



ISSN 1311-0829

**ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ
УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ**
Том 63, книга 4, 2013



**PROCEEDINGS OF TECHNICAL
UNIVERSITY OF SOFIA**
Volume 63, Issue 4, 2013

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор

проф. дтн Емил НИКОЛОВ

зам. главен редактор

проф. дтн Елена ШОЙКОВА

членове

проф. дтн Георги ПОПОВ

проф. дтн Иван КОРОБКО

проф. дфн Иван УЗУНОВ

проф. дтн Иван ЯЧЕВ

проф. дтн Кети ПЕЕВА

проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ

проф. д-р Бончо БОНЕВ

проф. д-р Евелина ПЕНЧЕВА

проф. д-р Иво МАЛАКОВ

проф. д-р Младен ВЕЛЕВ

проф. д-р Огнян НАКОВ

секретар-организатор

инж. Мария ДУХЛЕВА

EDITORIAL BOARD

Editor -in -Chief

Prof. D.Sc. Emil NIKOLOV

Editor -in -Vice -Chief

Prof. D.Sc. Elena SHOYKOVA

Editors

Prof. D.Sc. Georgi POPOV

Prof. D.Sc. Ivan KOROBKO

Prof. D.Sc. Ivan UZUNOV

Prof. D.Sc. Ivan YACHEV

Prof. D.Sc. Ketii PEEVA

Prof. D.Sc. Gantcho BOJILOV

Prof. Ph.D. Boncho BONEV

Prof. Ph.D. Evelina PENCHEVA

Prof. Ph.D. Ivo MALAKOV

Prof. Ph.D. Mladen VELEV

Prof. Ph.D. Ognyan NAKOV

Organizing Secretary

Eng. Maria DUHLEVA

Технически университет-София
София 1000, бул. "Кл. Охридски" 8
България <http://tu-sofia.bg>

Technical University of Sofia
Sofia, 1000, boul. Kliment Ohridski 8
Bulgaria <http://tu-sofia.bg>



© Технически Университет-София
© Technical University of Sofia
All rights reserved

ISSN 1311-0829

СЪДЪРЖАНИЕ том 63, книга 4

01. Иван Трендафилов, Димитринка Владева	09
<i>Подполупръстени на триъгълници с едни и същи върхове</i>	
02. Радослав Цветков.	19
<i>Разширен интеграл на Сугено</i>	
03. Нина Г. Николова.	29
<i>Абсорбиращи фрактални двурежимни репетитивни филтри в системите за управление - I част</i>	
04. Нина Г. Николова.	35
<i>Абсорбиращи фрактални двурежимни репетитивни филтри в системите за управление - II част</i>	
05. Снежана Плешкова - Бекярска.	41
<i>Сравнителен анализ на качествените показатели на банки филтри от различен тип, приложими при кодиране на аудио сигнали</i>	
06. Георги Петров, Весела К. Сергиева, Ралица Берберова	51
<i>Софтуерни приложения за обработка и визуализация на сигнали от георадар</i>	
07. Станислав Енев, Весела Карлова-Сергиева.	61
<i>Синтез на САУ на обекти със съществено закъснение с използване на количествената теория на обратна връзка</i>	
08. Милко Йовчев, Димитър Попов, Петьо Гаджанов, Никола Цветков	71
<i>OXYFUEL – Технологията – текущо развитие и перспективи за комерсиализирането ѝ през 21 век</i>	
09. Деница Държанова.	81
<i>Сензор за постоянен ток с елемент на хол, предназначен за промишлена система за електролиза на мед</i>	
10. Деница Държанова, Захаринка Гергова.	91
<i>Експериментално изследване на сензор за ток 13 kA с елемент на хол за промишлени цели</i>	
11. Галя Георгиева-Таскова	99
<i>Определяне на стойността на баластния кондензатор Сб за подобряване на режимите на работа на луминисцентни лампи при включването им в дуосхема</i>	
12. Борислав Ангелов, Тотю Тотев, Борислав Игнатов.	109
<i>Изследване влиянието на различни фактори върху разпределението на количеството въглища постъпващи в горелките на котел тип П-62</i>	
13. Соня Николова.	119
<i>Актуални проблеми и мотивация при използването на социални мрежи и мобилни устройства (в търговската практика)</i>	
14. Стилияна Борисова-Маринова, Маргарита Тенева	129
<i>Виртуалната агресия през погледа на подрастващите</i>	
15. Цветелина Петрова	139
<i>Симулиране работата на двигател на stirling с кинематично свързани бутала</i>	

CONTENTS volume 63, Issue 4

01. Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva.	09
<i>Subsemirings of Triangles with The Same Vertices</i>	
02. Radoslav Tsvetkov.	19
<i>Extended Sugeno Integral</i>	
03. Nina G. Nikolova	29
<i>Absorptive Fractional Dual Repetitive Filters in the Control Systems - part I</i>	
04. Nina G. Nikolova	35
<i>Absorptive Fractional Dual Repetitive Filters in the Control Systems - part II</i>	
05. Snejana Pleshkova - Bekiarska	41
<i>Comparative Analysis of Quality Characteristics for Different Types of Filter Banks Applied in Audio Signals Coding</i>	
06. Georgi Petrov Vessela K.-Sergieva, Ralitz Berberova	51
<i>Software Tools for Georadar Data Processing and Visualization</i>	
07. Stanislav Enev, Vessela Karlova-Sergieva.	61
<i>Design of Control Systems for Processes with Significant Time-Delay by Using the Quantitative Feedback Theory</i>	
08. Milko Iovchev, Dimitar Popov, Petyo Gadjanov, Nikola Tzvetkov	71
<i>OXYFUEL-Technology – Current Development and the Perspective for Its Commercialization in 21 Century</i>	
09. Denitsa Darzhanova.	81
<i>Large DC Current Sensor with Hall Effect Element for Copper Electrolysis Installation Unit</i>	
10. Denitsa Darzhanova, Zaharinka Gergova.	91
<i>Experimental Investigation of a 13 kA Current Sensor with Hall Effect Element for Industrial Application</i>	
11. Galia Georgieva-Taskova	99
<i>Calculating the Value of Balast Capacitor C_6 For Improving The Work Of Fluorecsent Lamps In Double-Schemes</i>	
12. Borislav Angelov, Totyo Totev, Borislav Ignatov	109
<i>Examination the Influence of Different Factors on Coal Quantity Distribution Throughout the Burners of Boiler Type P-62</i>	
13. Sonya Nikolova.	119
<i>Actual Problems and Motivation for Using Social Networks and Mobile Device (in Commerce Practice)</i>	
14. Stilian Borisova-Marinova, Margarita Teneva	129
<i>Virtual Aggression in the Eyes of Adolescents</i>	
15. Tsvetelina Petrova.	139
<i>Simulation of the Performance of a Stirling Engine with Kinematic Linked Pistons</i>	

Author's Index Volume 63 Issue 4

<i>№</i>		<i>author</i>	<i>page</i>
1	Ivan	Trendafilov	09
2	Borislav	Angelov	109
3	Borislav	Ignatov	109
4	Denitsa	Darzhanova	81 ; 91
5	Dimitar	Popov	71
6	Dimitrinka	Vladeva	09
7	Galia	Georgieva-Taskova	99
8	Georgi	Petrov	51
9	Margarita	Teneva	129
10	Milko	Iovchev	71
11	Nikola	Tzvetkov	71
12	Nina G.	Nikolova	29 ; 35
13	Petyo	Gadjanov	71
14	Radoslav	Tsvetkov	19
15	Ralitzia	Berberova	51
16	Snejana	Pleshkova-Bekiarska	41
17	Sonya	Nikolova	119
18	Stanislav	Enev	61
19	Stiliana	Borisova-Marinova	129
20	Totyo	Totev	109
21	Tsvetelina	Petrova	139
22	Vessela	Karlova-Sergieva	51 ; 61
23	Zaharinka	Gergova	91

Volume 63 Issue 4

pages
140

articles
15

authors
23

ПОДПОЛУПРЪСТЕНИ НА ТРИЪГЪЛНИЦИ С ЕДНИ И СЪЩИ ВЪРХОВЕ

Иван Трендафилов, Димитринка Владева

Резюме: В [9] изследваме подполупръстени на полупръстена от ендоморфизми на крайна верига, състоящи се от ендоморфизмите α , за които $\text{Im}(\alpha) \leq 3$. Тези полупръстени се наричат триъгълници. Във всеки триъгълник трите константни ендоморфизми се наричат върхове. Тук доказваме, че в триъгълници с едни и същи върхове има изоморфни подполупръстени.
Ключови думи: полупръстен, полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, симплициален комплекс.

SUBSEMRINGS OF TRIANGLES WITH THE SAME VERTICES

Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva

Abstract: In [9] we investigate subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain consisting of the endomorphisms α such that $\text{Im}(\alpha) \leq 3$. These semirings are called triangles. In any triangle three constant endomorphisms are called vertices. Here we prove that in triangles with the same vertices there are isomorphic subsemirings.

Keywords: semiring, endomorphism semiring of a finite chain, simplicial complex.

1 Introduction and preliminaries

The endomorphism semirings of a finite semilattice is nowadays well-established, see [2] – [4], [6] and [8] – [11]. Basic facts for semirings can be found in the book [1]. Concerning background of simplicial complexes, algebraic topology and combinatorics a reader is referred to [5] and [7].

An algebra $R = (R, +, \cdot)$ with two binary operations $+$ and $\cdot$ on R , is called a *semiring* if: **1.** $(R, +)$ is a commutative semigroup, **2.** $(R, \cdot)$ is a semigroup,

3. both distributive laws hold $x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$ and $(x + y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z$ for any $x, y, z \in R$.

Let $R = (R, +, \cdot)$ be a semiring. If a neutral element 0 of the semigroup $(R, +)$ exists and $0x = 0$, or $x0 = 0$, it is called a *left* or a *right zero*, respectively, for all $x \in R$. If $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$ for all $x \in R$, then it is called *zero*. An element e of a

semigroup $(R, \cdot)$ is called a *left (right) identity* provided that $ex = x$, or $xe = x$, respectively, for all $x \in R$. If a neutral element 1 of the semigroup $(R, \cdot)$ exists, it is called *identity*.

For a join-semilattice $(\mathcal{M}, \vee)$ set $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$ of the endomorphisms of $\mathcal{M}$ is a semiring with respect to the addition and multiplication defined by:

- $h = f + g$ when $h(x) = f(x) \vee g(x)$ for all $x \in \mathcal{M}$,
- $h = f \cdot g$ when $h(x) = f(g(x))$ for all $x \in \mathcal{M}$.

This semiring is called the *endomorphism semiring* of $\mathcal{M}$.

In this article all semilattices are finite chains. Following [8] we fix a finite chain $\mathcal{C}_n = (\{0, 1, \dots, n-1\}, \vee)$ and denote the endomorphism semiring of this chain with $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. We do not assume that $\alpha(0) = 0$ for arbitrary $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. So, there is not a zero in endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. Subsemirings $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}^{(a)}$, where $a \in \mathcal{C}_n$, of the semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$, consisting of all endomorphisms α with fixed point a , are considered in [8]. If $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $f(k) = i_k$ for any $k \in \mathcal{C}_n$ we denote α as an ordered n -tuple $\wr i_0, i_1, i_2, \dots, i_{n-1} \wr$.

In the present paper we give a new treatment of the subsemirings of endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ of a finite chain. We investigate endomorphisms $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $|\text{Im}(\alpha)| \leq 3$, where $n \geq 3$. The set of these endomorphisms is a *2-simplex* with vertices constant endomorphisms $\bar{a} = \wr \underbrace{a, \dots, a}_n \wr$ and proper sides

all the *1-simplices*. This set is a semiring and is called a *triangle*, see [9], denoted by $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $a, b, c \in \mathcal{C}_n$, $a < b < c$, are fixed elements.

So, set of endomorphisms α such that $\alpha(0) = \dots = \alpha(k-1) = a$,

$$\alpha(k) = \dots = \alpha(k+\ell-1) = b, \alpha(k+\ell) = \dots = \alpha(n-1) = c$$

or briefly $\alpha = a_k b_{\ell} c_{n-k-\ell}$, where $0 \leq k \leq n-1$, $0 \leq \ell \leq n-1$ and $0 \leq n-k-\ell \leq n-1$ is actually the triangle $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$. The order of this semiring is $\binom{n+2}{2}$.

Let $a \in \mathcal{C}_n$. For every endomorphism $\bar{a} = \wr a a \dots a \wr$ the elements of

$$\mathcal{N}_n^{[a]} = \{\alpha \mid \alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}, \alpha^{n_a} = \bar{a} \text{ for some natural number } n_a\}$$

are called *a-nilpotent endomorphisms*.

2 Triangles with the same vertices

Triangles $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ and $\Delta^{(n_1)}\{a_1, b_1, c_1\}$ are called *triangles with the same vertices* if $a_1 = a$, $b_1 = b$ and $c_1 = c$.

Example 1. Let us consider two triangles with the same vertices: $\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\}$ (Fig. 1) and $\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\}$ (Fig. 2).

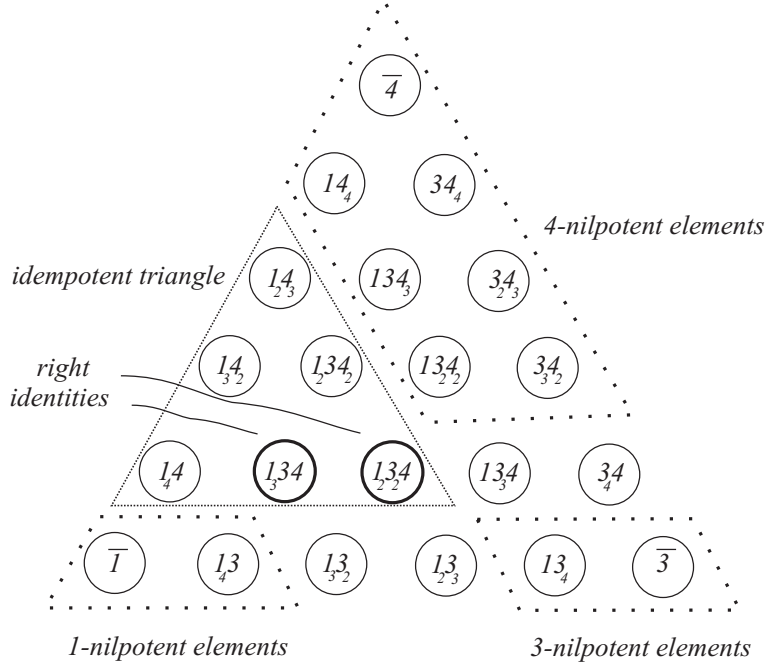


Figure 1

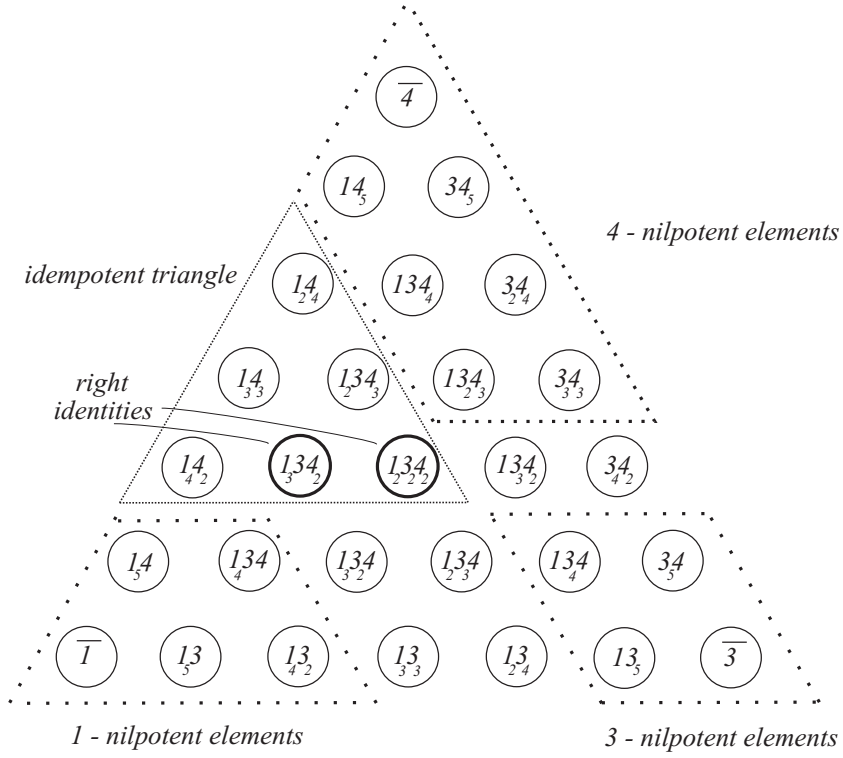


Figure 2

We observe that that the the following semirings have the same order:

$$|\mathcal{DN}_4^4(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| = |\mathcal{DN}_4^4(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 15,$$

$$|N^{[4]}(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| = |N^{[4]}(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 7,$$

$$\begin{aligned}
|R_{par}(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| &= |R_{par}(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 2, \\
|L_{\Delta}(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| &= |L_{\Delta}(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 1, \\
|R_{\Delta}(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| &= |R_{\Delta}(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 3, \\
|\mathcal{RI}(\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\})| &= |\mathcal{RI}(\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\})| = 2.
\end{aligned}$$

It is interesting to know are there isomorphic subsemirings of $\Delta^{(5)}\{1, 3, 4\}$ and $\Delta^{(6)}\{1, 3, 4\}$, respectively.

The main result of the paper is the following

Theorem 2. *Let $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ and $\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}$ be triangles with the same vertices. Then:*

- (1) $\mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong \mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$;
- (2) $N^{[c]}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong N^{[c]}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$;
- (3) $R_{par}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong R_{par}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$;
- (4) $L_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong L_{\Delta}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$;
- (5) $R_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong R_{\Delta}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$;
- (6) $\mathcal{RI}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong \mathcal{RI}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

The proof of the theorem is prefaced by three lemmas.

Lemma 3. ([10]) *Let $\alpha, \beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $\alpha = a_k b_{\ell} c_m$, $\beta = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{m_0}$, $k + \ell + m = k_0 + \ell_0 + m_0 = n$ and $m \leq m_0$. If $m_0 \geq m + \ell$, then $\alpha + \beta = \beta$. If $m_0 < m + \ell$, then $\alpha + \beta = \gamma$, where $\gamma = a_{\tilde{k}} b_{n-m_0-\tilde{k}} c_{m_0}$ and $\tilde{k} = \min\{k, k_0\}$.*

Lemma 4. ([10]) *Let $\alpha, \beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $\alpha = a_k b_{\ell} c_m$, $\beta = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{m_0}$ and $k + \ell + m = k_0 + \ell_0 + m_0 = n$. For $\delta = \alpha \cdot \beta$, it follows:*

- (a) *If $c \leq k_0 + 1$, then $\delta = \bar{a}$;*
- (b) *If $b \leq k_0 + 1$ and $k_0 + 1 < c \leq k_0 + \ell_0 + 1$, then $\delta = a_{k+\ell} b_m$;*
- (c) *If $b \leq k_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < c$, then $\delta = a_{k+\ell} c_m$;*
- (d) *If $a \leq k_0 + 1$, $k_0 + 1 < b \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < c$, then $\delta = \alpha = a_k b_{\ell} c_m$;*
- (e) *If $a \leq k_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < b$, then $\delta = a_k c_{n-k}$.*

Lemma 5. Let $\alpha, \beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $\alpha = a_k b_\ell c_m$, $\beta = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{m_0}$ and $k + \ell + m = k_0 + \ell_0 + m_0 = n$. For $\delta = \alpha \cdot \beta$, it follows:

(a) If $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$, $k_0 + 1 < b \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < c$, then $\delta = b_{k+\ell} c_m$;

(b) If $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < b$, then $\delta = b_k c_{n-k}$;

(c) If $k_0 + \ell_0 + 1 < a$, then $\delta = \bar{c}$.

Proof. (a) From $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + 1 < b \leq k_0 + \ell_0 + 1$ we find that $\beta(a) = \beta(b) = b$, and from $k_0 + \ell_0 + 1 < c$, it follows $\beta(c) = c$. So we have that the endomorphism β is of type $\ll b, b, c \gg$. This implies that $\delta = b_{k+\ell} c_m$.

(b) From $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < b$, it follows that $\beta(a) = b$ and $\beta(b) = \beta(c) = c$. So, the endomorphism β is of type $\ll b, c, c \gg$. Hence, $\delta = b_k c_{n-k}$.

(c) From $k_0 + \ell_0 + 1 < a$ we find $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = c$. So, the endomorphism β is of type $\ll c, c, c \gg$. Thus, we prove that $\delta = \bar{c}$. $\square$

Proof of the theorem. It is no loss of generality to assume that $n < n_1$.

We define the map

$$\Phi : \Delta^{(n)}\{a, b, c\} \rightarrow \Delta^{(n_1)}\{a_1, b_1, c_1\},$$

such that if $\alpha = a_k b_\ell c_m \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $k + \ell + m = n$, then

$$\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}.$$

(1) Now, we prove that the map is an isomorphism between the semirings $\mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ and $\mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

Let $\alpha, \beta \in \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, where $\alpha \in \mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$, $\alpha = a_k b_\ell c_m$ and $\beta = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{m_0}$, where $k + \ell + m = k_0 + \ell_0 + m_0 = n$ and $m < m_0$. Since c is a fixed point of the endomorphism α , it follows, that $c > k + \ell + 1$. Since $m_0 < m$, from the last inequality follows $c > k_0 + \ell_0 + 1$. So, c is a fixed point of the endomorphism β , that is $\beta \in \mathcal{DN}_c^c(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$.

If we have $m_0 \geq m + \ell$, then, from Lemma 3, it follows $\alpha + \beta = \beta$. Now we find $\Phi(\alpha + \beta) = \Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$.

On the other hand $m_0 \geq m + \ell \iff n - k_0 - \ell_0 \geq n - k \iff k \geq k_0 + \ell_0$, which implies $n_1 - k_0 - \ell_0 \geq n_1 - k \geq n_1 - k - \ell$.

Then $\Phi(\alpha) = (a)_k (b)_\ell (c)_{n_1-k-\ell} \leq (a)_k (c_1)_{n_1-k} \leq \Phi(\beta)$. Hence, $\Phi(\alpha + \beta) = \Phi(\alpha) + \Phi(\beta)$.

If we have $m_0 < m + \ell$, then, from Lemma 3, it follows that $\alpha + \beta = \gamma = a_{\tilde{k}} b_{n-m_0-\tilde{k}} c_{m_0}$, where $\tilde{k} = \min\{k, k_0\}$. The images of these

endomorphisms are $\Phi(\alpha) = (a)_k(b)_\ell(c)_{n_1-k-\ell}$, $\Phi(\beta) = (a)_{k_0}(b)_{\ell_0}(c)_{n_1-k_0-\ell_0}$ and $\Phi(\gamma) = (a)_{\tilde{k}}(b)_{n-m_0-\tilde{k}}(c)_{n_1-n+m_0}$.

Now, if we put $n_1 - k - \ell = n_1 - n + m = q$ and also $n_1 - k_0 - \ell_0 = n_1 - n + m_0 = q_0$, it follows $\Phi(\alpha) = (a)_k(b)_\ell(c)_q$, $\Phi(\beta) = (a)_{k_0}(b)_{\ell_0}(c)_{q_0}$ and $\Phi(\gamma) = (a)_{\tilde{k}}(b)_{n_1-\tilde{k}-q_0}(c)_{q_0}$.

Since $q_0 < q + \ell$, from Lemma 3 for the triangle $\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}$, it follows $\Phi(\alpha) + \Phi(\beta) = (a)_{\tilde{k}}(b)_{n_1-\tilde{k}-q_0}(c)_{q_0} = \Phi(\gamma)$. So, in all cases we prove

$$\Phi(\alpha + \beta) = \Phi(\alpha) + \Phi(\beta).$$

Now, we consider the endomorphism $\delta = \alpha \cdot \beta$ in 5 cases, corresponding to the last two conditions of Lemma 4 and all three conditions of Lemma 5.

Case 1. Let $a \leq k_0 + 1$, $k_0 + 1 < b \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < c$. By Lemma 4 **(d)** we have, that $\delta = \alpha = a_k b_\ell c_m$. For the images of the endomorphisms α , β and $\delta = \alpha$, it follows $\Phi(\delta) = \Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$ and $\Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$.

From Lemma 4 **(d)**, applied to the endomorphisms $\Phi(\alpha)$ and $\Phi(\beta)$ of the triangle $\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}$, it follows that $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha)$. By $\Phi(\delta) = \Phi(\alpha)$ we have $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha \cdot \beta)$.

Case 2. Let $a \leq k_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < b$. Now by Lemma 4 **(e)**, it follows $\delta = a_k c_{n-k}$. For the images of the considered endomorphisms we have $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$, $\Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$ and $\Phi(\delta) = a_k c_{n_1-k}$.

Again by Lemma 4 **(e)**, applied to the endomorphisms $\Phi(\alpha)$ and $\Phi(\beta)$ of the triangle $\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}$, it follows $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = a_k c_{n_1-k} = \Phi(\delta)$. Hence, we prove $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha \cdot \beta)$.

Case 3. Let $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$, $k_0 + 1 < b \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < c$. By Lemma 5 **(a)** we have that $\delta = b_{k+\ell} c_m$. For the images of the endomorphisms α , β and δ , it follows $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$, $\Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$ and $\Phi(\delta) = b_{k+\ell} c_{n_1-k-\ell}$.

Now, by Lemma 5 **(a)**, applied to the endomorphisms $\Phi(\alpha)$ and $\Phi(\beta)$, it follows $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = b_{k+\ell} c_{n_1-k-\ell} = \Phi(\delta)$. Hence, $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha \cdot \beta)$.

Case 4. Let $k_0 + 1 < a \leq k_0 + \ell_0 + 1$ and $k_0 + \ell_0 + 1 < b$. By Lemma 5 **(b)** we obtain $\delta = b_k c_{n-k}$. For the images of the endomorphisms α , β and δ , it follows $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$, $\Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$ and $\Phi(\delta) = b_k c_{n_1-k}$.

Again by Lemma 5 **(b)**, applied to the endomorphisms $\Phi(\alpha)$ and $\Phi(\beta)$, it follows $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = b_k c_{n_1-k} = \Phi(\delta)$. Thus, $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha \cdot \beta)$.

Case 5. Let $k_0 + \ell_0 + 1 < a$. By Lemma 5 **(c)**, it follows that $\delta = \bar{c}$. For the images of the considered endomorphisms we obtain $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$, $\Phi(\beta) = a_{k_0} b_{\ell_0} c_{n_1-k_0-\ell_0}$ and $\Phi(\delta) = \bar{c}$.

Now, again by Lemma 5 (c), applied to the endomorphisms $\Phi(\alpha)$ and $\Phi(\beta)$, it follows $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \bar{c} = \Phi(\delta)$. Hence, we find $\Phi(\alpha) \cdot \Phi(\beta) = \Phi(\alpha \cdot \beta)$.

Thus, we have proved

$$\mathcal{DN}_c^c \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right) \cong \mathcal{DN}_c^c \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right).$$

(2) Now we shall establish that the correspondence Φ is an isomorphism between the semiring of c -nilpotent elements $N^{[c]} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ and the semiring of c -nilpotent elements $N^{[c]} \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right)$.

The endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$ is c -nilpotent if and only if $\alpha(b) = \alpha(c) = c$ and either $\alpha(a) = b$, or $\alpha(a) = c$. This means that $k + 1 < a$ and $k + \ell + 1 < b$. Since the last two inequalities are fulfilled when $\Phi(\alpha)(a) = b$ or $\Phi(\alpha)(a) = c$, and also $\Phi(\alpha)(b) = \Phi(\alpha)(c) = c$, it follows that the endomorphism α is c -nilpotent if and only if the endomorphism $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell c_{n_1-k-\ell}$ is c -nilpotent.

So we have proved

$$N^{[c]} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right) \cong N^{[c]} \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right).$$

(3) Now we shall obtain that the correspondence Φ is an isomorphism between the semirings $R_{par} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ and $R_{par} \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right)$.

It is easy to see that the endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$ is an element of the semiring $R_{par} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ if and only if it is of a type $\ll b, b, c \gg$. Hence, $\alpha(a) = \alpha(b) = b$ and $\alpha(c) = c$. Explicitly this means that $k + 1 < a < b \leq k + \ell + 1$ and $k + \ell + 1 < c$. Since the last two inequalities are fulfilled when $\Phi(\alpha)(a) = \Phi(\alpha)(b) = b$ and $\Phi(\alpha)(c) = c$, it follows that $\alpha \in R_{par} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ if and only if $\Phi(\alpha) = a_k b_\ell (c_1)_{n_1-k-\ell} \in R_{par} \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right)$.

Thus we have proved

$$R_{par} \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right) \cong R_{par} \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right).$$

(4) Now we shall prove that the correspondence Φ is an isomorphism between the semirings $L_\Delta \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ and $L_\Delta \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right)$.

The endomorphism $\alpha = a_k b_\ell c_m$ is an element of the semiring $L_\Delta \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ if and only if it is of a type $\ll a, a, c \gg$. Thus $\alpha(a) = \alpha(b) = a$ and $\alpha(c) = c$, but this just means that $b \leq k + 1$ and $k + \ell + 1 < c$. Since the last two inequalities are fulfilled when $\Phi(\alpha)(a) = \Phi(\alpha)(b) = a$ and $\Phi(\alpha)(c) = c$, it follows $\alpha \in L_\Delta \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right)$ if and only if $\Phi(\alpha) \in L_\Delta \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right)$.

So we have proved

$$L_\Delta \left(\Delta^{(n)} \{a, b, c\} \right) \cong L_\Delta \left(\Delta^{(n_1)} \{a, b, c\} \right).$$

(5) Now we shall establish that the correspondence Φ is an isomorphism between the semirings $R_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ and $R_{\Delta}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

The endomorphism $\alpha = a_k b_{\ell} c_m$ is an element of the semiring $R_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ if and only if it is of a type $\ll a, c, c \gg$. Hence, $\alpha(a) = a$ and $\alpha(b) = \alpha(c) = c$. This means that $a \leq k + 1$ and $k + \ell + 1 < b$. Since the last two inequalities are fulfilled when $\Phi(\alpha)(a) = a$ and $\Phi(\alpha)(b) = \Phi(\alpha)(c) = c$, it follows that $\alpha \in R_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ if and only if $\Phi(\alpha) \in R_{\Delta}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

Thus we have proved

$$R_{\Delta}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong R_{\Delta}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}).$$

(6) At last we shall prove that the map Φ is an isomorphism between the semirings $\mathcal{RI}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ and $\mathcal{RI}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

The endomorphism $\alpha = a_k b_{\ell} c_m$ is an element of the semiring $\mathcal{RI}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ if and only if it is of a type $\ll a, b, c \gg$. This just means that $a \leq k + 1$, $k + 1 < b \leq k + \ell + 1$ and $k + \ell + 1 < c$. Since the last three inequalities are fulfilled when $\Phi(\alpha)$ is of a type $\ll a, b, c \gg$, it follows that $\alpha \in \mathcal{RI}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\})$ if and only if $\Phi(\alpha) \in \mathcal{RI}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\})$.

Thus we have proved

$$\mathcal{RI}(\Delta^{(n)}\{a, b, c\}) \cong \mathcal{RI}(\Delta^{(n_1)}\{a, b, c\}). \quad \square$$

References

- [1] Golan J. (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, Dordrecht, 1999.
- [2] Izhakian Z., Rhodes J., Steinberg B. (2011), *Representation theory of finite semigroups over semirings*, Journal of Algebra, 336 (2011) 139 – 157.
- [3] Jeřek J., Kepka T., Maròti M. (2009), *The endomorphism semiring of a semilattice*, Semigroup Forum, 78, pp. 21 – 26, 2009.
- [4] Katsov Y., Nam T. G., Zumbrägel J. (2011), *On Simpleness of Semirings and Complete Semirings*, arXiv:1105.5591v1 [math.RA], 27 May, 2011.
- [5] Kozlov D. (2008), *Combinatorial Algebraic Topology*, Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, 2008.
- [6] Monico Ch. (2004), *On finite congruence-simple semirings*, Journal of Algebra, 271 (2004) 846 – 854.
- [7] Stanley R. (1999), *Enumerative combinatorics*, Vol. 2, Cambridge University Press, 1999.

[8] Trendafilov I., Vladeva D. (2013), *Idempotent Elements of the Endomorphism Semiring of a Finite Chain*, *ISRN Algebra*, vol. 2013, Article ID 120231, 9 pages, 2013.

[9] Trendafilov I., Vladeva D. (2013), *Combinatorial Results for Geometric Structures in Endomorphism Semirings*, *Appl. Math. in Eng. and Econ.* – 39th. Int. Conf. (2013) AIP Conf. Proc.

[10] Trendafilov I., Vladeva D., *Subsemirings of the triangles with the same configuration*, *Proceedings of the Technical University of Sofia*, 2013, (to appear).

[11] Zumbrägel J. (2008), *Classification of finite congruence-simple semirings with zero*, *Journal of Algebra and Its Applications*, vol. 7, no. 3, pp. 363–377, 2008.

Authors: Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail*: ivan_d_trendafilov@tu-sofia.bg

Dimitrinka Vladeva, assoc. prof., Department "Mathematics and physics", LTU, Sofia, *e-mail*: d_vladeva@abv.bg

РАЗШИРЕН ИНТЕГРАЛ НА СУГЕНО

Радослав Тодоров Цветков

Резюме: В статията е разработен разширен интеграл на Сугено. Основното му различие от стандартния интеграл на Сугено се състои в изследването и използването на допълнителна функция g . Последната ни дава възможност за по-голяма гъвкавост на разширения интеграл.

Ключови думи: Интеграл на Сугено, размит интеграл, нелинеен интеграл.

EXTENDED SUGENO INTEGRAL

Radoslav Todorov Tsvetkov

Abstract: This paper develops extended Sugeno integral. It's main difference from the standard Sugeno integral consists in exploring and using of additional function g . The latest give us opportunity for more flexibility of the extended integral.

Keywords: Sugeno integral, fuzzy integral, nonlinear integral.

1 Introduction

The concept of a Sugeno integral (fuzzy integral) for a measurable function $f : F \rightarrow [0, 1]$ on a normalized monotone measure space (X, F, μ) was introduced by Sugeno [6], who also discussed some elementary properties of this integral.

Further investigations of the integral were also pursued by Batle and Trillas [1], Wierzbichon [11], Dubois and Prade [2], Grabisch et al. [3], and other researchers.

In this paper we generalize the integral, as presented in [8]. Another generalization of the integral was introduced by Wang [7]. Investigated Sugeno integral is connected with different kind of measures [4], [5].

Other nonlinear integrals are described in [10].

2 Definition and basic properties of extended Sugeno integral

Definition 1. Let $f(x)$ be a nonnegative finite functions on X and $g(y)$ be a nonnegative extended real-valued function defined on Y . Then

$$F_{g(y)} = \{x | f(x) \geq g(y)\}$$

is called $g(y)$ -level set for every $y \in Y$.

In particular for $\alpha \in [0, \infty]$ the set $F_\alpha = \{x : f(x) \geq \alpha\}$ is α -level set.

Let $\tilde{F} : [0, \infty] \longrightarrow P([0, \infty])$, where $\tilde{F}(\alpha) = F_\alpha$, $\check{F} : Y \longrightarrow P([0, \infty])$, $\check{F}(y) = F_{g(y)}$ and $g : Y \longrightarrow [0, \infty]$. Then we have $\check{F} = \tilde{F} \circ g$.

