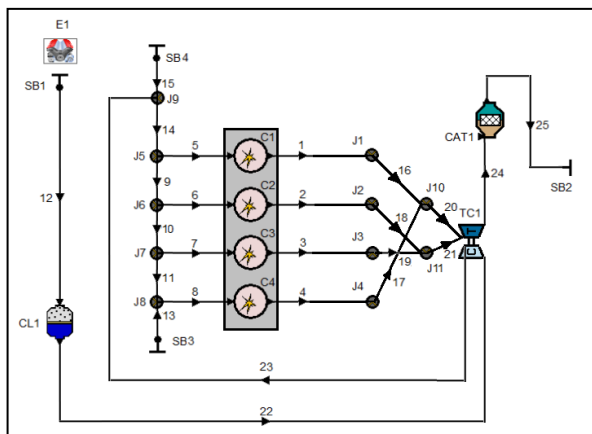
ните и съответната геометрия на изпускателния колектор.

На Фиг. 3 е показан модел на двигател Renault 1.5L DCi със стандартна конфигурация на турбокомпресора. Геометрията на изпускателния колектор е така конфигурирана, че четирите изпускателни тръбопровода се обединяват в един общ тръбопровод. Това означава, че преносът на енергия от изгорелите газове към работното колело на турбината не е оптимизиран, като по този начин не се реализира пълният потенциал на отработилите газове.



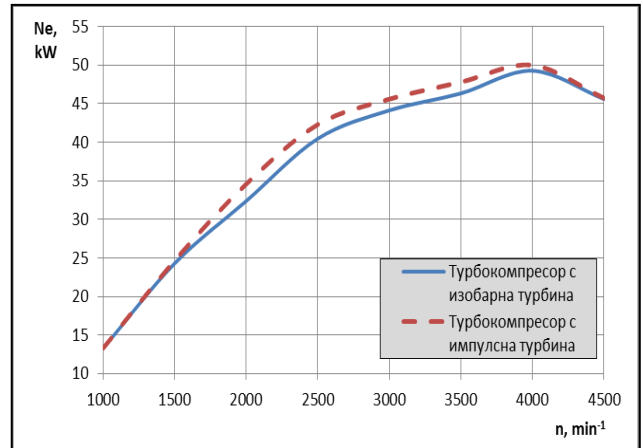
Фиг. 3. Модел на двигател Renault 1.5L DCi с турбокомпресор с изобарна турбина

Използвайки известният ред на запалване (1-3-4-2) при стандартния двигател, при който четирите изпускателни тръбопровода, на изпускателния колектор, се обединяват в един общ тръбопровод се променя, така че за да позволи на отработените газове от цилиндри 1 и 4 и 2 и 3 да останат отделени, както е показано на фиг. 4.



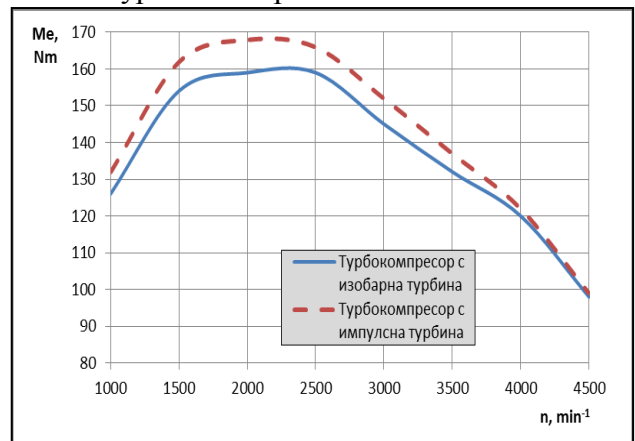
Фиг. 4. Модел на двигател Renault 1.5L DCi с турбокомпресор с импулсна турбина

Основната полза от увеличаването на времето за реакция на турбокомпресорът, при ниска честота на въртене на колянният вал на двигателя води до подобряване на времето, необходимо на компресора да достигне своето оптимално налягане. Това предполага увеличаване на мощността и въртящия момент на двигателя.



Фиг. 5. Изменение на мощността на двигателя 1.5L DCi при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина

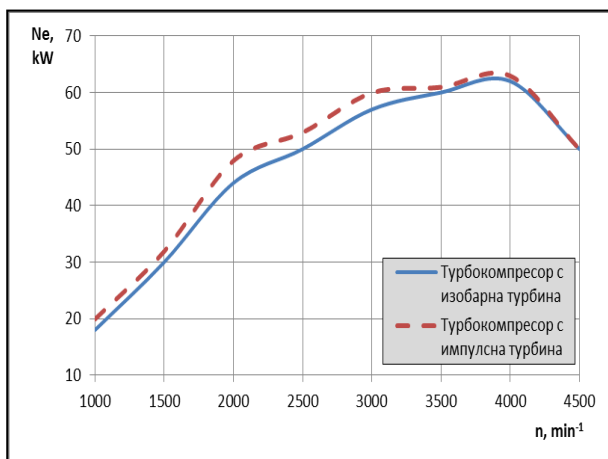
На Фиг. 5 е показано изменение на мощността на двигателя при използване на турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина. От фигурата се вижда, че при използване на импулсна турбина при 2500 min⁻¹ се постига увеличение на мощност на двигатели приблизително с 3,73 kW. Това увеличение на мощността е резултат от увеличаването на производителността на компресора благодарение на подобро предаване на енергия от отработените газове към турбинното работно колело.



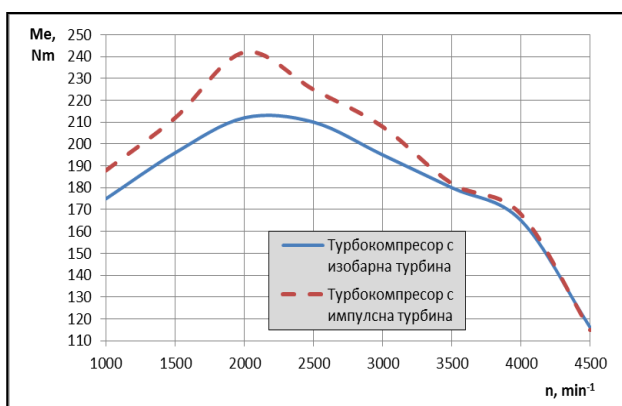
Фиг. 6. Изменение на въртящия момент на двигателя 1.5L DCi при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина

От Фиг.6 се вижда, че турбокомпресорът с импулсна турбина, подобрява въртящия момент на двигателя. При 2000 min^{-1} въртящият момент се увеличава от 160 Nm на 170 Nm. Това увеличение с 5.55% при 2000 min^{-1} ще подобри значително динамиката на двигателя в областта на ниските честоти на въртене от 1000 min^{-1} до 3500 min^{-1} .

Същите тенденции на относно мощността и въртящия момент се наблюдават и при двигателя 2.0L CI Средното увеличение на мощността е с 18% а на въртящия момент с 9% при 1000 min^{-1} до 3000 min^{-1} . Това може да се види на фиг. 7 и фиг. 8.



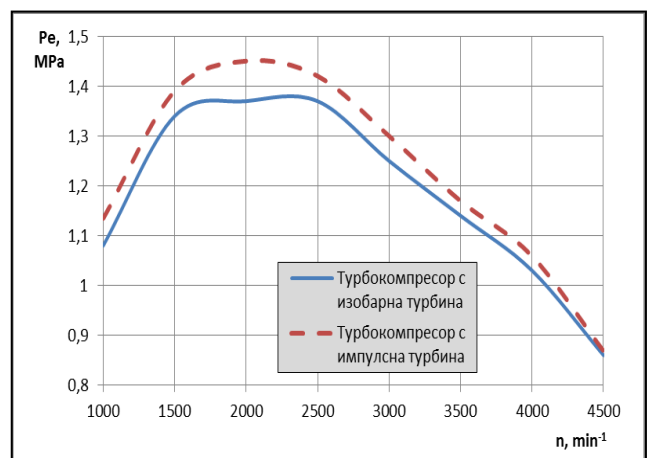
Фиг. 7. Изменение на мощността на двигател 2.0L Ci, при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина



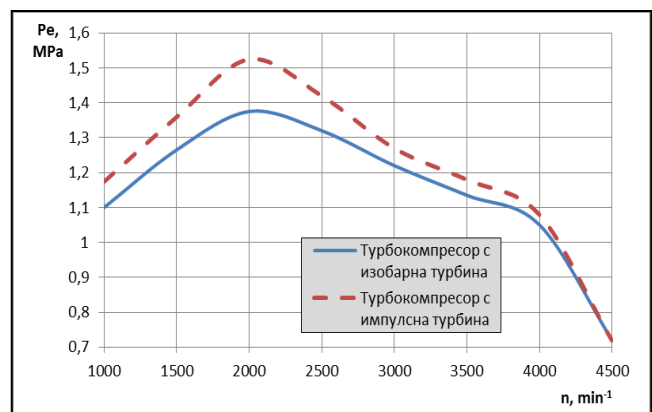
Фиг. 8. Изменение на въртящия момент на двигател 2.0L Ci, при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина

Съществени подобрения се наблюдават и при резултатите за средното ефективно налягане, както е показано на фиг. 9, където максималното увеличение на средното

ефективно налягане около $0,1 \text{ MPa}$ се наблюдава при 2000 min^{-1} . Като цяло има значително увеличение на средното ефективно налягане в диапазона от 1000 min^{-1} до 3500 min^{-1} , което е от решаващо значение за двигателя при градски условия на шофиране. От получените резултати се вижда, че при увеличаване на налягането на пълнене с $0,05 \text{ MPa}$, при двигател с турбокомпресор с импулсна турбина се постига увеличение на средното ефективно налягане с $0,1 \text{ MPa}$. От това може да се заключи, че конфигурацията двигател с турбокомпресор с импулсна турбина е за предпочитане пред тази с турбокомпресор с изобарна турбина.



Фиг. 9. Изменение на средното ефективно налягане на двигател 1.5L DCi при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина



Фиг. 10. Изменение на средното ефективно налягане на двигател 2.0L Ci при турбокомпресор с изобарна и импулсна турбина

Нарастване на средното ефективно налягане се наблюдава и при двигател 2.0L CI, както е показано на фиг. 10. Средното ефективно налягане се увеличава от $1,375$

МРа до 1,525 МРа при 2000 min^{-1} , което е увеличение от 10 % , благодарение на използването турбокомпресор с изобарна турбина.

3. Заключение

На база на получените резултати от моделирането е установено, че при двигател 1.5L DCi с турбокомпресор с импулсна турбина се наблюдава увеличаване на мощността и средното ефективно налягане при работа на ниски честоти на въртене, като най-голяма ефективност има от 1500 min^{-1} до 3000 min^{-1} ,

При двата двигателя 1.5L DCi и 2.0L Ci се наблюдава увеличение на въртящия момент с 5,55 % при 2000 min^{-1} ,

БЛАГОДАРНОСТ

Благодарност на фирма AVL-AST, Graz, Austria за предоставения софтуер AVL-BOOST чрез програмата „University partnership program“.

Литература

- [1] Владимир Иванов, Станчев С., Серафимов М., Газо-турбинни и комбинирани двигатели, Техника, 1993.
- [2] Arnold D. Turbocharging Technologies to Meet Critical Performance Demands of Ultra-Low Emissions Diesel Engines, SAE International Technical Paper Series, 2004-01-1359, 2014.
- [3] Hawley J., Wallace F., Cox A., Horrocks R. and Bird G. Variable geometry turbocharging for lower emissions and improved torque characteristics. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: J. of Automobile Engineering; 213(2): 145-159, 1999.
- [4] Chadwell C.J. and Walls M. Analysis of a SuperTurbocharged Downsized Engine Using 1-D CFD Simulation. SAE International Technical Paper Series, 2010-01- 1231, 2010.
- [5] Watel E., Pagot A., Pacaud P, and Schmitt J. Matching and Evaluating Methods for Euro 6 and Efficient Two-stage Turbocharging Diesel Engine. SAE International Technical Paper Series, 2010-01-1229, 2010.
- [6] AVL List Gmbh, AVL Boost – Theory, 2013.
- [7] AVL List Gmbh, AVL Boost User Guide, 2013.

Адрес за контакти

Доц. д-р инж. Симеон Илиев
катедра „Двигатели и транспортна техника”
Русенски университет “Ангел Кънчев”
E-mail: spi@uni-ruse.bg

Assoc. Prof. Simeon Iliev, M. Sc. Eng. PhD
Department of Engines and Vehicles
University of Ruse
E-mail: spi@uni-ruse.bg

ТЕХНИЧЕСКИ ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА КОНТРОЛ И НАМАЛЯВАНЕ НА КРАЖБИТЕ НА ЕЛЕКТРОЕНЕРГИЯ

Венцислав Кесеев, Елена Иванова, Теодор Илиев и Григор Михайлов
Русенски университет „Ангел Кънчев“

TECHNICAL OPPORTUNITIES FOR CONTROL AND REDUCTION OF THE ELECTRICITY THEFT

Ventsislav Keseev, Elena Ivanova, Teodor Iliev i Grigor Mihaylov
„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: In the modern world, despite advanced technology, there are still real problems with theft of electricity. Such problems exist both in Bulgaria and in other countries. During workshops with experts working in this field, it was concluded that energy distribution companies, both in Bulgaria and abroad, are interested in the possibility of creating technical devices to limit the theft of electricity. The article presents basic principles based on which such devices can be created and the effects they would cause.

Keywords: electronics, electricity theft, harmonic distortion, electrical distribution.

Въведение

В съвременния свят, въпреки напреднал технологично, все още са налични реални проблеми свързани с кражби на електроенергия. Такива проблеми съществуват както у нас така и в други държави. По време на проведени работни срещи с експерти работещи в тази сфера се стигна до заключението, че енергоразпределителни дружества, както у нас така и в чужбина, проявяват интерес към възможностите за създаване на технически апарати с помощта на които да се ограничат кражбите на електроенергия. Проведени са срещи с колеги от Палестина работещи по проблема, на които се заяви, че в тяхната страна има интерес и желание за инвестиране на средства в такива устройства стига те ефективно да ограничат кражбите, като очакват техните разходи да се възвърнат за сметка на повишените приходи от продажби на електроенергия. Основни изисквания към устройствата са да са относително евтини, надеждни и да не изискват специализирана, скъпа, ежедневна поддръжка. В този труд са разглеждани възможностите за създаване на такива устройства, ефектите които биха се получили, проблеми които биха възникнали, предимствата и недостатъците на различните принципи на работа, които биха могли да се приложат на практика.

Технически възможности клиентите да бъдат стимулирани да не крадат електроенергия

Съществуват множество изследвания, свързани с влиянието на смущаващи хармоници на мрежовото напрежение върху работата на различен тип електронни устройства, които доказват, че такива влияние има и те могат да бъдат приложени за създаване на устройства за предотвратяване на кражби на електроенергия [1-8]. Не са открити научни трудове разискващи възможностите базирано на които такива устройства могат да бъдат създадени.

Техническите възможности са свързани с това, на некоректните потребители да се създадат пречки и препятствия при нерегламентираното използване на електроенергия от мрежата, които да водят до финансов товар за тях, който да действа поучително и стимулиращо да не прибегват до подобни постъпки в бъдеще. Пречките и препятствията могат да са необходимостта от закупуване на скъпи защитни устройства или при липса на такива необходимост от ремонт или подмяна на домашни електроуреди.

Възможностите клиентите да бъдат разубедени да крадат електроенергия са няколко:

➤ Да се създадат електронни устройства които да повреждат уредите на некорек-

тни потребители, без риск за пожар – цели се задействане на стопяеми предпазители в токозахранващите блокове или при липса на такива повреждане на токозахранващия блок, което ще възпрепятства по нататъшната работа на електроуредите;

➤ Да се създадат електронни устройства, които да пречат на нормалната работа на електроуредите на некоректни потребители – цели се внасяне на смущения и създаване на отклонения от нормалното поведение на електроуредите, като: смущения на картината на телевизор, смущения в звука на озвучителни уредби, премигване на лампи и др.;

➤ Комбиниран подход – цели се повреждане на някои електроуреди и смущаване на работата на други.

От гледна точка на времето на задействане на специализираната апаратура за превенция на кражбите на електроенергия, тя може да е с постоянно действие или да се включва през определени времеви интервали за кратко!

Други изисквания към устройствата за превенция на кражби са:

➤ Да са относително евтини, надеждни и да не изискват специализирана, скъпа, ежедневна поддръжка;

➤ Да са съвместими със съвременните електропреносни съоръжения;

➤ Да са малки по размери;

➤ Да са трудни за преодоляване;

➤ Да генерират възможно по-малки загуби;

➤ Да могат да се управляват дистанционно.

Принципи базирано на които могат да се създадат устройства за ограничаване на кражбите на електроенергия

Всички разгледани решения са предназначени за локално приложение, в трафопостовите на конкретни райони, в които има завишени случаи на кражби на електроенергия.

Реално няма как да се навреди на всички електрически устройства и апарати на некоректни потребители свързани в мрежата, без да се създаде риск от възникване на пожар. Активните съпротивителни товари, като нагревателни уреди, са високо устойчиви

на хармоници и смущения в електроснабдяването и обикновено те са едни от най-големите консуматори, [1-8]. Важно е да се отбележи, че автоматиката завзема всички сфери на човешкия живот и все повече нови електроуреди се правят с определен вид автоматични управления, които имат токозахранващи блокове, на които може да се влияе. Идеята е да се попречи на нормалната работа на повечето по-често използвани и по-скъпи електроуреди, като телевизори, уредби, осветление, уреди с определен вид автоматично управление и др.

Анализът на възможностите доведе до две основни възможни решения:

➤ Ограничаване на кражбите чрез периодично подаване на високоволтови импулси;

➤ Ограничаване на кражбите чрез генериране и наслагване на високоволтови хармоници в пиковите на синусоидалното напрежение.

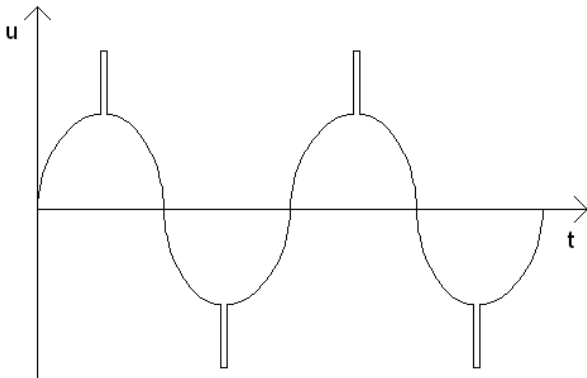
Ограничаване на кражбите чрез периодично подаване на високоволтови импулси

Подходът се състои в периодично подаване на високоволтови импулси в пика на синусоидата, за определено време, с определена продължителност, в районите с завишени кражби, чрез инсталиране на съответни апарати в локални трафопостове на рискови райони и инсталиране на съответен клас защиты от пренапрежение на редовните потребители, фиг.1. Цели се да се попречи на нормалната работа на електронните устройства на некоректни потребители свързани в мрежата или те да бъдат повредени чрез превишаване на максимално допустимите напрежения на определени техни електронни компоненти, по безопасен начин, без да се създава риск от пожар и рисковани ситуации застрашаващи здравето на хората.

Основните изисквания към този тип устройства за предотвратяване на кражби на електроенергия са:

➤ Пиковата стойност на напрежението и продължителността на импулса, трябва да са достатъчни да повредят стопяемите предпазители на токозахранващите блокове

на сложни устройства или да ги извадят от строя по безопасен начин, без създаване на риск от възникване на пожар или опасни за здравето ситуации;



Фиг. 1. Приложени високоволтови импулси на върха на синусоидалното захранващо напрежение

➤ Максималното напрежение да е по-малко от максимално допустимото напрежение на изолацията на кабелите изграждащи електрическата инсталация на сградите;

➤ Максималното напрежение и продължителността на импулсите да са по-малки от необходимите за задействане на автоматичните предпазители на входа на електрическата инсталация на сградите;

➤ Амплитудата на напрежението и продължителността на импулса, както и продължителността на времето на подаване на импулсите също трябва да са достатъчно малки за да не създават риск от възникване на пожар.

Тези параметри е необходимо да се установят експериментално.

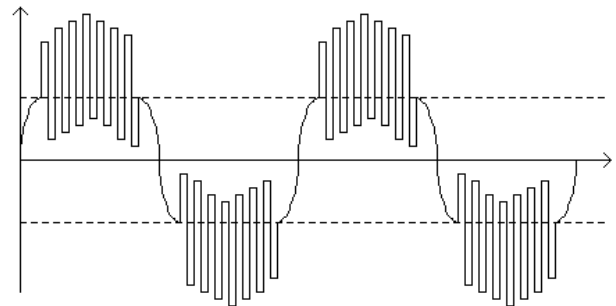
Предимство на метода е възможността за относително просто и евтино изпълнение и относително малки размери на защитата от страна на редовните клиенти, която представлява вид високоволтова защита.

Основният недостатък е, че този вид защита може лесно да бъде преодоляна, чрез инсталиране на защита от пренапрежение от страна на некоректния потребител, каквито са налични на пазара. Евентуален подход за избягване на този недостатък би могло да бъде подаването на достатъчно кратки импулси, на които стандарт-

ните защити от пренапрежение, масово налични на пазара, да не успяват да отреагират ефективно. Възможността за изпълнение на всички изисквания е необходимо опитно да се установи.

Ограничаване на кражбите чрез генериране и наслагване на високоволтови хармоници в пиковите на синусоидалното напрежение

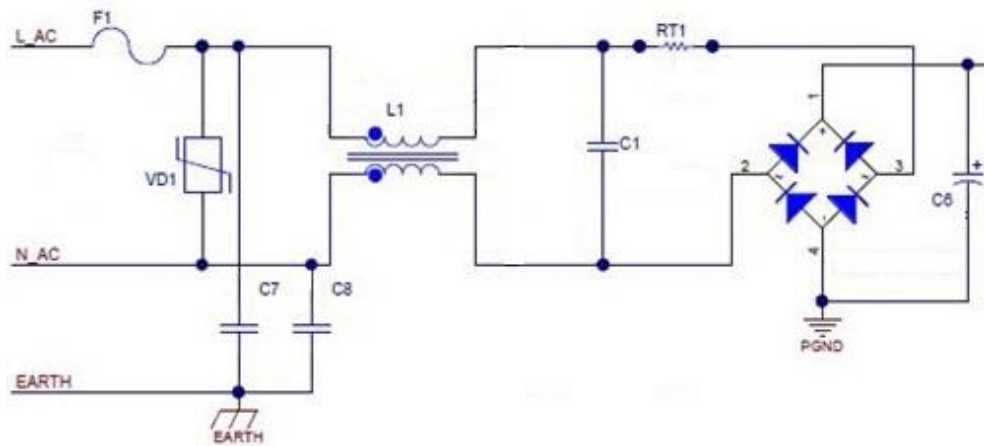
Целта е ограничаване на кражбите чрез генериране и наслагване на високоволтови хармоници в пиковите на синусоидалното напрежение за определено време или постоянно, които да нарушат нормалния режим на работа на някои от електроуредите, а други да повредят, фиг.2. Апаратурата за превенция на кражби трябва да се инсталира в локалните трафопостове на рискови райони и съответните филтри възстановяващи синусоидалната форма на захранващото напрежение е необходимо да се монтират от страната на редовните потребители.



Фиг. 2. Генериране на високоволтови хармоници в близост до пиковите на синусоидалното захранващо напрежение

Повечето съвременни, често скъпи електроуреди, имат импулсни токозахранващи блокове, чийто входове обикновено включват компонентите изобразени на фиг. 3.

Някои от импулсните токозахранващи блокове имат стопяем предпазител на входа, а други нямат, но всички обикновено имат варистор, последван от синфазен филтър, фиг. 3. Ако напрежението представено на фиг. 2 се приложи върху такъв тип токозахранващ блок, няколко резултата са възможни:



Фиг. 3. Компоненти на входа на импулсен токозахранващ блок.