Definition 2. Let $f(x)$ be a nonnegative finite measurable function on a monotone measurable space (X, Σ, m) , $A \in \Sigma$ and $g(y)$ be a nonnegative real-valued function defined on a topological space (Y, τ) . The Extended Sugeno integral(extended fuzzy integral) of f on A with respect to m ($m(\emptyset) = 0$) and g , which is denoted by $(\overline{S_g}) \int_A f dm$, is defined by

$$(\overline{S_g}) \int_A f dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})].$$

Throughout this section, unless specified otherwise, we assume that g is a continuous function on topological space (Y, τ) . In the special case when $g = id$ and $Y = [0, \infty]$, the extended Sugeno integral coincides with the Sugeno integral [8]. However, the extended Sugeno integral has some properties of the Sugeno integral [9]. Let $g = id$, $Y = N$, $X = [0, \infty]$, $A = [0, r]$, $r > 0$, $r \in N$ and $f(x) = x$. Then we have

$$(\overline{S_{id}}) \int_{[0, r]} x dm = [r/2],$$

where $[x]$ is the integer part of the real number $x \geq 0$.

Let $g(x) = x^n$, $Y = [0, \infty]$, $X = [0, \infty]$, $A = [0, r]$, $r > 0$ and $f(x) = x$. Then we have

$$(\overline{S_{x^n}}) \int_{[0, r]} x dm = r/2.$$

Let $X = [0, \infty]$, $A = [0, r]$, $r > 0$ and $f(x) = x$. Then we have

$$(S) \int_{[0, r]} x dm = r/2.$$

Proposition 3. *The extended Sugeno integral satisfies the following inequality*

$$\begin{aligned} (\overline{S}_g) \int_A f dm &= \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \leq \sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] \\ &\leq \sup_{E \in \Sigma} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)]. \end{aligned}$$

Proof. First, for any $y \in Y$, since $\inf_{x \in F_{g(y)}} f(x) \geq g(y)$, noting $F_{g(y)} \in \Sigma(f)$, we have

$$\begin{aligned} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] &\leq [\inf_{x \in F_{g(y)}} f(x) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \\ &\leq \sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] \end{aligned}$$

and, therefore, we have

$$(\overline{S}_g) \int_A f dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \leq \sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)].$$

Next, since f is Σ -measurable, we have $\Sigma(f) \subset \Sigma$ and, therefore, we have

$$\sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] \leq \sup_{E \in \Sigma} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)].$$

We have finally

$$\begin{aligned} (\overline{S}_g) \int_A f dm &= \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \leq \sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] \leq \\ &\sup_{E \in \Sigma} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)]. \end{aligned} \quad \square$$

Proposition 4. *Let $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$ for every $E \in \Sigma$. Then*

$$\begin{aligned} (\overline{S}_g) \int_A f dm &= \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] = \\ &\sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] = \sup_{E \in \Sigma} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)]. \end{aligned}$$

Proof. For any given $E \in \Sigma$, if we take $g(y_0) = \inf_{x \in E} f(x)$ ($y_0 \in Y$ exists because $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$), then $E \subset F_{g(y_0)}$. It follows that $m(A \cap E) \leq m(A \cap F_{g(y_0)})$ by the monotonicity of m and, therefore,

$$\begin{aligned} \left[\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E) \right] &\leq [g(y_0) \wedge m(A \cap F_{g(y_0)})] \\ &\leq \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] = (\overline{S}_g) \int_A f dm \end{aligned}$$

for any $E \in \Sigma$. Consequently, we have $\sup_{E \in \Sigma} \left[\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E) \right] \leq (\overline{S}_g) \int_A f dm$.

By using Proposition 3, we have

$$\begin{aligned} (\overline{S}_g) \int_A f dm &= \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] = \sup_{E \in \Sigma(f)} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)] \\ &= \sup_{E \in \Sigma} [\inf_{x \in E} f(x) \wedge m(A \cap E)]. \end{aligned} \quad \square$$

$\Sigma(f)$ is the σ -algebra generated by f , i.e. the smallest σ -algebra such that f is measurable. Even g is not continuous the extended Sugeno integral exists and satisfies propositions above if we have for f additional requirements. Let G is the class of all nonnegative finite measurable function defined on a monotone measurable space (X, Σ, m) .

Theorem 5. *The extended Sugeno integral has the following properties:*

- (1) If $m(A) = 0$, then $(\overline{S}_g) \int_A f dm = 0$ for any $f \in G$.
- (2) If m is semicontinuous from below, $\inf_{y \in Y} g(y) > 0$ and $(\overline{S}_g) \int_A f dm = 0$, then $m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = 0$.
- (3) If m is semicontinuous from below, $(\overline{S}_g) \int_A f dm < \inf_{y \in Y} g(y)$, then

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) \leq \inf_{y \in Y} g(y).$$

- (4) Let for every open interval $[0, b)$ in $[0, \infty)$ there is $y' \in Y$ such that $g(y') > 0$ and $g(y') \in [0, b)$. If m is semicontinuous from below, $\inf_{y \in Y} g(y) = 0$ and $(\overline{S}_g) \int_A f dm = 0$, then

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) > 0\}) = 0.$$

- (5) If $f_1 \leq f_2$, then $(\overline{S}_g) \int_A f_1 dm \leq (\overline{S}_g) \int_A f_2 dm$.
- (6) $(\overline{S}_g) \int_A f dm = (\overline{S}_g) \int_X f \cdot \chi_A dm$, where χ_A is characteristic function of A .
- (7) Let $a \in [0, \infty)$, $Y = Y_a \cup Y_{\bar{a}}$, where $Y_a = \{y | y \in Y, g(y) \leq a\}$ and $Y_{\bar{a}} = \{y | y \in Y, g(y) > a\}$. Then we have $(\overline{S}_g) \int_A a dm = \sup_{y \in Y_a} g(y) \wedge m(A)$.
- (8) Let $a \neq \sup_{y \in Y_a} g(y)$ and $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$ for every $E \in \Sigma$. Then we have $(\overline{S}_g) \int_A (f + a) dm \leq (\overline{S}_g) \int_A f dm + (a \wedge m(A))$.

(9) Let $a = \sup_{y \in Y_a} g(y)$ and $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$ for every $E \in \Sigma$.

Then we have $(\overline{S_g}) \int_A (f + a) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f dm + (\overline{S_g}) \int_A a dm$.

Proof. (1) From $m(A) = 0$ and m is monotone measure we have $0 = m(\emptyset) \leq m(A \cap B) \leq m(A) = 0$ for every $B \in \Sigma$. Consequently, we have

$$(\overline{S_g}) \int_A f dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge 0] = 0.$$

(2) We use a proof by contradiction.

Assume $m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = p > 0$. Since

$$A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n}\} \nearrow A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\},$$

by using the continuity from below of m , we have $\lim_{n \rightarrow \infty} m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq$

$$\inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n}) = m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = p > 0.$$

So, there exists n_0 such that $m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0}\}) \geq \frac{p}{2}$.

There exists such $y_0 \in Y$ that $\inf_{y \in Y} g(y) \leq g(y_0) < \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0}$. (It comes after definition of $\inf$). It follows that

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y_0)\}) \geq m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0}\}) \geq \frac{p}{2}$$

by the monotonicity of m and, therefore,

$$(\overline{S_g}) \int_A f dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \geq g(y_0) \wedge m(A \cap F_{g(y_0)}) \geq \inf_{y \in Y} g(y) \wedge \frac{p}{2} > 0.$$

This contradicts $(\overline{S_g}) \int_A f dm = 0$. Consequently, we have

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = 0.$$

(3) Assume $m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = p > \inf_{y \in Y} g(y)$. Since

$$A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n}\} \nearrow A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\},$$

by using the continuity from below of m , we have

$$\lim_{n \rightarrow \infty} m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n}\})$$

$$= m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) = p > \inf_{y \in Y} g(y).$$

So, there exists n_0 such that

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0}\}) = r > \inf_{y \in Y} g(y),$$

where $r \leq p$. There exists such $y_0 \in Y$ that

$$\inf_{y \in Y} g(y) \leq g(y_0) < \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0} \quad (\text{It comes after definition of } \inf).$$

It follows that $m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y_0)\}) \geq$

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \inf_{y \in Y} g(y) + \frac{1}{n_0}\}) = r > \inf_{y \in Y} g(y)$$

by the monotonicity of m and, therefore, $(\overline{S_g}) \int_A f dm =$

$$\sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \geq g(y_0) \wedge m(A \cap F_{g(y_0)}) \geq \inf_{y \in Y} g(y) \wedge r \geq \inf_{y \in Y} g(y).$$

This contradicts $(\overline{S_g}) \int_A f dm < \inf_{y \in Y} g(y)$. Consequently, we have

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) > \inf_{y \in Y} g(y)\}) \leq \inf_{y \in Y} g(y).$$

(4) Assume $m(A \cap \{x \in X / f(x) > 0\}) = p > 0$. Since

$$A \cap \{x \in X / f(x) \geq \frac{1}{n}\} \nearrow A \cap \{x \in X / f(x) > 0\},$$

by using the continuity from below of m , we have

$$\lim_{n \rightarrow \infty} m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \frac{1}{n}\}) = m(A \cap \{x \in X / f(x) > 0\}) = p > 0.$$

So, there exists n_0 such that $m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \frac{1}{n_0}\}) = r > 0$, where $r \leq p$. There exists such $y' \in Y$ that $0 < g(y') < \frac{1}{n_0}$ (It follows from (4)). From the monotonicity of m we have that

$$m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y')\}) \geq m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq \frac{1}{n_0}\}) = r > 0.$$

Therefore we have

$$(\overline{S_g}) \int_A f dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap F_{g(y)})] \geq g(y') \wedge m(A \cap F_{g(y')}) \geq g(y') \wedge r > 0.$$

Thus, we get a contradiction. Consequently, $m(A \cap \{x \in X / f(x) > 0\}) = 0$.

(5) Since $f_1 \leq f_2$, it follows that

$$A \cap \{x \in X / f_1(x) \geq g(y)\} \subseteq A \cap \{x \in X / f_2(x) \geq g(y)\}.$$

From the monotonicity of m we have that

$$m(A \cap \{x \in X / f_1(x) \geq g(y)\}) \leq m(A \cap \{x \in X / f_2(x) \geq g(y)\}).$$

$$\text{Therefore } (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / f_1(x) \geq g(y)\})]$$

$$\leq \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / f_2(x) \geq g(y)\})] = (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm.$$

$$(6) \text{ When } g(y) = 0, \text{ we have } [g(y) \wedge m(\{x \in X / f(x) \cdot \chi_A \geq g(y)\})] = \\ = [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y)\})] = 0.$$

When $g(y) > 0$, we have $\{x \in X / f(x) \cdot \chi_A \geq g(y)\} \equiv A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y)\}$.

$$\text{Consequently, } (\overline{S_g}) \int_X f \cdot \chi_A dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(\{x \in X / f(x) \cdot \chi_A \geq g(y)\})] =$$

$$\sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / f(x) \geq g(y)\})] = (\overline{S_g}) \int_A f dm.$$

(7) Let $Y = Y_a \cup Y_{\bar{a}}$, where $Y_a = \{y | y \in Y, g(y) \leq a\}$, and $Y_{\bar{a}} = \{y | y \in Y, g(y) > a\}$. Then we have that

$$(\overline{S_g}) \int_A a dm = \sup_{y \in Y} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y)\})] =$$

$$\sup_{y \in Y_a} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y)\})] \vee \sup_{y \in Y_{\bar{a}}} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y)\})] \\ = \sup_{y \in Y_a} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y)\})] \vee \sup_{y \in Y_{\bar{a}}} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y) > a\})] \\ = \sup_{y \in Y_a} [g(y) \wedge m(A \cap \{x \in X / a \geq g(y)\})] = \sup_{y \in Y_a} [g(y) \wedge m(A)] = \sup_{y \in Y_a} g(y) \wedge m(A).$$

Reasoning we made above manifest that if $Y_a = \emptyset$ then $(\overline{S_g}) \int_A a dm = 0$. Let there is $y \in Y$, such that $g(y) = a$. Then we have $\sup_{y \in Y_a} g(y) = a$. Consequently, we have

$$(\overline{S_g}) \int_A a dm = a \wedge m(A). \text{ The last equality is true when we have } \sup_{y \in Y_a} g(y) = a.$$

$$(8) \quad (\overline{S_g}) \int_A (f + a) dm \leq \sup_{E \in \Sigma} \{[\inf_{x \in E} (f(x) + a)] \wedge m(A \cap E)\} \leq$$

$$\sup_{E \in \Sigma} \{[(\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)] + (a \wedge m(A \cap E))\} \leq$$

$$\begin{aligned}
& \sup_{E \in \Sigma} \{ [((\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)) + (a \wedge m(A))] \} = \\
& \sup_{E \in \Sigma} [(\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)] + (a \wedge m(A)) = (\overline{S_g}) \int_A f dm + (a \wedge m(A)). \\
(9) \quad & (\overline{S_g}) \int_A (f + a) dm \leq \sup_{E \in \Sigma} \{ [\inf_{x \in E} (f(x) + a)] \wedge m(A \cap E) \} \leq \\
& \sup_{E \in \Sigma} \{ [((\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)) + (a \wedge m(A \cap E))] \} \leq \\
& \sup_{E \in \Sigma} \{ [((\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)) + (a \wedge m(A))] \} = \\
& \sup_{E \in \Sigma} [(\inf_{x \in E} f(x)) \wedge m(A \cap E)] + (a \wedge m(A)) = (\overline{S_g}) \int_A f dm + (\overline{S_g}) \int_A a dm. \quad \square
\end{aligned}$$

Corollary 6. (10) $(\overline{S_g}) \int_A f dm \geq (\overline{S_g}) \int_B f dm$, when $A \supset B$.

$$(11) \quad (\overline{S_g}) \int_A (f_1 \vee f_2) dm \geq (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm \vee (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm.$$

$$(12) \quad (\overline{S_g}) \int_A (f_1 \wedge f_2) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm \wedge (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm.$$

$$(13) \quad (\overline{S_g}) \int_{A \cup B} f dm \geq (\overline{S_g}) \int_A f dm \vee (\overline{S_g}) \int_B f dm.$$

$$(14) \quad (\overline{S_g}) \int_{A \cap B} f dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f dm \wedge (\overline{S_g}) \int_B f dm.$$

Proof. Property (10) follows from (6) and (5). (11) and (12) follow from (5). (13) and (14) follow from (10). $\square$

Proposition 7. Let $A \in \Sigma, f_1 \in G, f_2 \in G, a \in [0, \infty), Y = Y_a \cup Y_{\bar{a}}$, where $a \neq \sup_{y \in Y_a} g(y)$ and for every $E \in \Sigma$ we have that $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$. If $|f_1 - f_2| \leq a$ on A , then we have

$$|(\overline{S_g}) \int_A f_1 dm - (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm| \leq (a \wedge m(A)).$$

Proof. Since $f_1 \leq f_2 + a$ on A , using the properties (5),(8) of the extended Sugeno integral(Theorem 5), we have

$$(\overline{S_g}) \int_A f_1 dm \leq (\overline{S_g}) \int_A (f_2 + a) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm + (a \wedge m(A)).$$

Similarly, from $f_2 \leq f_1 + a$ on A , we have

$$(\overline{S_g}) \int_A f_2 dm \leq (\overline{S_g}) \int_A (f_1 + a) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm + (a \wedge m(A)).$$

Consequently, $|(\overline{S_g}) \int_A f_1 dm - (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm| \leq (a \wedge m(A)).$ $\square$

Proposition 8. *Let $A \in \Sigma$, $f_1 \in G$, $f_2 \in G$, $a \in [0, \infty)$, $Y = Y_a \cup Y_{\bar{a}}$, where $Y_a = \{y | y \in Y, g(y) \leq a\}$, $Y_{\bar{a}} = \{y | y \in Y, g(y) > a\}$, $a = \sup_{y \in Y_a} g(y)$ and for every $E \in \Sigma$ we have $\inf_{x \in E} f(x) \in g(Y)$. If $|f_1 - f_2| \leq a$ on A , then we have*

$$|(\overline{S_g}) \int_A f_1 dm - (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm| \leq \sup_{y \in Y_a} g(y).$$

Proof. Since $f_1 \leq f_2 + a$ on A , using the properties (5), (7), and (9) of the extended Sugeno integral (Theorem 5), we have

$$\begin{aligned} (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm &\leq (\overline{S_g}) \int_A (f_2 + a) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm + (\overline{S_g}) \int_A a dm \\ &= (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm + [\sup_{y \in Y_a} g(y) \wedge m(A)] \leq (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm + \sup_{y \in Y_a} g(y). \end{aligned}$$

Similarly, from $f_2 \leq f_1 + a$ on A , we have

$$\begin{aligned} (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm &\leq (\overline{S_g}) \int_A (f_1 + a) dm \leq (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm + (\overline{S_g}) \int_A a dm \\ &= (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm + [\sup_{y \in Y_a} g(y) \wedge m(A)] \leq (\overline{S_g}) \int_A f_1 dm + \sup_{y \in Y_a} g(y). \end{aligned}$$

Consequently, $|(\overline{S_g}) \int_A f_1 dm - (\overline{S_g}) \int_A f_2 dm| \leq \sup_{y \in Y_a} g(y).$ $\square$

Till now we have nowhere used the continuity of g from the definition. Due to additional requirements to the function g extended Sugeno integral have properties (2), (3), (4), (7), (8), (9) which are essentially different from characteristics of Sugeno integral.

References

- [1] Batle N., Trillas E. (1979), *Entropy and fuzzy integral*, J. of Mathematical Analysis and Applications, 69, 1979, 469-474.
- [2] Dubois D., Prade H. (1980), *Fuzzy Sets and Systems: Theory and Applications*, Academic Press, New York, 1980.
- [3] Grabisch M., Murofushi T., Sugeno M. (1992), *Fuzzy measure of fuzzy events defined by fuzzy integrals*, Fuzzy Sets and Systems, 50(3), 1992, 293-313.
- [4] Pap E. (1995), *Null-Additive Set Functions*, Kluwer, 1995.
- [5] Pap E. ed. (2002), *Handbook of Measure Theory* (2 volumes). Elsevier, Amsterdam, 2002.
- [6] Sugeno M. (1974), *Theory of Fuzzy Integrals and its Applications*, Ph.D. dissertation, Tokyo Institute of Technology, 1974.
- [7] Wang Z. (1984), *The autocontinuity of set function and the fuzzy integral*, J. of Mathematical Analysis and Applications, 99, 1984, 195-218.
- [8] Wang Z., Klir. G. J. (1992), *Fuzzy Measure Theory*, Plenum Press 1992.
- [9] Wang, Z., Klir.G.J. (2009), *Generalized Measure*, Springer 2009.
- [10] Wang Z., Yang R., Kwong-Sak Leung (2010), *Nonlinear Integrals And Their Applications In Data Mining*, Advances in Fuzzy Systems-Applications and Theory, Vol.24, 2010.
- [11] Wierzbichon S.T. (1982), *On fuzzy measure and fuzzy integral*, In: M.M. Gupta and E. Sanchez (eds.), Fuzzy Information and Decision Processes, North-Holland, New York, 1982, 79–86.

Author: Radoslav Todorov Tsvetkov, PhD, Assist. Prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail*: radotzv8@gmail.com

АБСОРБИРАЩИ ФРАКТАЛНИ ДВУРЕЖИМНИ РЕПЕТИТИВНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - I част

Нина Г. Николова

Резюме: В работата се предлага по същество нов клас двурежимни абсорбиращи филтри с памет за системи с поглъщане на смущенията. Предложена е систематизация на стандартните двурежимни филтри с памет. Те използват рационални приближения на операторите за фрактално интегриране от теорията на дробното смятане. В работата се разглеждат възможностите за абсорбиране на повтарящи се смущения с филтри от пълен и от дробен ред. Показани са резултатите от сравнителен анализ на техните честотни характеристики.

Ключови думи: фрактални абсорбиращи смущенията двурежимни репетитивни филтри с памет, анализ на честотните характеристики.

ABSORPTIVE FRACTIONAL DUAL REPETITIVE FILTERS IN THE CONTROL SYSTEMS - part I

Nina G. Nikolova

Abstract: In the work is proposed essentially new class of dual repetitive fractional disturbance absorbed filters in disturbances absorbing control systems. Proposed is a systematization of the standard dual repetitive fractional disturbance absorbed filters of this class. They use rational approximations of operators for fractional integration in the theory of fractional calculus. In the work is discusses the possibilities for repetitive absorbing the disturbances with a integer order filters and with a fractional order filters. Below are the results from the comparative analysis of their frequency characteristics.

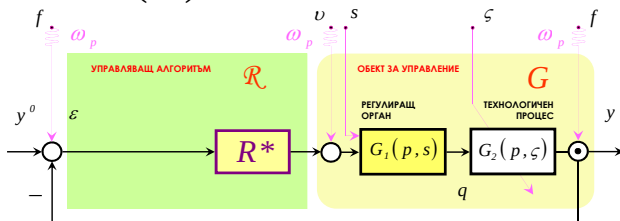
Keywords: fractional dual repetitive disturbance absorbing filters, analysis of frequency characteristics.

Въведение

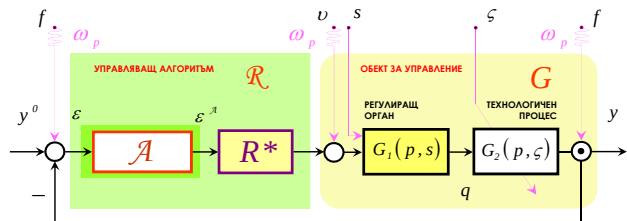
Известни [1-18] са системите за управление с поглъщане на смущенията на **C. D. Johnson**. За разлика от класическите, традиционните (фиг.1.a) с $\mathcal{R} = \mathbb{R}^*$, тяхната структура (фиг.1.b) се отличава по това, че последователно на базовия управляващ алгоритъм $\mathbb{R}^*$ е включен абсорбиращ филтър (абсорбер), поглъщащ влиянието на интегралното смущение $v = [v \quad \zeta \quad \dots \quad f]^T$ върху регулируемата величина y

на системата. В този случай управляващият алгоритъм е $\mathcal{R} = AR^*$ или $\mathcal{R} = \mathcal{A}R^*$, където A е абсорбер, основан на оператори за интегриране от пълен ред, а $\mathcal{A}$ - на оператори от дробен, непълен ред. Принципът на функциониране, методите им за синтез и рационални апроксимации са разгледани в [1 ÷ 18, 31 ÷ 34]. Аналитичните описания на абсорбери, използващи оператори от пълен A (1 ÷ 13) и оператори от дробен ред $\mathcal{A}$ (14 ÷ 18) са систематизирани в Табл.1.

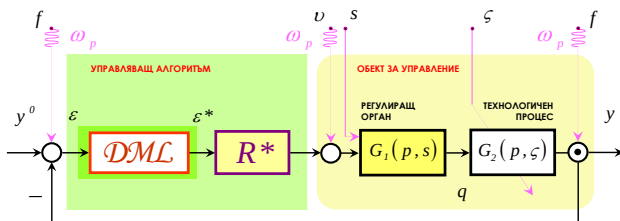
Известни [19 ÷ 30, 33 ÷ 40] са и двурежимните репетитивни системи за управление с памет (фиг.1.с). Те се различават от класическите (фиг.1.а) системи по това, че последователно на управляващия алгоритъм R^* е включен $\mathcal{DML}$ -филтър с памет (**Memory Loop**), като $\mathcal{R} = \mathcal{DML} R^*$. Репетитивните системи са предназначени за ефективно филтриране на влиянието на външните сигнални периодични смущения $\vartheta_p = [f, v]^T$ върху регулируемата y (ако е известна предварително стойността $T_p = 2\pi/\omega_p$ на техния период). Модификациите на този клас системи, принципът на функциониране и методът им за синтез са разгледани в [35 ÷ 40]. Аналитичните описания на робастни $\mathcal{DML}$ -филтри с памет (19 ÷ 24), са систематизирани в табл.1. Измежду тях, по критерии робастни устойчивост и качество на управление за широк клас индустриални обекти, е доказано превъзходството на $\mathcal{DML}_2$ -филтъра с памет (20).



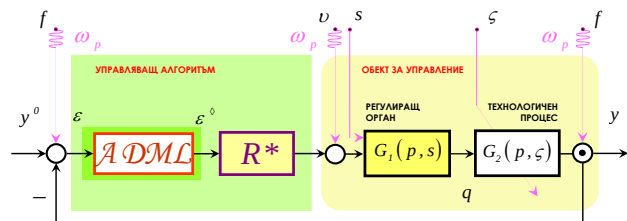
Фиг.1.а



Фиг.1.б



Фиг.1.с



Фиг.1.д

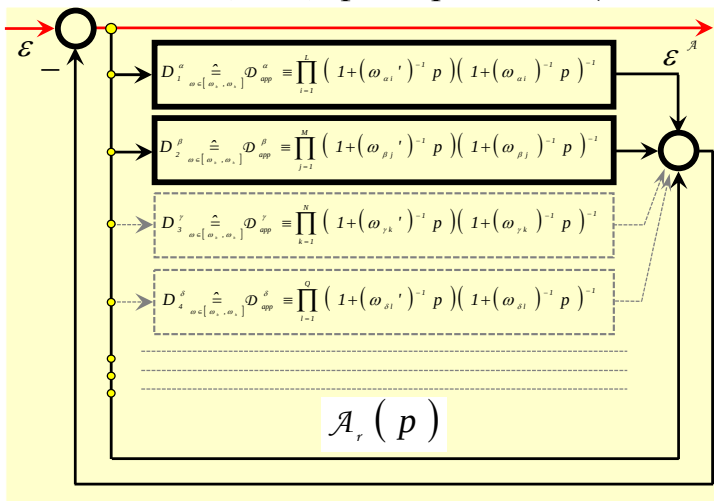
Цел и задачи на разработката

Целта на настоящата разработка е да се: • синтезира нов клас абсорбиращи репетитивни $\mathcal{ADML}, (\mathcal{A}\mathcal{DML})$ -филтри с памет (от пълен или от дробен ред); • проектира нов клас системи за управление, които да съчетаят и поглъщането на влиянието на интегралното $v = [v \ \zeta \ \dots \ f]^T$ смущение, и ефективното филтриране на влиянието на периодичните смущения $\vartheta_p = [f, v]^T$ върху регулируемата величина y на системата с помощта на двурежимни $\mathcal{ADML}, (\mathcal{A}\mathcal{DML})$ -филтри с памет (от пълен и от дробен ред). Задачите, поставени пред разработката в изпълнение на тази цел, са да се: • предложат функционална структура и съответстващи методи за синтез на абсорбиращи двурежимни репетитивни $\mathcal{ADML}, (\mathcal{A}\mathcal{DML})$ -филтри с памет (от пълен и от дробен ред); • моделират и симулационно анализират техните динамични времеви и честотни характеристики.

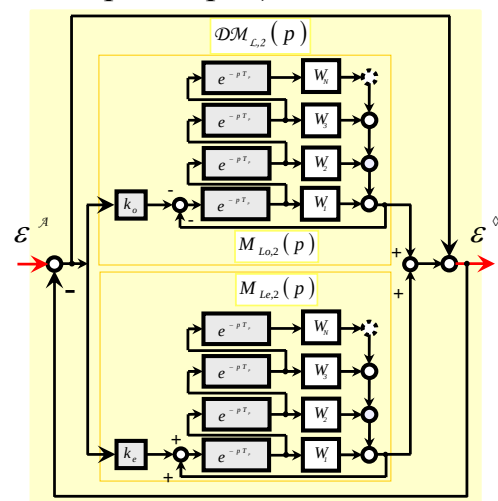
Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Настоящата е първата и обхваща въведението, моделирането и анализа на честотните характеристики на абсорбиращите двурежимни репетитивни филтри с памет от пълен ред и на тези, основаващи се на теорията на дробното смятане с използването на оператори за интегриране от непълен ред. Във втората част са представени резултатите от сравнителния анализ на характеристиките, заключението и библиографията.

Структурно решение и конфигурация на абсорбиращи двурежимни репетитивни филтри с памет

Работата предлага конфигурационно решение на задачата за синтез с използването на серийна функционална структура на нов клас $ADM_L, (ADM_L)$ -абсорбиращи двурежимни репетитивни филтри с памет. На този принцип тяхната динамика се определя в общ вид съобразно зависимостите (25) за филтри с оператори от пълен ред или (26) - за филтри с оператори от дробен ред (фиг.2, фиг.3). Свойствата на абсорбционната и на двурежимната репетитивна съставящи в (25) и в (26) не са функции на базовия регулатор R^* в системата, на обекта за управление G и не са взаимни функции. Абсорбиращата съставяща е функция само на аналитичната апроксимация на тренда на разсъгласуването ε на системата (фиг.1.d), а двурежимната репетитивна - само на предварително известния период $T_p = 2\pi/\omega_p$ на външните хармонични смущения към системата. Ето защо на тази база в настоящата разработка се предлага техният аналитичен синтез да бъде независим и да се основава на методите и на алгоритмите за проектиране, показани в [33,34], респективно в [35,40], за всяка от двете съставящи. Въз основа на гореизложеното, решението на задачата за проектиране на нов клас системи за управление, съчетаващи и поглъщането на влиянието на $v = [v \ \varphi \ \dots \ f]^T$, и ефективното филтриране на влиянието на $\vartheta_p = [f, v]^T$ върху регулируемата величина y на системата, е показано в структурен план на фиг.1.d. Този нов клас системи се различават от класическите (фиг.1.a) системи по това, че последователно на управляващия алгоритъм R^* е включен абсорбиращ двурежимен репетитивен $ADM_L, (ADM_L)$ -филтър с памет (от пълен или от дробен ред).



Фиг.2



Фиг.3

Моделиране и анализ на характеристиките на абсорбиращи двурежимни репетитивни филтри с памет

Аналитичните модели на конфигурираните абсорбиращи двурежимни репетитивни филтри с памет от пълен или от дробен ред са представени с помощта на (25), (26) и съответно с $(3 \div 13, 20)$, респективно с $(14 \div 18, 20)$. Рационалността на абсорберите $(3 \div 13)$ не създава проблеми при моделирането на новия клас филтри, конфигурирани по (25). За моделирането на разглеждания клас филтри, основаващи се на оператори за фрактално интегриране или диференциране (27 $\div$ 29) от теорията на дробното смятане, в работата се предлагат и използват честотно ограничени (за $\omega \in [\omega_b, \omega_h]$ с долна ω_b и горна ω_h граници) рационални апроксимации (30 $\div$ 31) съответно.

Анализът на характеристиките на предложения нов клас филтри (25), (26) е проведен върху резултатите от симулирането на техните модели както следва:

- на фиг.4 $\div$ фиг.15 са показани представителните честотни характеристики на $A_i \mathcal{DML}$ -филтрите (25), включително за всички разглеждани в работата абсорбиращи двурежимни репетитивни филтри с памет $(3 \div 13)$ от пълен нехомогенен ред, серийно участващи в конфигурация с (20); а визуализираните характеристики са показани в параметрична зависимост от стойността на времеконстантите T_i в абсорбиращите съставящи $(3 \div 13)$ на $A_i \mathcal{DML}$ -филтрите (25);
- на фиг.16 $\div$ фиг.27 са показани честотни характеристики на $A_r \mathcal{DML}$ -филтрите (26), включително за всички едночленни, двучленни, тричленни и четиричленни разглеждани в работата абсорбиращи репетитивни филтри с памет от дробен ред $(14 \div 18)$, серийно участващи в конфигурация с (20).

Табл.1

$$A_i(p) = \left(\sum_{i=1}^M (T_i p^i) \right)^{-1} = \varepsilon^A(p) / \varepsilon(p) \quad (1) \quad A_r(p) = f_r \left(\mathcal{D}^r(p) \right)^{-1} = \varepsilon^A(p) / \varepsilon(p) \quad (2)$$

$$A_1(p) = (T_1 p)^{-1} \quad (3); \quad A_2(p) = (T_2 p^2)^{-1} \quad (4); \quad A_3(p) = (T_3 p^3)^{-1} \quad (5); \quad A_4(p) = (T_4 p^4)^{-1} \quad (6)$$

$$A_{1,2}(p) = ((T_2 p^2) \pm (T_1 p))^{-1} \quad (7); \quad A_{2,3}(p) = ((T_3 p^3) \pm (T_2 p^2))^{-1} \quad (8)$$

$$A_{3,4}(p) = ((T_4 p^4) \pm (T_3 p^3))^{-1} \quad (9); \quad A_{4,1}(p) = ((T_4 p^4) \pm (T_1 p))^{-1} \quad (10)$$

$$A_{1,2,3}(p) = ((T_3 p^3) + (T_2 p^2) + (T_1 p))^{-1} \quad (11); \quad A_{2,3,4}(p) = ((T_4 p^4) + (T_3 p^3) + (T_2 p^2))^{-1} \quad (12)$$

$$A_{1,2,3,4}(p) = ((T_4 p^4) + (T_3 p^3) + (T_2 p^2) + (T_1 p))^{-1} \quad (13)$$

$$\mathcal{A}_\alpha = \left(p^\alpha \right)^{-1}_{\omega \in [\omega_b, \omega_h]} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{\alpha, \alpha}}^\alpha(p) \right)^{-1} \equiv \left(\prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{A}_{\alpha \cdot \beta} &= \left(p^\alpha + p^\beta \right)^{-1}_{\omega \in [\omega_b, \omega_h]} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{\alpha, \alpha}}^\alpha(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{\beta, \beta}}^\beta(p) \right)^{-1} \equiv \\ &\equiv \left(\prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}} \right)^{-1} + \prod_{j=1}^M \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right)^{-1} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

продължение Табл.1

$$\mathcal{A}_{\alpha \bullet \beta \bullet \gamma} = \left(p^\alpha + p^\beta + p^\gamma \right)^{-1}_{\omega \in [\hat{\omega}_b, \omega_b]} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{u,a}}^\alpha(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{u,\beta}}^\beta(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{u,\gamma}}^\gamma(p) \right)^{-1} \equiv$$

$$\equiv \left(\prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}} \right)^{-1} + \prod_{j=1}^M \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right)^{-1} + \prod_{k=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (16)$$

$$\mathcal{A}_{\alpha \bullet \beta \bullet \gamma \bullet \delta} = \left(p^\alpha + p^\beta + p^\gamma + p^\delta \right)^{-1}_{\omega \in [\hat{\omega}_b, \omega_b]} \left(\mathcal{D}_{app, \omega_{u,a}}^\alpha(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{u,\beta}}^\beta(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{u,\gamma}}^\gamma(p) + \mathcal{D}_{app, \omega_{u,\delta}}^\delta(p) \right)^{-1} \equiv$$

$$\equiv \left(\prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\alpha i}} \right)^{-1} + \prod_{j=1}^M \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\beta j}} \right)^{-1} + \right.$$

$$\left. + \prod_{k=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\gamma k}} \right)^{-1} + \prod_{l=1}^Q \left(1 + \frac{p}{\omega_{\delta l}'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_{\delta l}} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (17)$$

$$\{1 < \alpha < 2\}; \{1 < \beta < 2\}; \{2 < \gamma < 3\}; \{3 < \delta < 4\}; (\omega_{\alpha i} < \omega_{\alpha i}'; \omega_{\beta j} < \omega_{\beta j}'; \omega_{\gamma k} < \omega_{\gamma k}'; \omega_{\delta l} < \omega_{\delta l}') \quad (18)$$

$$L := \{1, 2, \dots\}; M := \{1, 2, \dots\}; N := \{1, 2, \dots\}; Q := \{1, 2, \dots\}$$

$$\mathcal{M}_{L,2}(p) = \left(2 - \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p} \right)^{-1} \quad (19)$$

$$\mathcal{DML}(p) = \mathcal{M}_{L\omega,2}(p) + \mathcal{M}_{L\epsilon,2}(p) \quad 20$$

$$\mathcal{M}_{L\omega,2}(p) = -k_o \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p/2} \left(1 + \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p/2} \right)^{-1} \quad 21$$

$$\mathcal{M}_{L\epsilon,2}(p) = k_e \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p/2} \left(1 - \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p/2} \right)^{-1} \quad 22$$

$$\mathcal{M}_{L,2}(p) = \left(2 - \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p} \right)^{-1} \quad (23)$$

$$\sum_{k=1}^m |W_k(j\omega)| \equiv 1, (W_k(j\omega) = \kappa_k (j\omega T_k + 1)^{-1}) \quad (24)$$

$$A_i \mathcal{DML}(p) = \left(\sum_{i=1}^M (T_i p^i) \right)^{-1} (\mathcal{DML}(p)) = \varepsilon^\diamond(p) / \varepsilon(p) \quad (25)$$

$$\mathcal{A}_r \mathcal{DML}(p) = f_r \left(a \mathcal{D}^r(p) \right)^{-1} (\mathcal{DML}(p)) = \varepsilon^\diamond(p) / \varepsilon(p) \quad (26)$$

$${}_a I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d\tau, (\alpha, a \in \mathbb{R}, 0 < \alpha < 1) \quad (27)$$

$${}_a D_t^\beta f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}} d\tau, (n-1 < \beta < n) \quad (28)$$

$$\Gamma(x) = (x-1) \int_0^\infty t^{x-2} e^{-t} dt = (x-1) \Gamma(x-1) \quad (29)$$

$${}_a I^\alpha(p)_{\omega \in [\hat{\omega}_b, \omega_b]} \equiv \prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_i'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_i} \right)^{-1}; (\omega_i < \omega_i'; N := \{1, 2, \dots\}; n-1 < \alpha < n) \quad (30)$$

$$D^\alpha(p)_{\omega \in [\hat{\omega}_b, \omega_b]} \equiv \prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{p}{\omega_i'} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_i} \right)^{-1}; (\omega_i < \omega_i'; N := \{1, 2, \dots\}; n-1 < \alpha < n) \quad (31)$$

Табл.2

$\alpha_{\bullet}$	$\arg \mathcal{D}^{\alpha_{\bullet}}$	$\alpha_{\bullet}$	$\arg \mathcal{D}^{\alpha_{\bullet}}$	$\alpha_{\bullet}$	$\arg \mathcal{D}^{\alpha_{\bullet}}$	$\alpha_{\bullet}$	$\arg \mathcal{D}^{\alpha_{\bullet}}$
0,111555	10°	1,111555	100°	2,111500	190°	3,111500	280°
0,222555	20°	1,222555	110°	2,222222	200°	3,222500	290°
0,333555	30°	1,333555	120°	2,333333	210°	3,333500	300°
0,444555	40°	1,444455	130°	2,444545	220°	3,444500	310°
0,555555	50°	1,555555	140°	2,555555	230°	3,555500	320°
0,675555	60°	1,667555	150°	2,667500	240°	3,667500	330°
0,778355	70°	1,867555	160°	2,778500	250°	3,778500	340°
0,889555	80°	1,889555	170°	2,889300	260°	3,889500	350°

Техните модели се основават на рационалните честотно ограничени апроксимации (30 ÷ 31) на оператори за фрактално интегриране или диференциране (27 ÷ 29), използвани в (14 ÷ 18). А характеристиките са визуализирани в параметрична зависимост от съответния $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ дробен ред на членовете (14 ÷ 18) в абсорбиращите съставлящи на $A_{\mathcal{DML}}$ -филтрите (26) в съответстващо-показателни комбинации на единичните ω_u и срязващите ω_c честоти и техни съотношения на рационалните апроксимации за диапазон от 0,1111 до 3,8895, както това е показано в табл.2.