➤ Варисторът VD1 се поврежда гръмко но не прави късо съединение на входа – това би довело до гръмко изгаряне на кондензаторите на синфазния филтър на входа ако се превиши тяхното максимално напрежение, което е най вероятния сценарий. Ако и те не направят късо, тогава хармониците ще затихнат поради високото съпротивление на филтриращата индуктивност L1 на филтъра, но все пак се очаква зареждане на изходния филтриращ кондензатор C6 на токоизправителя до по-високо напрежение, естествено ако не се повредят вентилите на токоизправителя. Ако максималното напрежение на кондензатора не се превиши, той няма да се повреди. В този случай, ако импулсният преобразувател има високоволтова защита и прагът на напрежението на задействане е преминал, той ще се задейства и ще го изключи, което е равносилно на изключване на захранвания електроуред или ако защита няма, тогава транзисторът на импулсния преобразувател ще изгори. Във всеки един случай гръмкото изгаряне на варистора или на друг спомагателен електронен компонент ще възпрепятства по нататъшната употреба на електроуред и ще подежда възпитателно на некоректния потребител.

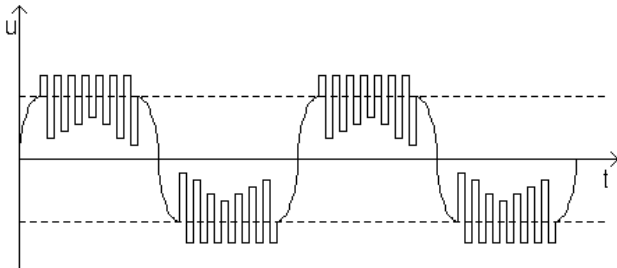
➤ Варисторът VD1 се поврежда и прави късо съединение на входа – в този случай, ако на входа има стопяем предпазител, той ще се стопи и ще прекъсне веригата, което ще изключи захранвания електроуред. Ако стопяем предпазител липсва, тока на късо съединение бързо ще нарасне до големи стойности и или ще стопи варистора и прекъсне веригата, или автоматичните

предпазители на сградната електроинсталация ще се задействат и ще спрат подаването на електроенергия. Във всеки един случай гръмкото изгаряне на варистора, при включване на електроуред в мрежата, ще стимулира клиента да издърпа щепсела от контакта.

➤ Варисторът VD1 не се поврежда и функционира нормално – в този случай, варисторът, проектиран да защитава токозахранващия блок от пикове на напрежението от порядъка на десетки волтове по-високи от максималното входно напрежение, ще отреже пиковете на високоволтовите хармоници, но спадовете на напрежението ще останат, както е изобразено на фиг.4. В същото време синфазният филтър след варистора възпрепятства преминаването на високочестотните хармоници и ще ги изглади до известна степен, но това ще доведе до изкривена форма на синусоидалното напрежение след филтъра, което ще бъде и с по-ниски ефективна и максимална стойности и от своя страна ще доведе до пониско напрежение на изходния за токоизправителя кондензатор C6. Целта на проектирането в този случай е напрежението на кондензатора C6, което се явява входно за импулсния преобразувател, да спадне под минимално допустимото за което е проектиран преобразувателя, което ще доведе до спиране на нормалната му работа, съответно на нормалната работа на захранвания електроуред. Обикновено стойността на минималното входно напрежение за което се проектират стабилизаторите е малко по-малка от минималната ефективна стойност

на мрежовото напрежение зададена по закон, която за европейския съюз е 207V.

Подобни ефекти се очакват и при по опростени токозахранващи блокове съставени от трансформатор, токоизправител, филтър и линеен стабилизатор, който също би бил проектиран за определен диапазон на изменение на входното напрежение.



Фиг. 4. Високоволтови хармоници след варистора на входа на импулсния токозахранващ блок.

Основните изисквания към този тип устройства за предотвратяване на кражби на електроенергия са:

- Честотата да е поне 15 пъти по-голяма и нечетно кратна на 50Hz;
- Честотата на генерираните хармоници да е до около 2 KHz;
- Максималното напрежение да е по-малко от максимално допустимото напрежение на изолацията на кабелите изграждащи електрическата инсталация на сградите;
- Пиковата стойност на напрежението и продължителността на импулсите трябва да са такива, че да не създават риск от възникване на пожар;
- Максималното напрежение и продължителността на импулсите да са по-малки от необходимите за задействане на автоматичните предпазители на входа на електрическата инсталация на сградите.

Тези параметри е необходимо да се установят експериментално.

Основните предимства на този подход са:

- Дава възможност да се създадат трудни за преодоляване устройства за превенция на кражби на електроенергия;
- Позволява да се създаде уред със сравнително по щадящо въздействие върху електроуредите на некоректни потребители, което би било и по безопасно;

➤ Труден за преодоляване – за да преодолее защитата, некоректния потребител трябва да инсталира филтър, който не е широко наличен на пазара и ще струва скъпо;

➤ Подходът позволява да се създадат устройства работещи на определен брой различни честоти, което да усложни преодоляването им и с регулируемо напрежение с което да може да се регулира силата на въздействието. Това би дало възможност за по слабо първоначално въздействие, което да се засилва до някакъв безопасен праг, ако ефекта не е достатъчен.

Основните недостатъци на подхода са, че този вид защиты са по-сложни и скъпи за реализиране в сравнение с предходния вариант и филтрите възстановяващи формата на захранващото напрежение от страна на потребителя са по-обемни и по скъпи за изработка.

Изводи

Съществуват реални възможности за създаване на устройства за предотвратяване на кражби на електроенергия. Те се свеждат до превенция чрез повреда или предотвратяване на нормалния режим на работа на електроуреди на некоректни потребители на електроенергия, което ще ги натовари финансово и ще подейства поучително. И двата подхода представени в този труд работят с относително високоволтови импулси. Такива устройства за превенция на кражби не могат да повредят или попречат на работата на всички електроуреди, но на голяма част от тях. Предполага се, че след като некоректния потребител заплати висока сума за поправка или подмяна на определени скъпи електроуреди, това ще му подейства поучително и стимулиращо да не постъпва така за в бъдеще.

Подходът за ограничаване на кражбите чрез генериране и наслагване на високоволтови хармоници в пиковите на синусоидалното напрежение е по скъп и сложен за изпълнение, но и по труден за преодоляване, с възможност да бъде по щадящ за електроуредите и по безопасен. Необходимо е да се направят повече изследвания свързани с възможността за покриване на всички необходими критерии.

Литература

- [1] A. M. Blanco, S. Yanchenko, J. Meyer, P. Schegner, The impact of supply voltage distortion on the harmonic current emission of non-linear loads, National University of Colombia, July 2015;
- [2] A. Kamenka, Six tough topics about harmonic distortion and Power Quality indices in electric power systems, Schaffner Group, 2014;
- [3] The Origin, Effect, and Suppression of Harmonics in Industrial Electrical Networks, Schneider, USA, 1997;
- [4] A. M. Blanco, S. Yanchenko, J. Meyer, P. Schegner, Impact of Supply Voltage Distortion on the Harmonic Emission of Electronic Household, Sicel, November 2013;
- [5] M. K. Soni, N. Soni, Review of Causes and Effect of Harmonics on Power System, IJSETR, Volume 3, Issue 2, February 2014;
- [6] S. Saha, S. Das, Ch. Nandi, Harmonics Analysis of Power Electronics Loads, International Journal of Computer Applications, Volume 92 – No.10, April 2014;
- [7] F. H. Holcomb, S. J. Briggs, Understanding and Managing Power System Harmonics, US Army Corps of Engineers, USACerl Technical Report, April, 1994;
- [8] M. Mehrdad, E. K. Stanek, A. S. Jannati, Influence of Voltage and Current Harmonics on Behavior of Electric Devices;

Адрес за контакти:

Гл. ас. д-р Венцислав Кесеев
Катедра „Телекомуникации“
Русенски университет „Ангел Кънчев“
E-mail: vkeseev@uni-ruse.bg

СПЕКТРАЛЕН АНАЛИЗ И МОДЕЛИРАНЕ ПРОЦЕСИТЕ НА ЕДНОФАЗНИ ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ УПРАВЛЯВАНИ СЪС СИНУСОИДАЛНА ШИМ

Васил Иванов, Ивайло Стоянов
Университет „проф. Асен Златаров“, Бургас
Русенски университет „Ангел Кънчев“

SPECTRAL ANALYSIS MODELLING AND THE PROCESSES OF SINGLE-PHASE INVERTERS VOLTAGE MANAGED SINUSOIDAL PWM

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

Abstract: Modelling architecture of the single-phase inverter voltage in programming environment Matlab/Simulink. Plotting graphs and charts of control and power switching devices are made. Spectral analysis and evaluation the levels of harmonic amplitude frequency response (AFR) in unipolar and bipolar method of control were performed.

Keywords: amplitude frequency response, sine wave generator, total harmonic distortion of voltage.

Въведение

Универсалното приложение на електрическата енергия пренасяна по захранващата мрежа до товарите е с променлив ток. Изискват се съвременни методи за преобразуване на постоянното напрежение в променливо. За целта се конструират такива устройства като инверторите, работещи по закона на широчинно импулсната модулация (ШИМ).

Напрежението в изхода им има строго определена форма и зависи от алгоритъма на управление на силовите прибори. Това са полупроводникови елементи, които най-често са биполярни транзистори с изолиран гейт (IGBT), мощни полеви транзистори с индуциран канал (power MOSFET) или тиристори, изключвани от гейта (GTO - thyristors). Конструктивно могат да бъдат изработени съставни модули от няколко транзистора в един корпус. Това подобрява температурната стабилизация и съвместимостта на параметрите при работа в комплект.

Алгоритъма им на комутация определя изходното напрежение да има правоъгълна форма или различни варианти на тази форма, но основното е, че за фиксирани интервали от време то остава неизменно и равно

на напрежението на захранващия източник [1, 2].

Съществуват различни варианти на еднофазни инвертори на напрежение, както и различни алгоритми за управление на силовите прибори и формиране на кривата на изходното напрежение. Най-разпространени са инверторите на напрежение с твърда комутация на силовите прибори (voltage source inverters).

Приложението на инверторите на напрежение е масово поради напредналите технологии в изработване на силови полупроводникови прибори. Широко се използват при електрически централи изградени от фотоволтаични, вятърни или горивни клетки, UPS, честотно управление на електромотори, импулсни захранвания за осветителни тела, компютри, адаптери, зарядни устройства и др.

Целта на настоящата статия е да се моделиране и спектрален анализ процесите на еднофазен инвертор управляван със синусоидална ШИМ и напрежение от:

- двуполярни импулси за полупериод,
- еднopoлярни импулси за полупериод.

Методът на синусоидалната ШИМ се използва за елиминиране на хармоничните с малък номер, което подобрява хармонич-

ния състав и качеството на преобразуваното напрежение.

Разглежданият модел на инвертор на напрежение се управлява по синусоидална ШИМ с двуполярна или еднополярна комутация на силовите прибори. При последната се постига намаляване на най-влиятелните хармоници от честотни спектър, за сметка на известно усложняване на схемата за управление с повече елементи.

Изложение

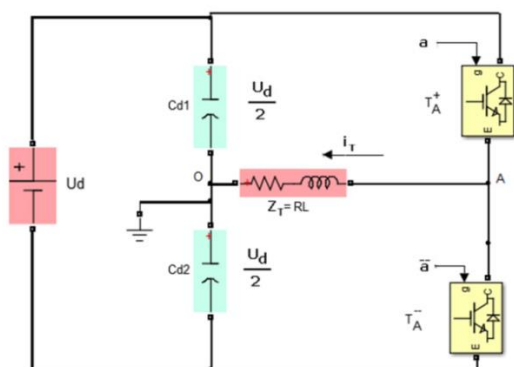
Моделиране по ДВУПОЛЯРНА синусоидална ШИМ.

Принципът на действие на еднофазен полумостов инвертор на напрежение моделиран в програмна среда Simulink [4] показан на фиг.1 е следния:

Включването и изключването на силовите прибори става чрез сравнение в системата за управление на едно управляващо синусоидално напрежение $u_{упр}$ с честота на първата хармонична и едно трионообразно напрежение $u_{тр}$ така, както е показано на диаграмите от фиг.3 [3].

Ако управляващото $u_{упр}$ е по-голямо от трионообразното $u_{тр}$ се включва T_A^+ (IGBT прибор към + на източника), а ако е по-малко се включва транзистор T_A^- .

При включен един от приборите напрежението върху товара Z_T е равно на половината от захранващото U_d .



Фиг.1. Симулационен модел в програмна среда Simulink на еднофазен полумостов инвертор.

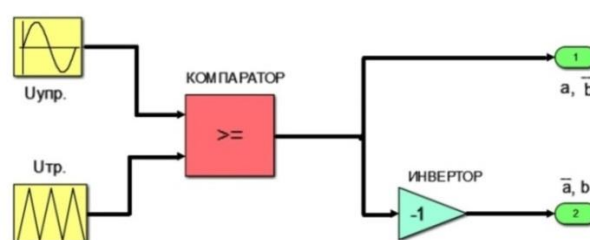
Кондензаторите C_{d1} и C_{d2} от схемата на фиг.1 притежават голям капацитет и по този начин симулират еквивалентни източ-

ници на напрежение с малко вътрешно съпротивление.

1. Алгоритъм на управление на транзисторите от двете рамена T_A^+ , T_A^- .

Програмира се по схемата от фиг.2 в програмна среда Simulink.

Функционалните блокчета в жълт цвят симулират генератори за управляващи сигнали на $u_{упр}$ и $u_{тр}$. Изходите им се свързват през компаратор и инвертор към гейтовете на двата IGBT транзистора от фиг.1. Изработените сигнали за регулиране са пояснени графично с диаграми от фиг.3.



Фиг.2. Схема на генератор реализиращ управление по ДВУПОЛЯРНА синусоидална ШИМ.

• Генерира се синусоидален сигнал $U_{упр}$ с мрежова честота $f_1 = 50Hz$ и се подава на единия вход на цифров компаратор симулиран в програмна среда **Simulink**.

Симулацията в програмна среда **Simulink** позволява в диалоговия прозорец на $U_{упр}$ да се задават:

- амплитуда,
- честота,
- началната фаза на вълната.

Синусоидалният генератор $U_{упр}$ има възможност за задаване на допълнителен вход с външно водене чрез отметка в диалоговия си прозорец. Този допълнителен вход може да се използва като обратна връзка за синхронизиране с началната фаза на външен синусоидален генератор, например с мрежова честота.

Синхронното управление е приложимо при работа на инвертора за ниски честоти и големи мощности.

Генерира се трионообразен сигнал $U_{тр}$ с линейна честота $f_s = n \cdot f_1$ и се включва към другия вход на цифровия компаратор от модела. В диалоговият прозорец на ге-

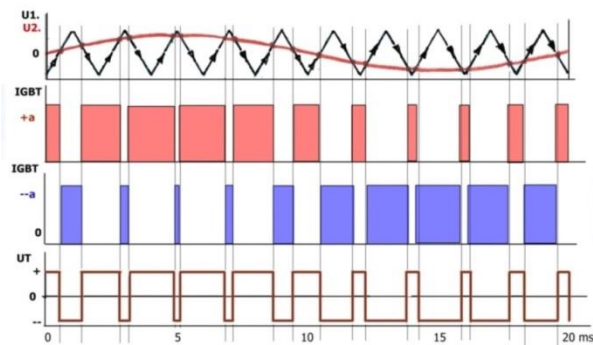
нератора на триъгълни импулси могат да се задават:

- времето на линейно нарастване и намаляване,
- вида на триъгълната форма,
- амплитудата на върховете.

Блок - инверторът моделира логическата функция „отрицание“ от цифровите схеми. Когато е зададен мащабиращ коефициент - 1 и сигналите са с правоъгълна форма схемата работи като цифров компаратор.

В програмната среда на Simulink блок – инвертора може да се зададе като усилвател или затихвател, в зависимост от зададения знак и число на мащабиращ коефициент в диалоговия прозорец.

Системата от функционални блокове от фиг.2 изработва на изходните клеми 1 и 2 правоъгълни импулси $t_{\text{имп}}$, инверсни помежду си и с променяща се ширина. Графично е представено на фиг.3. чрез IGBT и UT. Те управляват в синхрон гейтовете a^+ и a^- на транзисторите T_A^+ и T_A^- от полумостовия инвертор на напрежение.



Фиг.3. Диаграми на напреженията при двуполярната синусоидална ШИМ.

Изходното напрежение U_T е поредица от правоъгълни импулси с положителна и отрицателна стойност без нулеви паузи, когато изходът е без изглаждащ филтър.

Двуполярната ШИМ за един полупериод (10ms) в изхода сменя своята полярност няколко пъти според броя управляващи импулси на носещата честота.

2. Синтез на хармоничния състав при двуполярна ШИМ

Важен параметър, определящ хармоничния състав на синусоидалната функция е отношението на честотите M_f , което при

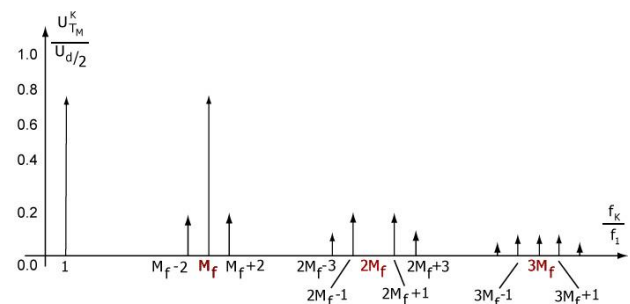
двуполярната модулация трябва да е нечетно число N . Кратността на честотите е цяло число и определя броя N на напрежителните импулси в полупериод.

Разпределението на хармоничните зависи от коефициента M_f и е представено на фиг.4. за съотношение на амплитудите 0,8. Модулационният индекс M_f или кратност на честотите за конкретното отношение е:

$$M_f = \frac{f_s}{f_1} = \frac{750}{50} = 15, \quad (1)$$

където f_s е честотата на носещото триъгълно напрежение.

f_1 – честотата на референтното синусоидално напрежение.



Фиг.4. Синтез на хармониците при двуполярна синусоидална широчинно-импулсна модулация с амплитуден индекс $M_A = 0,8$.

Анализът на хармоничния спектър отчита липса на хармонични с малък номер, който е по – добър от този с правоъгълна форма на управление.

От графиката на фиг.4 се прави извода, че при повишаване честотата на превключване на силовите прибори и увеличаване на M_f хармоничните се изместват по посока на по-високите честоти, т.е. филтрирането им би станало по-лесно.

При регулиране на изходното напрежение чрез промяна на кратността на амплитудите M_A големините на представените съотношения за хармоничните на фиг.4 са за фиксирано $M_A = 0,8$.

Изчисленият амплитуден модулационен индекс M_A за фиг.4. е:

$$M_A = \frac{U_{\text{упр м}}}{U_{\text{тр м}}} = \frac{0,8}{1} = 0,8 \quad (2)$$

където:

$U_{\text{упр м}}$ – максимална стойност на управляващото синусоидално напрежение,

$U_{\text{трм}}$ – максимална стойност на трионообразно (носещо) напрежение.

Синтезът на спектъра от хармоници отчита, че най-влиятелна остава хармоничната, чиято честота е M_f – пъти по – висока от тази на основната отбелязана с 1 на АЧХ. При това съотношение на честотите тя е почти равна на основната, но при малки стойности на M_f , може да се окаже и по – голяма по стойност от основната хармонична отбелязана на абсисната ос с 1.

3. Математически синтез на синусоидалната управляваща функция.

Моментната средна стойност на първата хармонична на изходното напрежение $\overline{u_T}$ при обща функция на управление се изразява с уравнението:

$$\overline{u_T} = \frac{u_{\text{упр}}}{U_{\text{трм}}} \cdot \frac{U_d}{2}, \quad (3)$$

където $u_{\text{упр}}$ е моментната стойност на първата хармонична на изходното напрежение.

$U_{\text{трм}}$ – максималната стойност на трионообразно носещо напрежение.

U_d – постоянното захранващо напрежение.

Когато управляващото напрежение се изменя по синусоидален закон и с честота на първата хармонична $\overline{u_T}$, функцията се описва с формулата:

$$\overline{u_T} = \frac{u_{\text{упр}} \cdot \sin \omega_1 t}{U_{\text{трм}}} \cdot \frac{U_d}{2} = M_A \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \sin \omega_1 t, \quad (4)$$

където M_A е модулационният индекс на амплитудите.

ω_1 – кръговата честота на първата хармонична.

Максималната стойност на първата хармонична за изходното напрежение $U_{\text{трм}}^1$ зависи от стойността на захранващото напрежение и съотношението на амплитудите:

$$U_{\text{трм}}^1 = M_A \cdot \frac{U_d}{2}, \quad (5)$$

където U_d е постоянното захранващо напрежение.

Големината на k -тия хармоник от хармоничния състав на напрежението $U_{\text{трм}}^k$ при синусоидална функция на управление, се определя по формулата:

$$U_{\text{трм}}^k = \frac{U_d}{k} \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \pi \cdot \gamma}{2}\right), \quad (6)$$

където $\gamma = \frac{2 \cdot t_u}{T}$ е относителният коефициент на запълване

t_u – дължината на управляващия импулс;

T – периодът на управляващия импулс;

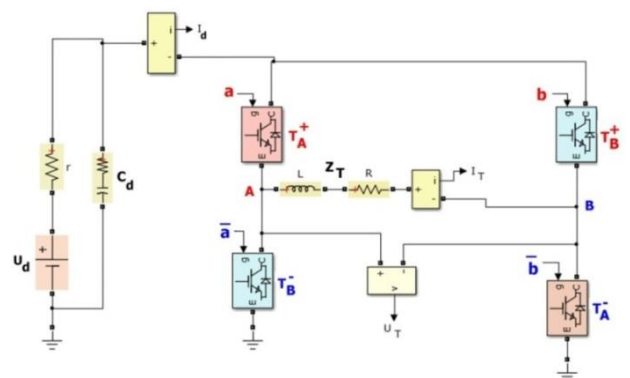
k – номерът на хармоника от АЧХ.

От математическия синтез на (5) следва, че максималната стойност на напрежението от първата хармонична за захранващото напрежение може да бъде най-много $\frac{U_d}{2}$, а при правоъгълна форма $\frac{U_d}{2} \cdot \frac{4}{\pi}$.

3. Моделиране на еднополярна синусоидална ШИМ.

Експеримента е реализиран като мостов вид преобразувател, изграден от четири полупроводникови прибора IGBT. Моделиран е еднофазен инвертор на напрежение в програмна среда Matlab / Simulink [4] показан на схемата от фиг.5.

Принципът на работа на схемата е такъв, че във всеки момент към товара Z_T , между точките А и В са включени диагонално два силови прибора T_A^+ , T_A^- или T_B^+ , T_B^- . Всяка двойка горен и долен транзистор T_A^+ , T_A^- създават звено от еднораменни транзистори, означени условно като рамо А и за другата двойка рамо В. Транзисторите съдържат индекси за рамото, на което съответстват “-“ и “+” в зависимост от това дали имат обща точка с плюса или минуса на захранващия източник [2, 3]. Когато управляващото напрежение $U_{\text{упр}}$ е по – голямо по ниво от триъгълното $U_{\text{тр}}$ се включват T_A^+ , T_B^- , а в противен случай се включват T_B^+ , T_A^- .



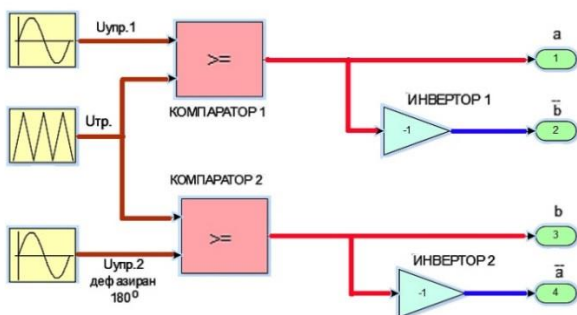
Фиг.5. Схема на модел на еднофазен МОСТОВ инвертор в програмна среда SIMULINK.

Товарът Z_T включен между точките А и В от схемата може да има различен комплексен характер, но най-често при товарите от мрежата е активно - индуктивен (L, R). Той може да е включен като първична намотка на изходен трансформатор или вход на изглаждащ филтър за отстраняване висшите хармонични и подобряване формата на вълната на тока и напрежението.