Във втората част на настоящата работа са представени резултатите от сравнителния анализ на характеристиките заключението и библиографията.

Автор: Нина Г. Николова, доцент, д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: ninan@tu-sofia.bg

Постъпила на 24.08.2013

Рецензент проф. д-р Е. Николов

АБСОРБИРАЩИ ФРАКТАЛНИ ДВУРЕЖИМНИ РЕПЕТИТИВНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - II част

Нина Г. Николова

Резюме: В работата се предлага по същество нов клас двурежимни абсорбиращи филтри с памет за системи с поглъщане на смущенията. Предложена е систематизация на стандартните двурежимни филтри с памет. Те използват рационални приближения на операторите за фрактално интегриране от теорията на дробното смятане. В работата се разглеждат възможностите за абсорбиране на повтарящи се смущения с филтри от пълен и от дробен ред. Показани са резултатите от сравнителен анализ на техните честотни характеристики.

Ключови думи: фрактални абсорбиращи смущенията двурежимни репетитивни филтри с памет, анализ на честотните характеристики.

ABSORPTIVE FRACTIONAL DUAL REPETITIVE FILTERS IN THE CONTROL SYSTEMS - part II

Nina G. Nikolova

Abstract: In the work is proposed essentially new class of dual repetitive fractional disturbance absorbed filters in disturbances absorbing control systems. Proposed is a systematization of the standard dual repetitive fractional disturbance absorbed filters of this class. They use rational approximations of operators for fractional integration in the theory of fractional calculus. In the work is discusses the possibilities for repetitive absorbing the disturbances with a integer order filters and with a fractional order filters. Below are the results from the comparative analysis of their frequency characteristics.

Keywords: fractional dual repetitive disturbance absorbing filters, analysis of frequency characteristics.

Въведение

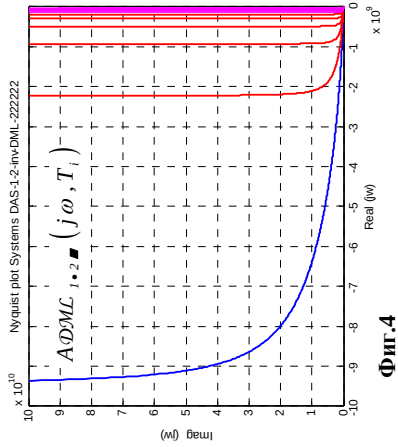
Резултатите от настоящата работа са представени в две неразделно свързани части. Първата обхваща въведението, моделирането и анализа на честотните характеристики абсорбиращи фрактални двурежимни репетитивни филтри с памет от пълен ред и на тези, основаващи се на теорията на дробното смятане с използването на оператори за интегриране от непълен ред. Настоящата е вто-

рата част и в нея са представени резултатите от сравнителния анализ на характеристиките заключението и библиографията.

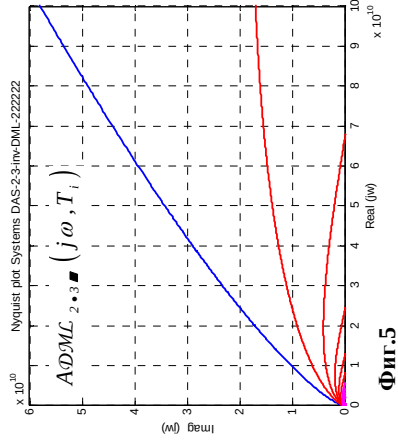
Сравнителен анализ и заключение

От визуализациите на характеристиките (фиг.4÷фиг.27) е очевидно, че: ● $A_r, \mathcal{DML}$ - абсорбиращите фрактални двурежимни репетитивни филтри с памет от дробен ред (14÷18,26) са съществено различаващи се по своите честотни характеристики от $A_i, \mathcal{DML}$ -филтрите (25) от пълен ред, като това е най-силно видимо в **Nyquist-пространството**; ● системите за управление с поглъщане на смущенията (фиг.1.d) с помощта на $A_r, \mathcal{DML}$ (26) в структурата им, осъществяват абсорбирането на $v = [v \ \varsigma \ \dots \ f]^T$ и филтрирането на $\vartheta_p = [f, v]^T$ върху y ефективно върху пространството на **Nyquist-координатната система** във всички нейни квадранти с осезаема параметрична чувствителност към: **стойностите** на дробния ред на използваните фрактални оператори (α или β, γ, δ), **съотношението на стойностите на дробния ред** на използваните фрактални оператори при многочленните абсорбери $A_r(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$, **броя на членовете** в $A_r, \mathcal{DML}$ с интегриране от непълен ред: -едночленни (с индекс α), -двучленни (с индекс $\alpha \cdot \beta$), -тричленни (с индекс $\alpha \cdot \beta \cdot \gamma$), -четиричленни (с индекс $\alpha \cdot \beta \cdot \gamma \cdot \delta$), **съотношенията на стойностите на единичните честоти** на апроксимация при многочленните абсорбери $A_r, \mathcal{DML} - \omega_{u,\alpha}, \omega_{u,\beta}, \omega_{u,\gamma}, \omega_{u,\delta}$; **съотношението на стойностите на дробния ред** на използваните фрактални оператори при многочленните филтри $A_r, \mathcal{DML}(\alpha, \beta, \gamma, \delta)$; **броя на членовете** в $A_r, \mathcal{DML}$; **съотношенията на стойностите на единичните честоти** на апроксимация при многочленните абсорбери $A_r, \mathcal{DML}$.

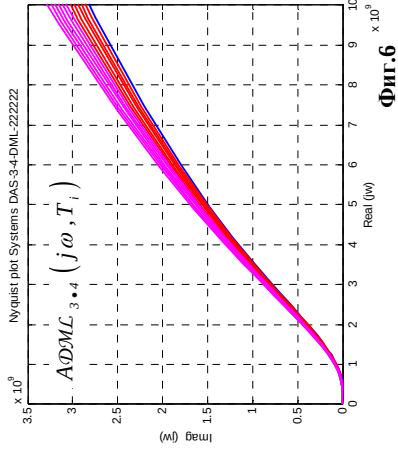
Новото и оригинално в настоящата разработка са: ● синтезираният нов клас абсорбиращи двурежимни репетитивни $A_i, \mathcal{DML}$ ($A_r, \mathcal{DML}$)-филтри с памет (от пълен или от дробен ред); ● проектираният нов клас системи за управление, които съчетават и поглъщането на влиянието на интегралното $v = [v \ \varsigma \ \dots \ f]^T$ смущение, и ефективното филтрират на влиянието на периодичните $\vartheta_p = [f, v]^T$ смущения върху регулируемата величина y на системата с помощта на $A, \mathcal{DML}, (A, \mathcal{DML})$ - филтри. Динамиката на предложените и анализирани в настоящата работа нов клас (25,26) абсорбиращи двурежимни репетитивни $A, \mathcal{DML}, (A, \mathcal{DML})$ филтри с памет (от пълен или от дробен ред) функционално удовлетворява изискванията, предявени към тях. А в сравнителен план $A_r, \mathcal{DML}$ -филтрите предоставят значително по-добри възможности за абсорбирането на смущението $v = [v \ \varsigma \ \dots \ f]^T$ и филтрирането на $\vartheta_p = [f, v]^T$ върху y , което се изразява не само в пространството на отделни квадранти в **Nyquist-пространството**, но и в четирите му квадранта, както и в по-големия брой степени на свобода за параметризация при синтез и настройка.



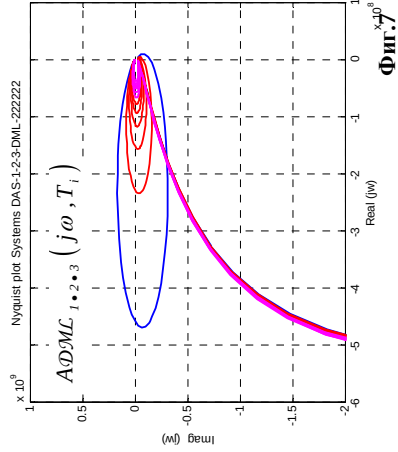
Фиг.4



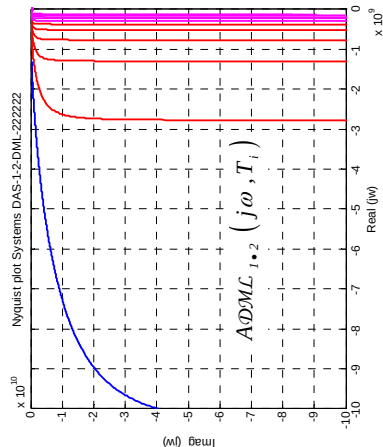
Фиг.5



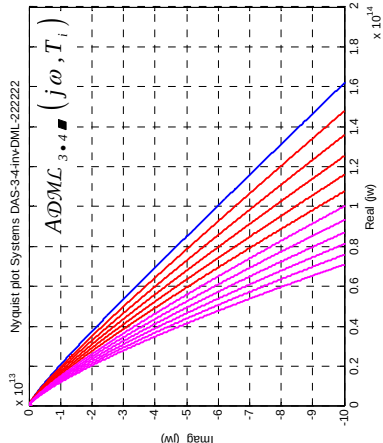
Фиг.6



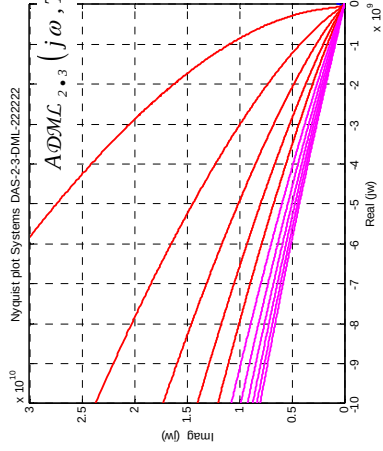
Фиг.7



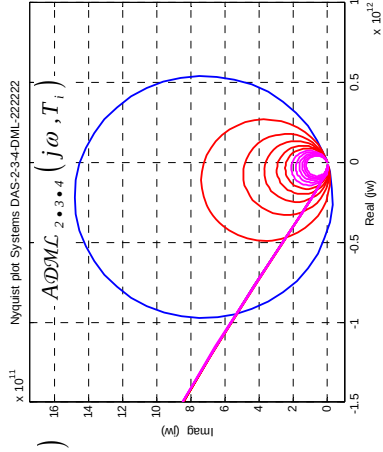
Фиг.8



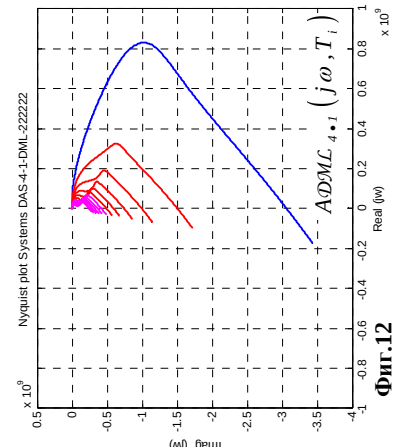
Фиг.9



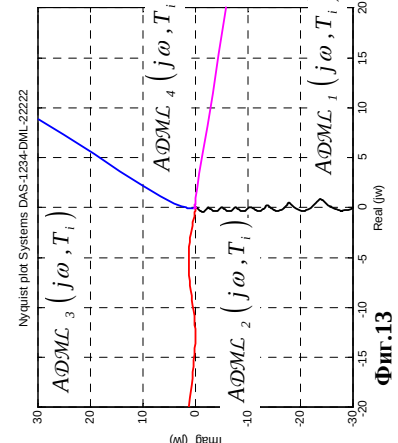
Фиг.10



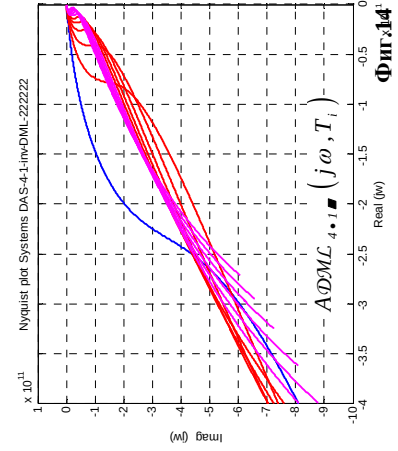
Фиг.11



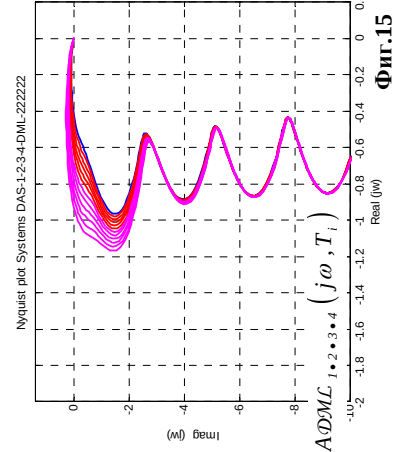
Фиг.12



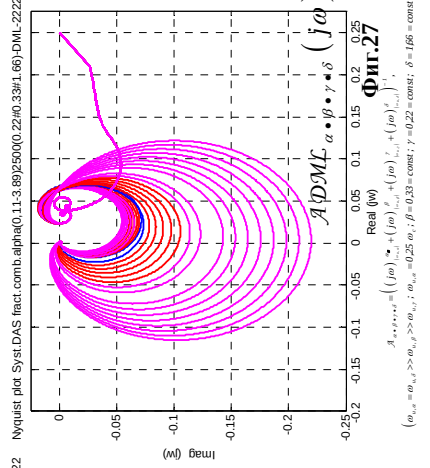
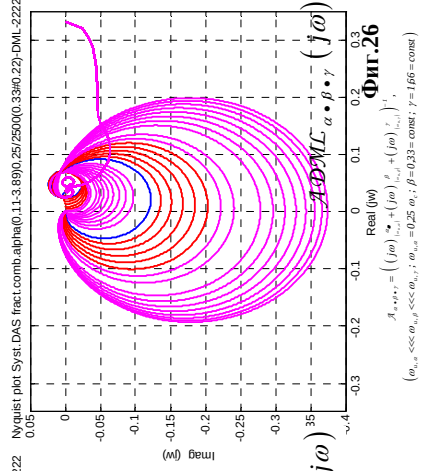
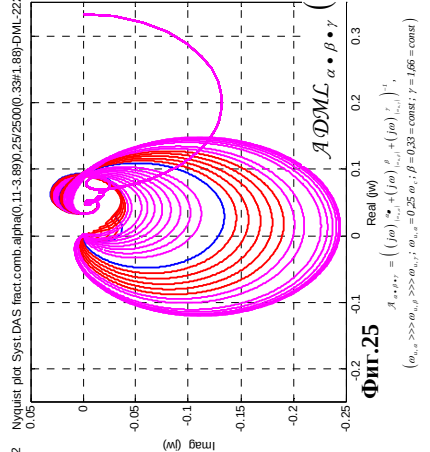
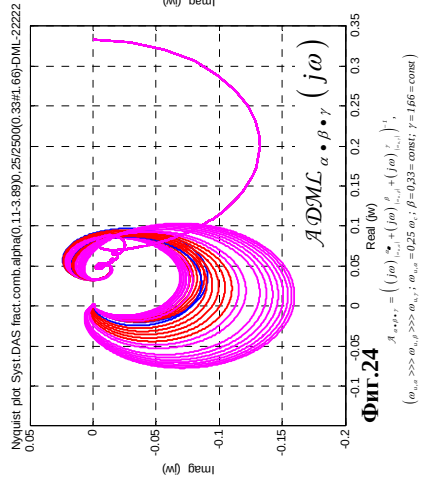
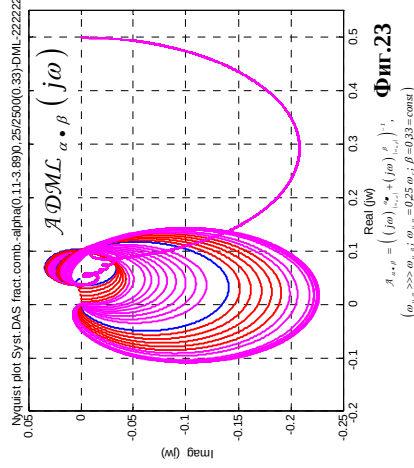
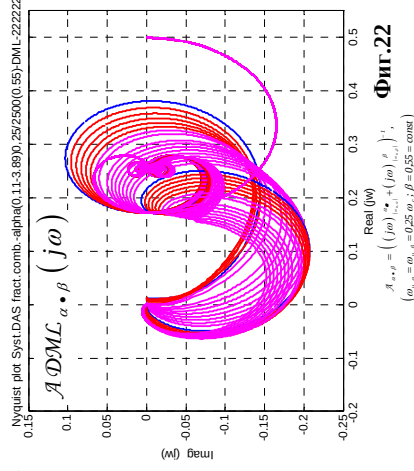
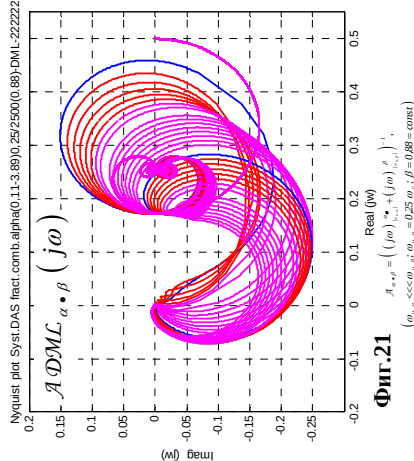
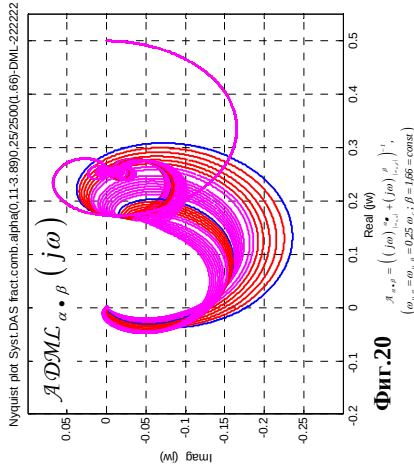
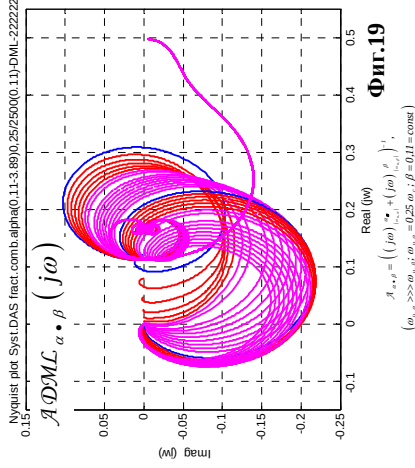
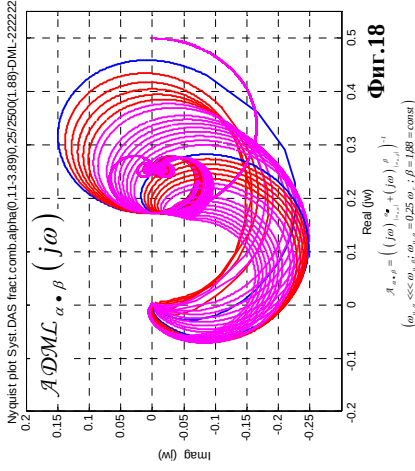
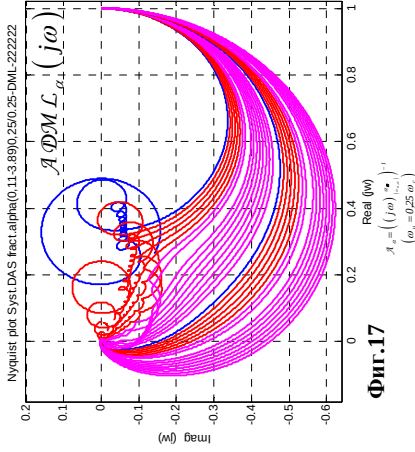
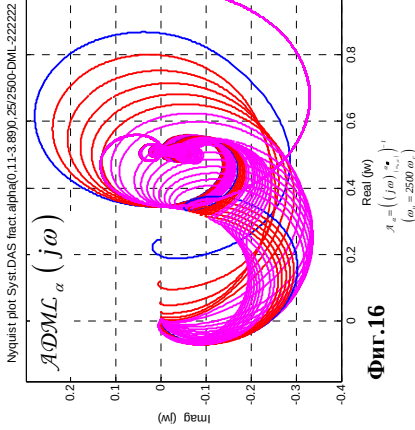
Фиг.13



Фиг.14



Фиг.15



Литература

1. **Johnson C. D.** (1967), *Optimal Control of the Disturbed Linear Regulator*, Convair - Division of General Dynamics, © Encyclopedia Astronautica, Huntsville Operation, GDC Rpt., 1967, Chapter 3 "Optimal Control of the Disturbed Linear Regulator", pp. 49-67, **Final Report**, 1967 (for the period June 1966-May 1967), NASA Contract #NAS8-18008/ Convair Division of General Dynamics, Huntsville Office, © NASA/MarshaU Space Flight Center in Huntsville, Alabama, Rpt. No. GDC DDF67-003 (Control No. DCN 1-6-75-00116, SI (IF)), dated May, 1967
2. **Johnson C. D.** (1968), *Disturbance Absorbing Controllers, part 1*, IEEE Trans. Auto. Cont., © IEEE Control Systems Society, AC 13, 416
3. **Johnson C. D.** (1968), *Optimal Control of the Linear Regulator with Constant Disturbances*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-13, No. 4, August 1968, pp. 416-421
4. **Johnson C. D.** (1969), **Final Report** (for the period July 1968-Aug. 1969), NASA Contract #NAS8-21454/ Convair Division of General Dynamics, Huntsville Office, © NASA/MarshaU Space Flight Center in Huntsville, Alabama, Rpt. No. GDC DDF68-005 (Control No. DCN 1-8-75-00086, (IF) and S-I, Dated Aug. 1969; Chapter 4, "A Theory of Disturbance-Absorption for Dynamical Systems", pp. 68-92
5. **Johnson C. D.** (1970), *Disturbance Absorbing Controllers, part 2*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 222
6. **Johnson C. D.** (1970), *Disturbance Absorbing Controllers, part 3*, IEEE Trans on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 15, 516
7. **Johnson C. D.** (1970), *Further Comments on Optimal Control of the Linear Regulator with Constant Disturbances*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-15, No. 4, August 1970, pp. 516-518
8. **Johnson C. D.** (1970), *Further Study of the Linear Regulator with Disturbances: The Case of Vector Disturbances Satisfying a Linear Differential Equation*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-15, No. 2, April 1970, pp. 222-228
9. **Johnson C. D.** (1971), *Accommodation of Disturbances in Linear Regulator and Servo-Mechanism Problems*, IEEE Trans. on Automatic Control, (Special Issue on the "Linear- Quadratic-Gaussian Problem"), © IEEE Control Systems Society, Vol. AC-16, No. 6, December 1971, (invited paper), pp. 635-644
10. **Johnson C. D.** (1971), *Disturbance Absorbing Controllers, part 4*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 16, 635
11. **Johnson C. D.** (1972), *Accommodation of Disturbances in Optimal Control Problems*, International Journal of Control, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Vol. 15, No. 2, 1972, pp. 209-231 Also Proc. Third Southeastern Symposium on System Theory, Atlanta, GA, April 1971
12. **Johnson C. D.** (1972), *Disturbance Absorbing Controllers, part 5*, IEEE Trans. on Automatic Control, © IEEE Control Systems Society, AC 17, 836
13. **Johnson C. D.** (1973), *Stabilization of linear dynamical systems with respect to arbitrary linear subspaces*, Journal of Mathematical Analysis and Applications, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 44, Issue 1, October 1973, pp. 175-186
14. **Johnson C. D.** (1975), *A Preliminary Study of Disturbance Absorbing Controllers*, © Redstone, Alabama, 1975, 198 p.
15. **Johnson C. D.** (1976), *Theory of Disturbance Accommodating Controllers*, Chapter 7 in the book: Advances in Control and Dynamic Systems, Vol. 12, Edited by C. T. Leondes, © Academic Press, 1976, 198 p.
16. **Johnson C. D.** (2003), *On the Theory of Discrete-Time Signals of the Discrete/Continuous Type*, Proc. of the 35th Southeastern Symposium on System Theory, © W. Virginia University, Morgantown, WV, March (2003), pp. 113-121
17. **Mohadjer M., C. D. Johnson** (1984), *Load-frequency control with disturbance accommodation*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, © 1984 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 6, Issue 3, July 1984, pp. 143-149
18. **Zhu J., C. D. Johnson** (1991), *Unified canonical forms for matrices over a differential ring*, Linear Algebra and its Applications, © 1991 Elsevier B.V. Science Direct, Volume 147, March 1991, pp. 201-248
19. **Alvarez J. D., L. J. Yebra, M. Berenguel** (2007), *Repetitive Control of Tubular Heat Exchangers*, Journal of Process Control 63 (2007), © 2007 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 2256-2261
20. **Balaji S., A. Fuxman, S. Lakshminarayanan, J. F. Forbes, R. E. Hayes** (2007), *Repetitive Model Predictive Control of a Reverse Flow Reactor*, Chemical Engineering Science 62 (2007), © 2007 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 2154-2167
21. **Costa-Castelly Ramon, Robert Grino** (2006), *A Repetitive Controller for Discrete-Time Passive Systems*, Automatica 42 (2006) 1605-1610
22. **Dötch H. G. M., Smakman H. T., Van den Hof P. M. J. & Steinbuch, M.** (1995), *Adaptive Repetitive Control OF A Compact Disc Mechanism*. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720-1725
23. **Gupta Manish, Jay H. Lee** (2006), *Period-Robust Repetitive Model Predictive Control*, Journal of Process Control 16 (2006), © 2006 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 545-555
24. **Lee Jay H., Seshatre Natarajan, Kwang S. Lee** (2001), *A Model-Based Predictive Control Approach to Repetitive Control of Continuous Processes with Periodic Operations*, Journal of Process Control 11 (2001), © 2001 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 195-207
25. **Maarten Steinbuch** (2002), *Repetitive Control for Systems with Uncertain Period-Time*, Automatica (2002) 38, © 2002 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 2103-2109
26. **Manayathara Th. J., Tsao T. -C., Bentsman J., & Ross D.** (1996), *Rejection of Unknown Periodic Load Disturbances in Continuous Steel Casting Process Using Learning Repetitive Control Approach*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4(3), 1996, pp. 259-265
27. **Natarajan Seshatre, Jay H. Lee** (2000), *Repetitive Model Predictive Control Applied to a Simulated Moving Bed Chromatography System*, Computers and Chemical Engineering 24 (2000), © 2000 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 1127-1133
28. **Srinivasan B., D. Bonvin** (2007), *Controllability and Stability of Repetitive Batch Processes*, Journal of Process Control 17 (2007), © 2007 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 285-295
29. **Tsao T. C., Nemani M.** (1992), *Asymptotic Rejection of Periodic Disturbances with Uncertain Period*, Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696-2699
30. **Zhoua K., D. Wang, B. Zhang, Y. Wang, J. A. Ferreirac, S.W.H. de Haan** (2007), *Dual-Mode Structure Digital Repetitive Control*, Automatica 43(2007), © 2007 Elsevier B.V. Science Direct, pp. 546-554
31. **Nikolov E.** (2004), *Fractional Order Control Algorithms and Controllers*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p
32. **Nikolov E.** (2004), *Special mathematical functions and fractal operators*, Sofia 2004, © 2004 Technical University Sofia Press, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p
33. **Nikolov E.** (2013), *Fractional Absorptive Filters in the Control Systems - part I, II*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 63(1), pp. 25-44
34. **Nikolov E., N. G. Nikolova** (2013), *Fractional Control Systems Absorbing Disturbances*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 63(2), pp. 31-40
35. **Nikolova N. G.** (2011), *Robust $\mathcal{ML}$ Control Systems - part 1,2*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2011 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 61(1), pp. 135-146

- 36. Nikolova N. G.** (2012), *Dual-Mode Repetitive Systems*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2012 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 62(2), pp. 137-146
- 37. Nikolova N. G.** (2012), *Filters in Dual-Mode Repetitive Systems*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2012 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 62(2), pp. 127-136
- 38. Nikolova N. G.** (2013), *Filters in Repetitive Control Systems*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 63(2), pp. 45-52
- 39. Nikolova N. G.** (2013), *Investigation of Repetitive Control Systems*, Journal Proceedings of the Technical University Sofia, © 2013 Publishing House of Technical University of Sofia, ISSN 0374-342X, ISSN 1311-0829, Volume 63(2), pp. 53-62
- 40. Nikolova N., Nikolov E.** (2008), *ML- Structures in the Repetitive Robust Control Systems*, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8(1), © 2008 Publishing House of BAS, pp. 44-64

Автор: Нина Г. Николова, доцент, д-р - катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: ninan@tu-sofia.bg

Постъпила на 24.08.2013

Рецензент проф. д-тн Е. Николов

СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ НА КАЧЕСТВЕНИТЕ ПОКАЗАТЕЛИ НА БАНКИ ФИЛТРИ ОТ РАЗЛИЧЕН ТИП, ПРИЛОЖИМИ ПРИ КОДИРАНЕ НА АУДИО СИГНАЛИ

Снежана Плешкова-Бекярска

Резюме: На базата на разработена в настоящата статия програмна реализация са моделирани и симулирани банки филтри от различен тип за кодиране на аудио сигнали по стандарт MPEG Audio. Резултатите от програмната реализация са използвани за сравнителен анализ на качествени показатели на изследваните типове банки от филтри и е установено, че банките филтри от типа Gammachirp се характеризират с по-добри качествени показатели в сравнение с банките от филтри, използвани обикновено в стандарта MPEG Audio.

Ключови думи: кодиране на аудио сигнали, банки от филтри, стандарт MPEG Audio

COMPARATIVE ANALYSIS OF QUALITY CHARACTERISTICS FOR DIFFERENT TYPES OF FILTER BANKS APPLIED IN AUDIO SIGNALS CODING

Snejana Pleshkova – Bekiarska

Abstract: On the base of developed in this article software realization are modeled and simulated different types of filter banks used in MPEG Audio standard for audio signals coding. The results of software simulations are used in comparative analysis of quality characteristics for different filter banks and it is found that Gammachirp filter banks characteristics exceed the parameters of ordinary filter banks used in audio signal coding standard MPEG Audio.

Keywords: audio signals coding, filter bank, MPEG Audio Standard

1. Въведение

В стандарта ISO/MPEG [1] за кодиране на подвижни изображения съществува обособена част MPEG Audio, предназначена за кодиране на аудио сигнали на съпровождащия звук към видео последователността от изображения при записът им на оптически носители (CD or DVD). Този стандарт е разработен от експертна група към международния институт по стандартизация ISO (International

Organization for Standardization), известна като Moving Picture Expert Group (MPEG). В хода на разработката и утвърждаването на този стандарт са създадени редица негови варианти. Основната характерна особеност на това многообразие от варианти е тяхната съвместимост, която се гарантира чрез дефиниране в стандарта само на необходимите изисквания при кодиране и декодиране на аудио сигналите без да се поставят съществени ограничения за начина на всяка конкретната реализация на алгоритъма за кодиране на аудио сигналите, основаващ се на принципа на психоакустичното кодиране [2,3] и прилагането на подходяща банка от филтри.

Целта на настоящата статия е да се проведе изследване и сравнителен анализ на някои от препоръчителните в стандарта MPEG Audio варианти за кодирането на аудио сигнали, свързани основно с различието в избора на вида на необходимата банка от филтри. Изследването е извършено чрез съответна програмна реализация за моделиране и симулацията на два типа банки от филтри за кодиране на тестови и реални аудио сигнали. Резултатите, получени при моделирането и симулацията, ще бъдат използвани за извършване на задълбочен сравнителен анализ и оценка на качествените показатели на всяка от изследваните банки от филтри за кодиране на аудио сигнали.

2. Основни принципи на психоакустичното кодиране на аудио сигнали

Психоакустичното кодиране на аудио сигнали се основава на познанията за слуховото възприятие на човека. Едно от важните свойства на слуховото възприятие на човека е свързано с действието на вътрешното ухо на човека като своеобразна банка от филтри, честотната лента на които се определя от понятието „критична честотна лента“. Въз основа на усреднени резултати от изследвания, проведени с много слушатели, е определена зависимостта на критичната честотна лента от честотата. Тя може да се представи аналитично с изказа:

$$z(f) = 13 \arctg(0,00076 f) + 3,5 \arctg \left[\left(\frac{f}{7500} \right)^2 \right], \text{bark} \quad (1)$$

Единицата bark се дефинира като честотно отстояние една критична лента. Тя се определя с изказа:

$$1 \text{bark} = 26,81 \left(\frac{f}{1000} \right) / \left(\frac{f}{1000} + 1,96 \right) - 0,53. \quad (2)$$

Ширината на критичната лента остава постоянна в честотния диапазон от 100 Hz до 500 Hz и нараства приблизително с 20% за централни честоти на критичната лента по-високи от 500 Hz.

В методите за психоакустично кодиране на аудио сигнали се препоръчва зависимостта $BW_c(f)$ да се третира като дискретно множество от лентови филтри, които се описват с израз (2). Това множество от филтри се означава като банка от филтри, които се характеризират с техните централните честоти.

Чрез описаните по-горе принципи на психоакустичното кодиране на основата на представянето на слуховото възприятие като обработка на аудио сигналите с банка от филтри са предложени алгоритъм и програмната реализация на банка от филтри от типа Gammachirp, предложена в [4].

3. Блок алгоритъм и програмна реализация на банка от филтри от типа Gammachirp

На фиг.1 е представена предложената блокова схема на алгоритъм за програмна реализация на банка от филтри, чрез която да бъде проведен сравнителен анализ на качествените показатели при изследване на различни типове банки от филтри.

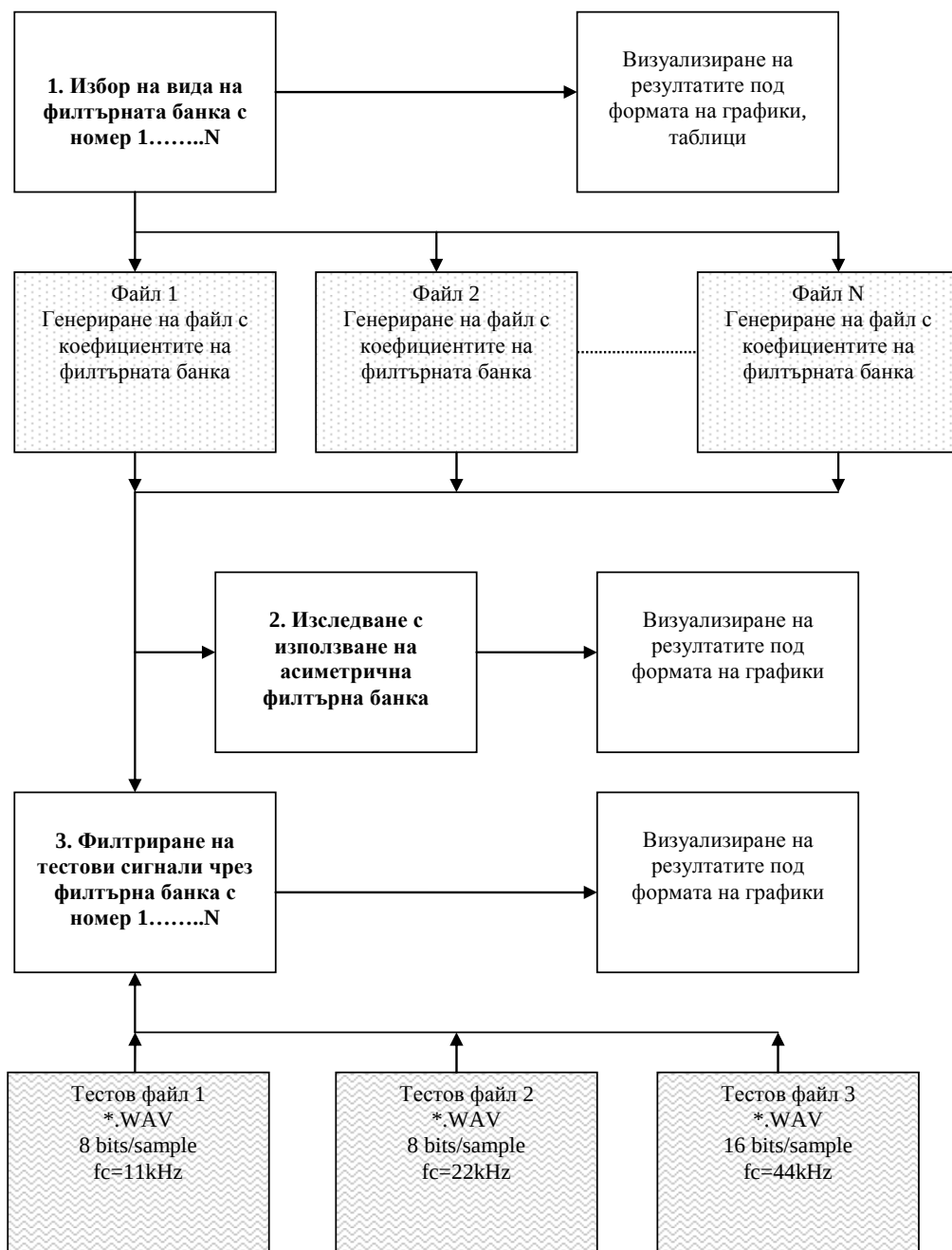
В този алгоритъм са включени следните три основни стъпки:

1. Избор на вида на филтърната банка с номер от 1.....N;
2. Изследване с използване на асиметрична филтърна банка;
3. Филтриране на тестови сигнали чрез филтърна банка с номер от 1.....N.

В блоковата схема на представения алгоритъм на фиг.1 са включени също и допълнителни блокове, главно свързани с представяне на резултатите под формата на графики и таблици, а също така и диалогова част за избор на типа на филтърната банка, която се изследва и избор на тестови аудио файл.

На базата на предложения алгоритъм на фиг.1 е разработена съответна програмна реализация, за да се изследва действието и качествените параметри на различни по вид банки филтри [4], които са приложени при кодиране на аудио сигнали по стандарта MPEG Audio. Програмната реализация е осъществена основно чрез програмната система за моделиране и симулация MATLAB, но с оглед повишаване на бързодействието и оптимизиране на алгоритъра някои негови части, главно свързани с по-сложни математически действия, са осъществени със съвместими с MATLAB програмни средства (модула MEX за връзка с езика за програмиране C++ и MATLAB).

Чрез модула MEX е създаден интерфейс за обмен на данни между работната среда на MATLAB и функции на други езици (в случая C++) за програмиране. Чрез този интерфейс връзката на програмната система MATLAB с езика за програмиране C++ се осъществява чрез MEX-файлове със стандартно за езика C++ разширение в името на файла (*.c), при което модульът MEX от програмната система MATLAB дефинира единствено как трябва да е структуриран MEX файла и какви да са C++ функциите в него, за да се осъществи правилна връзка на C++ с MATLAB.



Фиг.1. Блокова схема на предложения алгоритъм за програмна реализация на банка от филтри, чрез която да бъде проведен сравнителен анализ на качествените показатели при изследване на различни типове банки от филтри.

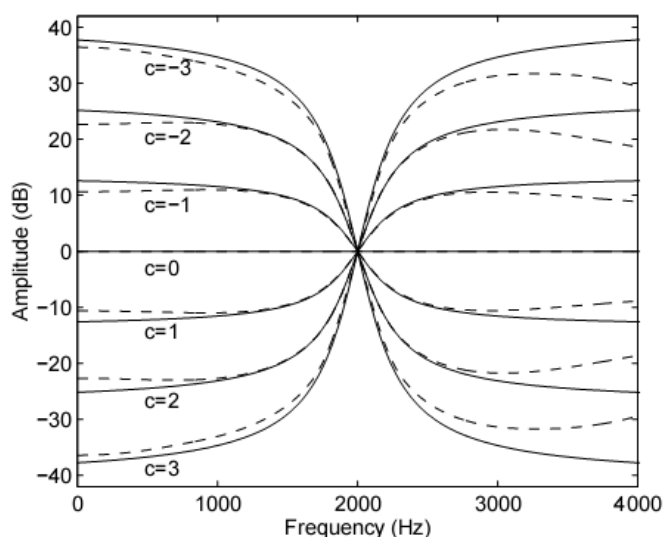
4. Експериментални резултати

Предложената на фиг.1 блокова схема на алгоритъм и разработената за него програмна реализация са експериментално проверени при изследване на различни по вид банка от филтри, прилагани в стандарта MPEG Audio. Резултатите от експериментите са използвани за провеждане на сравнителен анализ на качествените показатели при изследване на различни типове банки от филтри,

използвани в стандарта MPEG Audio. В хода на експерименталните изследвания са проведени множество от експерименти с различни варианти на банки от филтри и различни по вид и съдържание на аудио информацията звукови тестови записи във файлово с формат *.wav. В настоящата статия е представена само част от тези експериментални резултати, с цел да се представят в подходяща синтезирана форма основните изводи получени при тези експерименти.

На фиг.2. е показан в сравнителен аспект резултатът от визуализацията чрез разработената програмна реализация на характеристиките на широко прилагания в стандарта MPEG Audio [1] обикновен асиметричен тип на банка от филтри и предложени в настоящата статия тип на банка от филтри, наречен в случая «асиметричен компенсационен филтър». Сравнението между двата типа банка от филтри обикновения асиметричен филтър, прилаган в стандарта MPEG Audio, и предложени «асиметричен компенсационен филтър» е показано на фиг.2 при следните параметри: брой на звената на филтъра n , коефициент b , нормирана честота f и параметър c :

$$n = 4, b = 1.019, f_r = 2000 \text{ Hz}, c = -3 \div 3.$$

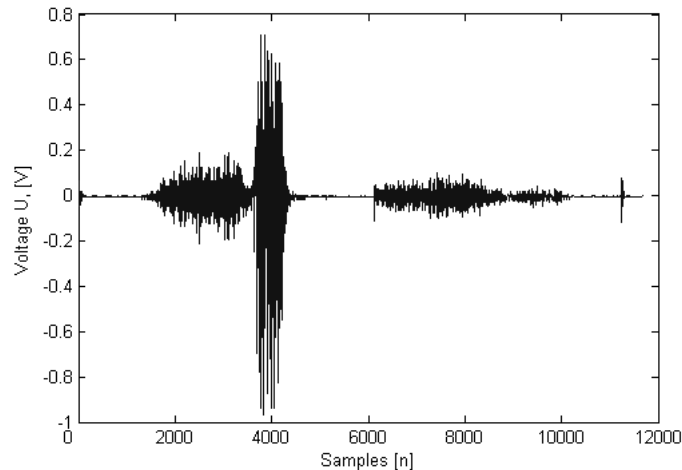


Фиг.2. Сравнение в резултат от визуализацията чрез разработената програмна реализация на характеристиките на широко прилагания в стандарта MPEG Audio [1] асиметричен тип на банка от филтри и предложени в настоящата статия тип на банка от филтри, наречен в случая «асиметричен компенсационен филтър».

От фиг.2 се забелязва близост в характеристиките (и съответно действието) на сравняваните два типа банки от филтри, но тази близост е характерна за честоти, разположени около и под централната честота f_r . Забелязва се също, че над централната честота f_r има значително по-голямо разминаване в характеристиките на обикновения, прилаган в стандарта MPEG Audio [1] асиметричен тип на банка от филтри и предложени в настоящата статия «асиметричен компенсационен тип» на банка от филтри. Предложено е това различие да се компенсира чрез предварително прилагане на лентов Gammatone тип филтър в банката от филтри при кодиране на аудио сигнали по стандарта MPEG Audio. Екс-

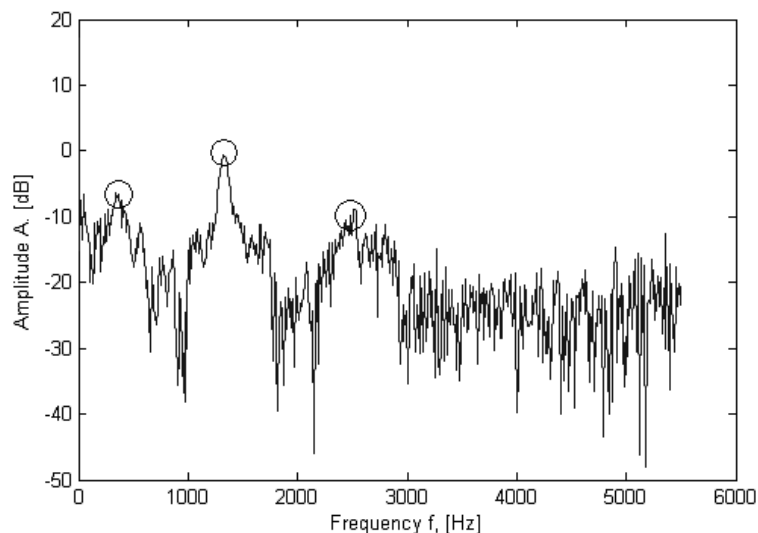
перименталните резултати от програмната реализация на предложението за прилагане в банка от филтри на филтър от типа Gammatone и по-специално Gammachirp филтър са представени графично на следващите фигури.

На фиг.3 е показана времедиаграмата на аудио сигнал, записан във файл SIX.WAV. По абсцисата са нанесени номерата [n] на дискретните стойности на аудио сигнала. От фиг.3 се вижда, че той съдържа 11096 дискретни стойности, а от служебната информация в заглавната част на файла SIX.WAV може да се получи информация за броя на разрядите, с които е преставена всяка дискретна стойност (в случая 8 бита) и честотата на дискретизация (в случая 11kHz).



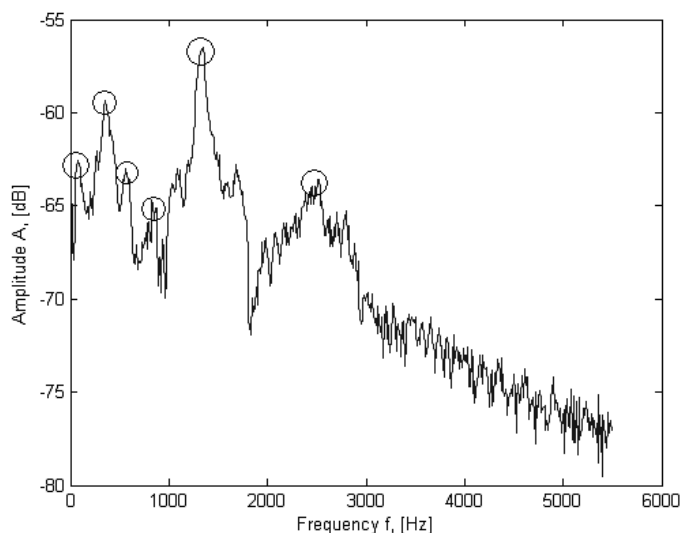
Фиг.3. Времедиаграма на аудио сигнала записан във файл SIX.WAV

На фиг.4 е представен графично спектърът на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху първите 1024 дискретни стойности на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след неговото преминаване през банка от филтри, използвани в стандарта MPEG Audio.



Фиг.4. Спектър на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху първите 1024 дискретни стойности на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след неговото преминаване през банка от филтри, използвани в стандарта MPEG Audio.

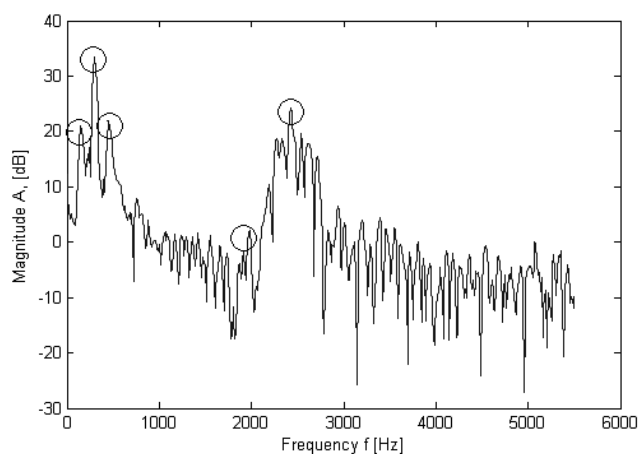
На фиг.5 е представен графично спектърът на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху първите 1024 дискретни стойности на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след неговото последователно преминаване през банка от Gammatone филтри и след това през Асиметрична банка от Gammachirp филтри.



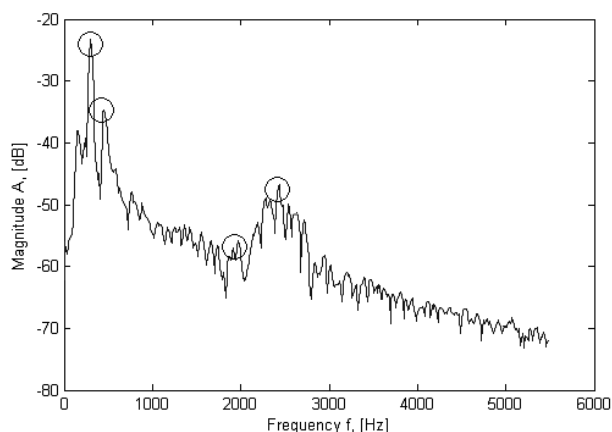
Фиг.5. Спектър на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху първите 1024 дискретни стойности на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след неговото последователно преминаване през банка от Gammatone филтри и след това през Асиметрична банка от Gammachirp филтри.

От времедиagramата на фиг.3 се вижда наличие на амплитуди със сравнително малка амплитуда (приблизително нула, съответстващи на пауза в аудио сигнала). Затова процедурата по филтрация се повтаря и се прилага само за дискретните стойности в интервала 4000 до 5024 (фиг.3), където има наличие на сравнително по-големи амплитуди. Отново е направено сравнение между спектрите на аудио сигнала, определени чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху първите 1024 дискретни стойности на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след неговото преминаване както през през банка от филтри, използвани в стандарта MPEG Audio, така и при последователното му преминаване през банка от Gammatone филтри и след това през Асиметрична банка от Gammachirp филтри. Резултатите са отразени на фиг.6 и съответно на фиг.7.

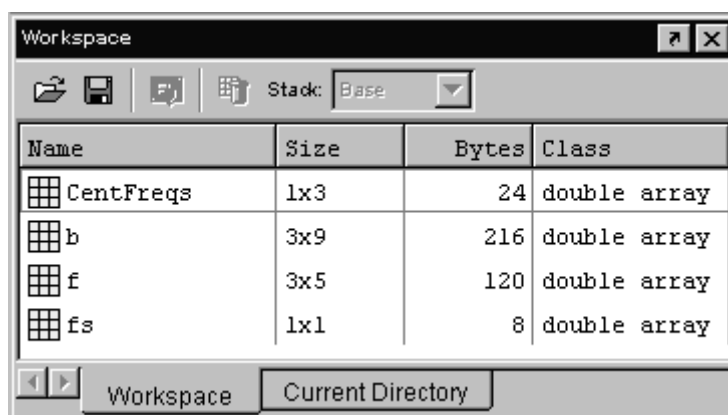
На фиг.8 е показан прозорецът на работното пространство (Workspace) в програмната система MATLAB, в който са дадени изчислените коефициенти на филтрите след отваряне на файла test1.MAT, където те са записани. От фигурата може да се изчисли обема на паметта, която се заема от коефициентите на филтъра в работното пространство (Workspace) на MATLAB, (в случая 360 байта), което съответства на обема на файла test1.MAT.



Фиг.6. Спектр на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху дискретните стойности в интервала 4000:5024 на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след преминаването му само през банка от Gammatone филтри.



Фиг.7. Спектр на аудио сигнала, определен чрез прилагане на бързо преобразуване на Фурие върху дискретните стойности в интервала 4000:5024 на аудио сигнала, записан във файл SIX.WAV, след последователното му през банка от Gammatone филтри и след това през банка от Gammashirp филтри.



Фиг.8. Вид на прозореца на работното пространство (Workspace) в програмната среда MATLAB, в който са показани изчислените коефициенти на филтрите след отваряне на файла test1.MAT

4. Изводи и заключения

След анализ на получените експериментални резултати могат да се направят следните изводи:

- От сравнението на фиг.4 и фиг.5 следва извода, че филтрирането на тестовия аудио сигнал с прилагане на филтри от типа Gammachirp в банката от филтри е по-добро в областта на ниските честоти. Максимуми, които показват доминиращите спектрални компоненти в сигнала, са регистрирани и в двата случая, но при прилагането на филтри от типа Gammachirp в банката от филтри тези максимуми са много по-ясно изразени. Това е изключително важно за постигане на по-висока качеството на кодиране и съответно декодиране на аудио сигналите при използване на стандарта MPEG Audio, защото въз основа на информацията за доминиращите честоти в спектъра на аудио сигналите в MPEG Audio кодиращото устройство се определя излишната информация и се взема решение за нейното отстраняване;

- Сравнението на спектралните диаграми от фиг.6 и фиг.7 показва наличие и на недостатъци при прилагането на филтри от типа Gammachirp в банката от филтри спрямо банката от филтри, използвани в стандарта MPEG Audio. Конкретно за честотния диапазон 2000-3000 Hz Gammachirp филтрирането показва по-незадоволителни резултати, изразяващи се в по-слабо изразени максимуми или доминиращи честото, което затруднява определянето на излишната информация и съответно намалява ефективността при нейното отстраняване. Забелязва се и голяма разлика в нивата на спектралните компоненти при прилагането на филтри от типа Gammachirp в банката от филтри, което се дължи на недостатъчна точност при определяне на усилването на филтрите от типа Gammachirp.

В заключение следва да се подчертае необходимостта от бъдещо изследване с цел оптимизация на всички параметри на предложените филтри от типа Gammachirp, което да доведе до подобряване на качествените им показатели, а с това и постигане на по-добро общо качество на кодирането и декодирането по метода и стандарта MPEG Audio.

Литература

- [1] ISO/IEC 11172-3 Information technology -- Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1,5 Mbit/s -- Part 3: Audio, 1993.
- [2] Плешкова Сн. „Аудиотехника”, Издателство на ТУ-София, 2011 г.
- [3] Kahrs M., Brandenburg K., Applications of Digital Signal Processing to Audio and Acoustics, 2008, Kluwer Academic Publishers
- [4] Плешкова Сн. Изследване на банка филтри от типа GAMMACHIRP за кодиране на аудио сигнали. Годишник на ТУ-София, (приета за печат), 2013 г.

Автор: Снежана Плешкова-Бекярска, доц. д-р от катедра „Радиокомуникации и Видеотехнологии”, Факултет Телекомуникации, Технически Университет - София, E-mail address: snegpl@tu-sofia.bg

Постъпила на 12.11.2013

Рецензент: проф. д-р Димитър Димитров

СОФТУЕРНИ ПРИЛОЖЕНИЯ ЗА ОБРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ НА СИГНАЛИ ОТ ГЕОРАДАР

Георги Петров Весела К. Сергиева Ралица Берберова

Резюме: В настоящата публикация е направен обзорец преглед на популярни професионални софтуерни приложения и системи за цифрова сигнална обработка и визуализация на данни, получени от георадар (GPR). Обсъжда се приложение на георадарните методи за изследване на земно-насипни съоръжения – речни диги и микроязовирни стени. Сравняват се възможностите на някои основни софтуерни приложения за обработка и визуализация на резултати от измерванията. Обсъдени са възможностите за ползване на професионални софтуерни приложения с отворен код. Дадени са примерни приложения и резултати от използване на собственически и отворен софтуер като: Scilab, Octave and Seismic Unix.

Key words: цифрова обработка на сигнали от георадар, визуализация

SOFTWARE TOOLS FOR GEORADAR DATA PROCESSING AND VISUALIZATION

Georgi Petrov Vessela K.-Sergieva Ralitza Berberova

Abstract: This publication is an overview of software systems for digital signal processing of geo-radar (GPR) measurements with applications in ecology and protection of infrastructure of small earth embankment dams and river dikes. Authors compare the capabilities of commercial software systems for processing and visualization of measurement results. Discussed opportunities for using open source software in the primary data processing and visualization. Finally, it is discussed example application for visualization of geo-radar data with proprietary software tools and alternative open source free software like: Scilab, Octave and Seismic Unix.

Key words: DSP, GPR, visualization

1. Introduction

The focus of this comparative study of the features supported by different software tools for data processing and visualization obtained by Ground Penetration Radar (GPR) is to investigate possible integration solutions for development of integrated methodology for non-destructive testing of small earth embankment dams and river beds. This study is part of a preliminary study on the project FFNNIPO 12 00368,

funded by Bulgarian National Science Fund. [1] Problems associated with accidents caused by destruction of the earthworks due to improper maintenance and violation of their integrity frequent in Bulgaria over the past 10 years. This is reinforced by the fact that 98% of the national territory is vulnerable to earthquakes. This danger is combined with the high percentage of highrisk flood areas around the basins of major rivers and dams. Constructed from over 2,000 dams in Bulgaria, with high walls can be identified 171 with embankment walls and 26 with rockfill walls [2]. This figure should be added about 400 km strip bulk facilities along the river Danube and numerous dikes along the rivers in the country. Despite the untimely efforts to renew and partial repayment of these facilities there are hundreds of embankment dams de facto non in technical control of uncertain ownership, which circumstances combined with their years of service without repair often leads to disastrous consequences. Regardless of the facts and opinion of world experts in seismology on the relative stability of embankment dams to earthquakes [3], but we may think that these reports refer only to the well-maintained facilities [4] which is not the case in Bulgaria. As for the maintenance of these facilities in good condition majority of authors point the need for preventive monitoring (for dam design improvements) of their structure and integrity [5], [6], [7]. On the other hand water conservation, storing them for agriculture and fisheries, as well as for the production of green energy in combination with already built a huge amount of solar parks, should be subject to deliberate and long-term state policy in European Union [8]. In connection with the general guidelines and trends can be concluded that more water tanks of different sizes will be needed to provide food, green energy, health, water transfer and transport in near future. Bulgaria is rich in water resources and should take advantage of this position in EC region, which could bring enormous economic benefits to the state and residents, as well as improving ecology and quality of life. National policy in this regard should be made gradually and first be directed to restoration and protection of dams in Bulgaria, and later to the development of more small dams, which in combination with the solar photovoltaic green electricity will provide the energy backbone of the state. This means that a huge amount of research work related to research integrity and strength of existing dams and embankment dams should be carried out. Classical methods used for analysis by drilling and electrical impedance studies of embankment dams do not have the economic efficiency and are too slow for fast and qualitative analysis of the current situation. The aim of the project is to develop advanced methodology, using the experience of best practeces in related EC projects, enabling the widespread use of non-destructive control of small earth embankment dams and river dikes with GPR systems in combination with standard drilling and electro impedance technology.

2. GPR Monitoring Methodology Basic Concept

The concept of the use of the GPR with the monitoring of earth embankment dams may include a number of steps similar to those described below.

- _ Analysis of the structural characteristics of the site
- _ Finding information about possible problems

- _ Visual inspection of the site-photographs & GPS
- _ GPR measurement plan
- _ GPR measurement procedure
- _ Data archiving-online option
- _ Data visualization and processing
- _ Final evaluation by expert-sharing the results
- _ *Appointment of further investigation by drilling
- _ *Final decision for repair or extension of the service
- _ *Computer modelling and simulation for the site

Characteristic of this method is the possibility of extensive subsequent computer processing of the results of precise GPR measurements and the possibility for fast and relatively inexpensive recheck adjustment. These options are not available when using the classical drilling procedures, however, can be used for the appointment of additional geological and engineering investigations [9]. Thus, there will be decrease in the final price of the initial viewing of a large amount of earth embankment dams and levees, but also for largescale application of the process resulting from the use of a cheaper and more easily transportable equipment. Moreover, the use of computer models will allow the combination of data derived from primary GPR measurements with data from a visual inspection, drilling, electrical impedance measurements and other classic methods. This will allow the development of more realistic 3D static models Fig.1 of small dam structure, which eventually would help us to use computer simulations to analyze the stability of a facility under different conditions such as: earthquakes, water overflow, partially or totally destroyed as a result of mechanical interference. The database could also be used for purposes of training geologists and engineers, as well as sharing of best practices among stakeholders.

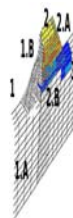


Fig.1. 3D embankment dam static model

Such a model has several areas of vision: 1, 1.A, 1.B; 2, 2.A, 2.B and 3. Area 1(1.A, and 1.B) will be examined only in very small narrow dike walls, or provided that the water tank is empty. This requires similar control measurements to be carried out periodically from inside the levees when the reservoir is in emergency mode or maintenance. Other parts of the model can be reconstructed via vertical GPR penetration tests and side wall penetration. Area 3 can be tested in full scale. Due to the maximum precise penetration of several meters to several tens of meters 2.B area will be reconstructed with low resolution at high embankments. Following these limitations we believe that the use of GPR for investigation of earth embankment dams and river embankments is possible or at low water levels or limited, or as part of the drilling investigation of medium size dams. Notwithstanding the restrictions such a method would give us necessary information for routine control the strength of the

earthworks. One possible solution to investigation of water full dams is the use of underwater equipment [10]. In these measurements the test embankment is scanned vertically and slopes along its length. Thus obtained records give us vertical and oblique structure of the dam. Upon completion of these audit, a data files should be archived and processed accordingly. Combining data from the GPS coordinates of each measurement and the results of different longitudinal scans through the use of specialized software we can reconstruct 3D digital model of the dam. Below we make short comparative review for possible options for the use of software solution to solve similar problems in visualization and processing of the measurements made with GPR systems.

3. GPR Output Data

GPR is used in geophysical research to image the subsurface. The method is based on the transmission of the short RF pulses in soil [11], [12] , as recorded reflections of individual pulses during their adoption allows us to create a picture of the nearby strata, underground infrastructure - pipes, cables, shafts, holes, large underground sites and groundwater, landslides, and more. The reflected part of emitted wave (nanosecond pulses) is reflected from subsurface layers and objects and is detected back in to the receiving system of GPR - Fig.2. Then aquired data is converted to digital format and stored and visualized on the GPR monitor. Most often GPR units can show immediately the underground layers direct to the examiner on the screen. Capabilities of most portable systems do not allow a serious post processing of the measurement data, which is why they should be transferred to a perdonal computer where using specialized software to be visualized and processed.

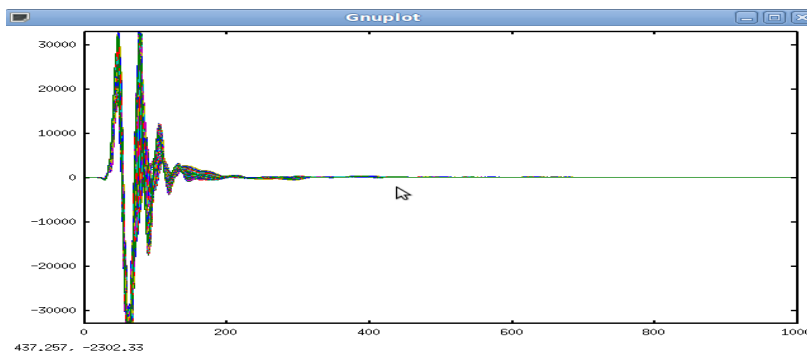


Fig.2. Single pennetration GPR detected signal

In most cases, the studies of an object is performed in a predetermined term, it is possible through the use of GPS to be localized at the point of each puncturing. So eventually combining data from all individual measurements and cuts can reconstruct three-dimensional picture of the nearby subsoils. For the needs of the particular study used portable geo-radar MALA XM3 with working frequensy of 250 MHz. The data stored in the radar carrying information for each single measurement, arranged in said vertical section. Basic parameters of these data are the number of significant points in the vertical direction and the number of individual measurements in each slice. Most data is stored in binary format files in on consecutive recorded 16 bit values. These

files have the extension *.rd3, as they were recorded, and an additional text file containing the specific parameters of a measuring setup with extended *.rad. In a file with the extension *.cor may be recorded geographical coordinates of all conducted measurements. Different types of radars is possible to store additional information in the corresponding text files. Measurement data files can be readed by any type of software tool and then be processed and visualized as 2D images. Combining parallel 2D slices can create a corresponding 3D model of the entire underground scanned subsurface.

4. GPR Signal Post Processing

The main issue in post processing of geo-radar images combining information from multiple penetrations is related to the fact that these data are not themselves two-dimensional image. Aggregation of individual penetrations in a 2D image allows us to obtain information on the individual strata, but also for the existing underground infrastructure. Due to the specifics of the data acquisition process related information many reconstruct images superimposed and difficult to read by an untrained person Fig.3. This makes serious difficulties in processing of reconstructed images using classical techniques for digital processing. These techniques can be applied limited by the interpretation of the data is also very difficult because of the high dynamics of the resulting echoes. The highest level is the signal reflected from the nearest standing strata, as the data in depth have much lower amplitudes. The resulting images despite the possibility of further 2D and 3D reconstruction give us only integral evaluation of the located underground sites. Depending on the depth of which we wish to scan requires the use of different operating frequencies, leading to a limitation of the spatial resolution versus penetration depth of the technique Table 1. For the purpose of inspection with high resolution can be used frequency range up to 2.4 GHz, which is usually done for the inspection of concrete coatings with reinforcements. In the context of the control of small dams makes sense for planned regular inspections of internal and external concrete coatings control, which can only be done at low water level. GPR output file contains information from different penetrations that can be processed like reconstructed 2D image or as separate signals. In the latter case it is possible to achieve frequency correction of various harmonics, which can be removed in different noise penetration. It is possible to carry out low-frequency, high frequency, notch and band filtration, thus creating the conditions to visualize only thin layers, thick layers or small or larger objects. The user should be preconditioned on what tools should use when analyzing and inspecting objects using similar GPR slice images. Since the signals from the lower layers are much weaker, a common mistake is not to be considered. Therefore responsible person for the inspection of objects is important to carry out a thorough and detailed inspection of all of the measurement results in full scale of signal dynamic and frequency range. Below we describe the main capabilities for processing and reconstruction of 2D slices obtained by the GPR using different software tools.

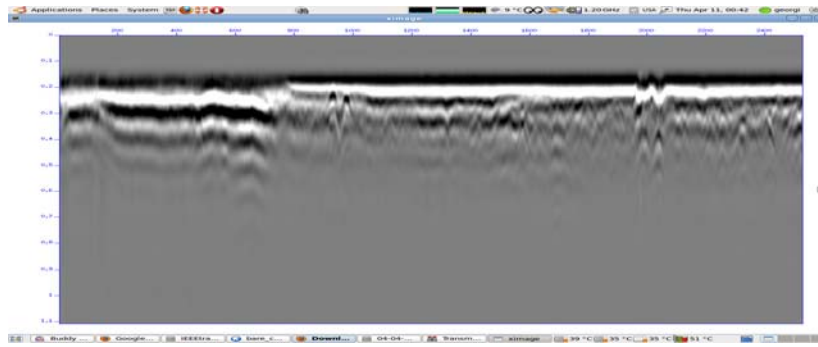


Fig.3. 2D slice GPR reconstructed image, created by Seismic
[Unixhttp://timna.mines.edu/cwpcodes/](http://timna.mines.edu/cwpcodes/)

Table1. GPR frequency range versus radial resolution
 and pennetration depth

Frequency Range (MHz)	Radial Resolution (cm)	Penetration Depth (m)
25	100	50
50	50	40
100	25	25
200	10	8
250	5	6
500	3	2.5

5. GPR Software

5.1. MALA GPR GroundVision 2

This is the basic software provided by the manufacturer of GPR system. With it can be visualized individual 2D slides, as they can be fixed with geographic coordinates and respectively the data can be exported for processing in other programs or to be stored and printed as black and white or colorized images. Since radargram is a set of vertical signals with a resolution of 16 bits, the data can't be well visualized on standard monitors. Problems are related to the dynamics of black and white images by the inability of the monitors to display deeper brightness of 256 units. This problem is solved by the use of different color patterns to present data with a large dynamic range. Despite these opportunities software have standard options to change image brightness and contrast. An interesting option of this simple software is the ability to apply different spectral masks on all single measurements. Thus making possible to eliminate or enhance specific components of the reflected signal Fig. 4. This allows us to visualize only thin layers, only thick layers or remove large or small objects in reconstructed 2D image. Through a combination of filters, it is possible to remove the specific waveforms, or to focus on only a certain geological structures in 2D image. This software is proprietary and no future adjustments and improvements can be done, it works on operating system Windows.