Постоянният захранващ източник U_d на схемата има малко вътрешно съпротивление по променлив ток, което се симулира с кондензатора C_d паралелно на захранването.

Приложените резистори r последователно на U_d и C_d имитират загубните съпротивление на елементите, което ги преобразува от идеални в реални

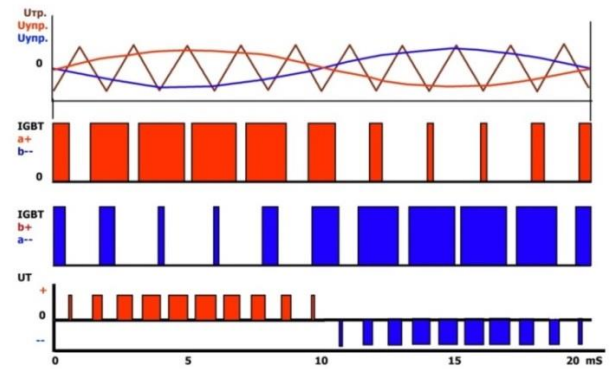
Сигналите за гейтовете на транзисторите се програмират за управляваща генераторна схема в симулационна среда Matlab/Simulink (фиг. 6).



Фиг.6. Схема на генератор реализиращ управление по ЕДНОПОЛЯРНА синусоидална ШИМ.

Схемата на генераторния блок от фиг.5. е усложнена в сравнение с фиг.2, поради допълнителни управляващи импулси необходими за транзисторите от силовата част. Те се използват за управление на другите два силови прибора по противоположния диагонал.

Ефектът от действието на управляващите сигнали приложени за комутация на силовите прибори се отчита графично чрез диаграмите на фиг.7.



Фиг.7. Графично представяне чрез диаграми работата на инвертора с еднополярна синусоидална ШИМ

Изчисляване на спектъра на напрежителните функции $u(t)$ налага спазване на изискването за симетрична спрегнатост на периодичната функция с период T [5]:

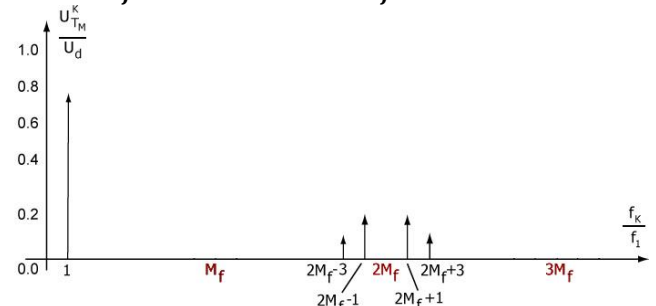
$$u(t) = -u(-t) = -u\left(\frac{T}{2} + t\right). \quad (7)$$

Елиминират се всички четни висши хармоници и половината от възможните нечетни. Оптимизирането на импулсните функции се заключава в определяне на тези параметри, чийто спазване гарантира елиминирание максимален брой висши хармоници с ниски поредни номера от АЧХ.

• Оптимизира се еднополярна ШИМ чрез елиминирание на максимален брой висши хармоници от спектъра $M_f = \frac{f_s}{f_1} = 2 \cdot N$, при N брой импулси в полупериод.

Разпределението на хармоничните при еднополярна ШИМ представено на фиг.7. показва, че те са изместени по посока на по-високите честоти.

В сравнение с разпределението на хармониците от двуполярната ШИМ представено на фиг.4. липсва честотната лента около M_f , после около $3 \cdot M_f$ и т.н.



Фиг.7. Разпределение на хармоничните при еднополярна синусоидална широчинно-импулсна модулация.

Експеримента от моделиране отчетите на хармониците при еднополярна ШИМ дава извода за намаляване на влиятелните хармоници с малък номер, при увеличаване кратността на честотите M_f .

Изводи

Инверторите на напрежение имат проблемен хармоничен състав на изходното напрежение, защото функцията на управление на силовите прибори е импулсна. Това от една страна подобрява коефициент на полезно действие КПД при преобразуване на енергията, но от друга предизвиква генериране на висши хармоници в амплитудно честотната характеристика (АЧХ) на изходното напрежение и ток.

От показаните диаграми и спектрални характеристики се прави сравнителен анализ между двуполярна и еднополярна синусоидални ШИМ.

При еднополярната ШИМ разпределението на хармониците е изместено по посока на по-високите честоти. Това подобрява АЧХ, а от там качеството на преобразуваното изходното напрежение и фактора на мощност.

Променливото напрежение при еднополярна ШИМ е подходящо за захранване на чувствителни на смущения товари и може да се включи към мрежи за подобряване фактор на мощност.

Двуполярната ШИМ има висок спектрален състав, но е с по опростена архитектура. Това я прави икономически по – подходяща за масово приложение.

Инверторите от този вид модулация намират приложение за захранване на товари, които нямат големи изисквания към качеството на напрежението като осветителни тела, зарядни устройства и активни консуматори.

Литература

- [1] Анчев, М., „Силовите електронни устройства“, София, 2007.
- [2] Анчев М. Хр., М.С.Минчев, „Системи за непрекъсваемо електрическо захранване“, издателство „Авангард прима“, ISBN:-954-323-098-6, София, 2006
- [3] Анчев М., „Енергийна ефективност на силовите електронни устройства“, издателство „Авангард прима“, ISBN:378-954-323-731-9, София, 2010
- [4] Худяков, Вл., Герман – Галкин, С. Силовая Электроника, №1, №2, №3, №4’2005, №1’2006, №4’2007, №1’2008, №2’2008, №4’2008, №4’2009, №2’2010, №4’2011.
- [5] Игнатов М. Т., А. Маноилов, В Лясков. Токосахранващи устройства (Електрозахранващи системи и техните елементи), С., Техника, 2003.

Адреси за контакти:

гл. ас. д-р 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

ВЛИЯНИЕ НА ОСВЕТЛЕНИЕТО И ОТРАЖЕНИЕТО В СИСТЕМИТЕ ЗА ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЕ

Александър Динов
Русенски университет „Ангел Кънчев”

THE INFLUENCE OF LIGHT AND REFLECTION IN VIDEO SURVEILLANCE SYSTEMS

Aleksandar Dinov
University of Ruse

Abstract: Video security system hardware is based on new technology which takes advantage of the great advances in microprocessor computing power, solid-state and magnetic memory, digital processing, and wired and wireless video signal transmission (analog, digital over the Internet, etc.), the basic video system still requires the lens, camera, transmission medium(wired cable, wireless), monitor, recorder, etc. A scene or target area to be viewed is illuminated by natural or artificial light sources. Natural sources include the sun, the moon (reflected sunlight), and starlight. Artificial sources include incandescent, sodium, metal arc, mercury, fluorescent, infrared, and other man-made lights

Keywords: video surveillance systems, lens, camera, transmission medium.

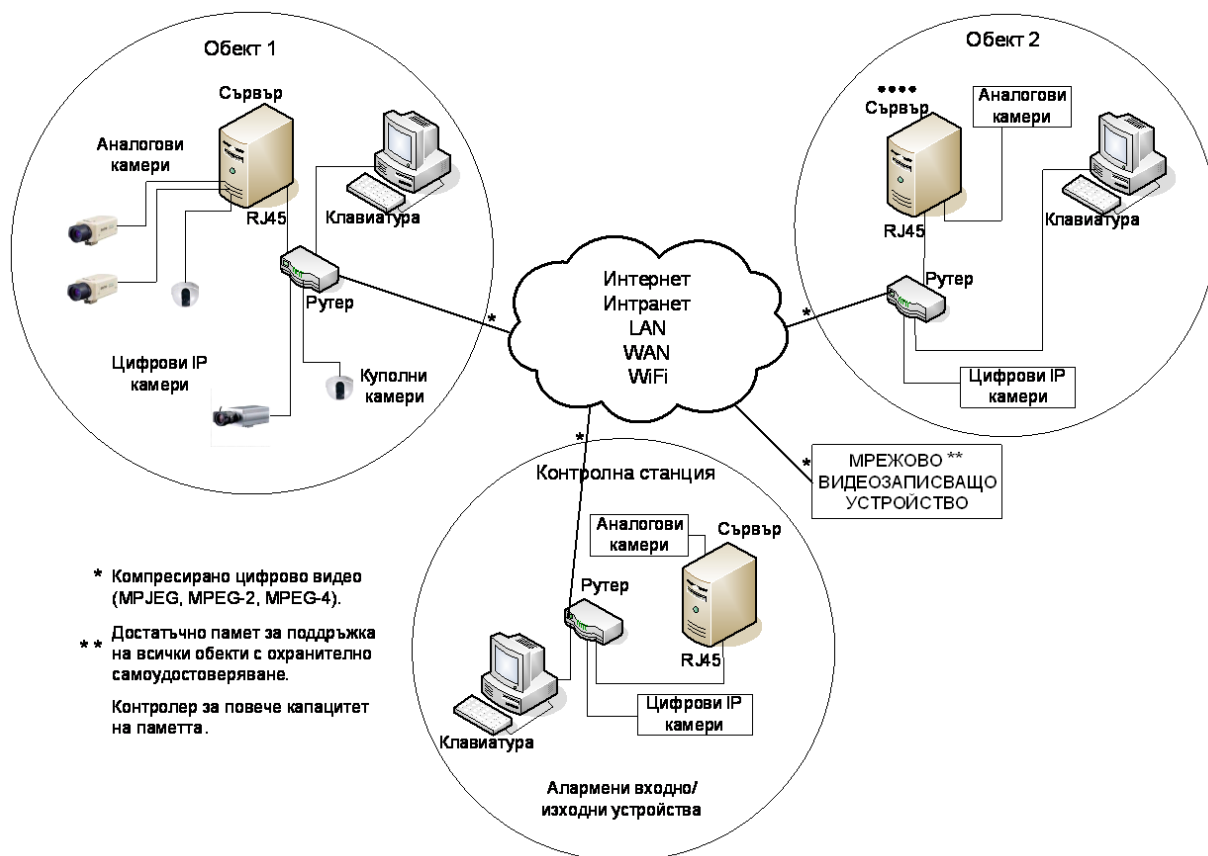
1. Въведение

Видеонаблюдението изпълнява множество функции в цялостния охранителен план. Посредством видео се охранява имущество чрез наблюдение на местонахождението и на събитията там. Чрез видео се засича неупълномощено навлизане в район с дадени граници и се проследява неупълномощеното лице из района. При видеосистема за наблюдение на множество обекти е най-успешна комбинацията аналого – цифрово, или изцяло цифрово решение.

При функцията защита от неправомерно нарушаване на граници, системите за видеонаблюдение се използват с алармени устройства за засичане на неправомерно нахлуване, както и с видеодетектори за движение, за да се уведоми служителят на командното табло за нахлуването. В случай на нахлуване множеството камери за наблюдение, разположени из района, следват лицето, така че да има адекватна реакция на охранителния персонал или съответните служители. Ръководните кадри решават дали се налагат действия от страна на охраната и какви точно да са те.

Видеонаблюдението подпомага работата на охранителя, но също така повишава нивото на сигурност, като позволява информацията от камерите да се предават и към други контролни центрове или персонал. Информацията се документира чрез видеозаписващо устройство (VCR), цифрово видеозаписващо устройство (DVR) и/или на мрежово записващо устройство (NVR). [1]

Видео оборудването е най-ефективно, ако е комбинирано с друг охранителен хардуер и способности, за да се получи цялостна и завършена охранителна система. Когато видеонаблюдението се комбинира с другите охранителни сензори, цялостната охранителна система е повече от отделните и подсистеми. Оптимизацията се постига, когато системата за видеонаблюдение се комбинира със сензори за движение и неправомерно нахлуване, електронен контрол на достъп, противопожарна аларма, съобщителни средства и охранителен персонал.



Фиг. 1 Система за няколко обекта с аналого/цифрово видео

2. Характеристика на осветлението при видеонаблюдението

Количеството светлина по заснемания образ определя колко светлина достига до обектива на CCTV камерата. Поради тази причина светлината е важен фактор за качеството на видеообраза. Светлината може да идва от естествени източници – слънцето, луната, звездите или да е термална (топлина, топлинно излъчване), или от изкуствени източници като волфрам, живак, флуоресциране, натрий, лампи с волтова дъга, излъчващ светлина диод – и други. По отношение на светлинния източник за обекта се взема под внимание следното[2]:

- спектрални характеристики на източника;
- ъгъл на падане на лъчите;
- яркост на източника;
- вариации в яркостта;
- разположение на CCTV камерата по отношение на източника.

По отношение на обекта се взема предвид:

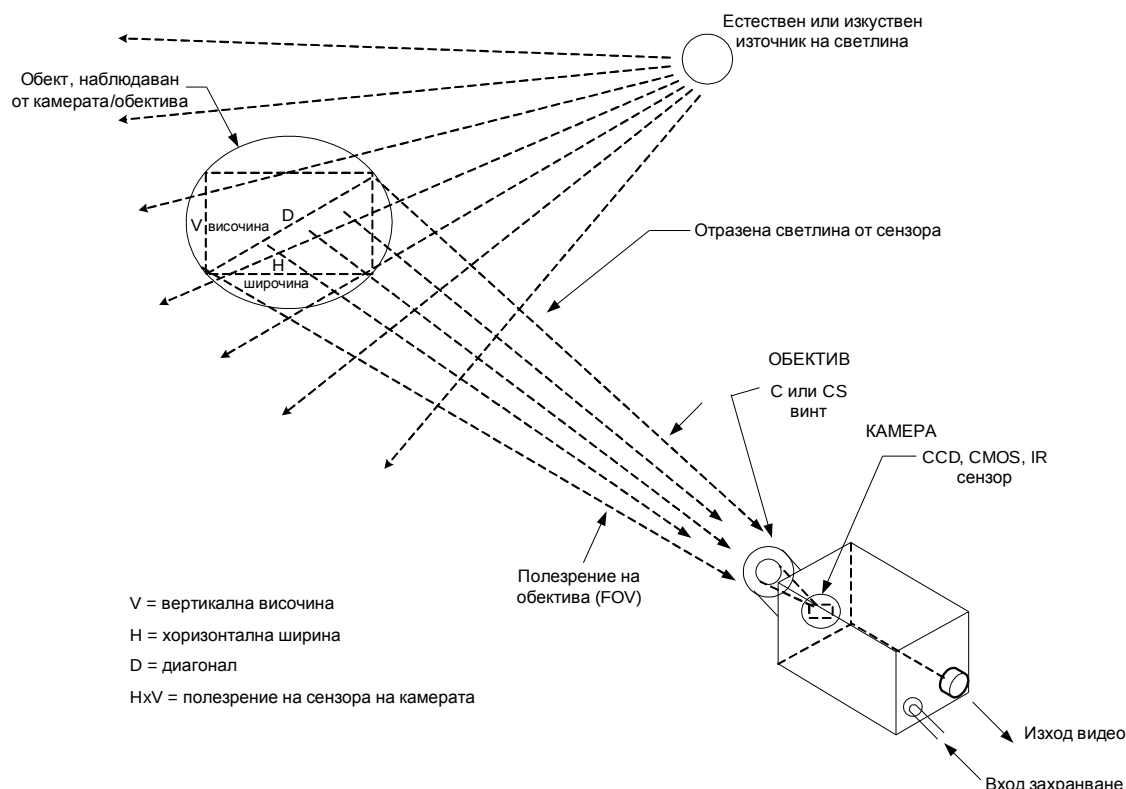
- отразителни свойства на предметите;
- сложност на обекта;
- наличие на движение;
- степен на контраст.

2.1. Осветление на обекта

При планирането на система за видеонаблюдение трябва да се знае типът осветление, яркостта на падащата върху повърхностите светлина и това как осветеността се мени като функция на разстоянието до светлинния източник.

Сензорът за образ на видеокамерата реагира на отразената от обекта светлина. На (фиг.2) са показани светлинният източник, обектът за наблюдаване и CCTV камера и обектив. Светлината, излъчена от източника, достига видеокамерата, след като първо се отрази от наблюдаваните обекти.[2]

Обективът фокусира образа на наблюдавания обект върху сензора на CCTV камерата (фиг. 2). Сензорът може да бъде CCD, CMOS, ICCD или термичен IR.



Фиг. 2 CCTV камера/обектив, обект и светлина от източник

2.2. Фокусна дължина и полезрение

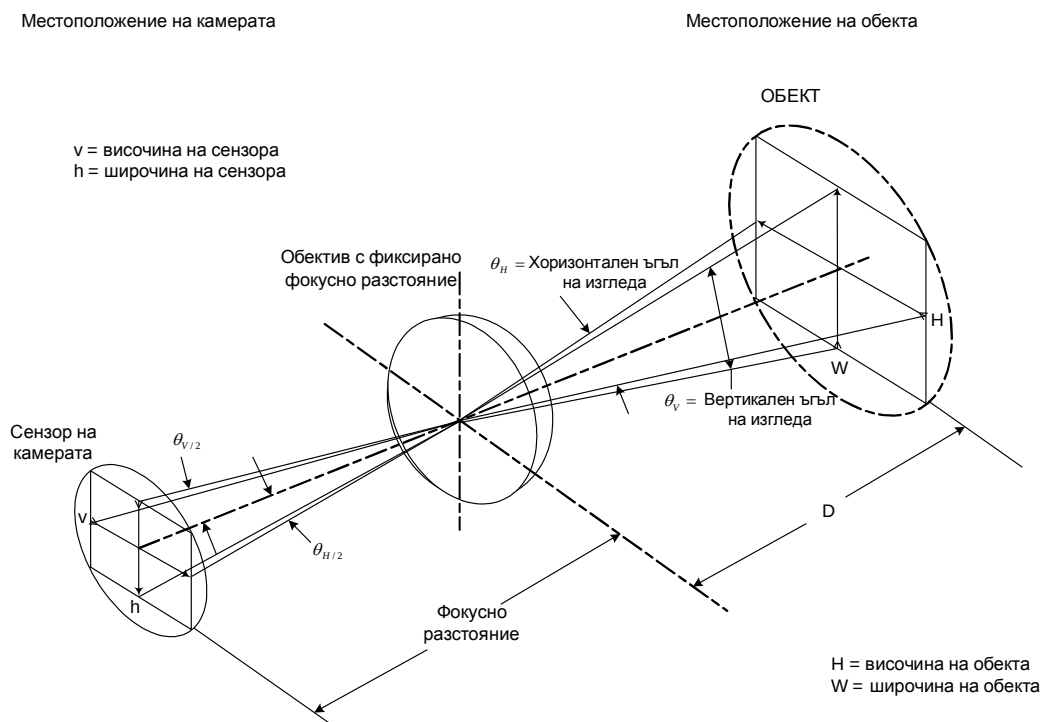
При човешкото око увеличението и полезрението зависят от фокусното разстояние на лещата и размера на ретината. Когато човешкото око и обективът и сензорът на видеокамерата виждат една и съща картина, означава, че имат еднакви полезрение и увеличение. В практиката обектив с фокусно разстояние и полезрение, близки до тези на човешкото око, се нарича нормален обектив с увеличение $M=1$. Фокусното разстояние на човешкото око – разстоянието от центъра на лещата отпред на окото до ретината отзад в окото – е около 17 мм (0,67 инча). [3,4]

3. Изчисляване на полезрението

Съществуват много таблици, схеми, диаграми, линейни и дъговидни сметачни линейки за определяне на ъглите и размерите на обект, гледан от различни разстояния от видеокамера с даден размер на сензора и обектив с дадено фокусно

разстояние. Съществува приспособление, прозрачна дъговидна сметачна линейка, с която отпада необходимостта от изчисления за избиране на обектив на видеокамерата, нарича се „комплект за изчисляване на обектив“. Такива комплекти се базират на геометрията (фиг. 3).

По опростената геометрия размерът на обекта, видяна от сензора, е обратнопропорционален на фокусното разстояние на обектива. [1, 4] На фиг. 3 е представена широчина (h , horizontal) и височина (v , vertical). За 1/2 инчов CCD сензор това ще съответства на $h=6,4$ мм и $v=4,8$ мм. Фокусното разстояние на обектива е разстоянието зад обектива, при което образът от отдалечен обект идва на фокус. На чертежа е показана видяната от сензора зона, проектирана върху обекта, на разстояние D от обектива. По аналогия с окото, проектираната от сензора и обектива зона е широчина W * височината H (окото вижда кръг, както и оригиналната телевизионна лампа).



Фиг. 3 CCTV камера/обектив, обект и светлина от източник

Фиг. 3 показва как се измерва/изчислява размерът на обекта ($W \times H$), видян от правоъгълен сензор и обектив с хоризонтално и вертикално ъглово ползрение съответно θ_H и θ_V .

Заклучение

При разработката на охранителна система трябва да се вземе под внимание потенциалния принос на всеки компонент към предотвратяването на загуби, опазването на имущество и безопасността на персонала. В охранителния план трябва най-малко да е посочено къде и как да се следи за необичайно поведение, каква да е реакцията, и как да се докладва и документира.

Комбинацията от сензори, съобщителни канали, монитори, документиращо оборудване и охранителен екип е тази, която осигурява оптимизиране

на охранителната дейност. Интегрирането на видео, аларми против неправомерно нахлуване, контрол на достъп и екип охранители повишава сигурността на имуществото и служителите в дадено учреждение.

Литература

- [1] Kruegle H., CCTV Surveillance Analog and Digital Video Practices and Technology, Elsevier, 2007.
- [2] Harwood E., Digital CCTV A Security Professional's Guide, Elsevier, 2008.
- [3] Jefferson, R. Shedding Light on Security Problems, Security Management, December 1992.
- [4] Dubois, Paul A. The Design and Application of Security Lighting. Security Management, September 1985.

За контакти:

маг. инж. Александър Динов
Катедра „Телекомуникации“, Русенски Университет „Ангел Кънчев“
E-mail: vadgroup ltd@gmail.com

ЧОВЕКО-МАШИНЕН ИНТЕРФЕЙС С LEAP MOTION

Георги Кръстев, Ваня Динева
 Русенски университет „Ангел Кънчев”

HUMAN-MACHINE INTERFACE DESIGN WITH LEAP MOTION

Georgi Krastev, Vanya Dineva
 „Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: The paper presents elements of Human-Machine Interface design with Leap Motion. This is a device designed for cutting-edge games, allowing users to have a more comfortable feel and react more quickly and accurately to critical situations during the game. The Leap Motion system detects and tracks hands, fingers and tools. The device works with high precision and speed for tracking the number of frames per second and reports discrete positions, gestures and movements. An interactive, browser-based presentation is presented..

Keywords: Human-Machine Interface, Computer Games, Leap Motion, Virtual reality.

Въведение

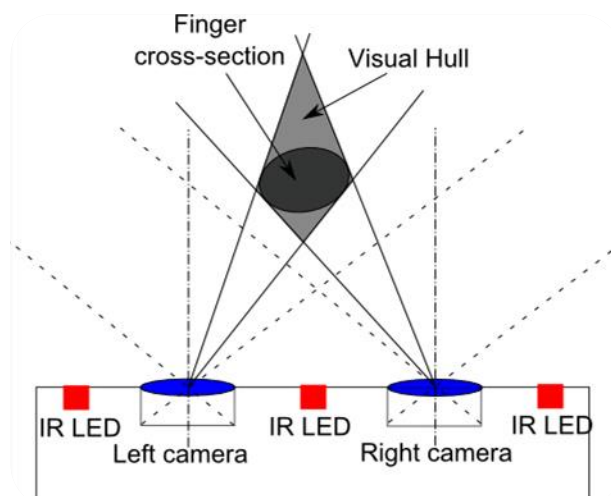
Leap Motion е периферно устройство (и софтуер) за компютри, което позволява тяхното свободно контролиране чрез естествен потребителски интерфейс, базиран на жестове (Фиг. 1 *Фиг. 1. Leap Motion*).