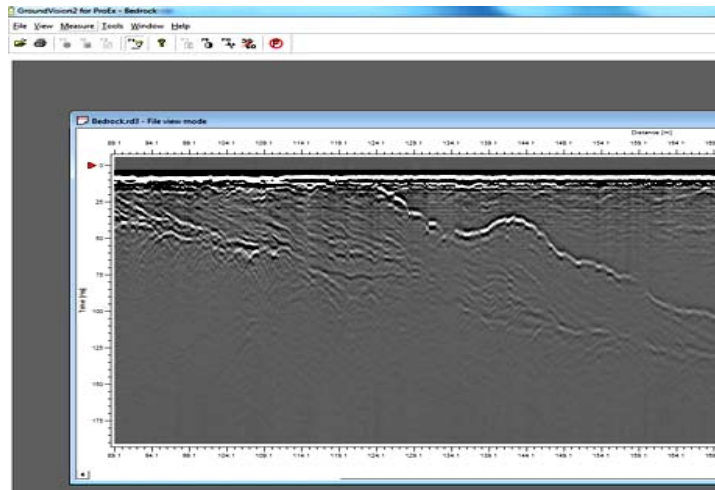


Fig.4. GroundVision 2 - screenshot

5.2. General Purpose Software Tools

Large amount of software for engineering research and training can be used for visualization and processing of radargrams. Most of these software is open source and can be used completely free for other engineering plans, calculations and simulations. The disadvantage of this kind of programs is that they work in interpreter mode and use reusable components for drawing graphics and images, it can lead to serious delays in the processing and visualization [13] of large datasets in case of multi slice reconstruction of embankment dams. All that programmer need to do is to open and read data files and fill 2D-16 bit integer matrix with values, attention should be taken in case if GPR uses big endian formatted data, so after reading data bytes must be swapped before processing. These data forms 2D slice image and can be processed like greyscale image, visualized as colorized image, or processed to brightness and contrast adjustment, or even to filter single penetrations to remove or amplify exact spectral component.

5.3. Seismic Unix

This system integrates the experience of many experts in the field of seismology, part of which can be used for processing, and storage of data obtained from geo-radar, sonar or lidar. This project started at early 1970. The Seismic Unix project is partially funded by the Society of Exploration Geophysicists (SEG), and by the Center for Wave Phenomena (CWP), Department of Geophysical Engineering, Colorado School of Mines. Past support for SU has included these groups, as well as the Gas Research Institute (GRI). [14] The system is Unix-based and written in the C language, thus making it very fast and efficient for large scale calculations. With this system it is possible to be carried out and simulation testing of a structure in terms of its earthquake resistance. The main drawback for ordinary users, is the fact that the environment does not have a graphical user interface. However, this makes it very flexible, different scripts and programs on Java, TCL/TK and Python and other high-level languages can be used to create a graphical interface or even Bash-scripts.

Seismic Unix is decentralized open source system, making it very efficient and fast, which is essential advantage over the monstrously slow closed applications. This system can be installed on Linux (in our case Ubuntu) very easily please refer to this link [http://www.seismicunix.com/w/Seismic Unix install on Ubuntu](http://www.seismicunix.com/w/Seismic%20Unix%20install%20on%20Ubuntu). Using the visualization system can be done through the implementation of short scripts or phasing writing commands refers to their different options [15].

```
# This command opens ".rd3" file and reads sequence
# of 16 bit integer values, remaps data from short
# to float and store the output into "a.f" file
recast < DAT0013A1.rd3 in=short out=float > a.f
# This command sets number of samples
# per each penetration
suaddhead < a.f > a.su ns=992
# This command sets the total number
# of penetrations per slide
sushw < a.su > aa.su key=data=samples_2942
# Visualize 2D image in BW format
suximage < aa.su perc=80 title="GPR slice" legend=1 &
# Remove temporary files to free disk space
rm a.f a.su
```

This code will produce the corresponding output greyscale image Fig.5. It is apparent that good stand upper penetration section is visible. Very low amplitude reflections from lower layers are not even visible at 256 halftone image. Greyscale images that contain high dynamic range data are not always easier way to examine entire image, because we need to make multiple review screens changing "perc=99, 98, 97, ..., 3, 2, 1" option see Fig.6 and Fig.7. Our software allows you to colorize the halftone images so that the user can see large and small amplitudes radargram, this is done as follows Fig.8, we can combine different types of filtration - median Fig.9 or median and rms Fig.10, both of them can be applied in 1D and 2D domain:

```
# Visualize "aa.su" file data in HSV format
suximage < aa.su perc=80 title="GPR slice"
legend=1 cmap=hsv2 &
```

In Seismic Unix there are several basic options that can perform image processing, such as statistical filtering: median, rms, maximum and others. Some of these features are obtained by the following command parameters:

```
sunormalized t=1 norm=med < aa.su j suximage legend=1
perc=80 cmap=hsv2 title="median" &
sunormalized t=1 norm=med < aa.su j sunormalized t=1
norm=rms j suximage legend=1 perc=80 cmap=hsv2
title="median & rms" &
sunormn oarlm i zael i zdet=1 d t=no1 rmno=rmme=dm < aa.j .ssu uximage legend=1
perc=80 cmap=hsv2 title="median & max" &
```

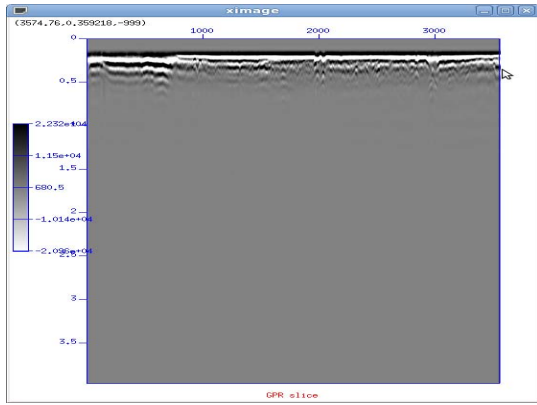


Fig.5. SU standard BW slice visualization

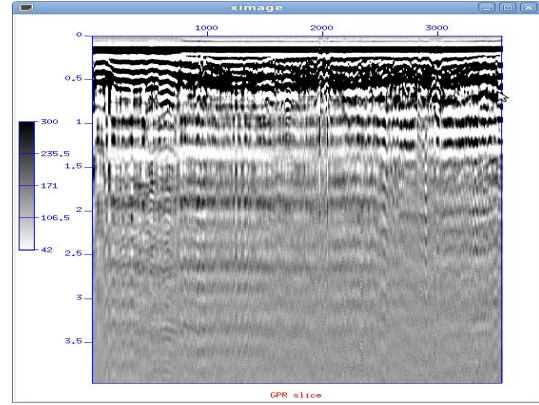


Fig.6. SU BW slice visualization, perc=90

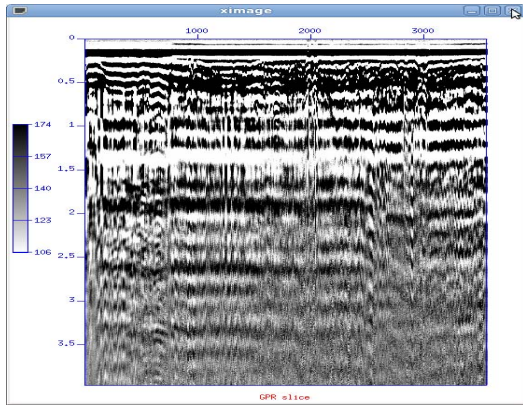


Fig.7. SU BW slice visualization, perc=80

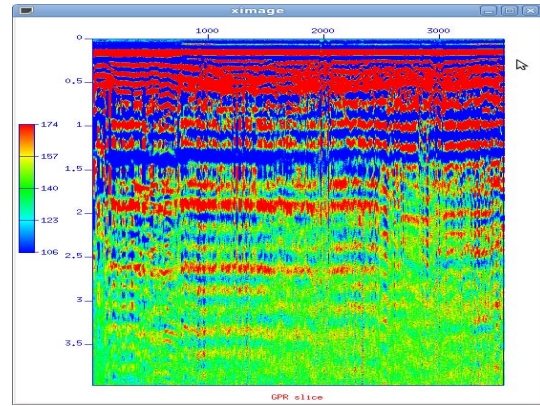


Fig.8. SU HSV colorization slice visualization, hsv2, perc=80

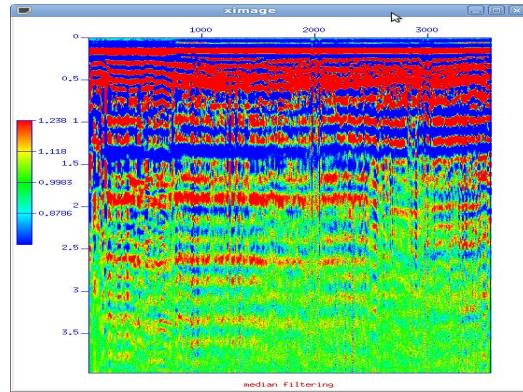


Fig.9. SU HSV median filtering

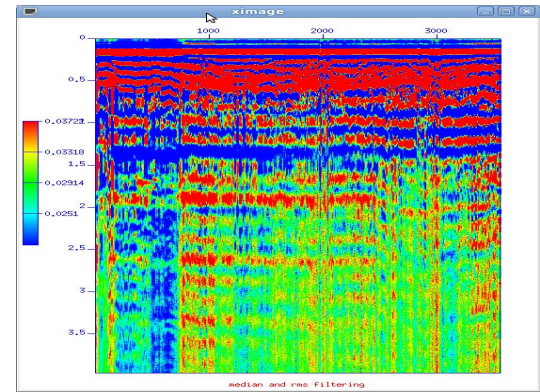


Fig.10. SU HSV median and rms filtering

6. Conclusion

Our preliminary analysis on the possible use of additional software packages for processing and visualization of data from GPR shows that standard software applications can only be used for very basic analysis. There are many possibilities for the use of proprietary programs, however, have two major drawbacks - high cost and inability to adapt new features. Such restrictions are unjustified in conducting scientific research, especially in the context of the particular study aimed to analyze and evaluate the stability of small embankment dams and river embankments. It is also discussed the possibilities of using standard engineering computing packages like

Matlab or Scilab. Their major advantage is ease of adaptation in learning, while students may be explained in detail and illustrate how one or another algorithm is working, visualizing and filtering of signals and reconstructed images. Best software which showed perfect results and capabilities for processing and visualization GPR data is Seismic Unix. This software will be used for future analysis of GPR data with different packages like OpenDX for 3D model visualization.

Acknowledgment

This work is supported by the project: Monitoring and prevention of environmental disasters by developing a methodology for georadar researches on rivers and dam embankment constructions, FFNNIPO 12 00368, funded by Bulgarian National Science Fund DFNI-M01/9/22.11.2012 - <http://www.bulfund.com>.

References

- [1] Monitoring and prevention of ecological disasters by georadar researches on river and dam embankment constructions R. Berberova, G. Petrov, L. Laskov
- [2] D. Toshev, Embankment dams in Bulgaria - Present and Perspectives, University of Architecture, Civil Engineering and Geodesy, Sofia
- [3] Dr. I.M. Idriss, National Dam Safety: Embankment Dams During Earthquakes - Federal Emergency Management Agency 2008 - FEMA P- 721DVD - Methods for evaluating and evaluating performance. Expert Video Series, the National Dam Safety Program, Aug 20, 2010
- [4] Federal Guidelines for Dam Safety Earthquake Analyses and Design of Dams, May 2005
- [5] A.Sz.Chrzanowski. M. Massira, Relation between monitoring and design aspects of large earth dams, 3rd IAG/12th FIG Symposium, Baden, May 22-24, 2006
- [6] Environment Agency, Modes of dam failure and monitoring and measuring techniques, Project: SC080048/R1, Bristol
- [7] R. Varbanov, Use of modern methods of geophysical monitoring embankment dams, 5th Bulgarian-Austrian Seminar Small Dams and HPP, 30 March 2012, Sofia
- [8] D. Koutsoyiannis, Scale of water resources development and sustainability: small is beautiful, large is great, Department of Water Resources and Environmental Engineering, Faculty of Civil Engineering, National Technical University of Athens, Greece, Hydrological Sciences Journal Journal des Sciences Hydrologiques, 56(4) 2011 Special issue: Water Crisis: From Conflict to Cooperation
- [9] Guido Mori, Doctoral Thesis, The use of Ground Penetrating Radar and alternative geophysical techniques for assessing embankments and dykes safety, Universit di Bologna, 2009
- [10] A.P.Abramov, A.G.Vasiliev, Underwater ground penetrating radar in archeological investigation below sea bottom, GPR 2004. Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar
- [11] V. Prokhorenko, An impulse generator for the ground penetrating radar, Kyiv, Ukraine

Authors: Georgi Petrov, Assisst. Prof. PhD, New Bulgarian University, Department Telecommunications, E-mail address: gpetrov@nbu.bg; Vessela Karlova-Sergieva, Assisst. Prof. PhD, TU-Sofia, Faculty of Automatics, Department Industrial Automation, E-mail address: vaks@tu-sofia.bg, Ralitza Berberova, Assisst. Prof. PhD, New Bulgarian University, Natural Sciences Department, E-mail address: rberberova@nbu.bg

Received 16 August 2013

Reviewer Associated Prof. Ph.D. V. Galabov

СИНТЕЗ НА САУ НА ОБЕКТИ СЪС СЪЩЕСТВЕНО ЗАКЪСНЕНИЕ С ИЗПОЛЗВАНЕ НА КОЛИЧЕСТВЕНАТА ТЕОРИЯ НА ОБРАТНА ВРЪЗКА

Станислав Енев, Весела Карлова-Сергиева

Резюме: *Работата представя приложението на количествената теория на обратната връзка при синтеза на закон за управление на лабораторен топлинен обект със съществено закъснение. Показано е, че методите, базирани на тази теория се обобщават без особености и за този тип задачи за синтез, известни със своята трудност. Проектираният закон за управление е валидиран експериментално, като са дадени и разяснения относно практическата му реализация. Получените резултати показват, че желаното качество на регулиране, специфицирано във времевата област, е постигнато.*

Ключови думи: *количествена теория на обратната връзка, управление на обекти с транспортно закъснение*

DESIGN OF CONTROL SYSTEMS FOR PROCESSES WITH SIGNIFICANT TIME-DELAY BY USING THE QUANTITATIVE FEEDBACK THEORY

Stanislav Enev, Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: *This paper presents the application of a QFT-based design method for the case of a laboratory heat-exchange process with significant time-delay in the input-output path. It is shown, that the methodology extends directly to this type of control problems, which are known for their difficulty. The designed control law is validated experimentally and implementation details are discussed. The results show, that the specified time domain performance is actually obtained.*

Keywords: *quantitative feedback theory, control of time-delay processes*

1. Introduction

Delay terms arise in mathematical models of processes either from physically present transport phenomena, holding times, etc., or as approximations of higher order dynamics. Their presence in the control loop renders the design problem more difficult, as well as reduces the achievable performance. The control problem for processes with significant time-delay becomes even harder when model-plant mismatches are present. In these cases, model-based compensation schemes, such as the Smith predictor, generally fail to ensure robust performance, or even stability. Parameter varia-

tions in process models, and general model uncertainty, are common for real processes as, generally speaking, operating conditions may vary (set-points and/or load variations, different characteristics of input raw materials, etc.).

The quantitative feedback theory (QFT) methodology [1], [2] gives methods and tools to design controllers achieving robust stability and performance, which can be effectively used in cases when large parameter variations are encountered. Since it is generally a loop-shaping frequency domain methodology, the delay terms are seamlessly incorporated in the design procedures. For delay-time dominated processes, QFT-based design of controllers in a Smith predictor scheme has been proposed [3], [4]. In this paper, a QFT-based design case-study within the classical feedback structure for a heat-exchange process with significant time-delay is presented. The paper is organized as follows. In Section 2, the plant modeling is given. In Section 3, a controller and a pre-filter in the classical single-loop control system structure are designed using QFT. In Section 4, a practical implementation is discussed and experimental results are presented.

2. Process description and modeling

The laboratory heat-exchanger is depicted in Fig.1. The heated fluid, being water, passes through an electrical flow heater with constant flow rate and then enters a long coiled pipeline. The temperature of the water at the pipeline's exit point is the controlled variable. The transportation process in the pipeline introduces the significant time delay in the system's input-output path.

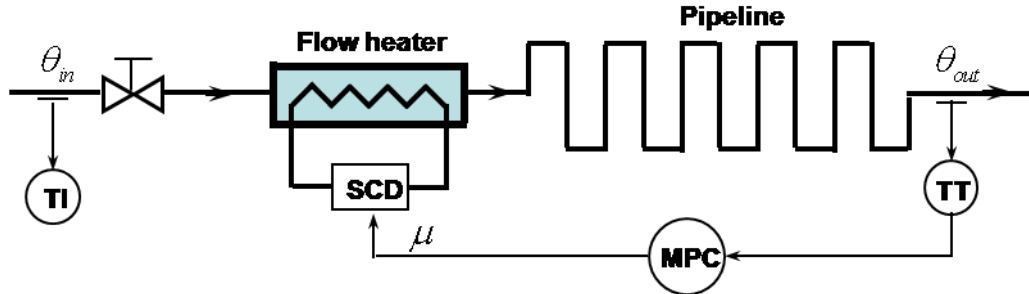


Fig.1

The control input (the manipulated variable) is the duty cycle - μ in the PWM scheme used to modulate the power to the electric heater, i.e. the fraction of the maximal heating power available. The main disturbance is the temperature of the inflow stream - θ_{in} . Within the existing installation, it is observed that after a certain period of operation, the thermal capacity of the structure begins to affect the outlet temperature. Also, with the pipeline not being well insulated, the outlet temperature is affected by the heat transfer to/from the environment when there is a significant deviation from the ambient temperature. Finally, variations of the flow rate will affect significantly the performance of the control system, since the flow rate itself is the major factor determining the dynamic properties of the process. Though considered constant (set by the manually operated valve at the piping input) for the modeling and throughout the experiments, such variations exist due to pressure variations at the installation input.

The outlet temperature is measured with 4-20 mA temperature transmitter using Pt100 resistor as sensor and a temperature indicator is available for the inlet temperature. The PWM control is implemented with a solid-state relay (SSR).

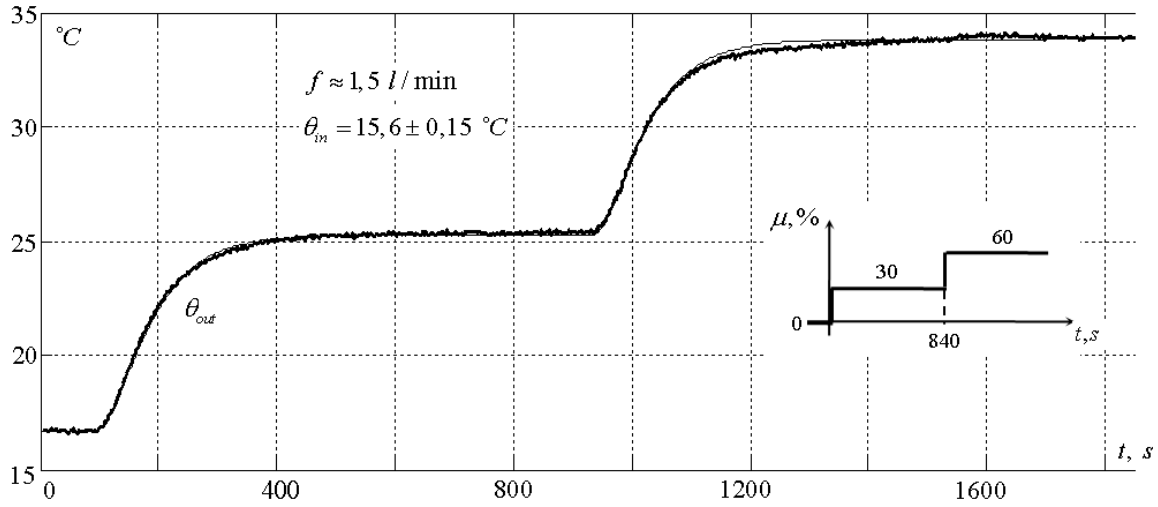


Fig.2

A set of open loop experiments were conducted on the process in order to gather data for identification purposes. It was found that for constant flow rate the process has a linear steady-state characteristic and rather similar transient curves throughout the entire operating domain. In Fig.2 are shown process response to a series of two step changes of the control input, with the flow rate set to $f \approx 1.5 \text{ l/min}$.

The parameters of a second-order plus time-delay models were fitted to the actual responses and the following parameters were obtained.

$$W(p) = \frac{\theta_{out}(p)}{\mu(p)} = \frac{k_{\mu}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} e^{-\tau p}, \quad \text{- transfer function model} \quad (1)$$

with:

$$k_{\mu} = 0.285 \text{ } ^\circ\text{C} / \%, \quad T_1 = 60 \text{ s}, \quad T_2 = 40 \text{ s}, \quad \tau = 95 \text{ s}.$$

The response of the obtained model is shown along with the actual one on the same graph (Fig.2). First-principle modeling considerations suggest that the entry point of the disturbance in the system is at the input, so the same transfer function can be considered, only with steady-state gain equal to one ($k_d = 1$). First-principle modeling considerations again suggests that the time-delay and process gain will vary inversely proportional to the water flow rate. This can be also extended to the time constants in the model. Thus, the transfer function describing the process dynamics for different flow rates can be written as:

$$W_o(p) = \frac{k k_{\mu}}{(k T_1 p + 1)(k T_2 p + 1)} e^{-k \tau p}, \quad (2)$$

with: $k = 1.5 f^{-1}$.

3. Control law design

The QFT design methodology foundations can be found in [1] and [2]. A good, shorter overview of the methodology can be found in [5]. In Fig.3 is depicted the flow chart of the design process, implemented in this paper.

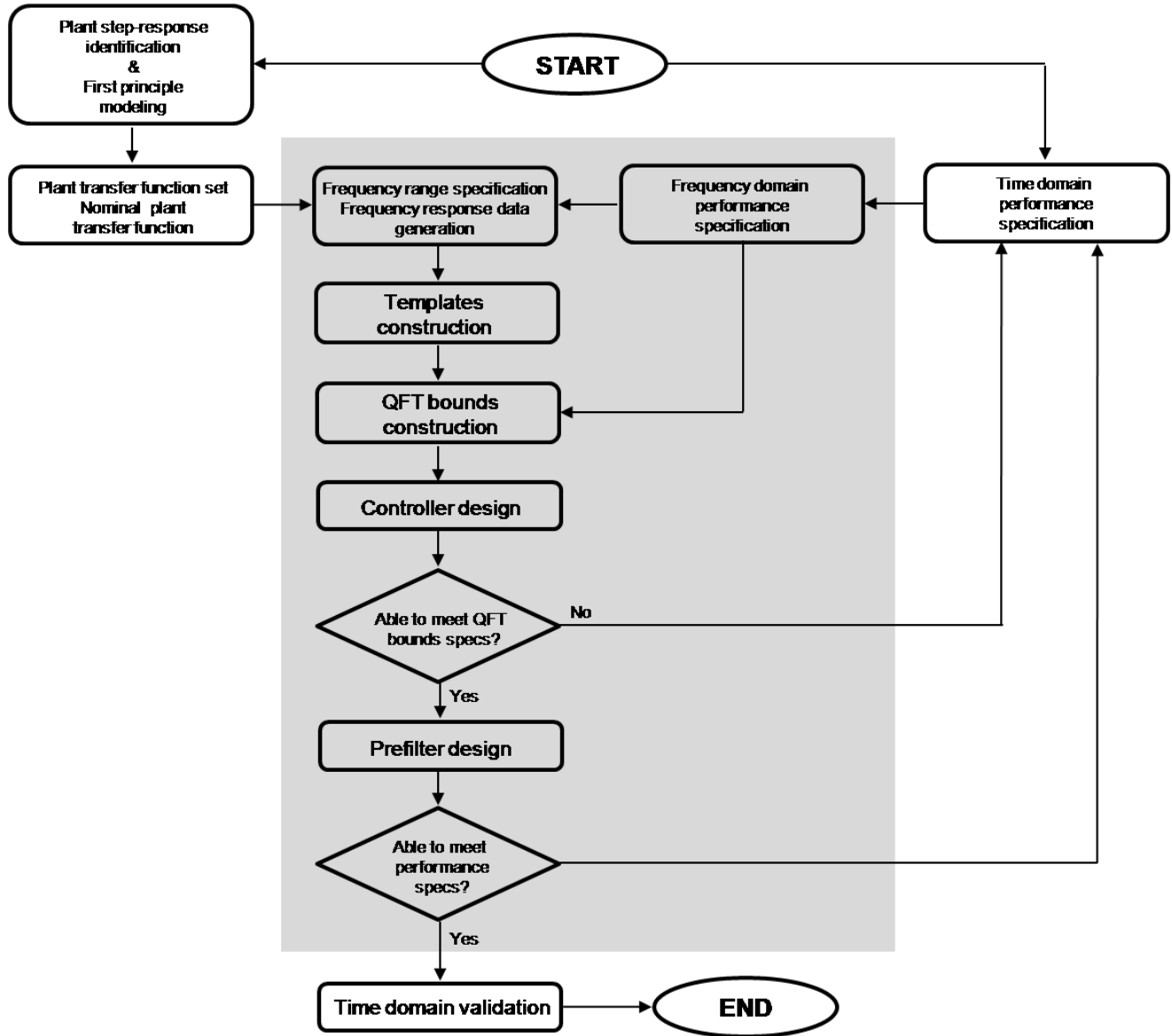


Fig.3

The first part of the modeling process was described in Section 2.

The range of possible flow rates is chosen to be: $1,5-3 \text{ l/min}$, which determines an interval of $[0,5-1]$ in which the scaling coefficient k varies. Eleven values were chosen, spanning the obtained interval with a step of $0,05$ and $k_i = 0,5 + 0,05(i-1)$ were defined accordingly. Then, a process transfer function set is obtained as $W_{o,i}(p)$ by plugging the respective value of the scaling coefficient in (2). The nominal process transfer function - $W_o^*(p)$ was chosen to correspond to $k^* \equiv k_6 = 0,75$ i.e., for a flow of $2,25 \text{ l/min}$.

The structure of the control system is represented in Fig.4,

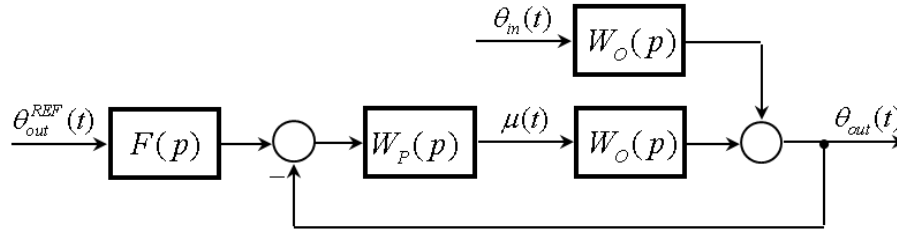


Fig.4

with: $W_R(p)$ - controller transfer function; $F(p)$ - pre-filter transfer function.

The following are defined:

$L_i(p) = W_R(p)W_{O,i}(p)$, - open-loop transfer functions;

$L^*(p) = W_R(p)W_O^*(p)$ - nominal open-loop transfer function;

$T_{R,i}(p) = F(p) \frac{L_i(p)}{1 + L_i(p)}$ - reference-to-output transfer functions of the system.

Time-domain performance was specified by imposing bounds on the desired step-response of the control system. Formally, the following condition is written:

$$s_L(t) \leq s_i(t) \leq s_U(t), \quad (3)$$

$$\text{with: } s_i(t) = L^{-1} \left\{ T_{R,i}(p) \frac{1}{p} \right\}; \quad s_U(t) \equiv L^{-1} \left\{ T_U(p) \frac{1}{p} \right\}; \quad s_L(t) \equiv L^{-1} \left\{ T_L(p) \frac{1}{p} \right\}.$$

In terms of “standard” performance measures, a settling-time of less than 1400 s and an overshoot of less than 3% are guaranteed by satisfying the imposed condition.

As defined, the upper and lower limits are generated as the step-response of two systems with transfer functions:

$$T_L(p) = \frac{1}{(220p+1)^2} e^{-100p}, \quad T_U(p) = \frac{3000p+3}{10^5 p^2 + 3000p+3}.$$

The rest of the design process steps were carried out using the QFT design tool – QFTCT [2]. Other similar tools are presented in [6] and [7]. As inputs, the following transfer functions were supplied: $W_{O,i}(p)$, $i=1..11$, $W_O^*(p)$, $T_L(p)$ and $T_U(p)$, with the delay term approximated by a Pade’s series expansion of fourth order.

The performance specifications are translated in the frequency domain as:

$$B_L^L(\omega) \leq T_{R,i}^L(\omega) \leq B_U^L(\omega), \quad (4)$$

with: $B_U^L(\omega) \equiv 20 \log |T_U(j\omega)|$, $B_L^L(\omega) \equiv 20 \log |T_L(j\omega)|$ and $T_{R,i}^L(\omega) \equiv 20 \log |T_{R,i}(j\omega)|$. A prerequisite condition for the QFT design applicability is that the difference $\delta_R(\omega) = B_U^L(\omega) - B_L^L(\omega)$ should increase as frequency increases. In our case, this is guaranteed by the greater surplus of poles over zeros for $T_L(p)$ compared to that of $T_U(p)$. As seen in Fig.7, the condition is indeed verified.

The frequency range of interest is limited to around $0,012 \text{ rad/s}$ and the following values for the frequency are chosen to use in the design process:

$$\omega_1 = 0,001 \text{ rad/s} \quad \omega_2 = 0,005 \text{ rad/s} \quad \omega_3 = 0,007 \text{ rad/s} \quad \omega_4 = 0,01 \text{ rad/s} \quad \omega_5 = 0,012 \text{ rad/s}.$$

Then, templates are drawn in the Nichols plane as the projections of the frequency responses of each $W_{o,i}(p)$ in the plane, for the respective value ω_m , $m=1..5$ - Fig.5.

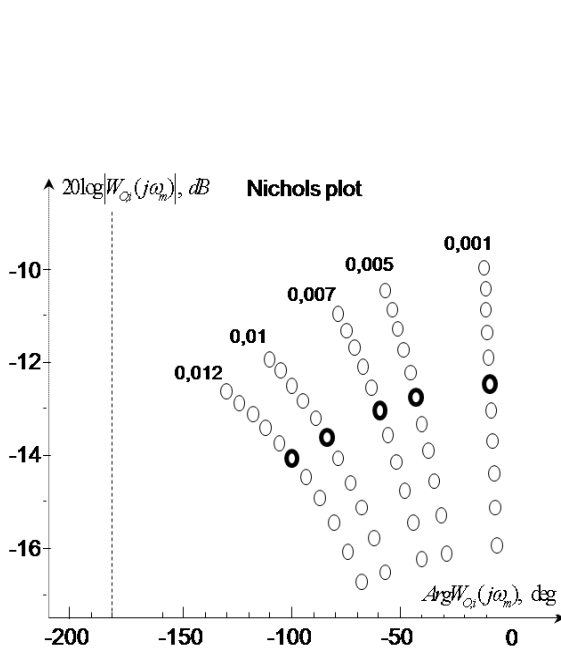


Fig.5

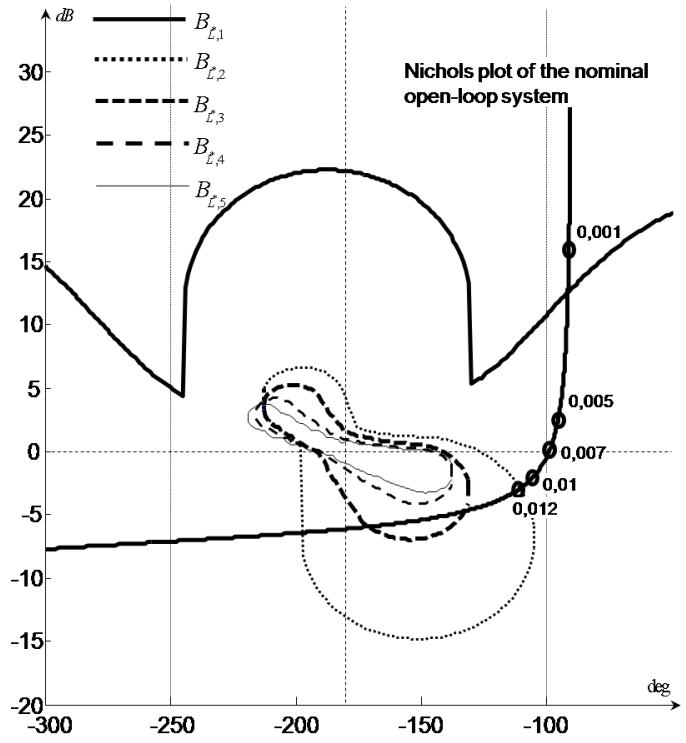


Fig.6

The QFT bounds for each frequency, generated by QFTCT tool are shown on Fig. 6. The controller is specified iteratively, by adding dynamics and adjusting parameters, so the Nichols plot of the nominal closed-loop system satisfies the QFT bound conditions. The design process is interactive, guided by designer's knowledge and aided by the QFTCT tool, which enables him/her to see immediately the results of the modifications made in the controller transfer function. The result from this procedure is obviously not unique. The following transfer function was obtained:

$$R(p) = 16,41 \frac{(p + 0,02924)(p + 0,02922)(p + 0,01182)}{p(p + 0,2062)(p + 0,2017)(p + 0,1444)}.$$

The respective Nichols plot of the nominal closed-loop system is visualized in Fig.6. Then, a pre-filter should be specified, so that (4) is satisfied. The considerations, mentioned for the controller design, hold also for the pre-filter design. The following transfer function was obtained:

$$F(p) = \frac{1,4 \cdot 10^{-4}}{(p + 0,02)(p + 0,007)}.$$

Condition (4) is verified, as shown in Fig.7.

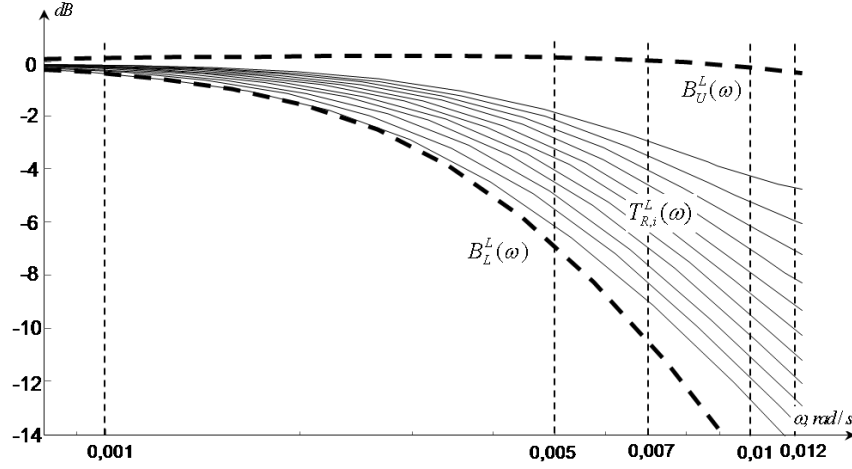


Fig.7

Finally, the time domain performance specifications are verified by simulating the step-response of each $T_{R,i}(p)$ - Fig.8.

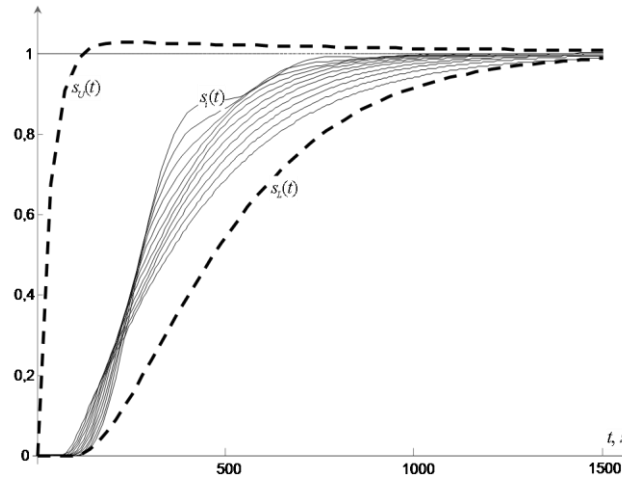


Fig.8

4. Implementation and experimental results

The QFT control law was implemented in *Matlab*, using the capabilities of the *Data Acquisition Toolbox* to interface the USB DAQ device *NI 6009*, which in turn was used to realize the physical interface to the process. The sampling period and PWM base period were chosen to be equal to 2 sec.

Discrete-time equivalents of the designed controller and pre-filter were constructed using the matched pole-zero method. The following transfer functions were obtained:

$$R_N(z) = 20,63 \frac{(z - 0,9766)(z - 0,9432)^2}{(z - 1)(z - 0,7491)(z - 0,668)(z - 0,6621)}, \quad F_N(z) = 2,554 \cdot 10^{-4} \frac{(z + 1)}{(z - 0,9869)(z - 0,961)}.$$

Both controller and pre-filter input-output relations are implemented as series connection of first-order systems. When the control law is off, the pre-filter output is initialized with value of the current output temperature.

Three experiments were conducted for three different values of the flow rate: $f_1 \approx 1,5 \text{ l/min}$, $f_2 \approx 2,25 \text{ l/min}$ and $f_3 \approx 3 \text{ l/min}$ respectively. The results from the experiments are shown in Fig.9. The curves are shown, so that the reference value in each experiment is changed to 25°C at $t = 50 \text{ s}$. Then the control law is turned on. As seen, the initial value of the outlet temperature is different in each experiment, even though the inlet temperature was practically constant. This is due to the heat-exchange between the pipeline and the ambient air, resulting in a change of the temperature with magnitude determined by the flow rate.

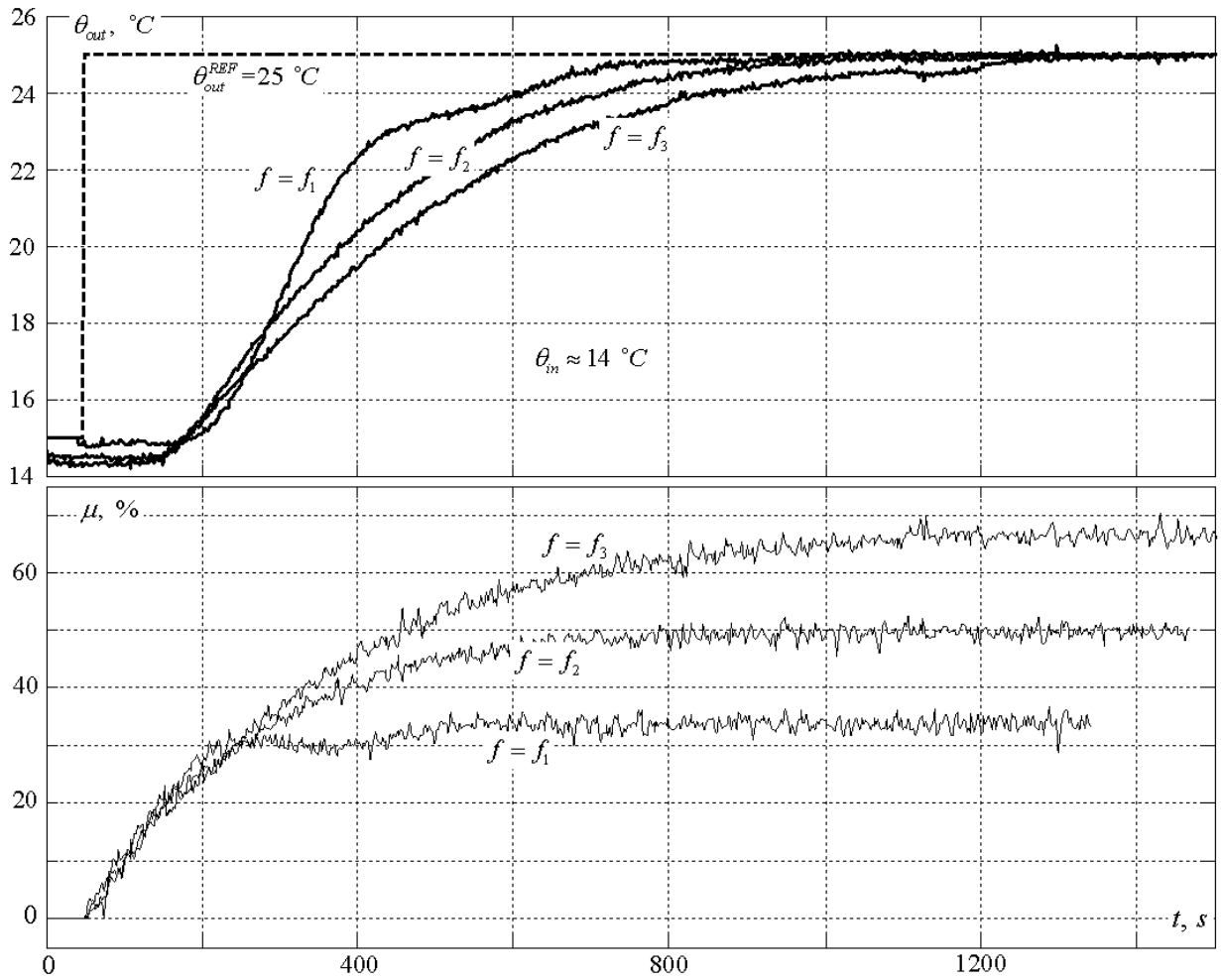


Fig.9. Transient responses

By analyzing the steady-state values, the following process gains are estimated: $k_{\mu,1} \approx 0,3$, $k_{\mu,2} \approx 0,21$, $k_{\mu,3} \approx 0,16$, the indices, corresponding to those of the respective flow rates.

In order to assess the obtained performance, the experimental curves are scaled to a change of 10°C , and are shown in Fig.10 along with the respective time domain performance bounds. Also, simulated transient responses are shown on the graphs, with

process models (2), in which the values of the scaling coefficient are chosen so that the same process gains are obtained. As seen the specified performance is actually obtained. Moreover, rather exact prediction of the control system behavior is provided by simulations.

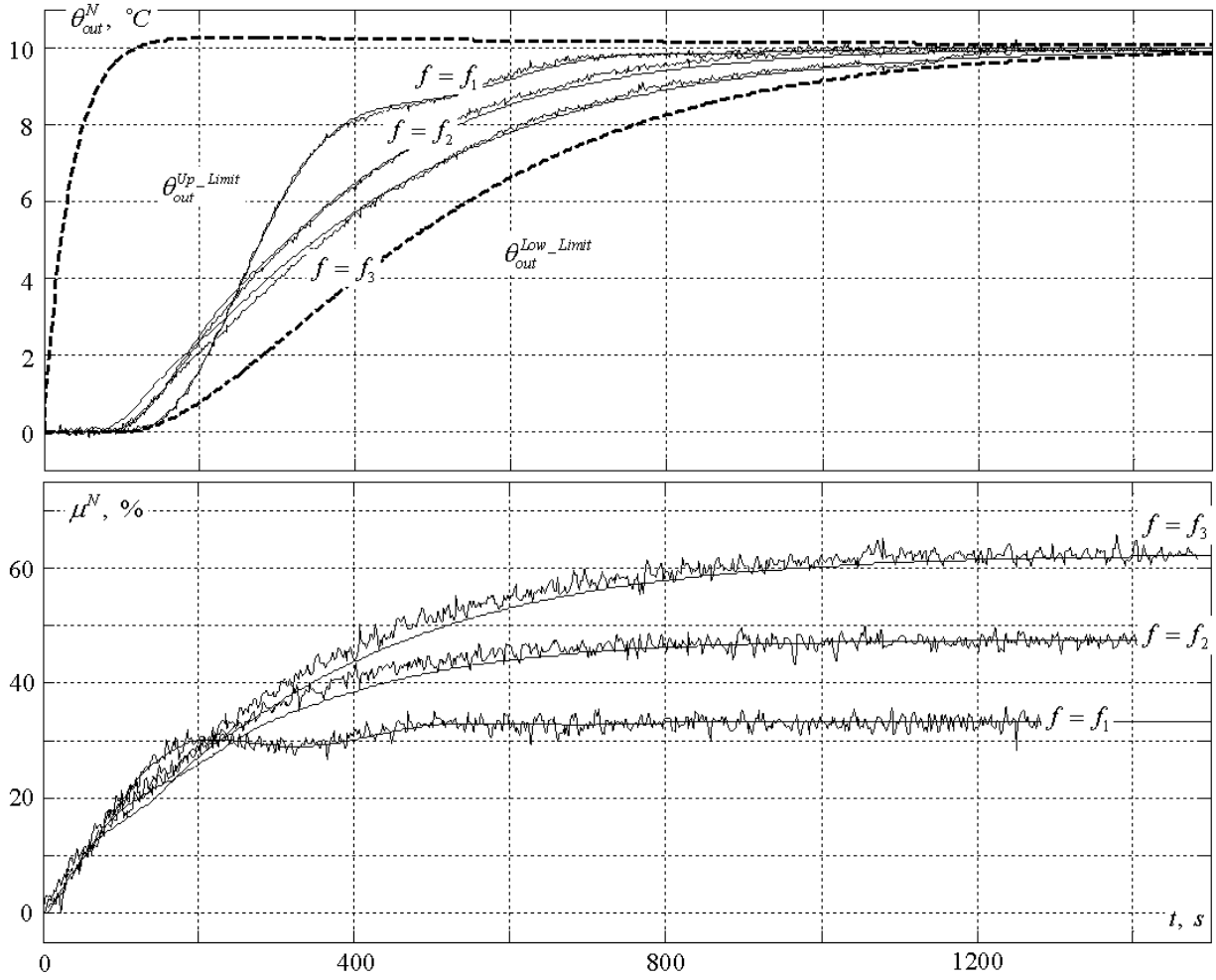


Fig.10. Transient responses

5. Conclusion

In this paper, a QFT-based design method for time-delay dominated processes is considered. A case-study for a laboratory heat-exchange process with proportional variation of model parameters is presented and the resulting design is validated experimentally. The experimental results cover well theoretical predictions. Future work will consider controller optimization, tightening performance bounds and incorporating disturbance response performance specifications in the design procedure.

References

- [1] Houpis C., Rasmussen S. (1999), *Quantitative Feedback Theory: Fundamentals and Applications*, Marcel Dekker Inc., 1999.
- [2] Garcia-Sanz M., C. Houpis (2012), *Wind Energy Systems, Control Engineering Design*, CRC Press, 2012.
- [3] Garcia-Sanz M., Guillen J. G. (1999), *Smith predictor for uncertain systems in the QFT framework*, in: S. G. Tzafestas, G. Schmidt (Eds.) *Progress in system*

and robot analysis and control design, pp. 239-250, Volume 243, Springer London, 1999.

- [4] Garcia-Sanz M., Guillen J.G., Ibarrola J.J. (2001), *Robust controller design for uncertain systems with variable time delay*, Control Engineering Practice, 9, pp. 961-972, 2001.
- [5] Garcia-Sanz M. (2006), *Quantitative Robust Control Engineering: Theory and Applications. In Achieving Successful Robust Integrated Control System Designs for 21st Century Military Applications – Part II*. Educational Notes RTO-EN-SCI-166, pp. 11-44, 2006.
- [6] Borghesani C., Chait, Y., Yaniv O. (2003), *The QFT Frequency Domain Control Design Toolbox, User's Guide*, 3rd ed, Terasoft, Inc., 2003.
- [7] Manuel Díaz J., Dormido S., Aranda J. (2005), *SISO-QFTIT, An Interactive Software Tool for the Design of Robust Controllers Using the QFT Methodology (Version 1.0), User's Guide*, Departamento de Informática y Automática, April 2005.

Author: Stanislav Enchev Enev, Ph.D., assistant Professor at Department of Industrial Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: enev@tu-sofia.bg; Vessela Karlova-Sergieva, Ph.D., assistant Professor at Department of Industrial Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: vaks@tu-sofia.bg

Received 29 November 2013

Reviewer: Prof. D.Sc. E. Nikolov

OXYFUEL-ТЕХНОЛОГИЯТА – ТЕКУЩО РАЗВИТИЕ И ПЕРСПЕКТИВИ ЗА КОМЕРСИАЛИЗИРАНЕТО Й ПРЕЗ 21 ВЕК

Милко Йовчев, Димитър Попов, Петьо Гаджанов, Никола Цветков

Резюме: *Oxyfuel* – технологията е една от перспективните технологии които биха могли да бъдат използвани при улавянето на въглеродния диоксид от димните газове на ТЕЦ (Carbon Capture) с цел редуциране на въглеродните емисии в атмосферата. В статията са представени и се обсъждат унифицираните технологични блокове препоръчвани от ЕС, които да бъдат използвани при изграждането на инсталациите за реализация на *Oxyfuel* – технологиите с оглед на тяхното бъдещо комерсиализиране.

Ключови думи: *редуциране на въглеродните емисии в атмосферата, Oxyfuel – технология*

OXYFUEL-TECHNOLOGY – CURRENT DEVELOPMENT AND THE PERSPECTIVE FOR ITS COMMERCIALIZATION IN 21 CENTURY

Milko Iovchev, Dimitar Popov, Petyo Gadjanov, Nikola Tzvetkov

Abstract. *Oxyfuel* - technology is one of the main technologies which can be implemented during the process of CO₂ capture from the flue gases of the thermal power plants; the purpose being to reduce CO₂ emissions in the atmosphere. Following this purpose the principal technological blocks of these installations are discussed in this paper in accordance with EU official Documents concerning the further commercialization of *Oxyfuel* – technology.

Key words: *reduce CO₂ emissions in the atmosphere, Oxyfuel - technology*

1. Въведение

Oxyfuel-технологията е една от перспективните технологии, които биха могли да бъдат използвани при улавянето на въглеродния диоксид от димните газове от ТЕЦ (Carbon Capture). Едно проучване на Световния Институт за развитието на CCS – технологиите (Global CCSI) проведено през 2009 г. обаче показва, че другите CCS – технологии, а именно Интегриран с газификация парогазов цикъл (Integrated Gasification Combined Cycle - IGCC) и улавянето на CO₂ след основния процес на горене (Postcombustion Capture – PCC) изпреварват *Oxyfuel* – технологията като степен на техническо развитие и са по-близко до търговска реализация, т.е. до комерсиализация. И въпреки, че тези три основни технологии (*Oxyfuel*, IGCC и PCC) трудно могат да бъдат сравнявани GCSI провежда

през същата 2009 г. сравнителен технико-икономически анализ (benchmarking evaluation), при което установява, че от 159 работещи или запланувани да работят CCS – проекта само в 14 от тях се използва Охуfuel-технологията (т.е. около 10 %). Оттук и генералната оценка, че Охуfuel-технологията е в процес на развитие целящ демонстриране и усъвършенстване на отделните възли от технологичната схема и повишаване на нейната сигурност и икономичност.[1,2,3]. Във връзка с ускоряване на нейната комерсиализация обаче ЕИ приема два документа [4,5], в които препоръчва изследванията на Охуfuel-технологииите да се унифицират чрез формиране на т.нар. технологични блокове, включващи в себе си задължително определен брой операции.

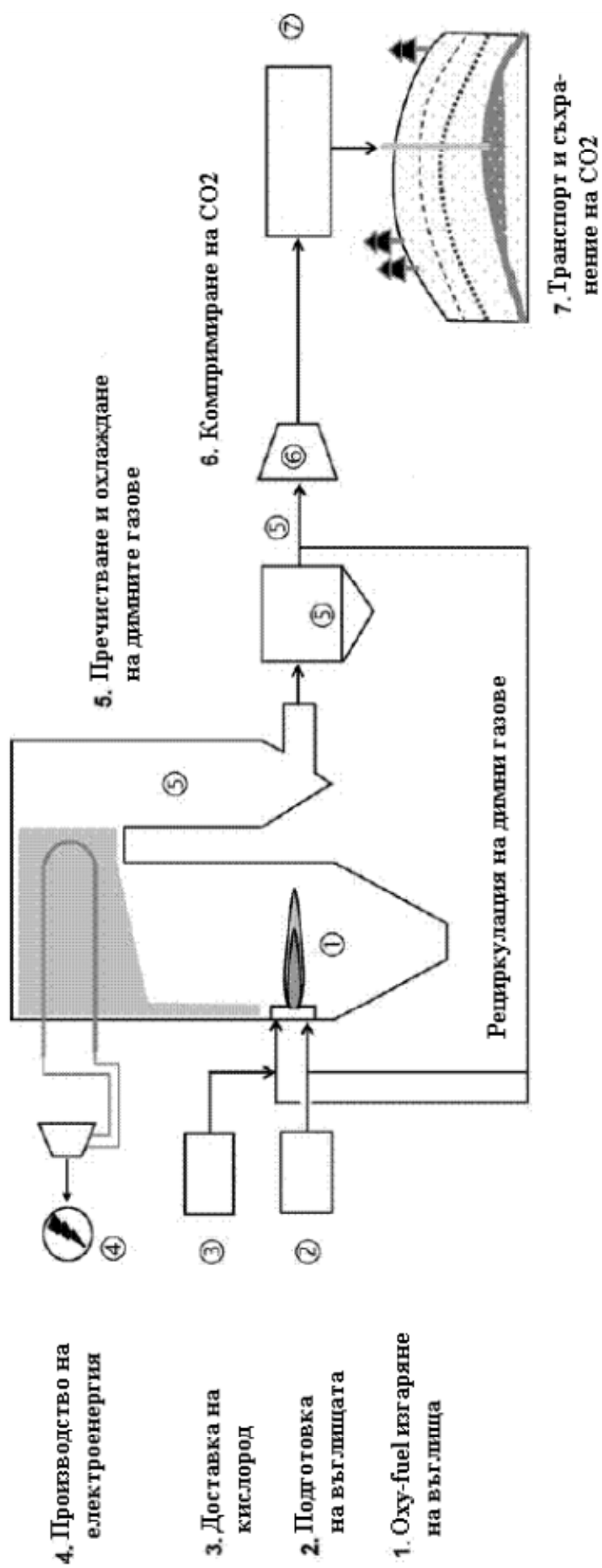
Целта на настоящата статия е да се представи и анализира тези технологични блокове (използвайки номерацията на ЕИ) като основни елементи на Охуfuel – технологията улесняващи нейната комерсиализация. Мястото на тези технологични блокове в унифицираната Охуfuel-инсталация е показано на фиг.1, а описанието им е дадено в следващия текст.

2. Технологичен блок 1 - Охуfuel - изгаряне на въглищата

По дефиниция в пешните камери на Охуfuel-инсталациите въглищата се изгарят в среда на чист (технически) кислород, към който се добавя рециркулиращ газ (CO_2). Целта на тази операция (подаването на CO_2) е да се понижи температурата на пламъка с цел да се предотврати стапянето на минералната маса на въглищата и образуването на шлака. Това, на пръв поглед, незначително изменение променя напълно химията на горивните процеси в пешната камера (flame chemistry), и изисква значимо изменение на конструкцията на горелките, които трябва да осигурят едновременно необходимата дължина на пламъка и необходимия радиационен топлообмен в пешта. Допълнителни, но не маловажни фактори са и условията, при които в процес на горене трябва да се намали образуването на NO_x , CO и SO_x , а също така, както вече беше казано, и да не се допусне образуването на шлака.

За да се постигнат тези условия са възможни различни технически решения в зависимост от типа на горелката.

Така например първоначално при разпалването горелките работят с въздух, след което след стабилизиране на горивния процес започва да се подава и кислород съчетано с подаването на рециклиращ газ (CO_2). Това може да стане или едновременно с въглищата (т.е. от позиция 5 към позиция 2, фиг.1) или едновременно с кислорода (от позиция 5 към позиция 3, фиг.1). И в двата случая е важно да се запази аеродинамиката пламъка (при котлите с прахово горене) (PF), а също така и стабилността на кипящия слой (при котлите с кипящ слой – CFB).



Фиг.1. Структурна схема на Оxyfuel-ТЕЦ

Тук е необходимо да се отбележи, че на световния пазар вече се предлагат горелки предназначени за Охуfuel-изгаряне на въглищата. Независимо от това според Terry Wall et al [3] тази технология е все още в демонстрационен стадий като с оглед преминаването ѝ към индустриален стадий се налага решаването на редица технологични проблеми като: стабилизиране на пламъка в процеса на изгарянето на сместа от въглища, кислород и рециклиращ газ (в котлите с прахово горене), стабилизиране на кипящия слой (при котлите с циркулиращ кипящ слой) в условията на подаване на рециркулиращ газ, усъвършенстване на Охуfuel-горелките и др. Тези проблеми представляват значима пречка за комерсиализацията на Охуfuel-технологията в света понастоящем (2013 г.).

3. Технологичен блок 2 – Подготовка на въглищата (при Охуfuel-инсталациите)

В конвенционалните въглищни електроцентрали, както е известно, въглищата преди постъпването им в пещните камери са изсушават (ако е необходимо), след което се смилат до необходимите размери в зависимост от типа на котлите и пневматически се подават в горелките.

Не е такъв случая при Охуfuel-инсталациите, където, както вече беше казано, в пещното пространство се подават и рециркулиращи димни газове. Ако тези газове, които са с висока температура се подават преди мелницата следва процес на охлаждане, при което се получава кондензат съдържащ H_2O , H_2SO_4 , HNO_3 , Hg и др. Това не само затруднява работата на мелницата, но и е причина за интензивна корозия. Техническите решения за решаване на тези проблеми са различни, но във всички случаи трябва да се предвиди охлаждане на рециркулиращия газ и отделяне на агресивния кондензат от него. Друго потенциално решение например е да се смеси топлия рециркулиращ газ (CO_2) със студения азот от инсталацията за дълбоко охлаждане на въздуха. Общото впечатление обаче е, че не съществува консенсус за решаването на този проблем, а всички възможни изпълнения са в пилотен стадий.

4. Технологичен блок № 3 – Доставка на кислород

Технологичният блок № 3 (фиг.1), в който се произвежда кислорода необходим за работата на Охуfuel-инсталациите работи по известната технология на Dr. Carl von Linde, при която въздухът се втечнява чрез охлаждане, а кислородът и азотът се разделят чрез дестилация. Тези технология е усвоена много добре и не създава никакви проблеми, ако режимът на експлоатация е стационарен. Спазването на такъв режим обаче е практически невъзможно тъй като въглищната електроцентрала работеща по Охуfuel-технологията трябва да бъде включена в свободния пазар на електроенергия, който както е известно, не е постоянна величина. Друг по-съществен проблем е, че включването на инсталациите за производство на кислород изисква продължителен период от време (60 часа ~ три денонощия) за достигане на необходимата температура, при което започва производството на кислород. Единственото възможно решение на този проблем е

необходимостта от изграждане на съответни резервоари за съхранение на втечнения кислород, от които да се черпи необходимия газ следвайки флуктуациите на електроенергийния пазар. По принцип обаче използваната понастоящем технология на Dr. Carl von Linde е много скъпа и енергоемка, което почти компрометира приложението на Oxyfuel-процеса в ТЕЦ. В близките години се очаква тя да бъде заменена с развиваната от фирма „Air Products“ технология използваща йонни транспортни мембрани (ITM), която все още (2013 г.) е в пилотен стадий. Очаква се тази технология да намали капиталните разходи за изграждането на кислородния блок с 30 %, а разходът на електроенергия за производство на кислород с 60 %. [6]. Това открива нови възможности пред изграждането на Oxyfuel-въглищните централи въпреки че все още е твърде рано (2013 г.) да се коментира тяхната конкурентоспособност.

5. Технологичен блок № 4 – Производство на електроенергия

Основната цел на въглищните електроцентрали, които използват или ще използват Oxyfuel-технологията за производство на електроенергия е да намалят загубите при реализацията на този процес, а следователно и цената на изведения от въглеродната верига CO_2 . По данни на [7] се смята, че енергийните разходи свързани с производството на кислород и с компримирането на CO_2 (виж технологичен блок № 6, фиг.1) могат да бъдат намалени значително, ако производството на пара в Oxyfuel-котлите се прави при свръхкритични параметри (ultra super critical parameters - USC), т.е. като се премине към строителството на Oxyfuel – USC централи. Тази тенденция обаче не е верифицирана и изисква решаването на редица важни технически проблеми. Така например според [7] не е напълно ясна корозионната устойчивост на металите, използвани при реализацията на изпарителната система на котлите, които ще работят със свръхкритични параметри. Нещо повече – остават неясни редица проблеми като емисията на пламъка ($\text{O}_2 + \text{CO}_2 + \text{H}_2\text{O}$) при Oxyfuel – технологията сравнена с емисията свързана с наличието на N_2 към тази смес при конвенционалната технология. Изводът е, че това технологично решение, т.е. USC-технологията може да бъде включена в общия план за развитието на Oxyfuel-технологиите. Този въпрос се обсъжда детайлно в друга наша публикация [8].

6. Технологичен блок № 5 – Пречистване и охлаждане на димните газове

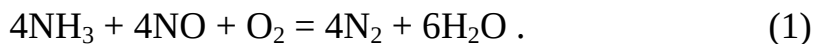
Химическите и физическите замърсители на димните газове в конвенционалните въглищни централи са известни, но при Oxyfuel-инсталациите концентрациите и генезиса им са различни. В следващия текст тези замърсители (NO_x , SO_x , Hg и H_2O) се коментират с оглед поведението им в Oxyfuel-централите, вкл. и методите за минимизиране на вредното им въздействие.

Азотни оксиди (NO_x). Както е известно, при изгарянето на въглищата във въглищните централи работещи по „класическата“ схема т.е. във въздушна среда винаги се получават азотни оксиди, означавани обикновено като „ NO_x “, въпреки че представляват смес от NO и NO_2 . За намаляване на тяхната концент-

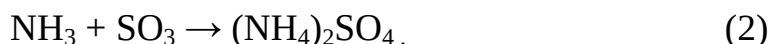
рация в димните газове с оглед спазването на съответните норми за азотни емисии се използват няколко метода като:

- изгаряне на въглищата в горелки конструирани така, че да намаляват „добива“ на NO_x (low NO_x - burner);

- каталитична и некаталитична редукция на NO_x чрез дозиране на NH_3 , например по реакцията



При Oxyfuel-технологията прилагането на тези два принципа за редукция на азотните емисии е възможно. Условието на горене обаче изменя характера на процесите, въпреки че се очаква по-ниската концентрация на азот в зоната на горене да намали „добива“ и на NO_x . За съжаление се оказва, че това не е така, тъй като се намесват и други фактори улесняващи реакцията $\text{NO} \rightarrow \text{NO}_2$. Така например добива на NO_2 се увеличава тъй като присъствието на водни пари катализира окисляването на NO до NO_2 . Освен това когато горенето се извършва в кислородна среда започва процес на неконтролируемо окисляване на SO_2 до SO_3 . Този газ (SO_3) реагира с амониак дозиран по реакция (1), посредством която се извършва каталитичната редукция на NO до NO_2 . Негативният ефект от това развитие е получаване на съединението $(\text{NH}_4)_2 \text{SO}_4$ по реакцията



Това съединение се отлага по пътя на димните газове като твърда фаза и увеличава съпротивлението в газовия тракт. От казаното дотук става ясно, че за отделянето на NO_x от подготвения за подземно съхранение въглероден диоксид следва да се търсят други технически решения, въпреки че по време на неговото компримиране част от NO_x се отделя с кондезата като HNO_3 . Това е причината поради която пълното почистване на въглеродния диоксид от азотни оксиди да бъде предмет и на други технически решения едно от които на фирмата „Foster Wheeler“ е представено в друга наша публикация [9].

SO_x ($\text{SO}_2 + \text{SO}_3$). Комерсиализацията на Oxyfuel-технологията през 21 век е директно свързана с пречистването на получения по тази технология въглероден диоксид от серните оксиди $\text{SO}_2 + \text{SO}_3$ преди и по време на компримирането на CO_2 . Трябва да се отбележи обаче, че в световен мащаб почистването на димните газове от конвенционалните въглищни централи представлява един добре усвоен процес, който е развит и приложен в различни варианти в зависимост от съдържанието на сяра във въглищата, възприетата технология на горивния процес (прахово горене или изгаряне в кипящ слой) и др. Няма основание да се очаква, че вече усвоените в тези централи сероочистващи технологии не могат да бъдат приложени и в настоящата и бъдещи Oxyfuel-централи. Във връзка с това обаче ще бъдат дадени няколко примера изпълнени в някои работещи Oxyfuel – инсталации, както следва:

- В Schwarze Pumpe (Германия) работи сероочистваща инсталация проектирана от фирмата „Babcock Noel“, която произвежда гипс (чрез окисляване на CaCO_3 с кислород) [10];

- Фирмата „Linde“ използва директно охлаждане на димните газове в една (неназована) Oxyfuel – инсталация с помощта на смес от NaOH/Na₂CO₃ – с цел улавяне на SO_x и др.

Възможни са и се прилагат и други технически решения, например на варовик в горивната камера на парните котли и др.

Общото впечатление е, че процесът на десулфуризация на въглеродния диоксид не може да създаде проблеми при комерсиализацията на Oxyfuel-технологията при условие, че е направен коректен избор на сероочистващата технология или инсталация.

Живак. Съдържанието на живак и неговите съединения не беше обект на внимание и контрол в близкото минало, въпреки че токсичните свойства на този елемент са добре известни. През последните години обаче беше установено неговото (на живака) имплантиране в хранителната верига свързано с всички негативни последици от това. Нещо повече- беше установено, че живакът, който се извлича от въглищата и се съдържа в димните газове от ТЕЦ е един от значимите източници на замърсяване на атмосферата с токсични вещества. Във връзка с това бяха предложени и приложени няколко метода за неговото отстраняване от които засега (2013 г.) най-сполучлив се оказва филтруването на димните газове през адсорбционни апарати заредени с активен въглен. Технологически това решение е сполучливо, въпреки че остава открит въпросът къде точно да бъдат включени живачните филтри в структурната схема на Oxyfuel-инсталациите – преди или след сероочистващите инсталации. В процес на проучване възникна и друго решение (на фирма „Air Products“), при което димните газове се компримират без да се отделя NO₂ от него. При тази операция се образува HNO₃, а тя от своя страна разтваря Hg до HgNO₃ и го отделя от димните газове чрез промиване с вода. Тази технология е представена и обсъдена в друга наша публикация [11].

В настоящето проучване технологиите за почистване на димните газове от живак от нашите въглищни централи не се обсъждат, тъй като не бяха открити публикувани данни за съдържанието на този токсичен елемент във въглищата от българските основни находища, например Марица – Изток.

Водни пари. Димните газове, които се получават при изгарянето на въглищата в Oxyfuel –котлите съдържат значителни количества водни пари и SO₂. Това, както е известно, увеличава „киселинната“ точка на оросяване с около 20 °C (acid dew point), а следователно и тяхната корозионна агресивност. Във връзка с това се налага рециркулиращия газ (CO₂) да се охлажда в корозионно-устойчиви топлообменници, а охладеният газ, който съдържа и кисел кондензат (H₂SO₄) да се транспортира в корозионноустойчиви тръби обратно до котелните агрегати.

Димните газове, които не се рециклират след съответното почистване от SO₂ (SO₃) и NO_x (ако има) се изсушават допълнително като съдържанието на водни пари трябва да бъде от порядъка на 50 - 100 ppm¹, за да се предотврати корози-

¹ Тази стойност е спорна. Тя се обсъжда в друга наша публикация [13]

ята на стоманените подземни тръбопроводи, които ще се транспортират до подземните хранилища [12]. За тази цел могат да се използват различни технологии например молекулни сита (Schwarze Pumpe – Германия).

7. Технологичен блок № 6 – Компримиране на въглеродния диоксид

Компримирането на въглеродния диоксид е финалната операция на Oxyfuel-технологичната линия. Това означава, че в предишните технологични блокове се изпълняват всички необходими операции, за да се получи чист и годен за компримиране CO_2 , т.е. от Oxyfuel-изгарянето на въглищата до окончателното пречистване на газа, който в конкретния случай трябва да съдържа само 50 – 100 ppm H_2O . От инженерна гледна точка реализацията на технологическия блок № 6 (фиг.1) представлява една усвоена технология заимствана в продължение на години от газовата индустрия като в общия случай целта е да се компримира максимално чист (не съдържащ SO_x , NO_x и Hg) газ при оптимална енергийна ефективност. Това изискване е изпълнимо от фирмите – производителки на компресори и не е пречка за комерсиализацията на Oxyfuel-технологията.

8. Технологичен блок № 7. Транспорт и подземно съхранение на въглеродния диоксид

Транспортът и подземното съхранение на CO_2 произведен в Oxyfuel-централите ще се извършва по известната технология възприета и при останалите CCS – процеси (IGCC и PCC). За пълнота на изложението се налага да се припомни, че това става по следния начин. Пречиственият от всички примеси въглероден диоксид (SO_x , NO_x , Hg и др.) се компримира над критичната точка на CO_2 (80 bar), след което с помощта на CO_2 – преносна подземна мрежа се доставя в местата за подземно съхранение (при условие, че съдържанието на разтворените в него водни пари е до 100 ppm). Технологията, по която се осигурява (или ще се осигурява) това подземно съхранение, както и избора на съответните площадки в България не е цел на настоящото проучване. Независимо от това в единични случаи в зависимост от мястото на Oxyfuel-централа могат да се приложат и други технически решения. Така например, в Schwarze Pumpe (Германия) компримираният CO_2 се транспортира със специални цистерни като в общия случай идеята е да се търсят изтощени нефтени находища, при които е прилагана технологията EOR (или EGR). Това създава техническата увереност, че CCS – технологиите са съвместими с околната среда и могат да бъдат приети от обществеността и утвърдени от локалните законодателни органи.

9. Заключение

Анализът на проблемите възникващи при текущото развитие на технологичните блокове, които изграждат инсталациите направени в настоящето проучване показва, че тези инсталации са съвместими с околната среда и могат да бъдат приети от обществеността и утвърдени от локалните законодателни органи. Друг е въпроса доколко те могат да конкурират останалите варианти на CCS – технологиите (IGCC - Интегриран с газификация комбиниран цикъл и PCC – Улавяне на CO₂ след основния процес на горене), които също се използват за редуциране на въглеродните емисии в атмосферата произлизащи от въглищните електроцентрали.

Приети символи и означения

GCCSI – Global Carbon Capture and Storage Institute

IGCC – Integrated Gasification Combined Cycle

PCC – Post Combustion Capture

PF – Pulverized Fuel

CFB – Circulating Fluid Bed

ITM – Ion Transport Membrane

USC – Ultra Super Critical

Литература

1. GCCI, 2009, Strategic Analysis of the Global Status of Carbon Capture and Storage.
2. T. Wall et al, The current state of Oxyfuel technology: demonstration and technical barriers, 2nd Oxyfuel Combustion Conference.
3. T. Wall et al. Demonstration of coal – fired Oxyfuel technology for carbon capture and storage and issues with commercial deployment, Int. Journal of Green Gas Control, 2011, S5 – S15.
4. 2008, EU Zero Emission Platform – Matrix of Technologies.
5. 2010, EU Zero Emission Platform – Recommendations for Research to Support the Deployment of CCS in Europe Beyond 2020.
6. E. Drioli et al, Ceramic membranes in carbon dioxide capture. Applications and potentialities. Advance in Science and Technology, Vol. 72, 105.
7. Henderson C., Mills S., 2009 Clean coal road map to 2030, Report CCC152 (cited 26.11.2010).
8. Д. Попов, Относно изграждането на паротурбинни блокове с надкритични параметри на парата в минноенергийния комплекс „Марица Изток“, Енергетика, 6, 2012.
9. М. Йовчев, Петьо Гаджанов, Никола Цветков, Оxyfuel – технология за прецистване на въглеродния диоксид от продуктите на горене и съпътстващите примеси, Научна конференция, ЕМФ, 2012, Том I, 71-78.
10. Jinying Y et al., 2009, Flue gas cleaning processes for CO₂ capture from Oxyfuel combustion, IEA, 1st Oxyfuel Combustion Conference, Cottbus, Germany

11. Д. Попов и др. Блок за пречистване и компримиране на CO₂, Научен отчет по тема ДТК 02/62, т. 4.5, 65-67.
12. de Visser et al. 2008, Dynamic CO₂ quality Control, remendations, Int. Journal of Green house Gas Control, 2(4), 478-484.
13. М. Йовчев, Д. Попов, П. Гаджанов, Подземният транспорт на CO₂ – рисков фактор при реализацията на CCS – технологиите, Наука, 2013 (под печат).