Фиг. 1. Leap Motion

Системата Leap Motion разпознава и проследява ръце, пръсти и инструменти. Устройството работи с висока точност и скорост за следене на броя на кадрите в секунда и отчита дискретни позиции, жестове и движения. На активната си страна контролерът разполага с 2 монохроматични инфрачервени камери (Left/Right Camera) и 3 инфрачервени светодиоди (IR LED), посредством, които се извършва проследяването на обектите в работното му поле (Фиг. 2). Светодиодите генерират триизмерен модел от точки на инфрачервената светлина, а камерите снимат обектите в работното поле на контролера и генерират близо 300 кадъра в секунда, които след това се изпращат на компютъра, където се анализират от Leap Motion софтуера. Сензорите са на-

сочени в посока нагоре, когато контролерът е в своята стандартна работна позиция и имат зрителен ъгъл около 150 градуса. Ефективният обхват на Leap Motion контролера, се простира от около 25 mm до 600 mm над устройството.



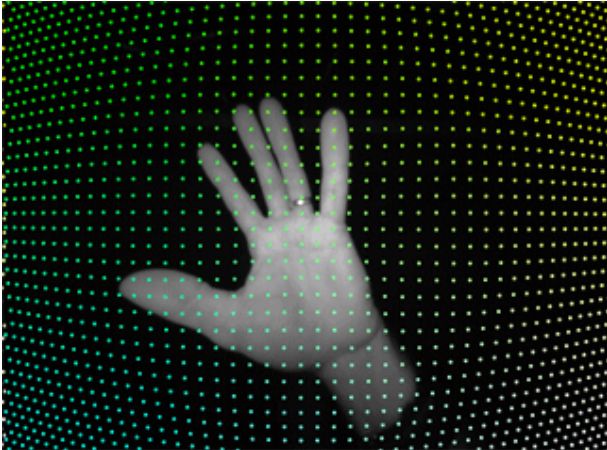
Фиг. 2 Принцип на работа

Разпознаването и следенето на движенията работят най-добре, когато контролерът има чист с висок контраст изглед над силуета на даден обект. Софтуерът на Leap Motion, съчетава своите сензорни данни с вътрешен модел на човешката ръка, за да помогне за справянето с трудните условия при следенето на движенията [1].

Сензори

Заедно с изчислените данни за следене на движенията, може да се наблюдават и

сурови изображения на сензорите посредством камерите на Leap Motion устройството.



Фиг. 3 Изображение на сензорите с наложени точки за калибриране

Данните от изображението съдържат измерени стойности за яркост. Може да се използват изображенията от сензора за увеличаване на реалността на приложенията, особено когато хардуера на Leap Motion се монтира към шлемове за виртуална реалност.

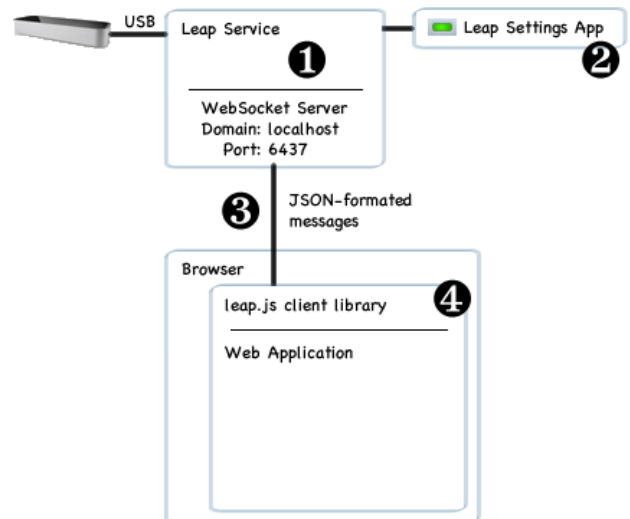
Архитектура на системата

Софтуерът на Leap Motion работи като услуга (за Windows) или „daemon” (за Mac и Linux). Софтуерът се свързва с Leap Motion през USB шината. Разработените приложенията, използват услугата на Leap Motion за да получат данни за проследяване на движенията. Комплектът за разработка на софтуер на Leap Motion, осигурява две разновидности на приложно програмния интерфейс за получаване на данни от контролера: естествен интерфейс и „WebSocket” интерфейс. Тези приложно програмни интерфейси позволяват да се създадат приложения, даващи възможност за работа с Leap Motion, на няколко програмни езици, включително на JavaScript.

Естественият интерфейс е динамична библиотека, която може да се използва за създаване на нови, Leap Motion базирани приложения. WebSocket интерфейсет и клиентската библиотека на JavaScript, позволяват създаването на Leap Motion базирани, WEB приложения.

Услугата на Leap Motion управлява WebSocket сървъра в домейна „Localhost”

на порт 6437. WebSocket интерфейса осигурява данни от следенето на движенията във формат на JSON съобщения (фиг. 4). От своя страна JavaScript клиентската библиотека възприема тези JSON съобщенията и представя данни за проследяването, като обикновени JavaScript обекти [2, 3, 4, 5, 6, 7].



Фиг. 4. Архитектура на WebSocket

Последователността е следната:

1. Услугата на Leap Motion, осигурява WebSocket сървър, приемащ от „localhost” адреса: <http://127.0.0.1:6437>.
2. Контролният панел на Leap Motion, позволява на крайните потребители, да разрешават или забраняват WebSocket сървъра.
3. Сървърът изпраща данни за следене на движенията във формат на JSON съобщения. Приложенията от своя страна, може да изпращат конфигурационни съобщения обратно към сървъра.
4. Клиентската библиотека leap.js на JavaScript, се използва в разработените WEB приложения. Библиотеката установява връзката към сървъра и възприема JSON съобщенията.

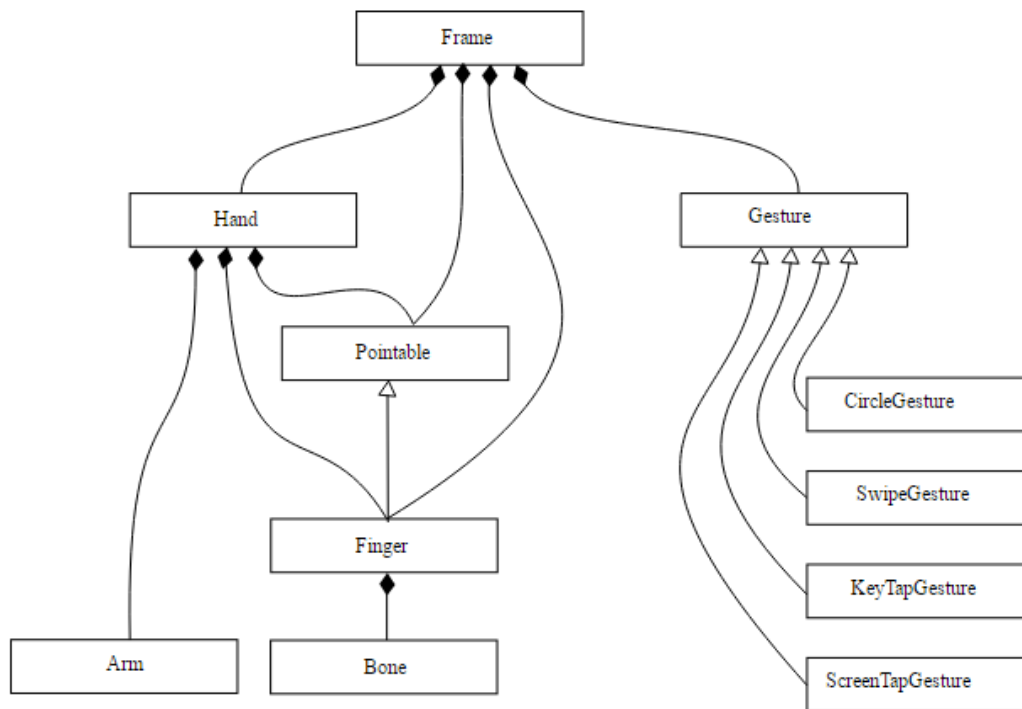
Този интерфейс е предназначен предимно за WEB приложения, но всяко приложение, което може да установи връзка през WebSocket, може да го използва.

Модел на следене на движенията

Приложно програмния интерфейс на Leap Motion дефинира клас, представляващ всеки един от първичните проследявани обекти.

- Рамка от данни – обектът рамка е в основата на модела на данни и осигурява достъп до всички проследявани обекти. Нова рамка се създава при актуализация на всеки интервал. Рамката съдържа списъци на ръце, пръсти, инструменти и жестове, които са проследени в тази рамка (също може да бъдат получени и пръстите на ръцете за конкретна ръка от съответния обект на ръката).
- Ръка – обектът ръка описва позицията и ориентацията на ръката, проследява движението ѝ между кадрите и съдържа списъци на пръстите, свързани с тази ръка.

- Пръсти, инструменти – отбелязващите обекти определят основните характеристики, общи за пръстите и инструментите. Класовете на пръстите и на инструментите ги разширяват с допълнителна информация, специфична за тези обекти.
- Кост – този обект представлява положението и ориентацията на костта. Следените кости включват метакарпалните кости и фалангите на пръстите на ръцете (и палеца).
- Жестове – този клас и неговите подкласове представляват моментното състояние (кадър) на един от четирите жестове, разпознаваеми от софтуера Leap Motion.
- Изображения – обектът изображение предоставя сурови данни от сензорите и калибрираща мрежа за камерите на Leap Motion.



Полезни класове

Вектор класът описва точки и посоки. Този клас също предлага няколко полезни математически функции за работа с вектори.

По същият начин, класа „матрица“ представлява ротации и други трансформации,

върнати от някои функции в приложно програмния интерфейс.

Рамки от данни

Приложно програмния интерфейс на Leap Motion представя данни за следене на движението към дадено разработено приложение, като поредица от моментни съ-

тояния (кадри/снимки), наречени рамки. Всяка рамка от данни за проследяване на движенията, съдържа измерени позиции и друга информация за всеки обект, открит в това моментно състояние. В тази точка ще се разгледат подробностите при получаването на обекта „Frame” (рамка от данни) от приложно програмния интерфейс на Leap Motion.

Всеки „Frame” обект съдържа моментно състояние на сцената, записана от контролера на Leap Motion. „WebSocket” сървърът на Leap Motion изпраща рамки до дадено приложение, веднага щом се създадат.

Приложно програмния интерфейс на Leap Motion предлага няколко начина за свързване към контролера и получаване на рамки от данни. Най-простият начин е да се използва функцията `Leap.loop()`, но също може да се създаде собствен контролер обект, който дава още няколко опции.

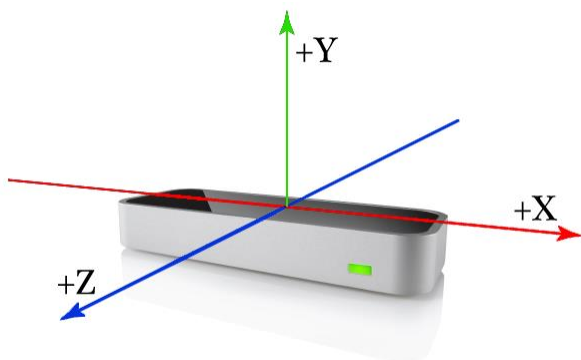
Координатна система

Основната задача при използване на Leap Motion контролера в приложенията е нанасяне на координатните стойности, получени от контролера върху дефинираната координатна система на съответното приложение [8].

Leap Motion координати

Контролерът на Leap Motion осигурява координати в единици от реалния свят – милиметри.

Началото на координатната система се намира в горната част, център на хардуера (фиг. 5). Това означава, че ако се докосне средата на Leap Motion контролера (и е възможно да бъдат получени данни) координатите на върха на пръста ще бъдат $[0, 0, 0]$.



Фиг. 5. Координатна система

Нормалното положение на контролера е на бюро, от едната страна на което е потребител, а от другата страна е монитор. Потребителят е "отпред" (+Z) на контролера, а екрана на монитора е "отзад" (-Z) на контролера. Ако потребителят позволи автоматична ориентация, софтуерът на Leap Motion настройва координатната система, в случай че контролерът е обърнат (ако зеленият светодиод е обърнат към монитора). Ако потребителят постави контролера в различна позиция (обърнат надолу или настрани), софтуерът на Leap Motion не може да открие или коригира това.

Съпоставяне на координати за приложенията

За да се използва информацията от устройството на Leap Motion в дадено приложение, трябва да се интерпретират данните, така че да имат смисъл в това приложение. Например, за да се свържат Leap Motion координатите с координатите на приложението, трябва да се реши кои оси да се използват, каква част от полезрението на Leap Motion да се използва и дали да се използва абсолютно или относително съпоставяне.

За 3D приложения, обикновено има смисъл да се използват и трите оси на Leap Motion устройството. За 2D приложения, често можете да се съкрати едната ос, обикновено оста Z и да се свържат входните данни от двете останали оси с координатите на 2D приложението.

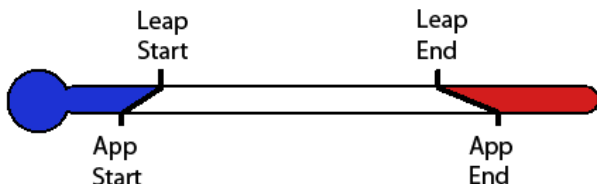
Независимо дали се използват две или три оси, трябва да се реши каква част от обхвата и полезрението на Leap Motion, да се използва в дадено разработено приложение. Полезрението е обърната пирамида. Наличният обхват на X и Z осите е много по-малък в близост до устройството, отколкото в горната част на обсега. Ако се използва твърде широк обхват, или се позволи твърде ниска височина, тогава потребителят няма да бъде в състояние да достигне долните краища на приложението.

Трябва също да се реши какъв да е мащаба на Leap Motion координатите, за да отговарят на приложението (т.е. колко пиксела на милиметър в 2D приложение). Колкото по-голям е коефициентът на мащаба, толкова повече ще засегне малките физи-

чески движения. Това може да улесни потребителя, да премести показалеца, например от едната страна на приложението до другата, но също така може да направи точното позициониране по-трудно. Трябва да се намери най-добрият баланс между скорост и прецизност за дадено приложение.

За изчистване на разликите между координатни системи, може да се наложи обръщане на осите. Например, много приложно програмни интерфейси за изчертаване на двумерни прозорци, задават началната точка в горния ляв ъгъл на прозореца, със стойности увеличаващи се по Y надолу. Leap Motion Y стойностите се увеличават нагоре, така че трябва да се обърне оста Y при преобразуването. Друг пример налагащо обръщане е при система за разработка на видеоигри Unity 3D - използваща лява координатна система, докато софтуера на Leap Motion използва дясна координатна система.

Съпоставянето на координати е много подобно на преобразуването на температури от Фаренхайт към Целзий. Ако си представим всяка ос като скала със съответните точки за начало (замръзване) и край (кипене).



Може да използваме следната формула, за да се направи преобразуването:

$$x_{app} = (x_{leap} - Leap_{start}) \frac{Leap_{range}}{App_{range}} + App_{start}$$

$$Leap_{range} = Leap_{end} - Leap_{start}$$

$$App_{range} = App_{end} - App_{start}$$

Чрез промяна на началната и крайната точки, може да се промени съпоставянето на координатите, за да могат движенията да обхващат по-голяма или по-малка площ в разработените приложения.

По-общ метод за конвертиране на координати е да се премине от Leap Motion ко-

ординати към нормализиран мащаб, движещ се между 0 и 1, след това от този нормализиран мащаб към крайния мащаб на приложението. В действителност, класа „InteractionBox” в приложно програмния интерфейс на Leap Motion, ще нормализира координати автоматично.

Съпоставяне с координатите на браузъра

Има много разлики между Leap Motion координатите и координатите на браузъра:

1. Началната точка на координатната система е в горния ляв ъгъл на клиентската област на дисплея в прозореца на браузъра. Това не е същото, като в горния ляв ъгъл на прозореца на браузъра, защото има заглавната лента и т.н.
2. Оста Y на страницата върви надолу, а не нагоре.
3. Няма Z-ос в стандартното оформление на страницата (освен ако не се използват CSS 3D или Famo.us).
4. Ако прозорецът се прелисти (превърти/скролира), видимата горната част от зоната на дисплея може да бъде доста над прозореца на дисплея (и скрита).
5. Има цяла система от CSS3 координати, които са твърде задълбочени за да се разглеждат (но си струва обучението).
6. Браузърът позволява всякакви комбинации от единици – пиксели, „pt”, „ems” и др., а в някои случаи и проценти.
7. Координатите на браузъра са в пиксели, а не в милиметри.

Това не означава, че не може да има -X или -Y стойности - най-вероятно няма да са видими.

Селектиране и кликване на DOM (Документен обектен модел) обекти

DOM събитията на браузъра са ориентирани към мишката; такива събития са например: „click”, „over”, „mousedown” и „mouseup”, те са специално създадени за мишката. Когато се взаимодейства с DOM, ще трябва да се дефинират собствени манипулатори (handlers), които да отговарят на взаимодействията, извършени с Leap Motion контролера, също така трябва да се създаде и "виртуален курсор", да представ-

лява взаимодействието, което е избрано за изпълнение. Освен това, трябва да се балансира скролирането/ превъртането (нагоре-надолу и наляво-надясно), ако се възнамерява да се използва абсолютно позициониране, за движението на DOM елементите, които действат като курсори за пръстите и ръцете.

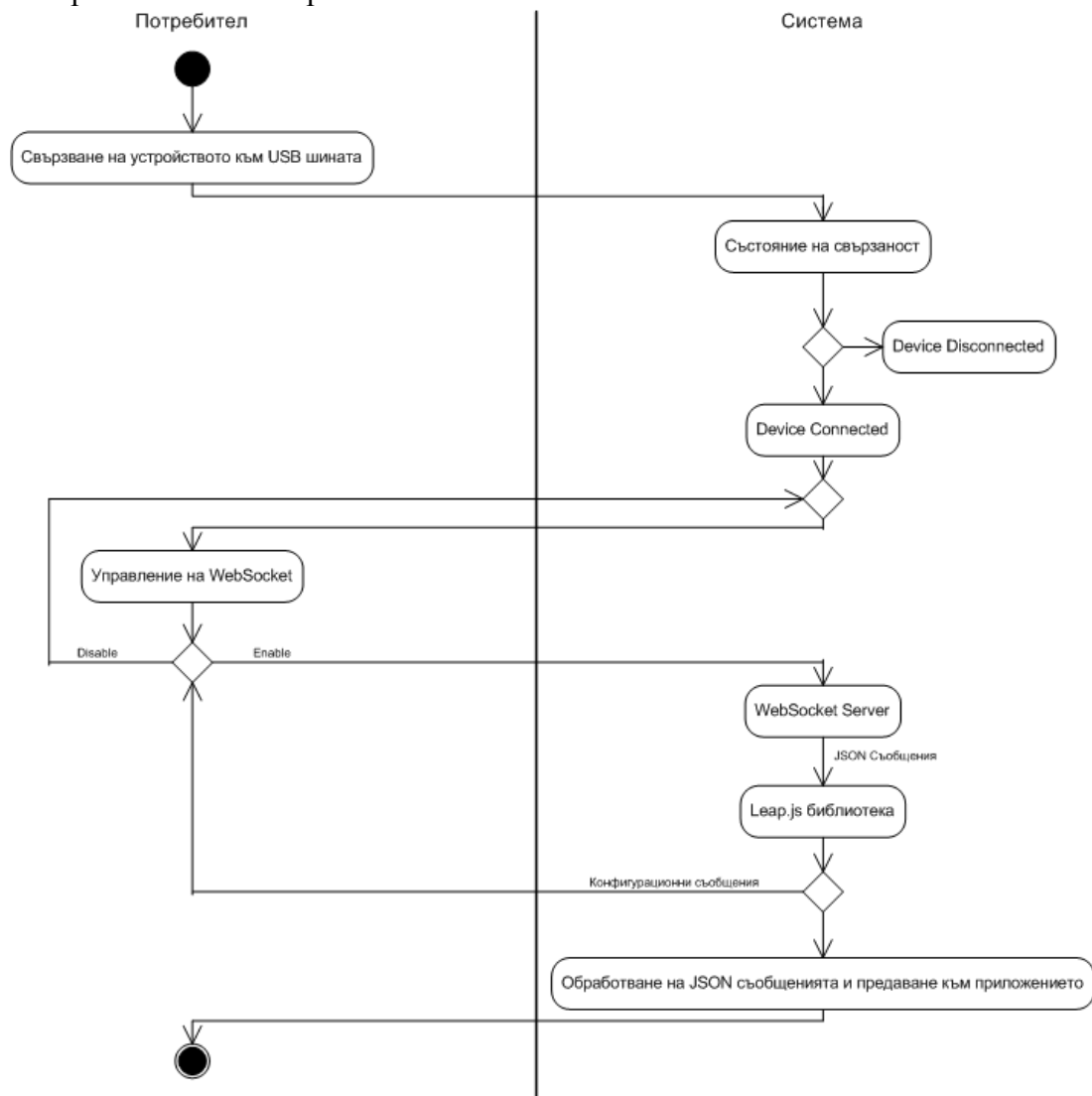
Управление на интерактивна, браузър-базирана презентация

С помощта на Leap Motion, могат да бъдат управлявани взаимодействията с различни интерактивни WEB приложения. По

този начин може да се създадат красиви презентации, управлявани чрез жестове.

JavaScript комплекта за разработка на софтуер на Leap Motion, позволява да се използва Leap Motion устройството, за контрол и навигация на различни WEB приложения.

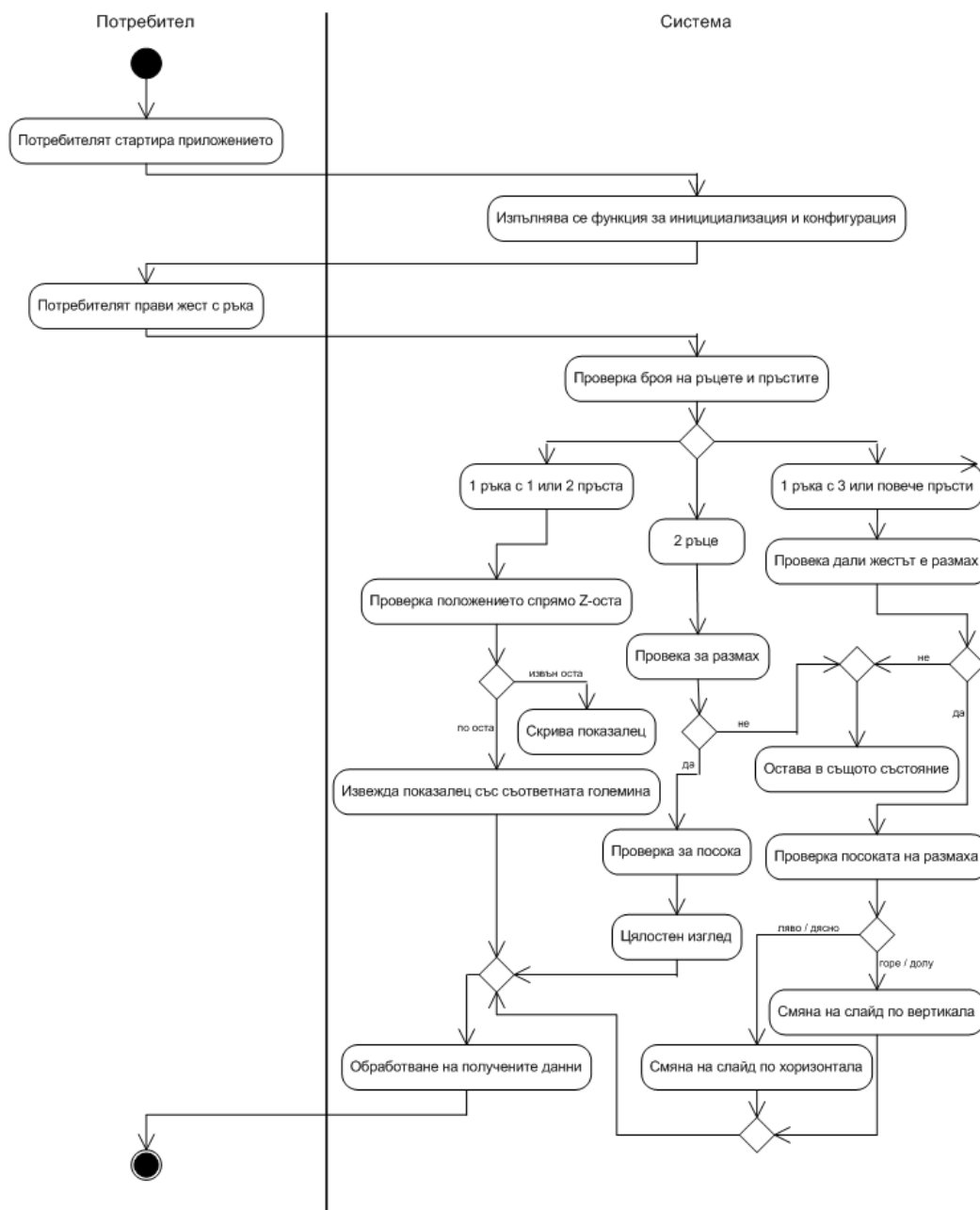
Процесите на свързване, обработка на данни за следене на движения и комуникация с Leap Motion базирани приложения, както и взаимодействието на потребителя със системата са описани чрез диаграмата на фиг. 6.