Настоящата статия е представена във връзка с изпълнението на научно-изследователски проект на тема „Анализ и синтез на технология за редуциране на въглеродните емисии от българските ТЕЦ изгарящи местни високосернисти въглища“, финансиран от Фонд „Научни изследвания“, на Министерство на образованието, младежта и науката.

Автори: проф. д-р инж. Милко Петров Йовчев, ТУ - София, E-mail address: m_iovchev@tu-sofia.bg; доц. д-р Димитър Ангелов Попов, ТУ - София, E-mail address: dpopov@tu-sofia.bg; доц. д-р инж. Петьо Георгиев Гаджанов, ТУ - София, E-mail address: gadjanov@tu-sofia.bg; маг. инж. Никола Сергиев Цветков, Worley Parsons ЕООД, тел.: 02/8106157.

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент: доц. д-р А. Асенов

СЕНЗОР ЗА ПОСТОЯНЕН ТОК С ЕЛЕМЕНТ НА ХОЛ, ПРЕДНАЗНАЧЕН ЗА ПРОМИШЛЕНА СИСТЕМА ЗА ЕЛЕКТРОЛИЗА НА МЕД

Деница Държанова

Резюме: В работата е анализирана конструкция на сензор с елемент на Хол, като съставна част от токоизправител за електролиза на мед. Сензорът е предназначен за контрол на тока през ваната за електролиза в диапазона от 1300А до 15600А. Първичният преобразувател (елемент на Хол) е разположен в магнитопровод, който обхваща шинопровода към ваната за електролиза. Магнитопроводът е с въздушни междини. Посредством подходящ избор на конструктивни размери и чрез компютърно моделиране по метода с крайни елементи на магнитното поле е постигната практическа линейност във входно-изходната характеристика на сензора и е направена оценка на възможните грешки. Предложен е подход за предварително еталониране на сензора в лабораторни условия и е препоръчана методика за това.

Ключови думи: Измерване на големи токове, елемент на Хол, компютърно моделиране, еталониране

LARGE DC CURRENT SENSOR WITH HALL EFFECT ELEMENT FOR COPPER ELECTROLYSIS INSTALLATION UNIT

Denitsa Darzhanova

Abstract: In the paper results of the design analyses of a large DC currents Hall Effect sensor are presented. This sensor is intended for a copper electrolysis installation unit. The current is assigned in the range from 1300 A up to 15600 A. The primary Hall Effect element is located in one of several gaps of silicon sheet steel magnetic core, which envelopes the unique busbar construction configuration. Based on finite elements computer analyses the core dimensions have been optimized to get practical linear output characteristics of the current sensor. Measures have been recommended for the construction of a multi-winding coil intended for preliminary standard laboratory tests and adjustment of the sensor.

Key words: Current measurement, Hall Effect sensor, computer modelling, standard adjustment

1. Въведение

Използването на сензори за големи токове (над 5-10кА) е свързано с определени особености за потребителя от измервателен, конструктивен и икономически характер. Директната употреба на класически шунтове [1] се избягва [6] поради значителните габаритни размери и загуба на мощност, когато измерваните токове са с голяма продължителност. Предлагат се решения с първичен преобразувател пояс на Роговски [2] или елемент на Хол [2,3,4]. Поради универсалния си характер на приложение и гарантиран висок клас на точност от порядъка на 0,5-1,0 , такива сензори са доста скъпи.

В предлаганата статия, е анализирана една възможност за конструктивна реализация на сензор за номинален ток 13 кА, с първичен преобразувател *елемент на Хол*. Заданието изисква конструкцията да бъде проста и евтина, за сметка на по-ниски изисквания за точност - до 3,0%. Сензорът е предназначен за реална промишлена инсталация за електролиза на мед, като елемент от токоизправител със съответен изглаждащ дросел. Монтира се на изхода на токоизправителя върху шинна система със зададени размери и трябва да осигури практическа линейност на входно-изходната характеристика в рамките на изискваната точност. Диапазонът за измерване на постоянния товарен ток е от 1300 до 15 600 А, с което се осигурява технологичен резерв от +20%.

Особеното при конструиране на сензори за големи токове от посочения тип е да се избере конфигурацията на магнитопровода [6]. В случая е избран магнитопровод от електротехническа стомана с разпределени въздушни междини, в една от които е разположен първичния преобразувател *елемент на Хол*. В непосредствена близост са разположени и елементите от електронната конфигурация осигуряваща неговото нормално функциониране. Стоманата е от масово използван тип, с практически линейна връзка $B = f(H)$ до около $0,6 \div 0,65 T$ при средна относителна магнитна проницаемост около 4000. При тези обстоятелства е потърсена линейна връзка между магнитната индукция в зоната на полюса на магнитопровода където е разположен елемента на Хол и тока през шинната система на токоизправителя.

Изискването за линейност е тясно свързано с чувствителността на сензора. Тя се

дефинира в общия случай като $S = \frac{dU_{Хол}}{dI_{ти}}$. Ясно е, че ако в зоната на големите

стойности на измервания ток се допусне макар и частично насищане на магнитопровода, чувствителността S ще намалее. При съвременните компютърно ориентирани измервателни устройства, това по принцип може да се преодолее чрез предварителен запис на входно-изходната характеристика по време на еталониране на сензора, съхранение на същата в паметта на измервателното устройство и последващ обратен прочит в реални условия за определяне на конкретната стойност на тока.

В рамките на конкретната задача обаче е избран подходът, при който е гарантирана линейна входно-изходна характеристика на сензора, т.е $S = const$. Преобразуващата характеристика на първичния елемент на Хол, (неговото изходно

напрежение като функция на магнитната индукция в зоната на елемента), е приета за линейна. Линеиност на зависимостта между тази индукция и измервания намагнитващ ток принципно може да се постигне по 2 начина:

1. Чрез увеличаване на средната дължина на магнитопровода

$$L_M = \frac{\mu_0 \mu_r I_{\max}}{B_{\max}}$$
 пропорционално на измервания ток така, че да се снижи интен-

зитета на магнитното поле. Напречното сечение трябва да гарантира хомогенност на полето в зоната (площадка от полюса), където е разположен първичния преобразуващ елемент - елемента на Хол;

2. Чрез запазване на приемлива малка средна дължина на магнитопровода L_M (диктувана от конфигурацията на шините), но чрез добавяне на допълнителни въздушни междини в магнитопровода [6]. Общата междина се избира така, че при максимален измерван ток $I_{\max}$, магнитната индукция $B_{\max}$ в зоната на датчика на Хол да не надвиши предварително зададена стойност за избрания материал.

За целите на проведения анализ е избран втория подход. Основното съображение е да се гарантират минимални размери на сензора като цяло и конструкцията да бъде удобна за монтаж на място. Конкретните решавани задачи са:

1. Оразмеряване на магнитопровод с приемливи габарити и разходи за реализация, удобен за разполагане върху шинната система на токоизправителя;

2. Анализ на зависимостта на магнитната индукция за избрана зона в една от въздушните междини като функция на измервания постоянен ток през зададената шинна конфигурация;

3. Определяне на условия за подходящо еталониране на сензора в лабораторни условия за да може да се изчисли неговата чувствителност S , и да се използва след това в реални експлоатационни условия;

4. Теоретична преценка за очакваните грешки при използване на *еталонната характеристика* в условия на реално измерван ток.

2. Постановка на задачата

2.1. Шинна система на токоизправителя

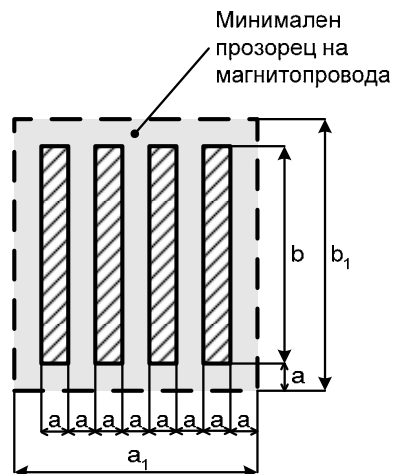
На фиг.1.а е показана снимка на съществуваща конструкция на шините на изхода на токоизправителя. Това е изходната постановка за провеждане на теоретичното изследване на сензора. Шините са 4 на брой, с размери $b = 120\text{ mm}$ на $a = 10\text{ mm}$, и са разположени една от друга на разстояние $a = 10\text{ mm}$ така, както е показано стилизирано на фиг.1.б. Предвижда се магнитопровода да се монтира върху *Шини* + (от токоизправителя към работната вана), като *Шини* – (от ваната към токоизправителя) се намират в непосредствена близост.

2.2. Конструкция на магнитопровода на сензора

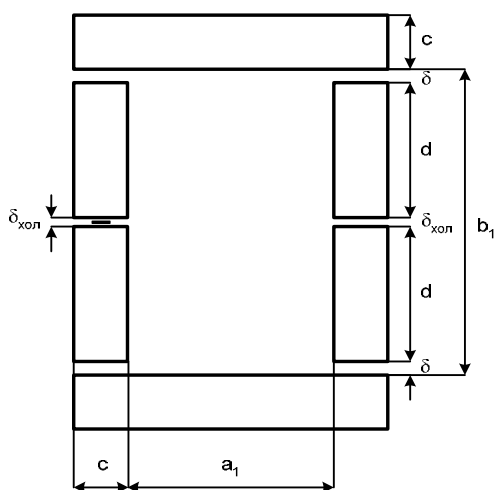
Избрана е рамкова „О” образна конструкция на магнитопровода на сензора, така както е показано на фиг.2. Размерът на прозореца $a_1 = 90\text{ mm}$ и $b_1 = 140\text{ mm}$ се диктува от шинната система показана на фиг.1.б. Приет е отстъп от $a = 10\text{ mm}$ извън всяка от 4-те страни на фиксираната конфигурация на *Шини* + .



ФИГ.1.а.



Фиг.1.б.



ФИГ.2.

Магнитопроводът е разглобяем, за да може сензорът предварително да се еталонира в лабораторни условия посредством многонавивкова бобина. Изборът на въздушна междина и сечение на магнитопровода за конкретния случай са продиктувани от следните съображения:

- Прието е квадратно сечение с размери 25 на 25мм. Това осигурява достатъчна механична здравина и стабилност на конструкцията като цяло.
- Сумарната въздушна междина трябва да гарантира магнитната индукция да не надхвърля $B_{\max} = 0.65 \text{ T}$ при максимален ток $I_{\max} = 15600 \text{ A}$. Ако се пренебрегне магнитното съпротивление на стоманата и разсейването, това

предопределя минимална стойност за тази междина от $\delta_{tot} = \frac{\mu_0 I_{max}}{B_{max}} = 28 mm$.

Приета е стойност от 30мм с оглед на допълнителен резерв.

- Целесъобразно е въздушната междина да се разпредели симетрично, като се предвиди място където да бъде фиксирана платката носеща датчика на Хол. Върху тази платка се разполагат по принцип: генератора осигуряващ работния ток за този елемент, усилвателя за неговото изходно напрежение, елементи за температурна компенсация и др. [7]. Работната дебелина на такава платка е 2,5мм. В крайна сметка са предвидени 2 междини в средата на двете бедра на рамката от фиг.2 с размер $\delta_{хол} = 3mm$, а към горния и долен яреми общо 4 допълнителни въздушни междини всяка с размер от $\delta = 6mm$.

Мястото за платката с елемента на Хол е в лявото бедро на чертежа от фиг.2. Дясното бедро е затворено от бобината, когато сензора се еталонира. Площадката в която ще се намира елементът на Хол е в средата на въздушната междина, в центъра на сечението на полюса, с размери 10 на 10 мм. (фиг.3.б)

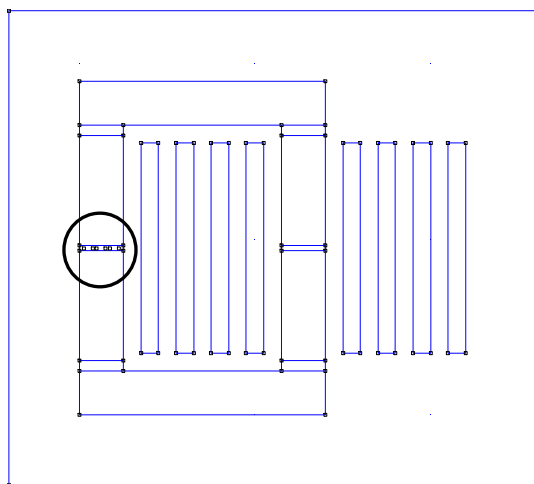
2.3. Изследване на разпределението на магнитното поле в конструкцията на сензора и определяне на външната характеристика $B = f(I)$.

Това изследване е проведено по компютърен път като са задавани серия от стойности за тока на токоизправителя в зададения диапазон от 1300 до 15600А, т.е от 10 до 120% спрямо зададения номинален ток. Анализирани са два модела:

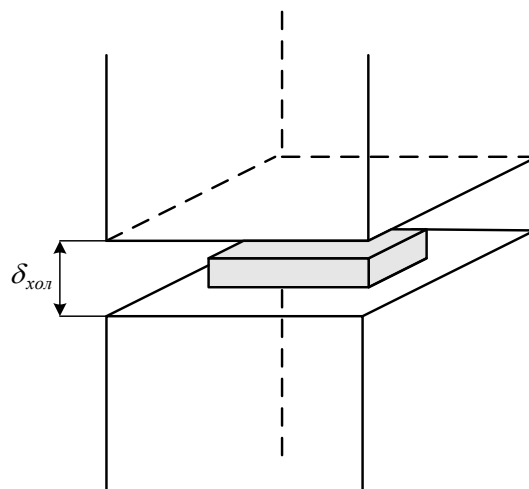
1. Модел А – с реално разположени в прозореца на магнитопровода и извън него токови шини според фиг.1.а;

2. Модел В - с модел на еталонираща бобина, заместваща токовите шини;

Компютърното моделиране е проведено във FEMM среда [5], като полето е разглеждано като плоско-паралелно. На фиг.3.а е показана съответната конфигурация за случая на Модел А. В дълбочина (перпендикулярно на листа с чертежа) приетият размер е 25мм.



Фиг.3.а.

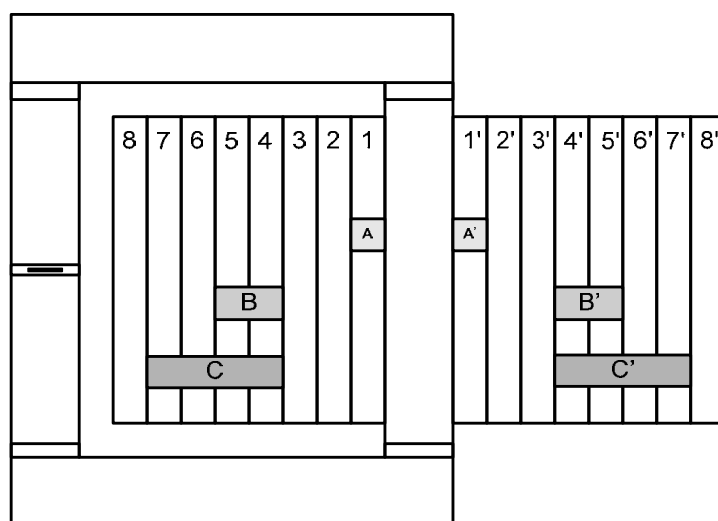


Фиг.3.б.

Прието е равномерно разпределение на общия ток през шините (т.е през всяка шина протича 25% от този ток). За избраната площадка от фиг.3.б е определяна интегрално средната индукция означена като B_{H10} .

Съществен за избрания подход с предварително еталониране в лабораторни условия е анализа на Модел В. По принцип една еталонираща бобина (с голям брой навивки, които осигуряват еквивалентен намагнитващ ток) не може идеално да замести реалната шинна конфигурация, което неизбежно води до грешки. Освен това, ако намотката на еталонната бобина запълни изцяло прозореца на магнитопровода, бобината би била излишно обемна, тежка и скъпа. Поради това в Модел В са изследвани варианти за разположение на намотката на бобината в прозореца, чрез подходящо секциониране. Резултатите при един и същ общ намагнитващ ток са сравнявани с резултатите за Модел А. Така е направена оценка за грешката (разликата в стойностите на магнитната индукция) при *еталониране* спрямо случая с *реални шини*. На тази основа са формулирани препоръки за избор на подходяща конфигурация за намотката на бобината.

Изследваната конфигурация за еталонна бобина е показана на фиг.4. Токовото пространство в прозореца и симетрично извън него е разделено на 8 отделни "секции". Всяка от тези секции в процеса на моделирането е с или без намагнитващ ток, като по този начин са формирани серия от варианти.



Фиг.4.

Изследваните варианти са посочени в табл.1. За илюстрация в тази таблица е посочено и теглото на медния проводник за реализация на варианта. Предложен е проводник с диаметър 0,96мм и сечение 0,72мм, което осигурява 1000 навивки за една отделна секция. Различават се 3 групи, както е показано схематично на Фиг.4:

- Група А - с 1 отделна секция (10×120 mm). Всяка такава секция е отмествана по време на моделирането виртуално и симетрично спрямо дясното бедро на магнитопровода от фиг.3.а;

- Група В - с 2 разположени една до друга секции ($10 \times 120 \text{ mm}$). Тази група също е отмествана виртуално по начин подобен на секциите от група А;
- Група С - с 4 разположени една до друга секции ($10 \times 120 \text{ mm}$). И тази група е отмествана виртуално по начин подобен на секциите от група А.

Таблица 1

Група	Код на варианта	Включени секции №	G (кг)
А	A ₁	1	0,8
	A ₃	3	1,7
	A ₄	4	2,15
	A ₅	5	2,6
	A ₆	6	3,05
	A ₇	7	3,5
В	B ₁₂	1+2	2,05
	B ₄₅	4+5	4,75
	B ₆₇	6+7	6,55
С	C ₁₂₃₄	1+2+3+4	5,9
	C ₄₅₆₇	4+5+6+7	11,3

3. Резултати от изследването

В табл.2 са приведени резултатите за компютърно изчислената магнитна индукция $B_{10} \cdot 10^{-3} \text{ T}$ в избраната площадка от полюса за Модел А. От тези резултати следва, че грешката от нелинейност в кривата $B = f(H)$ е по-малка от 0,5% в диапазона от 10 до 120% за измервания ток. В допълнение са приведени и данни за средната магнитна индукция $B_5 \cdot 10^{-3} \text{ T}$ в по-малка ($5 \times 5 \text{ mm}$) площадка от полюса, като доказателство за равномерността на магнитното поле в тази зона на полюса.

Таблица 2

$I / I_H \cdot 100\%$	10	20	50	80	100	110	120
$B_{10} \cdot 10^{-3} \text{ T}$	55,888	112,039	280,705	449,362	561,708	617,804	673,809
$B_5 \cdot 10^{-3} \text{ T}$	55,889	112,04	280,707	449,365	561,711	617,807	673,813

Съществени за избор на вариант за еталонна бобина са резултатите приведени в табл.3. За три характерни стойности на възбудителния ток в зададения диапазон (10, 50 и 120%) са определяни средните стойности на индукцията $B_{em} \cdot 10^{-3} \text{ T}$ за

същата избрана в средата на полюса площадка с размери $10 \times 10 \text{ mm}$. Тези стойности са сравнявани със съответната изчислена стойност $B_{III} \cdot 10^{-3} T$ за приетата шинна конфигурация. Грешката $\delta \%$ е изчислявана по следния начин:

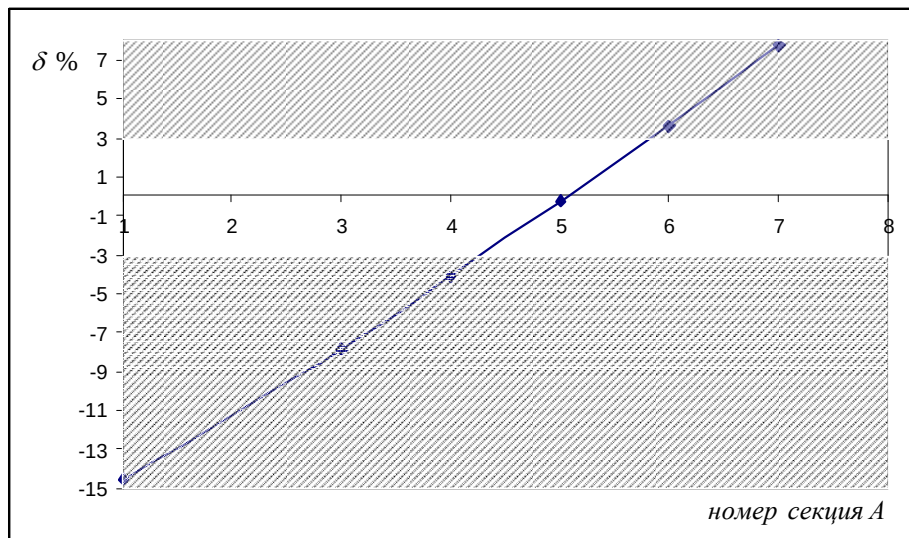
$$\delta = \frac{B_{em} - B_{III}}{B_{III}} \cdot 100 \%$$

За илюстрация на зависимостта на получената грешка от номера на секция тип А, на фиг.5 е показана графиката $\delta \% = f(\text{номер секция } A)$ за ток $I = 10\% \cdot I_H$

Таблица 3

Вариант бобина тип	Код на варианта	$I / I_H \cdot 100\%$	10%	50%	120%
		$B_{III} \cdot 10^{-3} T$	55,88	280,7	673,8
А	A ₁	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	47,78	240,14	575,5
		$\delta \%$	-14,5	-14,4	-14,6
	A ₃	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	51,50	258,7	620,9
		$\delta \%$	-7,83	-7,84	-7,85
	A ₄	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	53,59	269,2	646,2
		$\delta \%$	-4,09	-4,09	-4,09
	A ₅	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	55,72	279,9	671,9
		$\delta \%$	-0,29	-0,28	-0,28
	A ₆	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	57,91	290,8	698,2
		$\delta \%$	+3,60	+3,60	+3,62
	A ₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	60,20	302,3	725,7
		$\delta \%$	+7,73	+7,69	+7,70
В	B ₁₂	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	48,64	244,4	586,1
		$\delta \%$	-12,9	-12,9	-13,06
	B ₄₅	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	54,66	274,6	659,0
		$\delta \%$	-2,18	-2,17	-2,20
	B ₆₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	59,06	296,6	711,9
		$\delta \%$	+5,69	+5,66	+5,65
С	C ₁₂₃₄	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	50,60	254,2	609,9
		$\delta \%$	-9,45	-9,44	-9,48
	C ₄₅₆₇	$B_{em} \cdot 10^{-3} T$	56,85	285,5	685,4
		$\delta \%$	+1,74	+1,71	+1,72

От приведената табл.3 става ясно, че поставената задача за минимална грешка при еталониране в лабораторни условия се постига с варианта А₅ за намотка на еталонната бобина, в случай на симетрично разположени *Шини +* и *Шини -*. Тази грешка е около 0,3%. Констатирано е, че тази грешка расте при отместване на *Шини -*, което е обект на допълнително изследване.



Фиг.5.

4. Заключение

4.1 Предложено е просто и евтино решение на сензор за постоянен ток до 15,6 кА с използване на елемент на Хол и магнитопровод от електротехническа стомана, предназначен за конкретна промишлена шинна инсталационна конструкция;

4.2 Размерите на магнитопровода са съобразени със зададената конструкция на шинната система. Въведената въздушна междина от 30мм ограничава работната индукция в зоната на елемента на Хол до 0,65 Т, като проведеното компютърно моделиране в среда FEMM доказва, че при тези условия входно-изходната характеристика на сензора е практически линейна.

4.3 Посредством допълнително моделиране във FEMM среда е доказана възможността сензора да бъде еталониран лабораторно посредством многонавивкова бобина. Условието за минимизиране на грешката спрямо случая със зададената промишлена шинна конфигурация е да се използва препоръчаният вариант за намотка на бобината. При избор на варианта А5 от Табл.3 измервателната грешка на сензора е под 2% .

4.4 При промяна на конфигурацията на шинната система (отдалечаване на *Шини -* извън магнитопровода), анализът във FEMM компютърна среда показва, че са необходими допълнителни изследвания касаещи еталонирането на сензора, за да се гарантира измервателна грешка в посочения по-горе диапазон.

Литература

- [1] Векслер М., А. Теплинский, *Шунты переменного тока*, Энергоатомиздат, Ленинград, 1987г.
- [2] Yixiao Wang, Ji-Gou Liu, Jing Zhao, Yongcai Yang, *Split Core Closed Loop Hall Effect Current Sensors and Applications*, PCIM EUROPE International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality, Nuremberg, Germany, May 2012;
- [3] D'alessandro Luca, Nicolas Karrer, Johann W. Kolar, *High-Performance Planar Isolated Current Sensor for Power Electronics Applications*, Ieee Transactions On Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007;
- [4] Чекмарев А., *Датчики тока и напряжения АВВ- от печатной платы до преобразователей – гигантов*, Силовая электроника №3, 2006
- [5] D. Meeker., *Finite Element Method Magnetics*, User's guide, version 4.2, 2010
- [6] Русев Д., В. Митева, Галваномагнитна техника, Техника, София, 1974.
- [7] Гергов Л., В. Иванов. З. Гергова, И. Ганев. *Токоизправител 13кА за електролиза с два реактора*, IV Научна конференция ЕФ2012, Созопол, 28 септември-1 октомври 2012, Сборник доклади - том2, стр.54-60

Автор: Деница Държанова, гл. асистент, д-р - катедра “Електроизмервателна техника”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: dpetrova@tu-sofia.bg

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент : доц. д-р В. Иванчева

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА СЕНЗОР ЗА ТОК 13 кА с ЕЛЕМЕНТ НА ХОЛ ЗА ПРОМИШЛЕНИ ЦЕЛИ

Деница Държанова, Захаринка Гергова

Резюме: В работата са приведени резултати от експерименталното изследване на токов сензор с преобразувател на Хол. Сензорът е за номинален ток 13кА и е предназначен за измерване на постоянен ток към вани за електролиза на мед. Първичният преобразувател (елемент на Хол) заедно с електронната схема осигуряваща правилното му функциониране е разположен в една от общо шестте въздушни междини на магнитопровод от електротехническа стомана, който обхваща шинопровода към електролизните вани. Сензорът е еталониран в лабораторни условия посредством многонавивкова бобина осигуряваща еквивалентен възбуждащ ток. Параметрите на бобината са подбрани въз основа на препоръките в [1], като експериментално е показано влиянието на различно разположение на бобината в прозореца на магнитопровода върху еталонната входно-изходна характеристика на сензора. Простата, евтина и ефективна конструкция на сензора гарантира теоретична измервателна грешка не по-голяма от 3%.

Ключови думи: Сензор за ток, елемент на Хол, магнитопровод, лабораторно еталониране

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF A 13 kA CURRENT SENSOR WITH HALL EFFECT ELEMENT FOR INDUSTRIAL APPLICATION

Denitsa Darzhanova, Zaharinka Gergova

Abstract: In the paper some experimental laboratory investigation results of a current sensor with Hall Effect element are presented. The sensor is intended for measurement of a 13 kA DC rated current for copper electrolysis unit. The primary Hall Effect element is located in one of the 6 gaps of a silicon sheet steel magnetic core. The core is designed in a way to embrace the existing busbar system providing current to the electrolysis unit. By means of a recommended [1] multi-winding coil delivering equivalent exciting current, a sample of the sensor has been tested and adjusted in order to obtain its standard input-output characteristic. The different position influence of the exciting coil in the magnetic core window has been also investigated. The theoretical accuracy of this simple and low cost sensor is evaluated to be better than 3%.

Keywords: Current measurement, Hall Effect sensor, magnetic core, standard laboratory adjustment

1. Въведение

Измерването на големи (над 5-10 кА) постоянни токове е свързано с определени особености за потребителите. Освен точността на измерване, често съществени за избора на измервателно устройство (сензор) са неговите размери и цена.

Директното използване на класически съпротивителни шунтове [2,4], когато измерваните токове са продължителни, е необосновано поради значителната загуба на мощност и големи габаритни размери. Много популярни в последно време са решенията с първичен преобразувател елемент на Хол [4] или с пояс на Роговски [6] при променливи токове. Тези измервателни устройства обаче поради своята универсалност и висока точност (достигаща 0,5%) често са прекалено скъпи.

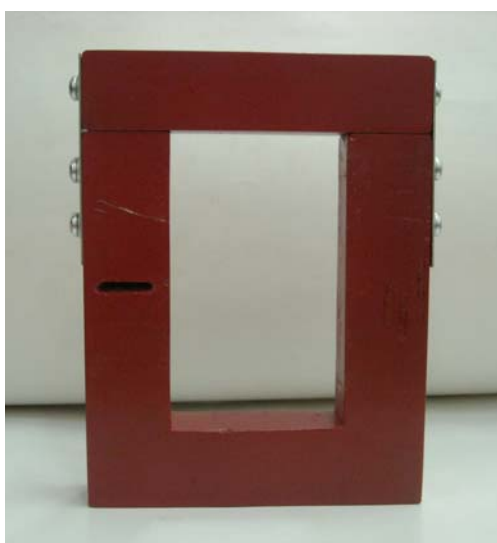
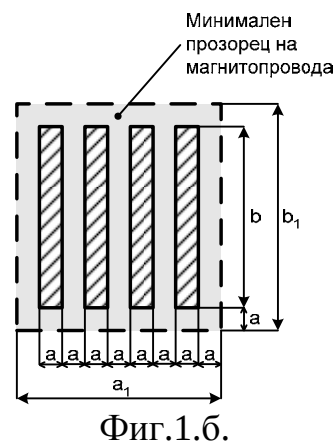
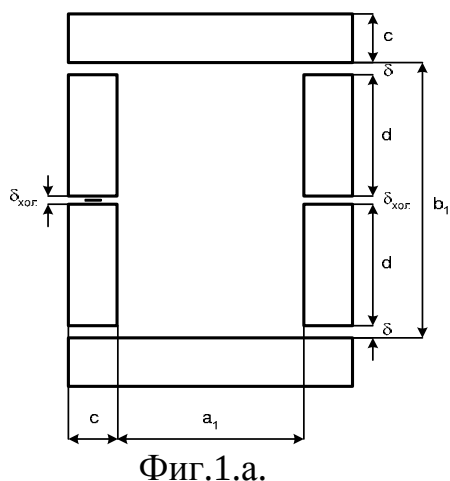
По-долу са приведени резултати от разработката и експерименталното изследване на сензор за номинален постоянен ток 13кА, предназначен за промишлена инсталация съдържаща общо 26 на брой вани за електролиза на мед. Първичният преобразувател на сензора е елемент на Хол. Източникът на ток за ваните е токоизправител тип "Кюблер" по модифицирана схема с два реактора [3]. Сензорът е конструиран така, че да бъде удобно разположен върху една от двете шинни системи водещи към ваните за електролиза, условно наречена *Шина +*. Електронната част, съдържаща елемента на Хол и останалите електронни елементи които гарантират неговата нормална работа [3], е разположена върху печатна платка, част от която е вмъкната в една от въздушните междини на магнитопровод от електротехническа стомана, обхващащ *Шина +*. Другата шинна система (*Шина -*) е разположена в непосредствена близост до същия магнитопровод.

2. Конструкция на сензора

2.1 Магнитопровод

Сензорът е с „О” образна конструкция на магнитопровода показана на фиг.1. Прозорецът на магнитопровода е съобразен с конструкцията на *Шина +*, състояща се от 4 отделни шини с размери $a = 10\text{ mm}$ и $b = 120\text{ mm}$, така както е показано на фиг.1.б. Магнитопроводът е от електротехническа стомана с квадратно сечение с размери на страната 25 на 25mm. В средата на двете бедра са фиксирани въздушни междини от по 3mm, а към двата ярема са предвидени допълнителни общо 4 въздушни междини от 6mm всяка, така че сумарната въздушна междина е 30mm. Тя гарантира максимална индукция не по-голяма от 0,65 Т, което следва от съображенията за практическа линейност на външната характеристика на сензора посочени в [1].

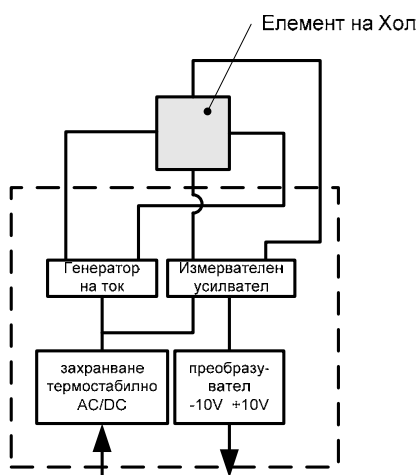
Външният вид на магнитопровода на сензора е показан на фиг.2. Магнитопроводът е залят с епоксидна смола, като горният ярем е разглобяем. Габаритните размери са 200/150/30 mm, а масата му е 2,8 кг.



2.2. Електронен преобразувател с елемент на Хол

Блоковата схема на електронният преобразувател [3] е показана на фиг.3.а. Сензорът с елемент на Хол е тип Analog devices, AD22151. Схемата съдържа термостабилно постоянно-токово захранване, генератор на ток и изходен измервателен усилвател с обват 10 V. Преобразувателят се захранва с напрежение 24V DC от стандартен импулсен изправител. При нулева стойност на магнитната индукция в зоната на елемента на Хол, изходното напрежение е 5,0 V, което напрежение след това нараства или намалява в зависимост от полярността на магнитната индукция спрямо елемента на Хол.

Външният вид на преобразувателя заедно със захранващия блок е показан на фиг.3.б.



Фиг.3.а.



Фиг.3.б.

2.3 Еталонираща бобина за сензора

Концепцията за разработка на сензора предполага негово предварително еталониране в лабораторни условия. Това е направено на основание на предварително проведеното изследване [1] на магнитното поле в магнитопровода по метода с крайни елементи във FEMM среда за следните 2 случая:

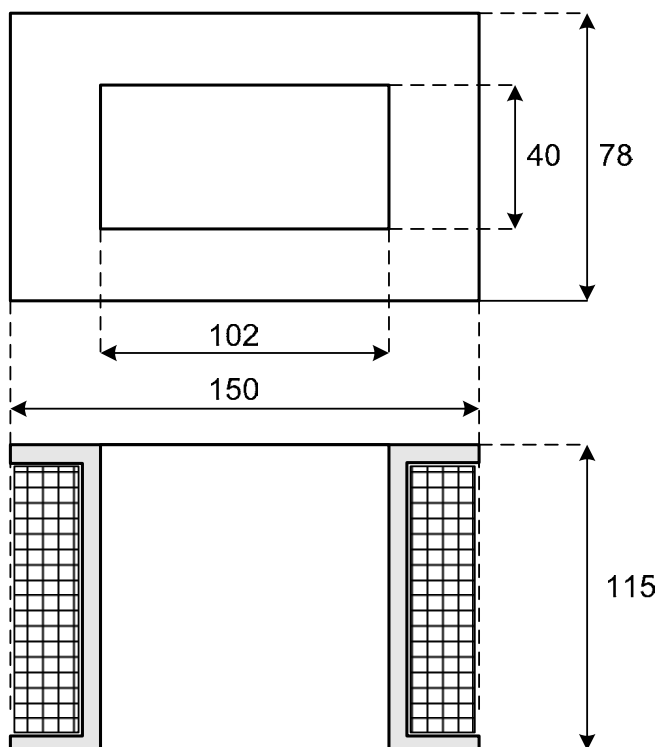
- С реална шинна конфигурация (фиг.1б) разположена в прозореца на магнитопровода (*Шина +*) и извън него (*Шина -*) на определено разстояние;
- С еталонна бобина, която наподобява токовото разпределение в първия случай;

Многонавивковата бобина е конструирана съгласно препоръките направени в [1]. В този случай разликата в магнитната индукция в зоната на полюса на магнитопровода, където е предвидено да се разположи елемента на Хол, спрямо случая с реални шини, е по-малка от 1%. Намотката е с брой навивки $w = 1000$, използван е меден проводник с диаметър $1,2 \text{ mm}$ и сечение $1,13 \text{ mm}^2$. Тази намотка позволява кратковременно натоварване с ток до 15-16 А, което е достатъчно, за да се проведе еталонирането в лабораторни условия.