Фиг. 6. Процеси на свързване, обработка на данни за следене на движения и комуникация с Leap Motion базирани приложения

Процесите на управление на интерактивно WEB приложение, както и взаимодействието на потребителя с приложението и взаимодействието на отделните функции

по между си, са описани логически чрез диаграмата представена на фиг. 7.



Фиг. 7. Управление на интерактивна, браузър-базирана презентация

Основните функционални възможности са:

- *Поддържани жестове.* Посредством използването на жестове, могат да се създадат различни взаимодействия с WEB приложенията. Например, отбелязване на важни моменти, придвижване в различни посоки, мащабиране (приближаване и отдалечаване) и т.н.
- *Използване на един или два пръста.* При използването на един или два пръста, чрез навлизането им в ползрението на Leap Motion, може да се създаде т. нар. показалец, представ-

ляващ точка която, може да се използва за отбелязване по екрана. Посредством този показалец може да се отбелязват важни моменти в WEB приложенията. Чрез преместване на пръста (пръстите) покрай устройството, показалеца може да промени своята плътност – да се разшири или свие, в зависимост от местоположението си в ползрението на Leap Motion.

- *Използване на една ръка, съдържаща три или повече пръсти.* Жестът на една от ръцете, представляващ размах – дълго, линейно движение

на тази ръка заедно с три или повече пръсти, може да се използва за навигация и придвижване през WEB-базираните приложения. Например могат да бъдат премествани слайдове с движение на ръката наляво или надясно, в зависимост от желаната хоризонтална посока, а също и вертикално придвижване с движение нагоре и надолу. Чрез конфигурационните настройки може да се промени инверсията на движенията.

- *Използване на две ръце.* Чрез използването на двете ръце едновременно в ползването на Leap Motion контролера, може да се добави функцио-

налност за общ преглед над WEB-базирани приложенията, например цялостен изглед на слайдове от WEB презентация. Превключването в режим на преглед, става посредством преместване на двете ръце в посока нагоре. Повторното придвижване на ръцете в същата посока излиза от цялостния изглед и се връща към определена страница или слайд.

- *Конфигуриращи настройки.* Следните настройки могат да бъдат променени в зависимост от предпочитанията. По подразбиране имат следните стойности:

Свойство	Стойност по подразбиране	Описание
autoCenter	True	Центриране на показалеца на базата на това, къде ще се постави пръста в областта на Leap Motion ползването.
gestureDelay	500	Колко дълго да е забавянето между жестове в милисекунди.
naturalSwipe	True	Размах с нормални движения, като докосване на сензорен екран. За обърнати (инверсни) движения, се избира „False”.
pointerColor	#00aaff	Цвят на показалеца. По подразбиране е светло син – шестнадесетичен „#00aaff”.
pointerOpacity	0.7	Прозрачност на показалеца.
pointerSize	15	Минималната височина и ширина на показалеца.
pointerTolerance	120	Допустимо отклонение – Колкото по-голяма е стойността, толкова по-забавено е движението.

Заклучение

Много хора смятат, че устройствата за въвеждане на команди трябва да отпаднат. Това означава, че компютрите директно ще разпознават движенията и жестовете ни и ще изпълняват определени команди.

Може да се посочи, че разработката за интерактивно управление на браузър-базирано приложение се намира в тясна връзка с предимствата и недостатъците на Leap Motion.

Предимства:

- Сензорите му отчитат движенията на дланите и всеки отделен пръст с впечатляваща прецизност и без никакво осезаемо забавяне;
- Поддръжка на много програмни езици;
- Поддържа се от браузърите;
- Малки размери;
- Сравнително ниска цена (около \$80).

Недостатъци. API-то на контролера служи за откриване и съхраняване на кол-

кото се може повече информация. Въпреки това, Leap Motion може да не е в състояние да определи всички атрибути във всеки фрейм - от тук идват следните недостатъци:

- когато ръката е свита в юмрук, пръстите ѝ са невидими за Leap контролера;
- не може да прави разлика между дясна и лява ръка, но дава възможност да се работи с повече от две ръце и/или инструменти асоциирани с ръце, но това води до влошаване на оптималното качество на проследяване на движенията;
- не работи добре при наличие на силна светлина (хардуерен проблем);
- ограничава се разпознаването на движението на обектите от разстояние поради малките размери на работното поле (хардуерен проблем).

Класифицирането на пръстите и инструментите става според формата им. Поради тази причина при работа с устройството не е проблем да се носят ръкавици, часовник, пръстени и т.н, макар и понякога това да води до влошаване качеството на разпознаване (например ако се носят дебели ръкавици).

Повечето от недостатъците вече са отстранени с новата версия на програмното осигуряване на устройството, както са включени и нови жестове.

Литература

- [1] API Overview // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Overview.html
- [2] System Architecture // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Architecture.html>
- [3] Application Development // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Guides.html>
- [4] Connecting to the Controller // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Controllers.html>
- [5] Tracking Model // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Tracking.html>
- [6] Frames // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Frames.html>
- [7] Touch Emulation // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Touch_Emulation.html>
- [8] Coordinate Systems // Leap Motion JavaScript SDK v2.3 Documentation
<https://developer.leapmotion.com/documentation/javascript/devguide/Leap_Coordinate_Mapping>

Адрес за контакти:

проф. дн Георги Кръстев
Катедра „Компютърни системи и технологии“
Русенски университет “Ангел Кънчев”
E-mail: gkrastev@ecs.uni-ruse.bg

ИЗСЛЕДВАНЕ И СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА 8-КАНАЛНАТА ОПТИЧНА КОМУНИКАЦИОННА ЛИНИЯ СЪС СПЕКТРАЛНО МУЛТИПЛЕКСИРАНЕ

Станислав Садинов
Технически университет - Габрово

INVESTIGATION AND COMPARATIVE ANALYSIS OF THE CHARACTERISTICS OF THE 8-CHANNEL OPTICAL COMMUNICATION LINE BY THE SPECTRAL MULTIPLEXING

Stanimir Sadinov
Technical University of Gabrovo

Abstract: The report presents simulation results from the studies of the optical 8-channel communication line with spectral multiplexing and analysis of the results obtained. The visual characteristics of the optical signals derived from the graphical analyzers used for three separate input signal examples are presented visually to search for an optimal version. The tests presented contribute to the guaranteed efficient operation of the system by conducting a series of measurements to accurately determine all of its basic parameters.

Keywords: WDM, BER, P_{TX} , Q-factor, Mux, CW laser, EDFA, OSNR, Simulation model.

Въведение

В момента в България оптичните магистрални транспортни мрежи са в масова експлоатация и непрекъснато надграждане. При голяма част от операторите съществува развита инфраструктура, но увеличаването на скоростта за достъп на абонатите до мрежата и пакетното предаване на информацията предявяват нови изисквания към проектирането на този тип комуникационни мрежи.

Преимуществата на предаване, чрез използване на оптично усилване на сигнала и вариантите на мултиплексване по дължина на вълната (WDM) промениха значително концепцията на изграждане на оптичните мрежи [1-4, 7, 8, 10, 12, 13]. В днешно време оптичните линии за връзка се използват практически във всякакви мащаби – от корпоративни мрежи и мрежи за достъп до трансконтинентални линии за връзка. Анализ на развитието на дължините на линиите за връзка показва, че в качеството на среда за предаване на информация оптичното влакно няма друга алтернатива [5, 6, 9, 11].

В доклада са представени част от симулационни резултати от реализиран модел на 8-канална WDM система за изследване на параметрите и характеристиките на предаваните оптични сигнали и решаване на оптимизационни задачи [13], като са представени конкретни примери от практиката.

Симулационната среда в която е реализиран модела и са направени изследванията е Optical Communication System Design Software [11].

Изложение

Предвид на представените резултати от изследванията на оптичната 8-канална комуникационна линия със спектрално мултиплексване и анализа на получените резултати [13], тук ще бъдат представени визуално характеристиките на оптичните сигнали, изведени от използваните графични анализатори за три случая:

- 1) Оптимален случай при ниво по мощност на входния сигнал $P_{TX} = 3$ dBm при следните установени параметри:
 - Дължина на оптичната линия: $L = 500$ km;
 - Дължина на усилвателния участък: $l_{AS} = 100$ km;
 - Брой усилвателни участъци: $N_{AS} = 5$;
 - Километрично затихване на оптичното влакно: $\alpha = 0,2$ dB/km;
 - Зададено ниво по мощност на оптичния предавател: $P_{TX} = 3$ dBm;
 - Коефициент на усилване на оптичния усилвател: $G = 20$ dB;
 - Шумово число на оптичния усилвател: $NF = 6$ dB;

- Чувствителност на оптичния приемник: $P_{RXsens} = -25\text{dB}$
- Измерено ниво по мощност на входа на оптичния приемник: $P_{RX} = -8,016\text{ dBm}$;
- Измерен качествен фактор за оптичната линия: $Q = 19,76$;
- Измерена стойност на BER на изхода на оптичния приемник $BER = 5,86 \cdot 10^{-35}$;
- Измерено оптично отношение сигнал/шум за спектрално мултиплексирания сигнал на входа на демултиплексора: $OSNR = 19,76\text{ dB}$.

2) При максимално ниво по мощност на входния сигнал $P_{TX} = 8\text{ dBm}$ при следните установени параметри:

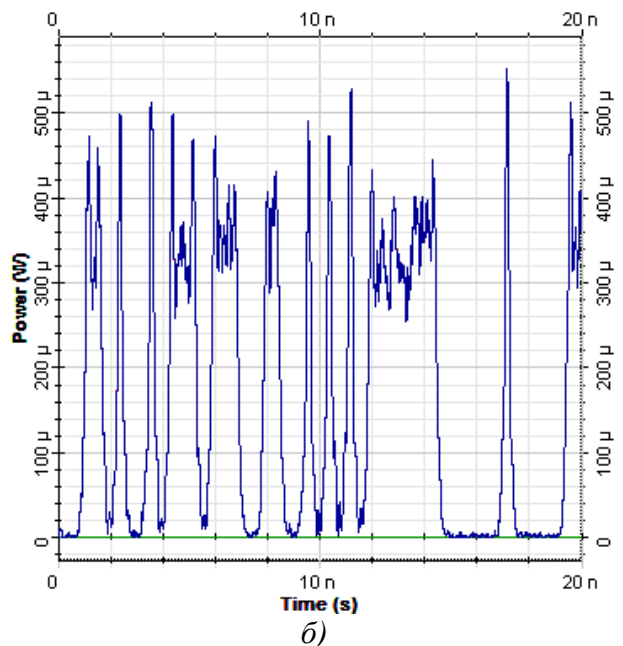
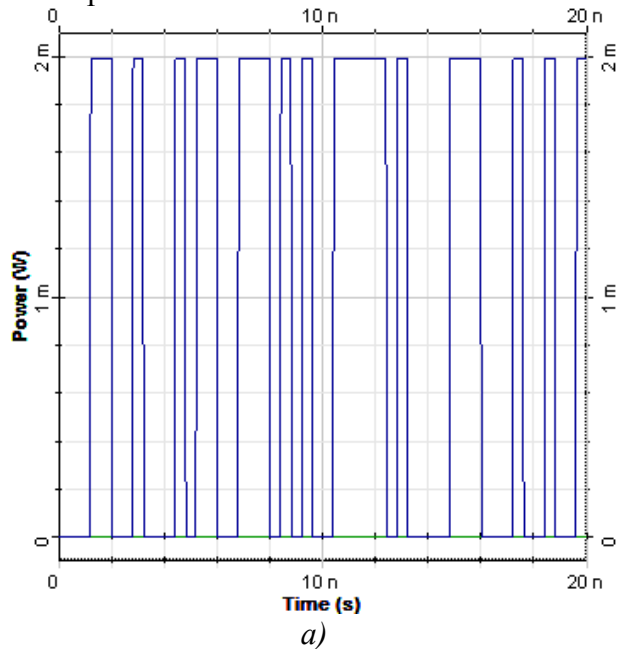
- Измерено ниво по мощност на входа на оптичния приемник: $P_{RX} = -7,849\text{ dBm}$;
- Измерен качествен фактор за оптичната линия: $Q = 10,97$;
- Измерена стойност на BER на изхода на оптичния приемник $BER = 2,31 \cdot 10^{-28}$;
- Измерено оптично отношение сигнал/шум за спектрално мултиплексирания сигнал на входа на демултиплексора: $OSNR = 19,86\text{ dB}$.

3) При минимално ниво по мощност на входния сигнал $P_{TX} = -10\text{ dBm}$ при следните установени параметри:

- Измерено ниво по мощност на входа на оптичния приемник: $P_{RX} = -13,772\text{ dBm}$;
- Измерен качествен фактор за оптичната линия: $Q = 6,72$;
- Измерена стойност на BER на изхода на оптичния приемник $BER = 7,72 \cdot 10^{-12}$;
- Измерено оптично отношение сигнал/шум за спектрално мултиплексирания сигнал на входа на демултиплексора: $OSNR = 11,94\text{ dB}$.

При анализ на измерените P_{RX} , Q , BER и OSNR на пръв поглед се вижда, че няма отклонения от поставените като изисквания допустими стойности. Независимо от това на фигурите по-долу ще бъдат локализиранни и анализирани няколко проблема.

На фиг. 1 се наблюдава значителното понижаване в амплитудата на оптичния сигнал на входа на приемника в сравнение с тази на изхода на предавателя, което е в резултат на затихването по дължина на оптичното влакно и внесеното затихване от мултиплексора, усилвателите и демултиплексора.



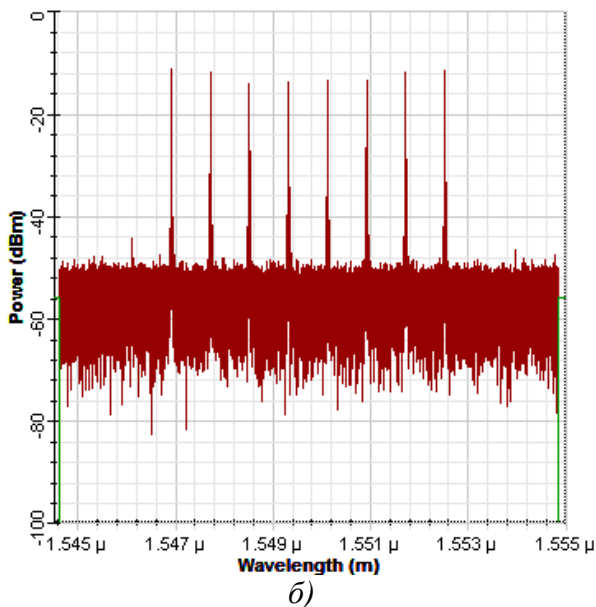
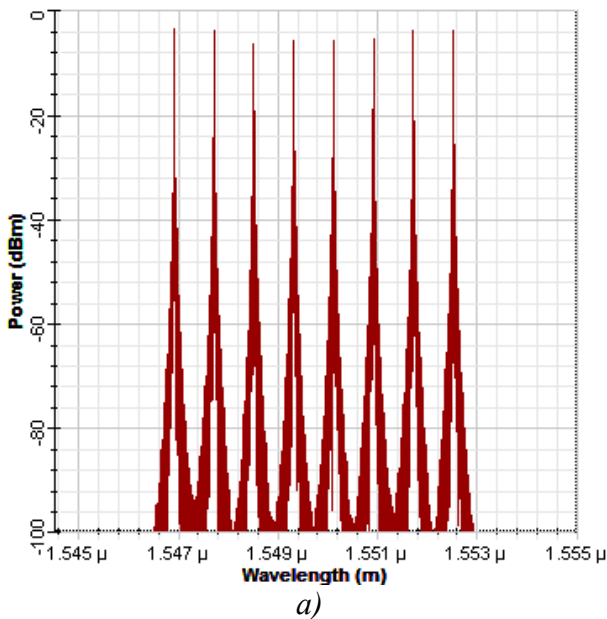
Фиг. 1. Времеви диаграми на оптичния сигнал при $P_{TX} = 3\text{ dBm}$:

а) на изхода на оптичния предавател,
б) на входа на оптичния приемник

Предния и задния фронт на импулсите е разлят в резултат на разпространението им по влакното, а отделните импулси са с раз-

лична амплитуда в резултат на различните видове шумове и влиянието на дисперсията.

От спектрите, показани на фиг. 2 и измерените стойности на OSNR на фиг. 3 се вижда, че докато нивата на подносещите оптични сигнал са затихнали с около 8 dB, то в резултат на внесените шумове от отделните оптични компоненти и усилването им от оптичните усилватели, шумовото ниво в спектъра на сигнала значително се е увеличило – с повече от 45 dB.



Фиг. 2. Спектрални характеристики на 8-WDM оптичен сигнал при $P_{TX} = 3 \text{ dBm}$: а) на изхода на мултиплексора, б) на входа на демултиплексора

WDM Analyzer

Wavelength (nm)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
1552.5244	-0.12391411	-75.922993	75.799079
1551.7208	-0.19044896	-72.609016	72.418567
1550.918	-0.1237362	-72.443081	72.319345
1550.1161	-0.19415909	-72.481416	72.287257
1549.315	-0.12387826	-72.615298	72.491419
1548.5148	-0.19747854	-72.710241	72.512763
1547.7153	-0.12388117	-72.66889	72.545009
1546.9167	-0.12375767	-75.478106	75.354349

Signal Index: 0
Wavelength Units: nm
Power Units: dBm
Resolution Bandwidth Res: 0.10000 nm

WDM Analyzer

	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
Min value	-0.19747854	-75.922993	72.287257
Max Value	-0.1237362	-72.443081	75.799079
Total	8.8808762	-64.149764	
Ratio max/min	0.073742339	3.4799117	3.4799117
	(nm)	(nm)	
Wavelength at min	1548.5148	1552.5244	1550.1161
Wavelength at max	1550.918	1550.918	1552.5244

Signal Index: 0
Wavelength Units: nm
Power Units: dBm
Resolution Bandwidth Res: 0.10000 nm

а)

WDM Analyzer

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
193.1	-7.9337884	-27.715094	19.781305
193.2	-8.04206	-27.646453	19.604393
193.3	-7.9771862	-27.792671	19.815484
193.4	-8.0857641	-27.715561	19.629797
193.5	-7.9184637	-27.649932	19.731468
193.6	-7.9420968	-27.484749	19.542663
193.7	-7.9988245	-27.611743	19.612918
193.8	-7.9732083	-27.519277	19.546069

Signal Index: 0
Frequency Units: THz
Power Units: dBm
Resolution Bandwidth Res: 0.10000 nm

WDM Analyzer

	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
Min value	-8.0857641	-27.792671	19.542663
Max Value	-7.9184637	-27.484749	19.815484
Total	1.0473027	-18.609965	
Ratio max/min	0.16730034	0.30792125	0.30792125
	(THz)	(THz)	(THz)
Frequency at min	193.4	193.3	193.6
Frequency at max	193.5	193.6	193.3

Signal Index: 0
Frequency Units: THz
Power Units: dBm
Resolution Bandwidth Res: 0.10000 nm

б)

Фиг. 3. Параметри на 8-WDM оптичен сигнал при $P_{TX} = 3 \text{ dBm}$:

а) на изхода на мултиплексора, б) на входа на демултиплексора

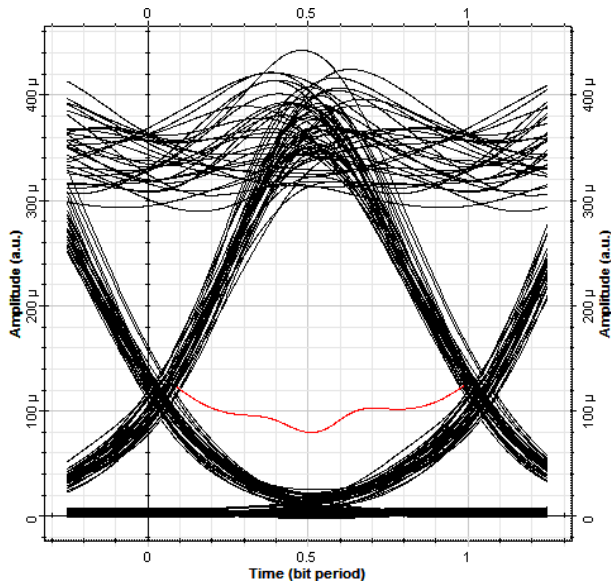
На фиг. 4 е илюстрирана резултатната око-диаграма на приетия сигнал, която графично онагледява цифровите параметри, представени в първия случай към тази точка.

На фиг. 5 до фиг. 8 са представено като сравнение характеристиките на оптичния сигнал в двата крайни случая: при максимално и при минимално ниво по мощност на оптичния предавател.

Както вече беше споменато и двата крайни случая са гранични, с отчетените параметри влизати в допустимите граници за качество на сигнала, но разликата е значителна.

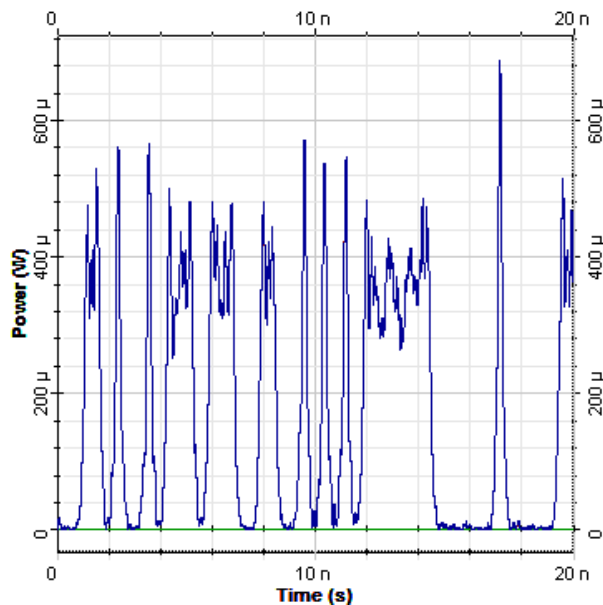
От времедиаграмите на фиг. 5 може да се отчете значителното по ниското ниво по амплитуда на сигнала и по-полегатите

склонове на импулсите в случая с минимална стойност на оптичната мощност на предавателя. Това затихване се отчита и от два пъти по-малката стойност на измерените отношения OSNR, показани на фиг. 7.

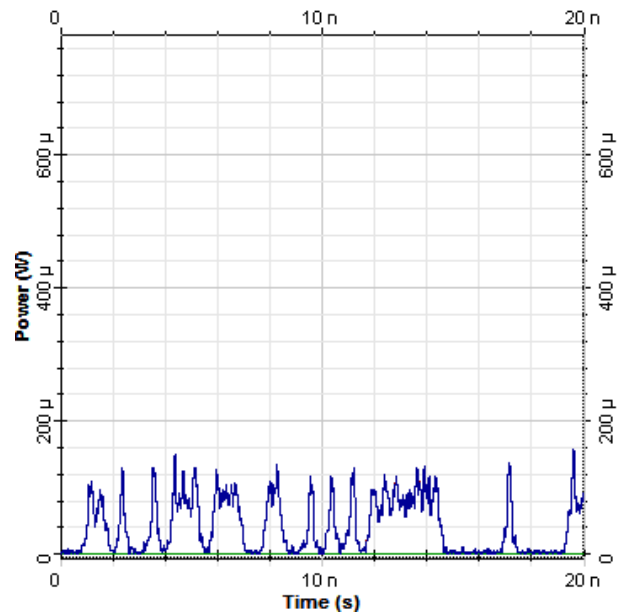


Фиг. 4. Око-диаграма и прагово ниво на решаващото устройство в приемника при $P_{TX} = 3 \text{ dBm}$

Но след филтрацията на сигнала и пропускането му през решаващото устройство, от него все още може да бъде надеждно демодулирана пренасяната информация. За това свидетелства и широкия отвор на око-диаграмите, показани на фиг. 8.



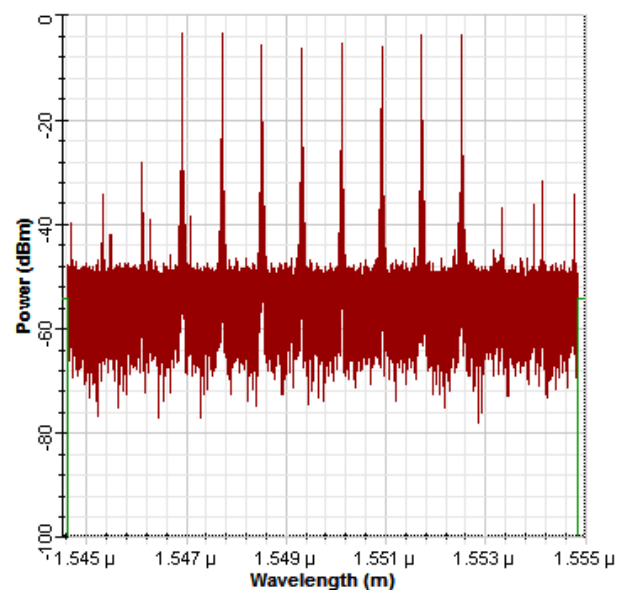
а)



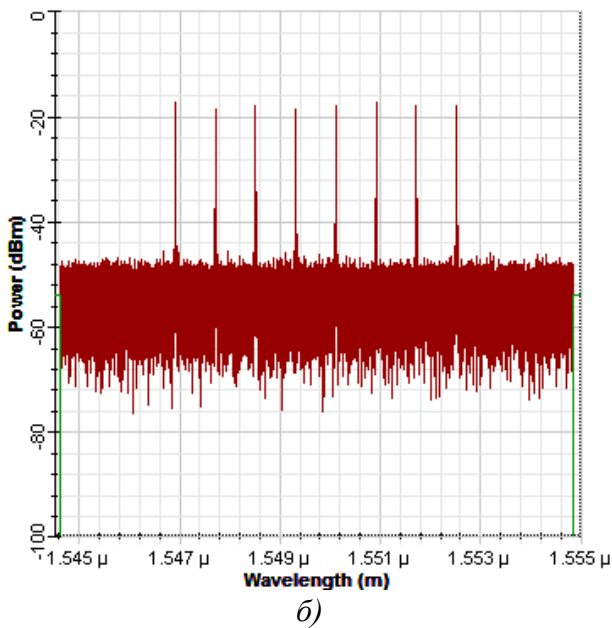
б)

Фиг. 5. Времеви диаграми на оптичния сигнал на входа на оптичния приемник при: а) $P_{TX} = 8 \text{ dBm}$, б) $P_{TX} = -10 \text{ dBm}$

По-голям интерес представлява спектралната характеристика при максимална стойност на оптичната мощност на предавателя. Както ясно се вижда от фиг. 6 а), това поражда четиричвълново смесване на сигналите, което води до появата на комбинационни паразитни дължини на вълната, които ясно се виждат извън честотната лента на канала (в ляво и дясно на 8-те подносещи на WDM мултиплексирания сигнал).



а)



Фиг. 6. Спектрални характеристики на 8-WDM оптичен сигнал на входа на демултиплексора при: а) $P_{TX} = 8 \text{ dBm}$, б) $P_{TX} = -10 \text{ dBm}$

Както се вижда от спектралната характеристика на фиг. 6 а), амплитудата на композитните паразитни дължини на вълната съвсем не са за пренебрегване – максималните им стойности са почти на половина от амплитудата на подносещите на оптичния сигнал (достигат от -27 dBm до -40 dBm). В резултат ако тези паразитни сигнали не бъдат подложени на филтрация, те може да причинят грешки в решаващото устройство. Към това трябва да се отчете и факта, че някои от паразитните дължини на вълната може да съвпадат или да са близки до тези на подносещите, което ще доведе до появата на междусимволна интерференция.

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
193.1	-7.7668669	-27.87611	20.109243
193.2	-7.7369662	-27.77614	20.039174
193.3	-7.7310115	-27.934292	20.20328
193.4	-7.9180469	-27.854146	19.936099
193.5	-7.773464	-27.804448	20.030984
193.6	-7.7428803	-27.638665	19.895784
193.7	-7.9065903	-27.737192	19.830602
193.8	-7.8002631	-27.664405	19.864142

Analysis

Details

	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
Min value	-7.9180469	-27.934292	19.830602
Max Value	-7.7310115	-27.638665	20.20328
Total	1.2344477	-18.753708	
Ratio max/min	0.18703542	0.29562735	0.29562735
	(THz)	(THz)	(THz)
Frequency at min	193.4	193.3	193.7
Frequency at max	193.3	193.6	193.3

Analysis

Details

а)

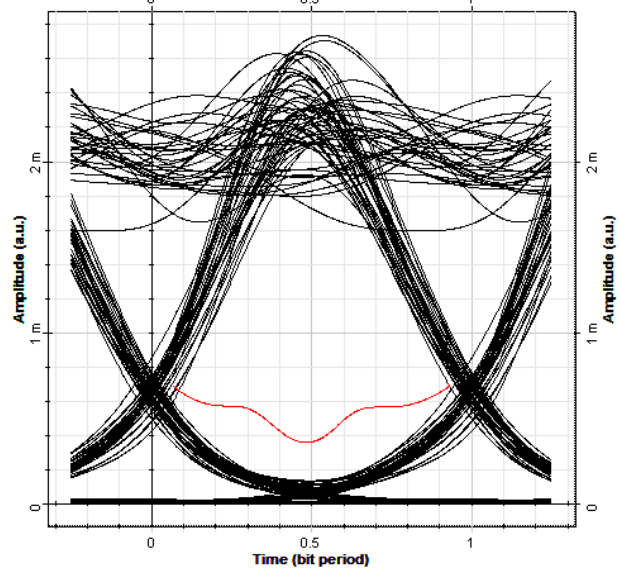
Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	OSNR (dB)
193.1	-13.878763	-25.820246	11.941482
193.2	-13.747957	-25.825866	12.077909
193.3	-13.748193	-25.937556	12.189363
193.4	-13.801592	-25.863457	12.061865
193.5	-13.948546	-25.745654	11.797107
193.6	-13.763221	-25.606696	11.843474
193.7	-13.914802	-25.778636	11.863835
193.8	-13.749912	-25.669143	11.919231

Analysis		Details	
Min value	-13.948546	-25.937556	11.797107
Max Value	-13.747957	-25.606696	12.189363
Total	-4.7875381	-16.748867	
Ratio max/min	0.20058905	0.33086043	0.33086043
	(THz)	(THz)	(THz)
Frequency at min	193.5	193.3	193.5
Frequency at max	193.2	193.6	193.3

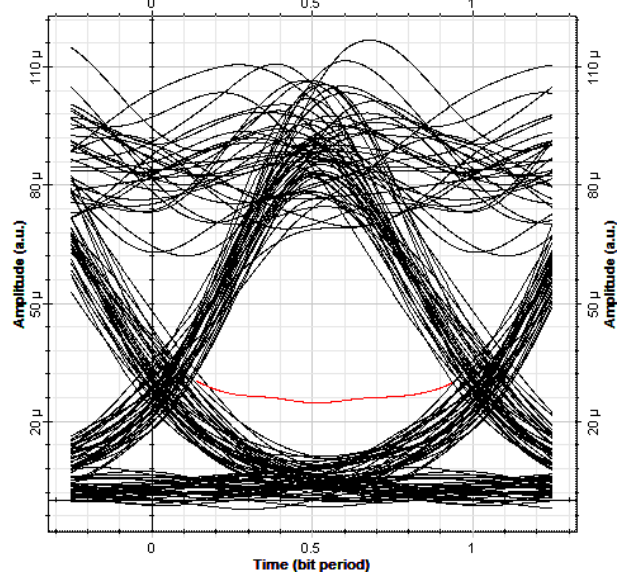
Analysis		Details	
----------	--	---------	--

б)

Фиг. 7. Параметри на 8-WDM оптичен сигнал на входа на демултиплексора при: а) $P_{TX} = 8 \text{ dBm}$, б) $P_{TX} = -10 \text{ dBm}$



а)



б)

Фиг. 3.39. Око-диаграма и прагово ниво на решаващото устройство в приемника при: а) $P_{TX} = 8 \text{ dBm}$, б) $P_{TX} = -10 \text{ dBm}$

От фиг. 8 се вижда, че в резултат на пониско ниво на приетата оптична мощност на входа на оптичния приемник отвора на око-диаграмата при $P_{TX} = -10$ dBm ще бъде значително по-малък, но достатъчен за правилната работа на решаващото устройство в приемника (т.е. правилното декодиране на лог. 1 и лог. 0). Това се подкрепя от измерените стойности на BER, която е по-голяма от допустимата ($BER = 7,72 \cdot 10^{-12}$ при $P_{TX} = -10$ dBm)

Заклучение

След проведените симулационни изследвания могат да се формулират следните по-важни изводи:

- Необходимостта от периодично регенериране на сигнала е причинно свързана с амплитудното затихване и с дисперсионното разширяване на кодовите импулси.
- Негативните ефекти и от двата процеса, както и другите нелинейни ефекти и смущения имат нарастващи с дължината на линията количествени изражения.
- Нелинейните изкривявания в оптичните влакна се дължат на няколко явления, които възникват при недопустимо високи нива на предаваните сигнали. Те могат да бъдат разделени в две групи – нелинейности, свързани с разсейването на оптична мощност и нелинейности, свързани с ефекта на Кер.
- Нелинейните ефекти свързани с фазова самоимулация и четиривърново смесване са изключително характерни за системите с WDM.
- Ефектите свързани с разсейване на светлината се характеризират с прагово ниво, което е силно чувствително към дължината на усилвателния участък.
- Самото проектиране не осигурява гарантирано ефективно функциониране на системата – необходимо е тя да се тества чрез провеждане на поредица от

измервания за точно определяне на всички нейни основни параметри.

Благодарности

Тази публикация и изследванията в нея са реализирани по проект „Създаване на иновативни информационно - базирани образователни модули за обучение по комуникационна техника и технологии”, договор 1712Е/2017 г. към УЦНИТ при ТУ-Габрово.

Литература

- [1] Rabov S., L. Hristov, Optical Communications, New Knowledge, Sofia, 2002.(Bulgarian)
- [2] Nanny O., Basic Technology Spectral Differential Multiplex Channel Speakers (WDM), LIGHTWAVE russian edition №2, pp.47-52, 2004. (Russian)
- [3] Ferdinandov E., Optical Communication Systems, Tehnika Publishing, Sofia, 2007.(Bulgarian)
- [4] Angelov K., S. Sadinov, K. Koitchev, Estimation of Optical Receiver Sensitivity in HFC Network, ICEST 2011, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.111-114, ISBN: 978-86-6125-031-6, Niš, Serbia, 2011.
- [5] Characteristics of a Cut-off Shifted Single-Mode Optical Fiber Cable, ITU-T Rec. G.654, Geneva, 1997.
- [6] Balabanova I., Prepar Measuring the Main Parameters of Optical Transfer Media – Optical Fibers and Cables, ICEST 2007, Ohrid, Makedonia, Volume 1, pp.111-112.
- [7] Gumaste A, T. Antony, DWDM Network Designs and Engineering Solutions, Cisco Press, 2002.
- [8] Girard A., Guide to WDM Technology and Testing, EXFO, 2001.
- [9] Ojima M, H. Nakano, S. Sasaki, S. Hanatani, A Dense-wavelength-division-multiplexing Optical Network System, Hitachi Review Vol. 48, No. 4, 1999.
- [10] Koitchev K., K. Angelov, S. Sadinov, Determining Bit Error Rate in Digital Optical Transmission Network Using the Q-Factor, ICEST 2010, Proc. of Papers, Vol. 1, pp.53-56, ISBN: 978-9989-786-57-0, Ohrid, Macedonia, 2010.

- [11] Optiwave. OptiSystem User's Reference, Optical Communication System Design Software v.10, 2011.
- [12] Sadinov S, P. Kogias, K. Angelov, Determination of Distortion in Broadband Amplifiers for Different Standards of Signals in CATV Networks, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.11, No.17, 2016, ISSN 1819-6608, pp. 10684-10688.
- [13] Sadinov S., Simulation Modeling and Research of 8-channel WDM System, International Scientific Conference - UNITECH 2017, Gabrovo, ISSN 1313-230X, Vol. 2, pp. II-108-113.

Адрес за контакти:

Доц. д-р инж. Станимир Садинов
Катедра „Комуникационна техника и технологии“
Технически университет - Габрово
ул. „Хаджи Димитър“ 4, 5306 Габрово
E-mail: murry@tugab.bg

ВЪЗМОЖНОСТИ НА ПЕТО ПОКОЛЕНИЕ МОБИЛНИ МРЕЖИ ЗА КОМУНИКАЦИЯ МЕЖДУ МОТОРНИ ПРЕВОЗНИ СРЕДСТВА

Гергана Ангелова, Гергана Димчева, Теодор Илиев, Елена Иванова,
Ивайло Стоянов, Григор Михайлов

*Висше училище по телекомуникации и пощи, София
Русенски университет „Ангел Кънчев”*

ADVANTAGES OF 5G MOBILE NETWORK FOR VEHICLE-TO-VEHICLE COMMUNICATION

Gergana Angelova, Gergana Dimcheva, Teodor Iliev, Elena Ivanova,

Ivaylo Stoyanov, Grigor Mihaylov

University of telecommunication and post, Sofia

„Angel Kanchev” University of Ruse

Abstract: The coming 5G communication system is going to consist of various different link types. Cell sizes will decrease; traditional macro- and micro-cells are going to be complemented by pico- and femto-cells composing ultra-dense networks, movable base stations and peer-to-peer type of D2D connections between user terminals. Sophisticated processing capabilities of the advanced communication devices are motivating to study highly varying channel conditions and design the communication systems suited for them. This has increased the interest in the study of Vehicle-to-vehicle (V2V) communication systems that require faster and reliable data transmission in highly varying channel conditions.

Keywords: 5 communication, Vehicle-to-vehicle, mobile network.

Въведение

През последните години се наблюдава непрекъснатото увеличаване броя на мобилно-свързани устройства и обем на комуникационния трафик между тях [1, 2, 3, 4]. Новите мобилни комуникации се опитват да осигурят на потребителите достъп до нова, глобална комуникационна реалност. Целта е да се достигне повсеместна комуникация (навсякъде по всяко време) и да се доставят на потребителите нов набор от услуги. Това налага петото поколение (5G) мрежи да бъдат много по-динамични и гъсто разположени [5, 6, 7]. Едно от предизвикателствата, което предстои да се изпълни през следващите години е клетъчните услуги и безжичните устройства да бъдат постоянно взаимодействащи си едно с друго, както и със заобикалящата ги среда (например комуникация от безжични сензори към устройство или обратно). Освен човешки ориентираната комуникация устройство до устройство (D2D) много важна е и D2D комуникацията между превозни средства (Vehicle-to-vehicle - V2V), където мобилните мрежи имат ключова роля [8].

Всичко това налага 5G комуникационната система да бъде значително по-ефективна и мащабируема от гледна точка на енергийна и спектрална ефективност. Ефективността и мащабируемостта са решаващи за достигането на определени цели. Например 1 000 пъти по-високо ниво на мобилните данни за район, от 10 до 100 пъти повече свързани устройства и петкратно намаляване на латентността от точка до точка и др. От друга страна с навлизането на все повече електронни компоненти в моторните превозни средства стават все по-актуални въпросите, свързани с осигуряването на защитеност, шумоустойчивост, електромагнитната съвместимост, повишаване нивото на безопасност на движение и др. в превозните средства. Увеличаващият се трафик на моторните превозни средства (МПС), е предпоставка за разработването на нови технически решения, които да използват D2D комуникация в МПС. В тази връзка може да се приеме, че комуникацията D2D е перспективна технология в 5G мрежите, използвана като средство за разтоварване на трафика в главната мрежа.

Качество на обслужване QoS

Осигуряването на качество на обслужване QoS е основна задача за достъп до всяка мрежа. Добрият QoS контрол се постига, чрез използването на архитектура със заявка за виртуален канал (connection – oriented), при която всяка връзка в посока DL и UL се контролира от базовата станция. Преди предаването на каквато и да е информация между базовата станция и мобилния терминал се изгражда логическа връзка на MAC ниво. Всяка връзка се идентифицира от CID – връзка идентификатор, която се явява временен адрес за предаването на данните през определения канал между базовата и абонатната станция [9]. В MAC слоя QoS се предоставя чрез:

- определяне параметрите на QoS за всяка връзка;
- динамично установяване на връзките;
- съединяване на пакети за обслужване на потока;
- съединяване на потоци с логически връзки.

Една комуникационна 5G мрежа трябва да отговаря на следните изисквания [9, 10]:

- по-нисък разход на енергия;
- по-ниска вероятност за прекъсване, по-добро покритие и по-висока скорост на пренос на данните;
- по-високи нива на спектрална ефективност;
- безопасност за човешкото здраве;
- по-ниски цени.

Поради факта, че все повече устройства изискват безжична свързаност, може да се приеме 5G мрежата като „мрежа от мрежи“, т.е. разнородна система включваща множество от въздушни интерфейси, протоколи, честотни ленти и възлови точки за достъп [11]. В този смисъл 5G е съществуваща технология с по-добре комбиниран радиочестотен спектър. При една 5G мрежова архитектура и протоколи е възможно да се реализира десетократно увеличение на повторната честотна употреба, голямо увеличение на трафика, конвергенция на мобилните и фиксирани мрежи, намаляване на енергията, консумирана от мрежата и латентност от точка до точка от порядъка на 1ms.

Всяко поколение мобилни мрежи се реализира на нови по-високи честотни ленти и по-широка спектрална честотна лента за всеки радио канал. Реализирането на 5G изисква много по-събран спектър. За тази цел се използват допълнителни хармонизирани честотни ленти. Особено обединяването на 60 GHz с 7 GHz от свободната широчина на лентата е възможност за разрешаване на проблемите със съоръженията за пренос на малки клетки. За безжични мобилни комуникации над 4G многобройни спектрални възможности могат да бъдат открити в честотни, времеви, кодови и ъглови домейни.

Модулационни техники за по-висока спектрална ефективност

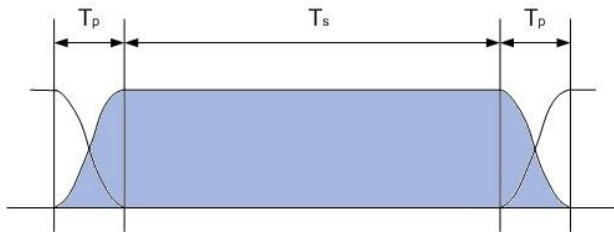
Главни методи за спектрален достъп и RRA алгоритми са решаващи за ефективността на управлението на спектъра в развиващи се RAT за 5G. Изискванията свързани с позволените нива на сила на предаване в и извън формалната лента под формата на спектрални маски и приемливо индупциране на смущения на сигнала в съседни системи указва влияние на управлението на ресурсите на радиопредаването (Radio Resource Management- RRM) [12]. Такива проблеми са от особена важност в контекста на подходи от вида на съвкупност от носещи, или в ситуации, където съвместното съществуване на различни безжични системи в същата географска област е позволено. Базирано на очевидните наблюдения че по-добро спектрално оползотворяване може да бъде постигнато, когато сигналите са по-близко един до друг в честотната област, бъдещите 5G системи трябва да опитат да минимизират позволените нива на „извън от лентата“ и несъществени излъчвания [13]. Спектралната плътност на ефективната, излъчена, изотропна мощност (EIRP) „извън от лентата“, P_{00B} изразена в dBm за 100 kHz, трябва да изпълнява следното условие:

$$P_{00B(dBm/100kHz)} \leq \max(P_{IB(\frac{dBm}{8MHz})} - A, 84) \quad (1)$$

където P_{IB} е спектрална плътност на EIRP в блок и A представя близкото съотношение на загуба на честотата, което варира от -74 до -54 dB.

За да се гарантира висока спектрална

ефективност заедно с относително ниска сложност на структурата на приемника, OFDM е прилаган на много безжични системи, включително 4G LTE. Един от основните проблеми на OFDM е висока ООВ мощност на излъчване. Този нежелан ефект може да се намали чрез широко филтриране, но дори и тогава количеството мощност излъчена извън номиналната честотна лента може да остане високо [13]. Техниката, включваща удължаването на продължителността на един импулс за да се позволи гладко предаване между последователни символи е показана на Фиг. 1, където правоъгълен импулс е заместен с квадратен корен на косинус импулс с време $T_s + 2T_p$.



Фиг. 1 Представяне на OFDM символ.

На фиг. 1. T_s е продължителността на OFDM символът (включително циклически префикс), а T_p е продължителността на символът пре- и постфикс;

Също така трябва да бъдат приложени нови модулационни техники: тези нови техники трябва да гарантират подобна ефективност и устойчивост като OFDM, докато изпълняват съществуващите решения, позовавайки се на намаляването на ООВ („out-of-band“). В тази връзка, нови модулационни схеми са предложени за мобилни системи извън 4G. Понеже правоъгълните (или почти правоъгълни) импулси, макар и лесни за прилагане и анализ, не гарантират ниска ООВ емисия, алтернативни решения включват оформяне на предадените и получените импулси за да се получи по-добре концентрирана енергия във време-честотния диапазон. Нека означим $g(t)$ и $\gamma(t)$ като предаден и получен импулс. Тогава общият брой на предаденият по носещите, сигнал $s(t)$ и оценката $\hat{c}_{m,n}$ на информацията на потребителя $c_{m,n}$ (т.е. QAM символи) може да се дефинира като:

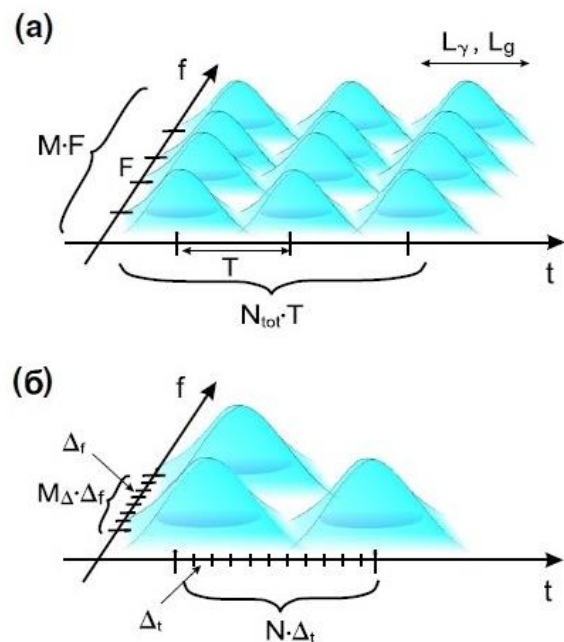
$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in Z} c_{m,n} g_{m,n}(t) =$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in Z} c_{m,n} g(t - nT) \cdot \exp(2\pi j m F(t - nT))$$

$$\hat{c}_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \gamma_{m,n} dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{n' \in Z} c_{m',n'} g_{m',n'}(t) \gamma_{m,n} dt, \quad (2)$$

където M е броят на подносещите, T е времеви интервал между последователните импулси, F представя дистанцията между два съседни импулса в честотната област и $g_{m,n}(t)$ е транслираната и модулирана версия на оригиналния импулс, $g(t)$.

По този начин общото време-честотно изображение на предадената структура, съставена от $M \cdot N_{tot}$ импулси може да бъде илюстрирана, както е показано на фиг. 2. В случаите с OFDM, формата и на двата импулса- предаден и приет е правоъгълна, дистанцията между символите в двата домейна е настроен до T_s и дистанцията между съседните подносещи е реципрочна на ортогоналното време от OFDM символи. Следователно може да се направи извода, че за конструктивния процес на предаденият и приетият импулс, трябва да се вземат предвид множество параметри, като времево и честотно на поддържане на импулса, застъпване на импулси и дистанция между импулсите в двете страни.



Фиг. 2 Общо време- честотно представяне на носещите честоти

Освен тези параметри, също трябва да се допусне и друг критерий като минимизирането на минималното средно квадратично отклонение на допуснатият канален модел. В контекста за намаляване на ООВ емисиите, най-внезапните възможни намалявания на мощността в честотната област е критично, докато се поддържа ортогоналност или биортогоналност между импулсите.

Правени са много изследвания през последното десетилетие, относно ефективната форма на импулсите и много ново предложени схеми предлагат множество предимства над чисто правоъгълната форма [1]. По настояще измежду различните идеи, които се изследват, клас от импулси стриктно посветени на Filter Bank-based Multi-Carrier (FBMC) системи изглежда обещаващо. Показано е че, чрез FBMC системите с изотропен ортогонален алгоритъм на прехвърляне, филтрите могат да постигнат намаляване на ООВ на ниво -60 dB относително на нивото на силата на предаване в номиналната лента. Още повече, че добрата време-честотна локализация на импулсите позволява премахването на цикличният префикс, обикновено прилаган при OFDM за да се избегнат междусимволните интерференции.

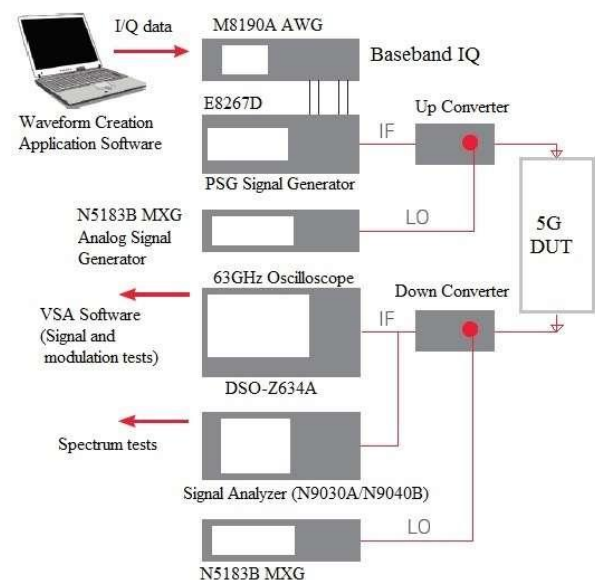
Тестове и предизвикателства пред мрежата от пето поколение

Развитието на 5G устройствата изисква тестване на оборудването на различни етапи, започвайки от фаза на проектиране до фаза на внедряване. То включва тестове на различните нива протокол на стека на 5G

устройството. В следващата таблица са посочени основните тестове които трябва да се направят в различни фази на 5G жизнения цикъл на продукта.

Таблица 1 описва извършените тестове на 5G мрежата с оборудване на фирмата Keysight.

Фиг. 3 изобразява симулация на 5G мрежа с оборудване на Keysight. За достигане на високи скорости до 10Gbps, 5G технологията отделя голямо внимание на милиметровите вълни [14]. В диапазона под 6GHz мрежата от пето поколение ще бъде оптимална за работа при макро оптимизирани клетки. В диапазона от 3-30GHz малка клетка и при диапазона от 30-100GHz, 5G Ultra Dense клетки [15].



Фиг. 3. Симулация на 5G мрежа с оборудване на Keysight

Таблица 1

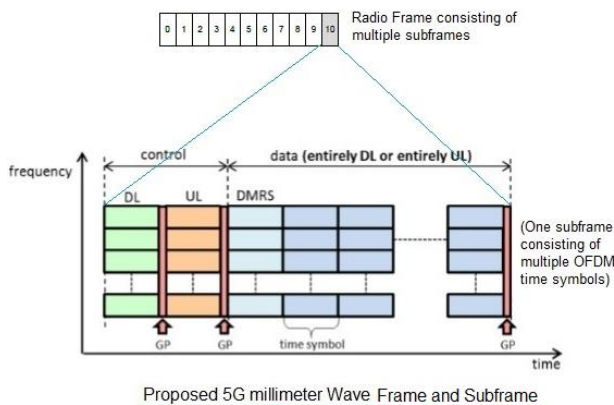
Проведени тестове

Тестване 5G	Ситуация
Тестване предавател за съответствие	Мощност маска спектър, предава мощност по отношение на времето, CCDF, I/Q спрямо времето
Тестване приемник за съответствие	EVM, характеристика на канала, спектрална гладкост
Тестване за съвместимост	Проверка на 5G устройства от един доставчик за хардуерна и софтуерна съвместимост с други 5G устройства от други доставчици в мобилната комуникационна мрежа.
Тестове за стабилност мрежа	Проверка работоспособността на 5G комуникационната система по време на жизнения ѝ цикъл.
Тестове Inter-RAT	Тест за проверка работата на 5G устройство във всички радио технологии за достъп, за които е проектирана мрежата.
RF Свързани тестове	проверки за RF на 5G устройството.

Честотните ленти които се намират между 30GHz и 300GHz е известен като диапазона на милиметровите вълни. Съществуват множество предимства и недостатъци при милиметровите вълни.

Поради нарастване на броя на абонатите за мобилни данни нараства и обема на трафика. Факт е, че честотната лента е ограничена в наличния мобилен честотен спектър, който е под лентата на милиметровата вълна. Поради този факт милиметровата вълна се изучава като мобилен честотен спектър от страна на мобилните оператори, поради нуждата да се търси решение за по-голям трафик на данни. Милиметровите вълни имат голяма загуба на проникване и поради този факт трудно биха прониквали през стените на сгради и други по-големи комплекси.

Рамкова структура на 5G, използваща милиметрови вълни е представена на Фиг. 4, както е показано DL се отнася до връзката на предавания от ENB към UEs (низходяща посока) и UL се отнася за връзката от UEs до ENB (възходяща посока). На фигурата е показано, че контролни и информационни данни са изцяло отделени, което помага за постигане на по-малки изисквания към времето на изчакване. Това се дължи на факта, че обработката на контролни и информационни части може да работи паралелно.



Фиг. 4 Структура на 5G, използваща милиметрови вълни

Предимства на 5G милиметровите вълни:

- Осигуряват по голям трафик, а оттам и по-голям брой абонати;
- Благодарение на по-малкото трафик в

mm диапазон е по благоприятно разполагането на малки клетки;

- Размерът на антените физически е малък, което води до използването на масивна MIMO в ENB/AP за увеличаване на капацитета;
- 5G милиметровия диапазон мрежи поддържа гигабитов пренос до 400 метра и клетъчен достъп до 300 метра.
- Поради тези предимства 5G милиметровата вълна е подходяща за мобилна комуникация през 6GHz безжичните технологии.

Недостатъци при милиметровите вълни:

- Влиянието на лоши атмосферни условия влияе на сигнала;
- Ниска проникваемост през масивни стени на различни сгради, което води до конкретни изисквания за граници между обслужващите клетки.
- Милиметровите вълни поддържат сигнал на закрито до два метра и до 300 метра на открито въз основа на условията на канала и височина на AP /ENB над земята;
- Поддържа само LOS (пряка видимост) за разпространение, следователно покритието е ограничено;
- Консумацията на енергия е по-висока при милиметровите вълни поради по-големия брой RF модули, който се дължи на повечето антени;

Всички посочени недостатъци трябва добре да бъдат пресметнати при проектиране, което да даде ясна представа дали и на каква цена ще могат да бъдат разгърнати възможностите за интегриране на милиметровите вълни в мрежата от пето поколение.

Комуникация между моторни превозни средства (V2V)

Автомобилната комуникация включва комуникация между превозни средства, както и комуникация на превозните средства с елементи които са на пътя. И в двата случая е ясно, че топологията се променя много бързо, понеже превозните средства се движат с поне 50км/ч в населените места и разстоянието между превозните средства и между тях и елементите на пътя се променя много бързо.

IEEE вече са разработили стандарта

802.11p за V2V комуникация, която е базирана на технологията за комуникация на кратки разстояния (Dedicated Short-Range Communication - DSRC). DSRC технологията основно се използва за поддръжка на приложения в интелигентна транспортна система, но поради липса на широко разпространена изградена инфраструктура, стандарта IEEE 802.11p нормално се приема, че предлага импулсна и краткотрайна свързаност между автомобили и крайпътна инфраструктура (V2I).

Безжичната комуникация между превозните средства основно се дели на три типа:

- Автомобил до автомобил (V2V) - автомобилите комуникират директно със съседните автомобили;
- Автомобил до дадена инфраструктура (V2I) - два автомобиля комуникират индиректно, посредством трета страна (например пътно съоръжение);
- Автомобил до пешеходец (V2P) - обмен на информация между автомобил и пешеходец.

V2V комуникацията е безжично предаване на данни между моторни превозни средства. Целта на тази комуникация е да се избегнат потенциални инциденти, като позволява на автомобилите да изпращат информация относно тяхната позиция, скорост и др. Разработката на комуникационната система между автомобилите става през последното десетилетие и е базирана на Wi-Fi технология за безжична мрежа Wireless LAN в комбинация с GPS. Чрез нея отделните коли могат да обменят информация помежду си. Освен обикновените участници в пътното движение, в комуникацията се включват спрелите превозни средства, полицейските автомобили и др. Идеята на комуникационната система е чрез обмена на информация да може да се предупреждават водачите на автомобили, когато пред тях има препятствие, произшествие или внезапно спряло превозно средство. Чрез тази информация ще може да се избегнат редица инциденти [16].

Комуникацията между автомобилите ще позволи на водача да се информира за състоянието на трафика, евентуални задръствания и спрели на платното превозни средства.



Фиг. 5 Пример за комуникация между превозни средства

Компоненти за превозното средство са On-Board Unit (OBU) за взаимодействие с водача на превозното средство, като дава съвременно информация за предупреждения, сигнали за тревога и др. услуги и възможности за комуникация със заобикалящата среда на автомобила. Първични преобразуватели, които да идентифицират компонентите, повреди и дават предупреждаващи съобщения за трафика, пътната обстановка, условия на времето и др. Масив за съхранение на данни и компютърни изчисления в автомобила. GPS локализация - автомобилите се разглеждат като локализиращи обекти. Чрез техните комуникационни възможности се разпознават и локализируют обекти и се изпраща информация за последваща обработка. Информационно-развлекателна система - свързаност към Интернет, карти, информация за трафика, сваляне на изображения с висока резолюция, данни за сензорите и др.

Изводи

В търсене на по-висока скорост на данните и ниска латентност отвъд възможностите на 4G мрежите, следващото поколение безжични мобилни комуникации трябва да има революционни начини за използване на радио спектъра. Във връзка с по-доброто използване на вече разпределените честотни ленти, чрез подобрени модулационни схеми и традиционното мащабиране на мрежи, опортюнистичен достъп до недостатъчно използваният спектър чрез когнитивно радиопредаване ще увеличи капацитета на системите.

Автоматизираното шофиране ще бъде достъпно по по-удобен и ефективен начин с

чрез стандарта 5G. Изисква се много ниска латентност, за да може да реагира на поведението на шофьора в реално време и на движещи се обекти. Очаква се стандарта 5G да осигури закъснение от 1ms за въздушния интерфейс с резултатно закъснение 5 ms от точка до точка за инфраструктурен режим, което е съвместимо с изискванията на автоматизираното шофиране. По този начин ще бъде решен един от основните проблеми при придвижването в големите градове – задръстванията.

От друга страна комуникацията V2V ще спомогне за намаляване и предотвратяване на пътните произшествия в голяма степен. Всъщност това е и най-значимото в тази технология. Повече от един милион души умират в пътно-транспортни произшествия в света всяка година. Благодарение на тази технология голяма част от такива произшествия ще бъдат предотвратени.

Благодарности

Тази публикация и изследванията в нея са реализирани по проект „Възможности на пето поколение мобилни мрежи за комуникация между моторни превозни средства“ по проект НИД-9/28.02.2017 г. при ВУТП - София.

Литература

- [1] Al-Saadeh O. and K. Sung, “A Performance Comparison of In-Band Full Duplex and Dynamic TDD for 5G Indoor Wireless Networks”, Springer EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2017, Published 16 March 2017 [pdf] DOI: 10.1186/s13638-017-0833-3 [Open Access Version].
- [2] Doppler K., M. Rinne, C. Wijting, C. Ribeiro, and K. Hugl, “Device-to-device communication as an underlay to LTE-advanced networks,” Communications Magazine, IEEE, vol. 47, no. 12, pp. 42–49, Dec 2009.
- [3] Fodor G., E. Dahlman, G. Mildh, S. Parkvall, N. Reider, G. Miklós, and Z. Tóth, “Design Aspects of Network Assisted Device-to-Device Communications,” IEEE Communications Magazine, vol. 50, pp. 170–177, 2012.
- [4] Min H., J. Lee, S. Park, and D. Hong, “Capacity enhancement using an interference limited area for device-to-device uplink underlaying cellular networks,” Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol. 10, no. 12, pp. 3995–4000, 2011.
- [5] Arnold P., N. Bayer, J. Belschner, G. Zimmermann, “Split Options for 5G Radio Access Networks”, VDE ITG Fachtagung Mobilkommunikation, 9-10 May, 2017 DOI: TBD [Open Access Version].
- [6] Bazzi J., K. Kusume, P. Weitkemper, K. Takeda, A. Benjebbour, “Transparent spectral confinement approach for 5G”, EuCNC 2017, 12-15 June 2017 DOI: TBD [Open Access Version]
- [7] David M. G. Estevez, “Interference-Aware Flexible TDD Design for Massive MIMO 5G Systems”, IEEE WCNC 2017, 19-22 March 2017 [pdf] DOI: 10.1109/WCNC.2017.7925682
- [8] Sacristán D., C., J. Monserrat, “Traffic Safety in the METIS-II 5G Connected Cars Use Case: Technology Enablers and Baseline Evaluation”, EuCNC 2017, 12-15 June 2017 DOI: TBD [Open Access Version].
- [9] Chakraborty P., N. Kuruvatti and H. Schotten, “A Novel Serious Game Engineering Based Interactive Visualization and Evaluation Platform For Cellular Technologies”, IEEE ISNCC 2017, 16-18 May, 2017 DOI: TBD [Open Access Version]
- [10] Ivanov I., Arnaudov R., Vetova S. Analysis of cryptographic protection of block cryptographic algorithms on the base of the theoretical digital stability, ICEST 2015, Sofia, Bulgaria, pp. 45-48.
- [11] Sadinov S., K. Angelov, P. Kogias and M. Malametoudis, Iterative Estimation and Simulation Analysis of the Amplifying Sections in Optical Communication Network, Proc. XXVI International Scientific Conference Electronics - ET2017, September 13-15, 2017, Sozopol, Bulgaria, ISBN 978-1-5386-1752-6, IEEE Catalog Number CFP17H39-CDR, pp.300-303.
- [12] Prasad A., F. Moya, M. Ericson, R. Fantini, Ö. Bulakeci, “Enabling RAN Moderation and Dynamic Traffic Steering in 5G”, IEEE VTC-Fall 2016, 18–21 Sept. [pdf] DOI: 10.1109/VTCFall.2016.7880982
- [13] Qi Y., M. Al-Imari, “An Enabling

- Waveform for 5G – QAM-FBMC: Initial Analysis”, IEEE CSCN 2016, 31 Oct-2 Nov 2016 [pdf] DOI: 10.1109/CSCN.2016.7785158
- [14] Zaidi A., R. Baldemair, H. Tullberg, H. Björkegren, L. Sundström, J. Medbo, C. Kilinc, I. Silva, “Waveform and Numerology to Support 5G Services and Requirements”, IEEE Communications Magazine, Volume: 54, Issue: 11, November 2016 [pdf] DOI: 10.1109/MCOM.2016.1600336CM
- [15] Giordani M., M. Mezzavilla, C. Barati, S. Rangan, M. Zorzi, “Comparative analysis of initial access techniques in 5G mmWave cellular networks”, IEEE CISS, 16-18 March 2016 DOI: 10.1109/CISS.2016.7460513
- [16] Kuruvatti N., J. Molano and H. Schotten, “Monitoring Vehicular User Mobility to Predict Traffic Status and Manage Radio Resources”, IEEE VTC 2017-Spring, 4-7 June 2017 [pdf] DOI: TBD [Open Access Version]

Адрес за контакти:

ас. д-р Гергана Ангелова

Катедра „Телекомуникации“

Висше училище по телекомуникации и пощи

гр. София ул. „акад. Стефан Младенов“ 1

E-mail: geriaangelova@gmail.com

STUDY ON THE USED IN THE IDA ALGORITHM CRITERIA FOR THE STRUCTURE OF THE S MATRIX

Ivan Ivanov

University of Telecommunications and Posts - Sofia

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИЗПОЛЗВАНИТЕ КРИТЕРИИ В IDA АЛГОРИТЪМА ЗА СТРУКТУРАТА НА S МАТРИЦА

Иван Иванов

Висше училище по телекомуникации и пощи - София

Abstract: The purpose of the presented paper is the exploration of the used in the IDA algorithm criteria for the structure of the S matrix [1] in the following main tasks: (1) introduction of the criteria for the structure of the S matrix; (2) research on the S matrices on the base of the set criteria; (3) results analysis..

Keywords: algorithm, S matrix, Bent functions, IDA algorithm, confusion.

I. INTRODUCTION

There are five criteria which have been used for the development of the S matrices, as follows [2]:

1. None of the bits of the S matrix output data should be dependent of the input bits by means of a linear function;
2. Each line on the S matrix should contain all the sixteen possible output bits combinations;
3. If the S matrix input values differ by only one bit, the output values should differ by two bits at least;
4. If the input S matrix values differ in the two middle bits, the output values should differ by two bits at least;
5. If the input S matrix values differ in the first two bits and coincide in the last two ones, then the output matrix S bits values should not be identical;

The first criterion defines the S matrix nonlinear character required for each block algorithm since if the algorithm has no nonlinear element in its structure, it is very vulnerable to cryptanalysis [3]. The other criteria solve the problem of the differential cryptanal-

ysis counteracting [4] of the algorithm and aid to obtain better features related to the property "confusion" [5].

II. RESEARCH AND RESULTS

Research on the S matrices on the base of the set criteria

Research on the base of criteria 1

The values in individual columns of the S matrices are calculated using the so-called "bent" functions [6]. Bent functions form a special class of boolean functions which characterize, according to certain mathematical criteria, with a high degree of nonlinearity. These functions ensure fully the implementation of the criterion 1.

Research on the base of criteria 2

Table 1 contains the S1 matrix values represented in a decimal form.

As can be seen from the table, each row of the S matrix contains all the sixteen possible combinations of the output bits. Thus, the performance of the criterion 2 is one hundred percent satisfied.

Table 2 indicates all possible input and output sequences of the S1 matrix.

Table 1. S1 matrix values in a decimal form

14	4	13	1	2	15	11	8	3	10	6	12	5	9	0	7
0	15	7	4	14	2	13	1	10	6	12	11	9	5	3	8
4	1	14	8	13	6	2	11	15	12	9	7	3	10	5	0
15	12	8	2	4	9	1	7	5	11	3	14	10	0	6	13

Table 2 Possible input and output sequences of the S1 matrix

S _{1,in,0}	000000	S _{1,out,0}	1110	S _{1,in,32}	100000	S _{1,out,32}	0100
S _{1,in,1}	000001	S _{1,out,1}	0000	S _{1,in,33}	100001	S _{1,out,33}	1111
S _{1,in,2}	000010	S _{1,out,2}	0100	S _{1,in,34}	100010	S _{1,out,34}	0001
S _{1,in,3}	000011	S _{1,out,3}	1111	S _{1,in,35}	100011	S _{1,out,35}	1100
S _{1,in,4}	000100	S _{1,out,4}	1101	S _{1,in,36}	100100	S _{1,out,36}	1110
S _{1,in,5}	000101	S _{1,out,5}	0111	S _{1,in,37}	100101	S _{1,out,37}	1000
S _{1,in,6}	000110	S _{1,out,6}	0001	S _{1,in,38}	100110	S _{1,out,38}	1000
S _{1,in,7}	000111	S _{1,out,7}	0100	S _{1,in,39}	100111	S _{1,out,39}	0010
S _{1,in,8}	001000	S _{1,out,8}	0010	S _{1,in,40}	101000	S _{1,out,40}	1101
S _{1,in,9}	001001	S _{1,out,9}	1110	S _{1,in,41}	101001	S _{1,out,41}	0100
S _{1,in,10}	001010	S _{1,out,10}	1111	S _{1,in,42}	101010	S _{1,out,42}	0110
S _{1,in,11}	001011	S _{1,out,11}	0010	S _{1,in,43}	101011	S _{1,out,43}	1001
S _{1,in,12}	001100	S _{1,out,12}	1011	S _{1,in,44}	101100	S _{1,out,44}	0010
S _{1,in,13}	001101	S _{1,out,13}	1101	S _{1,in,45}	101101	S _{1,out,45}	0001
S _{1,in,14}	001110	S _{1,out,14}	1000	S _{1,in,46}	101110	S _{1,out,46}	1011
S _{1,in,15}	001111	S _{1,out,15}	0001	S _{1,in,47}	101111	S _{1,out,47}	0111
S _{1,in,16}	010000	S _{1,out,16}	0011	S _{1,in,48}	110000	S _{1,out,48}	1111
S _{1,in,17}	010001	S _{1,out,17}	1010	S _{1,in,49}	110001	S _{1,out,49}	0101
S _{1,in,18}	010010	S _{1,out,18}	1010	S _{1,in,50}	110010	S _{1,out,50}	1100
S _{1,in,19}	010011	S _{1,out,19}	0110	S _{1,in,51}	110011	S _{1,out,51}	1011
S _{1,in,20}	010100	S _{1,out,20}	0110	S _{1,in,52}	110100	S _{1,out,52}	1001
S _{1,in,21}	010101	S _{1,out,21}	1100	S _{1,in,53}	110101	S _{1,out,53}	0011
S _{1,in,22}	010110	S _{1,out,22}	1100	S _{1,in,54}	110110	S _{1,out,54}	0111
S _{1,in,23}	010111	S _{1,out,23}	1011	S _{1,in,55}	110111	S _{1,out,55}	1110
S _{1,in,24}	011000	S _{1,out,24}	0101	S _{1,in,56}	111000	S _{1,out,56}	0011
S _{1,in,25}	011001	S _{1,out,25}	1001	S _{1,in,57}	111001	S _{1,out,57}	1010
S _{1,in,26}	011010	S _{1,out,26}	1001	S _{1,in,58}	111010	S _{1,out,58}	1010
S _{1,in,27}	011011	S _{1,out,27}	0101	S _{1,in,59}	111011	S _{1,out,59}	0000
S _{1,in,28}	011100	S _{1,out,28}	0000	S _{1,in,60}	111100	S _{1,out,60}	0101
S _{1,in,29}	011101	S _{1,out,29}	0011	S _{1,in,61}	111101	S _{1,out,61}	0110
S _{1,in,30}	011110	S _{1,out,30}	0111	S _{1,in,62}	111110	S _{1,out,62}	0000
S _{1,in,31}	011111	S _{1,out,31}	1000	S _{1,in,63}	111111	S _{1,out,63}	1101

Research on the base of criterion 31

The process of the following research item runs in the following steps order:

1. the input is fed with combinations which differ by one bit;
2. the output combinations pass through a process of comparison. The difference is rec-

ordered in the last column of the tables with numbers from 3 to 9.

Fig. 1 graphically represents the results of the Table 3.

Table 3. Results S_{1,in,0} = 000000 and S_{1,out,0} = 1110

S _{1,in,0} , bit	S _{1,out,0} , bit	S _{1,in} , bit		S _{1,out} , bit		Difference, bit
000000	1110	S _{1,in,1}	000001	S _{1,out,1}	0000	3
		S _{1,in,2}	000010	S _{1,out,2}	0100	2
		S _{1,in,4}	000100	S _{1,out,4}	1101	2
		S _{1,in,8}	001000	S _{1,out,8}	0010	2
		S _{1,in,16}	010000	S _{1,out,16}	0011	3
		S _{1,in,32}	100000	S _{1,out,32}	0100	2

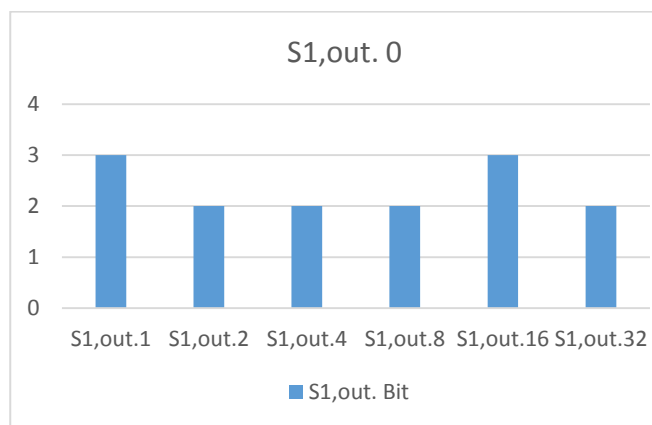


Fig. 1. Graphical representation of the results of Table 3

S _{1,in,3} , bit	S _{1,out,3} , bit	S _{1,in} , bit		S _{1,out} , bit		Diff., bit
		S _{1,in,21}	010101	S _{1,out,21}	1100	2
		S _{1,in,22}	010110	S _{1,out,22}	1100	2
		S _{1,in,25}	011001	S _{1,out,25}	1001	2
		S _{1,in,26}	011010	S _{1,out,26}	1001	2
		S _{1,in,28}	011100	S _{1,out,28}	0000	4
		S _{1,in,35}	100011	S _{1,out,35}	1100	2
		S _{1,in,37}	100101	S _{1,out,37}	1000	3
		S _{1,in,38}	100110	S _{1,out,38}	1000	3
		S _{1,in,41}	101001	S _{1,out,41}	0100	3
		S _{1,in,42}	101010	S _{1,out,42}	0110	2
		S _{1,in,44}	101100	S _{1,out,44}	0010	3
		S _{1,in,49}	110001	S _{1,out,49}	0101	2
		S _{1,in,50}	110010	S _{1,out,50}	1100	2
		S _{1,in,52}	110100	S _{1,out,52}	1001	2

Fig. 3 illustrates the results of Table 5.

Table 4. Results in S_{1,in,1} = 000001 and S_{1,out,1} = 0000

S _{1,in,1} , bit	S _{1,out,1} , bit	S _{1,in} , bit		S _{1,out} , bit		Diff., bit
000001	0000	S _{1,in,3}	000011	S _{1,out,3}	1111	4
		S _{1,in,5}	000101	S _{1,out,5}	0111	3
		S _{1,in,6}	000110	S _{1,out,6}	0001	1
		S _{1,in,9}	001001	S _{1,out,9}	1110	3
		S _{1,in,10}	001010	S _{1,out,10}	1111	4
		S _{1,in,12}	001100	S _{1,out,12}	1011	3
		S _{1,in,17}	010001	S _{1,out,17}	1010	2
		S _{1,in,18}	010010	S _{1,out,18}	1010	2
		S _{1,in,24}	011000	S _{1,out,24}	0101	2
		S _{1,in,33}	100001	S _{1,out,33}	1111	4
		S _{1,in,34}	100010	S _{1,out,34}	0001	1
		S _{1,in,48}	110000	S _{1,out,48}	1111	4

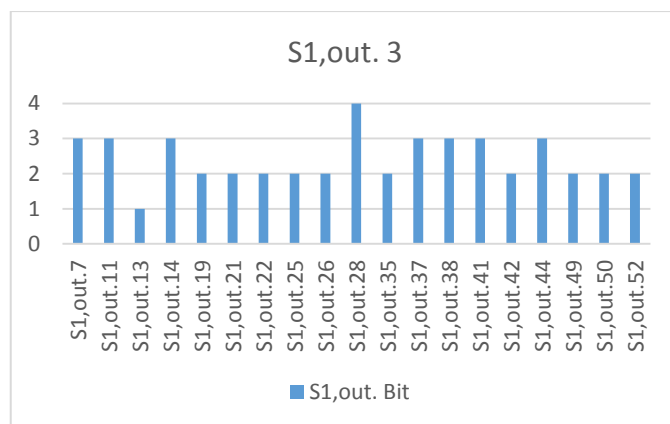


Fig.3. Graphical representation of the results of Table 5

The values of the Table 4 are interpreted and graphically represented in Fig.2.

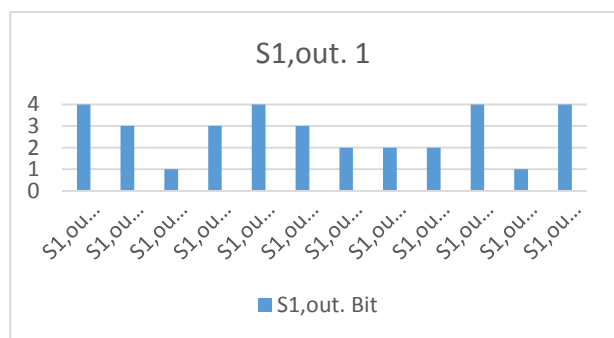


Fig.2. Graphical representation of the results of Table 4

Table 5. Results in S_{1,in,3} = 000011 and S_{1,out,3} = 1111

S _{1,in,3} , bit	S _{1,out,3} , bit	S _{1,in} , bit		S _{1,out} , bit		Diff., bit
000011	1111	S _{1,in,7}	000111	S _{1,out,7}	0100	3
		S _{1,in,11}	001011	S _{1,out,11}	0010	3
		S _{1,in,13}	001101	S _{1,out,13}	1101	1
		S _{1,in,14}	001110	S _{1,out,14}	1000	3
		S _{1,in,19}	010011	S _{1,out,19}	0110	2

Table 6. Results in S_{1,in,7} = 000111 and S_{1,out,7} = 0100

S _{1,in,7} , bit	S _{1,out,7} , bit	S _{1,in} , bit		S _{1,out} , bit		Diff., bit
000111	0100	S _{1,in,3}	000011	S _{1,out,3}	1111	3
		S _{1,in,5}	000101	S _{1,out,5}	0111	2
		S _{1,in,6}	000110	S _{1,out,6}	0001	2
		S _{1,in,9}	001001	S _{1,out,9}	1110	2
		S _{1,in,10}	001010	S _{1,out,10}	1111	3
		S _{1,in,12}	001100	S _{1,out,12}	1011	4
		S _{1,in,15}	001111	S _{1,out,15}	0001	2
		S _{1,in,23}	010111	S _{1,out,23}	1011	4
		S _{1,in,27}	011011	S _{1,out,27}	0101	1
		S _{1,in,29}	011101	S _{1,out,29}	0011	3
		S _{1,in,30}	011110	S _{1,out,30}	0111	2
		S _{1,in,39}	100111	S _{1,out,39}	0010	2
		S _{1,in,43}	101011	S _{1,out,43}	1001	3
		S _{1,in,45}	101101	S _{1,out,45}	0001	2
		S _{1,in,46}	101110	S _{1,out,46}	1011	4
		S _{1,in,51}	110011	S _{1,out,51}	1011	4
		S _{1,in,53}	110101	S _{1,out,53}	0011	3
		S _{1,in,54}	110110	S _{1,out,54}	0111	2
		S _{1,in,57}	111001	S _{1,out,57}	1010	3
		S _{1,in,58}	111010	S _{1,out,58}	1010	3

Fig. 4 depicts the graphical representation of the results of Table 6.

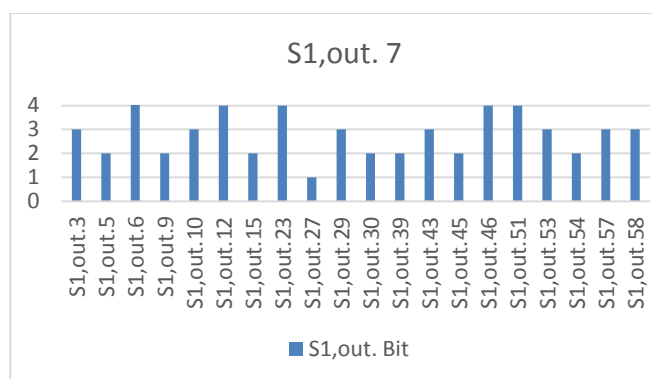


Fig. 4. Graphical representation of the results of Table 6

Table 7. Results in $S_{1,in,15} = 001111$ and $S_{1,out,15} = 0001$

$S_{1,in,15}$, bit	$S_{1,out,15}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
001111	0001	$S_{1,in,7}$	000111	$S_{1,out,7}$	0100	2
		$S_{1,in,11}$	001011	$S_{1,out,11}$	0010	2
		$S_{1,in,13}$	001101	$S_{1,out,13}$	1101	2
		$S_{1,in,14}$	001110	$S_{1,out,14}$	1000	2
		$S_{1,in,19}$	010011	$S_{1,out,19}$	0110	3
		$S_{1,in,21}$	010101	$S_{1,out,21}$	1100	3
		$S_{1,in,22}$	010110	$S_{1,out,22}$	1100	3
		$S_{1,in,25}$	011001	$S_{1,out,25}$	1001	1
		$S_{1,in,26}$	011010	$S_{1,out,26}$	1001	1
		$S_{1,in,28}$	011100	$S_{1,out,28}$	0000	1
		$S_{1,in,31}$	011111	$S_{1,out,31}$	1000	2
		$S_{1,in,35}$	100011	$S_{1,out,35}$	1100	3
		$S_{1,in,37}$	100101	$S_{1,out,37}$	1000	2
		$S_{1,in,38}$	100110	$S_{1,out,38}$	1000	2
		$S_{1,in,41}$	101001	$S_{1,out,41}$	0100	2
		$S_{1,in,42}$	101010	$S_{1,out,42}$	0110	3
		$S_{1,in,44}$	101100	$S_{1,out,44}$	0010	2
		$S_{1,in,47}$	101111	$S_{1,out,47}$	0111	2
		$S_{1,in,49}$	110001	$S_{1,out,49}$	0101	1
		$S_{1,in,50}$	110010	$S_{1,out,50}$	1100	3
		$S_{1,in,52}$	110100	$S_{1,out,52}$	1001	1
		$S_{1,in,55}$	110111	$S_{1,out,55}$	1110	4
		$S_{1,in,56}$	111000	$S_{1,out,56}$	0011	1
		$S_{1,in,59}$	111011	$S_{1,out,59}$	0000	1
		$S_{1,in,61}$	111101	$S_{1,out,61}$	0110	3
		$S_{1,in,62}$	111110	$S_{1,out,62}$	0000	1

The graphical representation of the results of Table 7 is plotted on Fig. 5.

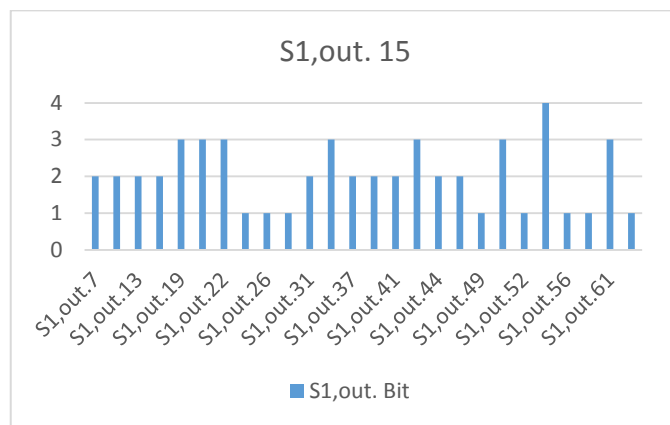


Fig. 5 Graphical representation of the results of Table 7

Table 8. Results in $S_{1,in,31} = 011111$ and $S_{1,out,31} = 1000$

$S_{1,in,31}$, bit	$S_{1,out,31}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
011111	1000	$S_{1,in,15}$	001111	$S_{1,out,15}$	0001	2
		$S_{1,in,23}$	010111	$S_{1,out,23}$	1011	2
		$S_{1,in,27}$	011011	$S_{1,out,27}$	0101	3
		$S_{1,in,29}$	011101	$S_{1,out,29}$	0011	3
		$S_{1,in,30}$	011110	$S_{1,out,30}$	0111	4
		$S_{1,in,39}$	100111	$S_{1,out,39}$	0010	2
		$S_{1,in,43}$	101011	$S_{1,out,43}$	1001	1
		$S_{1,in,45}$	101101	$S_{1,out,45}$	0001	2
		$S_{1,in,46}$	101110	$S_{1,out,46}$	1011	2
		$S_{1,in,51}$	110011	$S_{1,out,51}$	1011	2
		$S_{1,in,53}$	110101	$S_{1,out,53}$	0011	3
		$S_{1,in,54}$	110110	$S_{1,out,54}$	0111	4
		$S_{1,in,57}$	111001	$S_{1,out,57}$	1010	1
		$S_{1,in,58}$	111010	$S_{1,out,58}$	1010	1
		$S_{1,in,60}$	111100	$S_{1,out,60}$	0101	3
		$S_{1,in,63}$	111111	$S_{1,out,63}$	1101	2

Fig. 6 graphically represents the results of the Table 8.

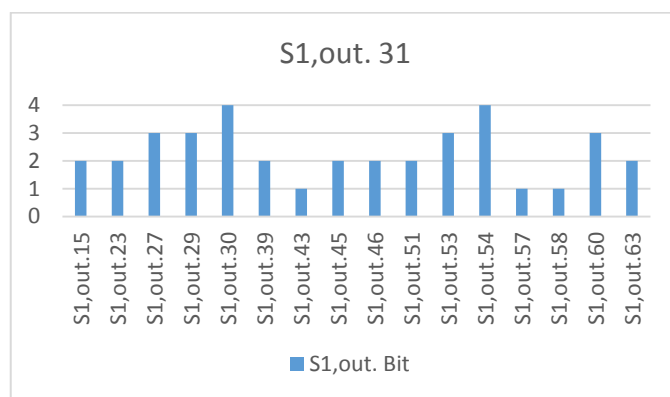


Fig. 6 Graphical representation of the results of Table 8

Table 9. Results in $S_{1,in,63} = 111111$ and $S_{1,out,63} = 1101$

$S_{1,in,63}$, bit	$S_{1,out,63}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
111111	1101	$S_{1,in,31}$	011111	$S_{1,out,31}$	1000	2
		$S_{1,in,47}$	101111	$S_{1,out,47}$	0111	2
		$S_{1,in,55}$	110111	$S_{1,out,55}$	1110	2
		$S_{1,in,59}$	111011	$S_{1,out,59}$	0000	3
		$S_{1,in,61}$	111101	$S_{1,out,61}$	0110	3
		$S_{1,in,62}$	111110	$S_{1,out,62}$	0000	3

Fig. 7 depicts the graphical representation of the results of Table 9.

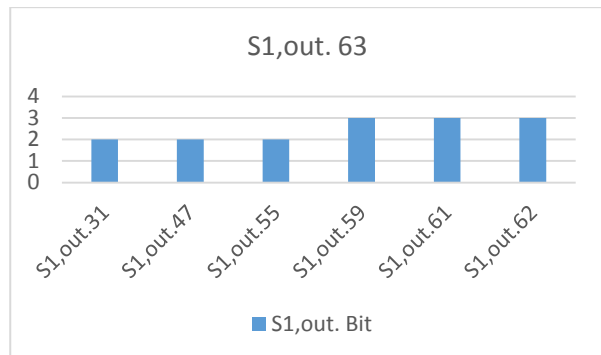


Fig. 7 Graphical representation of the results of the Table 9

Research on the base of criterion 4

The process of the performed research runs as follows: first, the input is fed with combinations which differ by one bit; second, the output combinations pass through a process of comparison. The difference is recorded in the last column of the tables with numbers from 10 to 16.

Table 10. Results in $S_{1,in,0} = 000000$ and $S_{1,out,0} = 1110$

$S_{1,in,0}$, bit	$S_{1,out,0}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000000	1110	$S_{1,in,4}$	000100	$S_{1,out,1}$	1101	2
		$S_{1,in,8}$	001000	$S_{1,out,2}$	0010	2
		$S_{1,in,12}$	001100	$S_{1,out,4}$	1011	2

Table 11. Results in $S_{1,in,1} = 000001$ and $S_{1,out,1} = 0000$

$S_{1,in,1}$, bit	$S_{1,out,1}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000001	0000	$S_{1,in,5}$	000101	$S_{1,out,3}$	0111	3
		$S_{1,in,9}$	001001	$S_{1,out,5}$	1110	3
		$S_{1,in,13}$	001101	$S_{1,out,6}$	1101	3

Table 12. Results in $S_{1,in,2} = 000010$ and $S_{1,out,2} = 0100$

$S_{1,in,2}$, bit	$S_{1,out,2}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000010	0100	$S_{1,in,6}$	000110	$S_{1,out,6}$	0001	2
		$S_{1,in,10}$	001010	$S_{1,out,10}$	1111	3
		$S_{1,in,8}$	001110	$S_{1,out,8}$	1000	2

Table 13. Results in $S_{1,in,3} = 000011$ and $S_{1,out,3} = 1111$

$S_{1,in,3}$, bit	$S_{1,out,3}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000011	1111	$S_{1,in,7}$	000111	$S_{1,out,7}$	0100	3
		$S_{1,in,11}$	001011	$S_{1,out,11}$	0010	3
		$S_{1,in,15}$	001111	$S_{1,out,15}$	0001	3

Table 14. Results in $S_{1,in,16} = 010000$ and $S_{1,out,16} = 0011$

$S_{1,in,16}$, bit	$S_{1,out,16}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
010000	0011	$S_{1,in,20}$	010100	$S_{1,out,20}$	0110	2
		$S_{1,in,24}$	011000	$S_{1,out,24}$	0101	2
		$S_{1,in,28}$	011100	$S_{1,out,28}$	0000	2

Table 15. Results in $S_{1,in,32} = 100000$ and $S_{1,out,32} = 0100$

$S_{1,in,32}$, bit	$S_{1,out,32}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
100000	0100	$S_{1,in,36}$	100100	$S_{1,out,36}$	1110	2
		$S_{1,in,40}$	101000	$S_{1,out,40}$	1101	2
		$S_{1,in,44}$	101100	$S_{1,out,44}$	0010	2

Table 16. Results in $S_{1,in,48} = 110000$ and $S_{1,out,48} = 1111$

$S_{1,in,48}$, bit	$S_{1,out,48}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
110000	1111	$S_{1,in,52}$	110100	$S_{1,out,52}$	1001	2
		$S_{1,in,56}$	111000	$S_{1,out,56}$	0011	2
		$S_{1,in,60}$	111100	$S_{1,out,60}$	0101	2

Research on the base of criterion 5

The process of the performed research runs in the following steps order:

1. the input is fed with combinations which differ by one bit; 1

2. the output combinations pass through a process of comparison. The difference is recorded in the last column of the tables with numbers from 17 to 21.

Table 17. Results in $S_{1,in,0} = 000000$ and $S_{1,out,48} = 1110$

$S_{1,in,0}$, bit	$S_{1,out,0}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000000	1110	$S_{1,in,48}$	110000	$S_{1,out,48}$	1111	1
		$S_{1,in,52}$	110100	$S_{1,out,52}$	1001	2
		$S_{1,in,56}$	111000	$S_{1,out,56}$	0011	3
		$S_{1,in,60}$	111100	$S_{1,out,60}$	0101	3

Table 18. Results in $S_{1,in,1} = 000001$ and $S_{1,out,1} = 0000$

$S_{1,in,1}$, bit	$S_{1,out,1}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000001	0000	$S_{1,in,49}$	110001	$S_{1,out,49}$	0101	2
		$S_{1,in,53}$	110101	$S_{1,out,53}$	0011	2
		$S_{1,in,57}$	111001	$S_{1,out,57}$	1010	2
		$S_{1,in,61}$	111101	$S_{1,out,61}$	0110	2

Table 19. Results in $S_{1,in,2} = 000010$ and $S_{1,out,2} = 0100$

$S_{1,in,2}$, bit	$S_{1,out,2}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000010	0100	$S_{1,in,50}$	110010	$S_{1,out,50}$	1100	1
		$S_{1,in,54}$	110110	$S_{1,out,54}$	0111	2
		$S_{1,in,58}$	111010	$S_{1,out,58}$	1010	3
		$S_{1,in,62}$	111110	$S_{1,out,62}$	0000	1

Table 20. Results in $S_{1,in,3} = 000011$ and $S_{1,out,3} = 1111$

$S_{1,in,3}$, bit	$S_{1,out,3}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
000011	1111	$S_{1,in,51}$	110011	$S_{1,out,51}$	1011	1
		$S_{1,in,55}$	110111	$S_{1,out,55}$	1110	1
		$S_{1,in,59}$	111011	$S_{1,out,59}$	0000	4
		$S_{1,in,63}$	111111	$S_{1,out,63}$	1101	1

Table 21. Results in $S_{1,in,32} = 110000$ and $S_{1,out,32} = 1111$

$S_{1,in,32}$, bit	$S_{1,out,32}$, bit	$S_{1,in}$, bit		$S_{1,out}$, bit		Diff., bit
110000	1111	$S_{1,in,0}$	000000	$S_{1,out,0}$	1110	1
		$S_{1,in,4}$	000100	$S_{1,out,4}$	1101	1
		$S_{1,in,8}$	001000	$S_{1,out,8}$	0010	3
		$S_{1,in,12}$	001100	$S_{1,out,12}$	1011	1

Research results

As a result of the performed research work, there are five obtained results:

1. Criterion 1 is one hundred percent satisfied;
2. Criterion 2 is one hundred percent satisfied;
3. Criterion 3 is ninety percent satisfied;
4. Criterion 4 is one hundred percent satisfied;
5. Criterion 5 is one hundred percent satisfied.

III. CONCLUSIONS

The described research work and the obtained results lead to the following three conclusions:

1. the set criteria for the research on the S matrices used in the IDA algorithm are ninety-eight percent satisfied;
2. the satisfaction of the criterion 1 guarantees the nonlinear S matrix feature which is required for each block algorithm;
3. the satisfaction of the criterion from 2 to 5 guarantees the solvation of the problem on the successful counteraction of the differential cryptanalysis of the algorithm and aids for obtaining high-value indicators related to the property "confusion".

REFERENCE

- [1] Ivanov I, Arnaudov R, Dikov D, Stanchev G, Patent application 111513: Method for increasing data security in storage and during information transmission in special purpose telemetry systems, Bulgarian patent office, Official Bulletin, Issue 12, pp.14, Dec 2014.
- [2] Stallings W. Cryptography and Network Security: Principles and Practice (6th Edition), Hardcover, 2013.
- [3] Schneier B., Applied Cryptography Protocols, Algorithms, and Source Code in C, Wiley, 2013.
- [4] Sokolov V., Shangin F. Information protection razpredelenyh corporate networks and systems. DMK Press, Moskva, 2002.
- [5] Ferguson, N., Schneier, B., Kohno, T. Cryptography Engineering Design Principles and Practical Applications, Wiley, 2010.
- [6] Ivanov I. Laboratory experiments on security and protection of information and administration and protection of communication and computer networks. HS CTP, Sofia 2013.

Contact address:

Sen. Assist. Prof. Eng. Ivan Ivanov, PhD
 Department of Information Technology
 Faculty of Telecommunications and Management
 University of Telecommunications and Posts
 1 Akad. St. Mladenov str.,
 1700 Sofia
 Bulgaria
 E-mail: i.ivanov@utp.bg