Въз основа на това на фиг.4.а е показана схематично конструкцията на бобината, използвана по време на експерименталното еталониране на сензора, а на фиг.4.б - нейният външен вид.

3. Резултати от еталонирането на сензора

Опитната постановка за еталониране на сензора е показана на фиг.5. Захранващият източник осигурява еднофазно изправено напрежение до 220V, което се регулира плавно посредством автотрансформатор. Токът през възбудителната (еталонираща) бобина е измерван посредством амперметър с клас на точност 0,5. Изходното напрежение от преобразувателя на Хол е измервано с цифров мултиметър тип UNI-T/UT60E.



Фиг.4.а.



Фиг.4.б.



Фиг.5.

Измерваните стойности на тока I са в [A], но в табл. 1 са посочени в kA, като се има пред вид, че броят на навивките на еталонната бобина е $w=1000$. В табл. 1 са представени резултати за еталонната характеристика на сензора при симетрична (средна) позиция на еталонната бобина в прозореца на магнитопровода. Посочените стойности за изходното напрежение ΔU_0 V представляват разликите спрямо нулевата начална стойност 5,00 V на сензора. Те са средно преме- рена стойност от няколко поредни експериментални резултата. В същата таб- лица са приведени и данни за диференциалната чувствителност $S_{dif} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$, ко- ято е дефинирана като разлика между измерените изходни напрежения между две съседни измерени точки от кривата $U = f(I)$, разделени на токовия нарастък. Тези стойности показват, че чувствителността започва да намалява при то-

кове над 13 кА. Определената средна чувствителност в токовия обхват до 13 кА възлиза на $S = 184 \text{ mV/kA}$, т.е практически с грешка от около 1% може да се счита, че външната характеристика на сензора в този диапазон е линейна.

Посоченото снижаване на чувствителността в зоната на претоварване на сензора с токове над 13 кА се обяснява с поведението на използвания магнитен материал при индукции над 0,65 Т, както и с възможно неточно фиксиране на определените в [1] въздушни междини.

Таблица 1

$I, \text{ kA}$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta U_0, \text{ V}$	0.00	0.19	0.37	0.56	0.75	0.94	1.12	1.31
$S_{dif}, \text{ mV/kA}$	0	190	180	190	190	190	180	190

$I, \text{ kA}$	8	9	10	11	12	13	14	15
$\Delta U_0, \text{ V}$	1.49	1.68	1.87	2.04	2.22	2.39	2.54	2.66
$S_{dif}, \text{ mV/kA}$	180	190	190	170	180	170	150	125

При промяна в позицията на еталониращата намотка в прозореца на магнитопровода еталонната характеристика се променя по начин теоретично обоснован в [1]. В табл. 2 са показани съответните стойности за две различни крайни положения на бобината:

- **Случай А** – намотката се намира плътно до дясното бедро на магнитопровода;
- **Случай В** – намотката се намира плътно до лявото бедро на магнитопровода (където се намира и площадката и елемента на Хол).

Таблица 2

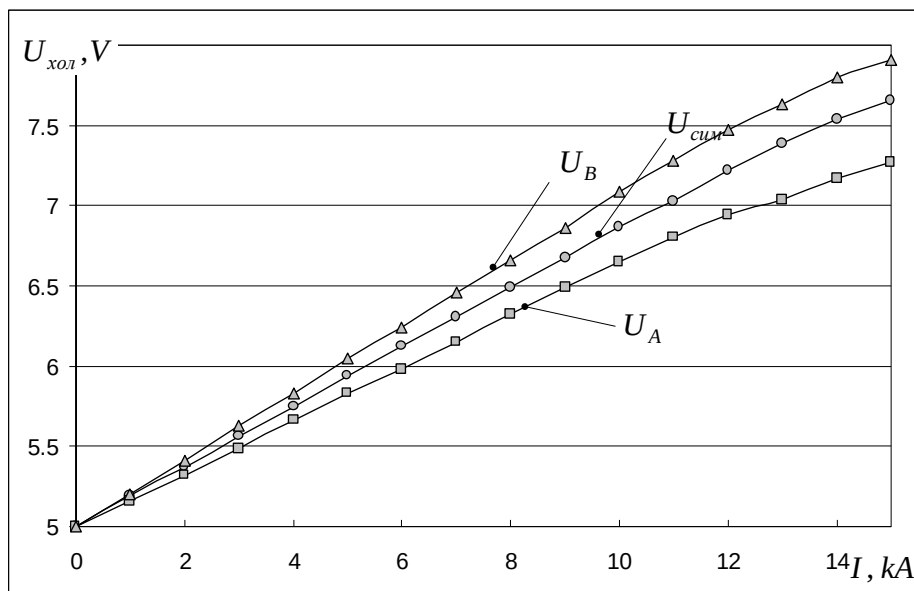
$I, \text{ kA}$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\Delta U_A, \text{ V}$	0.00	0.16	0.32	0.49	0.66	0.83	0.98	1.15
$\Delta U_B, \text{ V}$	0.00	0.20	0.41	0.63	0.83	1.05	1.24	1.46

$I, \text{ kA}$	8	9	10	11	12	13	14	15
$\Delta U_A, \text{ V}$	1.32	1.49	1.65	1.80	1.94	2.04	2.17	2.27
$\Delta U_B, \text{ V}$	1.66	1.86	2.09	2.28	2.47	2.63	2.8	2.91

Тези резултати потвърждават експериментално теоретичната постановка от [1], че са налице възможности за допълнително влияние върху еталонирането на

сензора в случай на отместване на обратния проводник (*Шина –*), част от реалната шинна система на токоизправителя. Процентната разлика на измерените отклонения в изходното напрежение при номинален ток 13 кА спрямо симетричният случай достига съответно -14,6% (за случай А) и +10,0% (за случай В).

И трите лабораторно снети еталонни характеристики на сензора са графично представени на фиг.5.



Фиг.5.

4. Заключение

4.1. Проектираният и изработен въз основа на проведеното изследване в [1] сензор за постоянен ток 13кА притежава практически линейна външна характеристика, като резултат от проведеното лабораторно еталониране. Неговата средна чувствителност възлиза на $S = 184 \text{ mV} / \text{kA}$.

4.2. В зоната на предвиденото претоварване по ток на сензора от +20%, чувствителността се снижава, което се обяснява преди всичко с поведението на използвания магнитен материал при индукции над избраната стойност от 0,6 Т.

4.3. При възникване на ситуация с линейно отместване на обратния проводник (*Шина –* на реалната шинна система на токоизправителя) точността на сензора може да бъде запазена, а външната му характеристика коригирана. Основание за това са получените допълнителни еталонни характеристики представени в Табл.2. Подходяща позиция на еталониращата намотка на бобината в прозореца следва да се избира като се имат предвид препоръките направени в [1].

Литература

- [1] Държанова Д., *Сензор за постоянен ток с елемент на Хол, предназначен за промишлена система за електролиза на мед*, Годишник на ТУ-София, том 1, 2013
- [2] Русев Д., В. Митева, *Галваномагнитна техника*, Техника, София, 1974.
- [3] Гергов Л., В. Иванов., З. Гергова, И. Ганев. *Токоизправител 13кА за електролиза с два реактора*, IV Научна конференция ЕФ2012, Созопол, 28 септември-1 октомври 2012, Сборник доклади - том2, стр.54-60
- [4] Чекмарев А., *Датчики тока и напрежения АВВ- от печатной платы до преобразователей – гигантов*, Силовая электроника №3, 2006;
- [5] Векслер М., А. Теплинский, *Шунты переменного тока*, Энергоатомиздат, Ленинград, 1987г.
- [6] Dalessandro L., N. Karrer, J. W. Kolar, *High-Performance Planar Isolated Current Sensor for Power Electronics Applications IEEE transactions on power electronics*, vol. 22, no. 5, september 2007

Автори: Деница Държанова, гл. асистент, д-р - катедра “Електроизмервателна техника”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: dpetrova@tu-sofia.bg; Захаринка Гергова, доц. д-р - катедра „Електроенергетика и автоматика”, Колеж по енергетика и електроника при Технически университет-София, E-mail address: zina_gergova@mail.bg

Постъпила на 17.04.2013

Рецензент: доц. д-р В. Иванчева

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА СТОЙНОСТТА НА БАЛАСТНИЯ КОНДЕНЗАТОР C_B ЗА ПОДОБРЯВАНЕ НА РЕЖИМИТЕ НА РАБОТА НА ЛУМИНИСЦЕНТНИ ЛАМПИ ПРИ ВКЛЮЧВАНЕТО ИМ В ДУО-СХЕМА

Галя Георгиева-Таскова

Резюме: В настоящата работа е анализирано поведението на луминисцентни лампи (ЛЛ) с индуктивен и индуктивно-капацитивен баласт, осигуряващ нормалната работа на лампата. Изчислена е стойността на капацитета на кондензатора при спазване на условието $X_{C_B} = 2 \cdot X_L$ при захранване с мрежово напрежение с ефективна стойност 230 V. Определени са стойностите на C_B за три типа ЛЛ - съответно с мощности 18, 36, 58 W. Извършено е моделиране с програмния продукт PSpice на дуо-схема с два паралелни клона. Във всеки от клоните са включени последователно ЛЛ и бобина с еднакви параметри. В единия клон е добавен и кондензатор с капацитет C_B , подобряващ $\cos \varphi$. Илюстрирано е намаляването на пулсациите на общия светлинен поток при захранване с две фази на дуо-схемата.

Ключови думи: луминисцентни лампи, баластен кондензатор, дуо-схема с ЛЛ + индуктивен баласт и ЛЛ + индуктивно-капацитивен баласт в паралелните клони при захранващо напрежение 230 V

CALCULATING THE VALUE OF BALAST CAPACITOR C_B FOR IMPROVING THE WORK OF FLUORESCENT LAMPS IN DOUBLE-SCHEMES

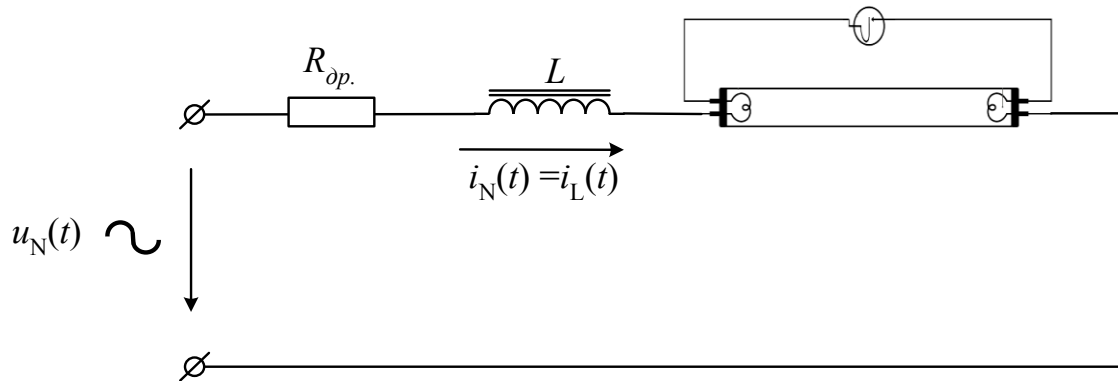
Galia Georgieva-Taskova

Abstract: In the paper the work of fluorescent lamps with inductive and inductive-capacitive ballast, is analysed. The ballast ensures the normal work of the lamp. The value of the capacitor is calculated by the condition $X_{C_B} = 2 \cdot X_L$ in supplying voltage 230 V. The capacities of C_B for fluorescent lamps with power 18, 36, 58 W, are calculated. Double-scheme with 2 parallel branches is modelled by software PSpice. Each branch includes identical fluorescent lamp and coil in serial connection each other. In one parallel branch is added a capacitor C_B , which correct $\cos \varphi$. The decreasing of the pulses of the main light flow in supplying with 2 phases in double-scheme, is shown.

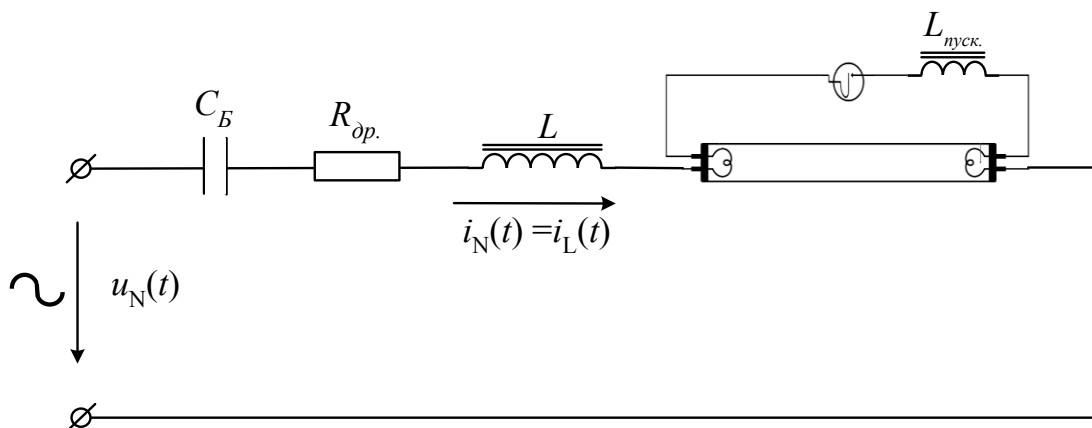
Keywords: fluorescent lamps, capacitor as ballast, double-scheme with fluorescent lamp + inductive ballast and fluorescent lamp + inductive-capacitive ballast in parallel branches in supplying voltage 230 V

1. Въведение

Запалване на луминисцентни лампи (ЛЛ) се осъществява чрез пуско-регулируща апаратура (ПРА). Последната може да бъде реализирана чрез баластно съпротивление (най-често с индуктивен или индуктивно-капацитивен характер) или чрез компенсиращ кондензатор и други елементи. Схемата на ПРА, реализирана с индуктивен баласт, е показана на фиг.1.а, а тази на ПРА, реализирана с индуктивно-капацитивен баласт е изобразена на фиг.1.б.



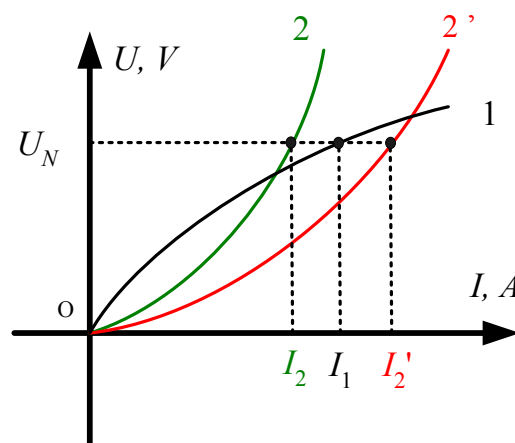
Фиг.1.а. Електрическа схема на ЛЛ + индуктивен баласт



Фиг.1.б. Електрическа схема на ЛЛ + индуктивно-капацитивен баласт

И в двата случая процесът на запалване на ЛЛ по същество е един и същ. Стойността на пусковия ток през лампата се определя от пълното съпротивление на баласта и електродите на ЛЛ, а работният ток през нея зависи от пълното съпротивление на баласта и съпротивлението на ЛЛ. Винаги пусковият ток трябва да бъде по-голям от определена минимална стойност, което да осигури нейното запалване дори при режим на хладни или недостатъчно нагreti електроди. Едновременно с това големият пусков ток съкращава живота на лампата и води до недопустимо нагряване на намотката на дросела. Поради тези съображения обикновено ЛЛ се произвеждат за пусков ток, който е $0.9 \div 2$ пъти от номиналния ток през лампата $I_{Лном.}$

На фиг.2 са показани волт-амперните характеристики (ВАХ) 1 - на бобината L ; 2 - на индуктивен баласт и ЛЛ и 2' - на индуктивно-капацитивен баласт и ЛЛ.

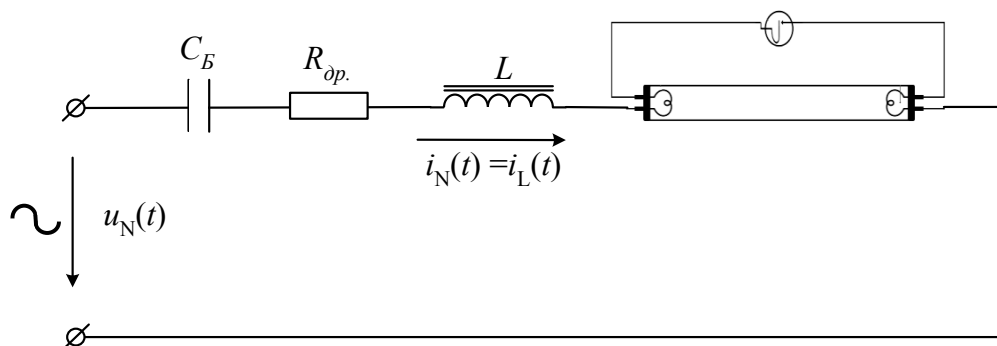


Фиг.2. ВАХ на: бобина L - 1, индуктивен баласт + ЛЛ - 2, индуктивно-капацитивен баласт + ЛЛ - 2'

От тях се вижда, че в работен режим при достигане на стойност $U_{раб.}$ на захранващото напрежение пусковият ток при индуктивен баласт I_1 е по-голям от този - при индуктивно-капацитивен баласт I_2 , т.е. $I_1 > I_2$. За да се увеличи стойността на I_2 във веригата на стартера се включва допълнителна бобина с индуктивност $L_{пуск.}$ (съгласно фиг.1.б), при което ВАХ на баласта се премества вдясно - графика 2' спрямо графика 2 от фиг. 2 и пусковият ток през ЛЛ $I_2' > I_1 > I_2$.

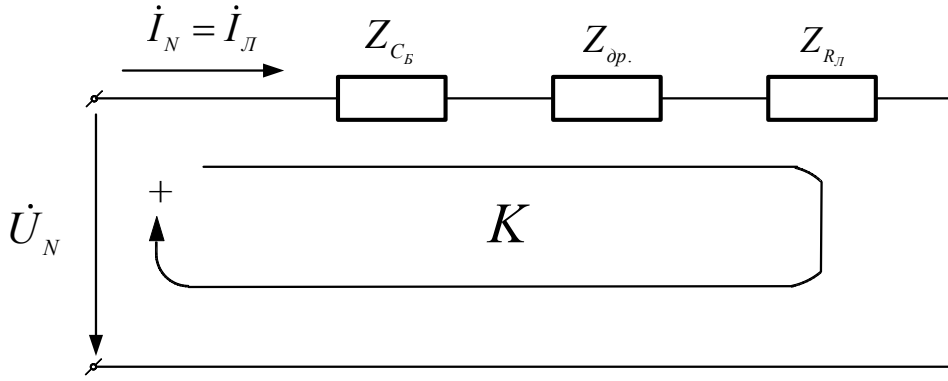
2. Аналитично изчисляване на стойността на баластния кондензатор C_B

При определяне на стойността на капацитета на баластния кондензатор C_B съгласно по-долу изложената методика, ако се избере кондензатор с достатъчно малко отклонение от $\pm 4\%$ C_B без да се намалява всеобщността на разглежданията може да се пренебрегне наличието на пускова бобина $L_{пуск.}$ в стартерната верига на ЛЛ. В този случай изследваната електрическа верига е показана на фиг.3.



Фиг.3. Електрическа схема на ЛЛ + индуктивно-капацитивен баласт без пускова бобина в стартерната верига

Еквивалентната електрическа верига в комплексна форма има вида от фиг.4.



Фиг.4. Еквивалентна комплексна схема на ЛЛ + индуктивно-капацитивен баласт без пускова бобина в стартерната верига, където:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{R_L} = R_L \\ Z_{dp.} = R_{dp.} + j\omega L = R_{dp.} + jX_L \\ Z_{C_B} = -j \frac{1}{\omega C_B} = -jX_{C_B} \end{array} \right. \quad (1)$$

За да се осигури един и същи ток през лампата $i_N(t) = i_L(t)$ (респ. $\dot{I}_N = \dot{I}_L$) при индуктивен баласт (L – фиг.1.а) и при индуктивно-капацитивен баласт ($L + C_B$ – фиг.1.б) при запазване на $i_N(t) = i_L(t)$

$$X_{C_B} = 2 \cdot X_L. \quad (2)$$

Тогаво балансът на комплексните мощности в електрическата верига ще има вида:

$$\begin{aligned} \dot{S}_\Gamma &= \dot{S}_K \\ S_\Gamma \cdot e^{j\varphi} &= \dot{S}_\Gamma = \dot{S}_K = P_K + jQ_K \\ U_N \cdot I_N \cdot e^{j\varphi} &= P_{dp.} + P_L + jQ_L - jQ_{C_B} \\ U_N \cdot I_N \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi) &= (P_{dp.} + P_L) + j(X_L - X_{C_B}) \cdot I_L^2, \end{aligned} \quad (3)$$

но отчитайки факта, че $\dot{I}_N = \dot{I}_L \Rightarrow I_N = I_L$ и замествайки условие (2) в израз (3) се получава комплексното уравнение:

$$U_N \cdot I_L \cdot \cos \varphi + j \cdot U_N \cdot I_L \cdot \sin \varphi = (P_{dp.} + P_L) - j \frac{X_{C_B}}{2} \cdot I_L^2,$$

което е еквивалентно на следната система от алгебрични уравнения:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_N \cdot I_L \cdot \cos \varphi = P_{dp.} + P_L \Rightarrow \cos \varphi = \frac{P_{dp.} + P_L}{U_N \cdot I_L} \Rightarrow \varphi = \arccos \left[\frac{P_{dp.} + P_L}{U_N \cdot I_L} \right], \\ U_N \cdot I_L \cdot \sin \varphi = -\frac{X_{C_B}}{2} \cdot I_L^2 \end{array} \right.$$

откъдето се получава израз:

$$U_N \cdot \sin \left(\arccos \left[\frac{P_{\text{оп.}} + P_L}{U_N \cdot I_L} \right] \right) = -\frac{X_{C_B}}{2} \cdot I_L = -\frac{1}{2\omega C_B} \cdot I_L. \quad (4)$$

Решавайки уравнение (4) относено C_B , окончателният израз за определяне на стойността на баластния кондензатор е:

$$C_B = -\frac{1}{2\omega U_N \cdot \sin \left(\arccos \left[\frac{P_{\text{оп.}} + P_L}{U_N \cdot I_L} \right] \right)} \cdot I_L, F, \quad (5)$$

Тъй като графиката на функцията $\arccos(x)$ е симетрична спрямо абсцисната ос, то за дадена стойност на нейния аргумент се получават едновременно два симетрични ъгли - в 1-ви и в 4-ти квадрант. Стойността на $C_B > 0$, поради което в окончателния израз за определяне на стойността на баластния кондензатор ще се взема предвид само ъгъла в 4-ти квадрант и знакът (-) няма да се отчита, т.е.:

$$C_B = \frac{1}{2\omega U_N \cdot \sin \left(\arccos \left[\frac{P_{\text{оп.}} + P_L}{U_N \cdot I_L} \right] \right)} \cdot I_L, F. \quad (5a)$$

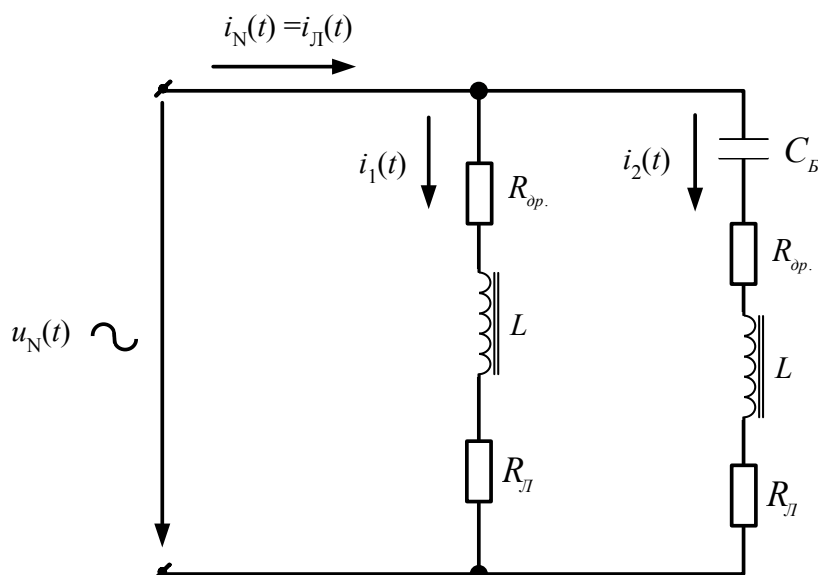
Знакът (-) във формула (5) се обуславя от капацитивния характер в зависимостта (3), отчитайки условие (2) $X_{C_B} = 2 \cdot X_L$.

Забележка: Стойността на изчисления C_B , съгласно формула (5) е в основна мерна единица. За да се изчисли стойността му в μF се умножава по 10^6 (5a).

$$C_B = \frac{1}{2\omega U_N \cdot \sin \left(\arccos \left[\frac{P_{\text{оп.}} + P_L}{U_N \cdot I_L} \right] \right)} \cdot I_L \cdot 10^6, \mu F. \quad (5б)$$

3. Намаляване на пулсациите на излъчения светлинен поток от ЛЛ, свързани в дуо-схема, чрез включване на баластен кондензатор

Пулсациите на излъчения светлинен поток Φ от две ЛЛ може да бъдат намалени, ако захранващите напрежения към всяка от лампите са дефазирани едно спрямо друго. Последното се постига при включване на ЛЛ в дуо-схема, съгласно фиг.5.а, където в единия паралелен клон последователно на ЛЛ е включен индуктивен баласт, а в другия – индуктивно-капацитивен баласт.



Фиг.5.а. Електрическа верига, съдържаща луминисцентни лампи, свързани в дуо-схема

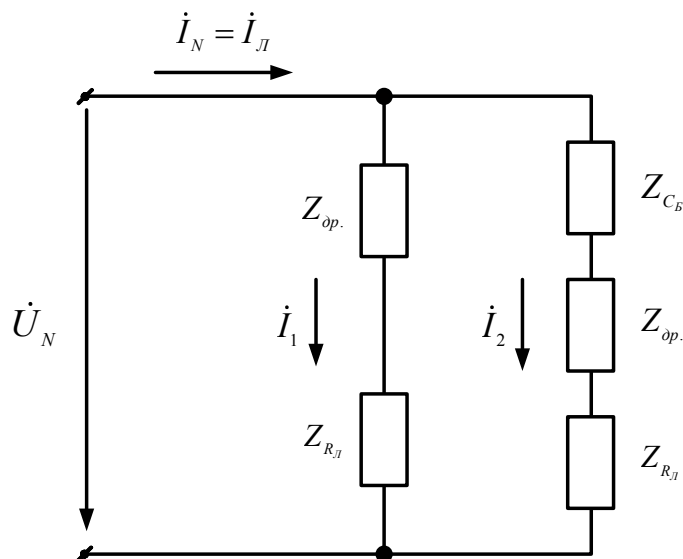
Двете ЛЛ са еднакви, както включените към тях дросели съответно с активно съпротивление $R_{оп.}$ и индуктивно съпротивление $X_L = \omega L$. От условие (2) за определяне на стойността на капацитета на баластния кондензатор е изчислена съответната стойност на индуктивността на бобината по следния начин:

$$2 \cdot X_L = X_{C_B} \Leftrightarrow 2\omega L = \frac{1}{\omega C_B},$$

откъдето е определено

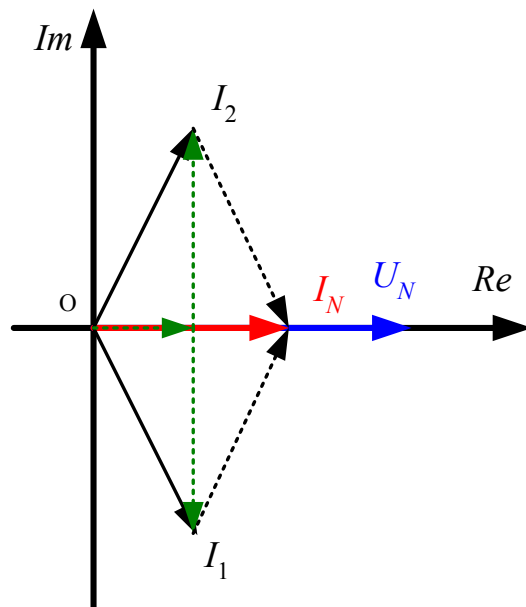
$$L = \frac{1}{2\omega^2 C_B} = \frac{1}{8\pi^2 f^2 C_B}. \quad (6)$$

Еквивалентната електрическа верига в комплексна форма е показана на фиг.5.б.



Фиг.5.б. Еквивалентна комплексна схема на електрическа верига, съдържаща луминисцентни лампи, свързани в дуо-схема

Имайки предвид факта, че стойността на баластният кондензатор е избрана по такъв начин, че е изпълнено условие (2) - $X_{C_B} = 2 \cdot X_L$, токът през ЛЛ1 има индуктивен характер, а токът през ЛЛ2 – капацитивен характер, т.е. $i_1(t)$ изостава от захранващото напрежение $u_N(t) = u_{Nm} \cdot \sin \omega t$ с ъгъл φ^* , а $i_2(t)$ изпреварва захранващото напрежение $u_N(t) = u_{Nm} \cdot \sin \omega t$ с ъгъл φ^* . Съответната векторна диаграма е показана на фиг.6.



Фиг.6. Векторна диаграма на токовете и напреженията в дуо-схема

От нея се вижда, че при векторното събиране на токовете в двата паралелни клона общият ток във веригата

$$\dot{I}_N = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \quad (7)$$

е във фаза със захранващото напрежение, т.е. $\varphi = 0 \Rightarrow \cos \varphi = 1$, т.е. изчислената съгласно израз (5б) стойност на капацитета на баластния кондензатор гарантира пълна компенсация на $\cos \varphi$ в дуо-схемата.

4. Изчисляване на стойността на C_B за различни ЛЛ при мрежово напрежение $U_N = 230 \text{ V}$ и моделиране чрез PSpice на тяхното поведение при включването им в дуо-схема

Анализирани са три модела ЛЛ (съответно с активна мощност 18, 36 и 58 W). Всяка от тях е изчислена необходимата стойност на капацитета на баластния кондензатор C_B чрез израз (5б), както и отклонения от нея $\pm 4 \%$. Параметрите на анализираните газоразрядни лампи са взети от каталожни данни на фирми производители на светлинни източниците [4]. Получените резултати са поместени в табл.1.

Табл.1. Изследване на луминисцентни лампи с мощност 18, 36, 58 W при мрежово напрежение $U_N = 230 V$

P_L, W	I_L, A	$P_{лр}, W$	R_L, Ω	$C_B, \mu F$	$C_B, \mu F$ (-4% от C_B)	$C_B, \mu F$ (+4% от C_B)	L, mH
18	0.37	4.5000	131.4828	2.6561	2.6161	2.6961	1.9092
36	0.43	9.0000	194.6998	3.3431	3.3031	3.3831	1.5169
58	0.67	14.5000	129.2047	5.2567	5.2167	5.2967	0.9647

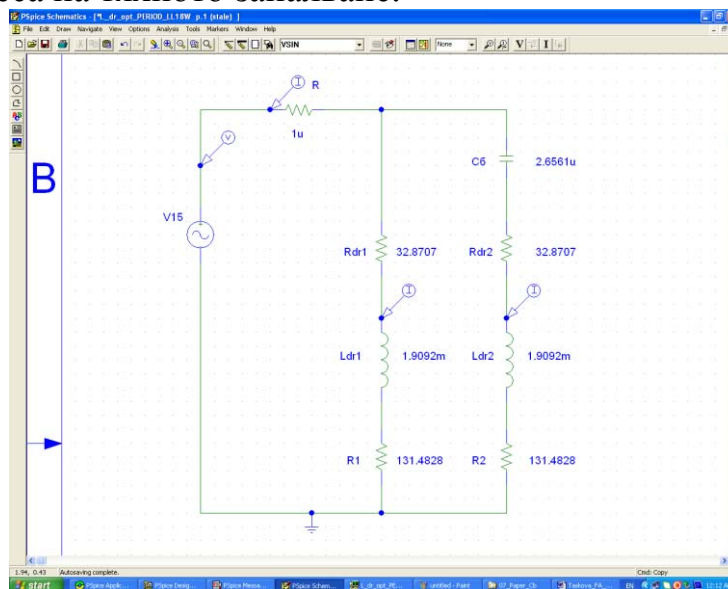
Стойностите на C_B - и C_{B+} са изчислени поради необходимостта от включване на реален кондензатор в електрическата верига, който се избира от набор от кондензатори с номинална стойност и с допустимо отклонение $\pm 4\%$ от нея, гарантиращо достатъчно голям пусков ток за запалване на ЛЛ без нужда от включване на допълнителна пускова бобина в стартерната верига на ЛЛ.

Индуктивността на бобината L е изчислена чрез (6) на базата на съответната получена стойност за C_B .

Активното съпротивление на всяка от анализирания ЛЛ зависи от нейната активна мощност и от тока през нея по следния начин:

$$R_L = \frac{P_L}{I_L^2}.$$

Извършени са 3 симулации с програмния продукт PSpice, на дуо-схеми, в чиито паралелни клони са включени еднакви ЛЛ (съответно с $P_L = 18, 36$ и $58 W$) – вж. фиг.7. Всяка от ЛЛ е заместена с активно съпротивление R_L , тъй като при симулациите се изследва поведението на ЛЛ по време на тяхната нормална работа, а не в процеса на тяхното запалване.



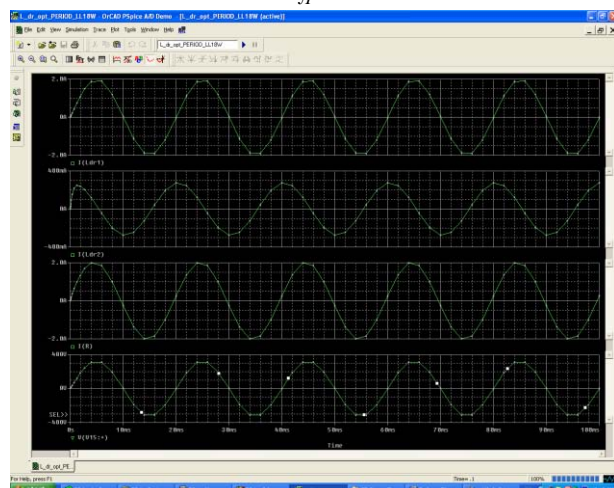
Фиг.7. Модел на дуо-схема с програмния продукт PSpice

Светлинният поток Φ , излъчен от ЛЛ, е правопрпорционален на тока през нея. Следователно при симулациите е достатъчно да се следи изменението на всеки

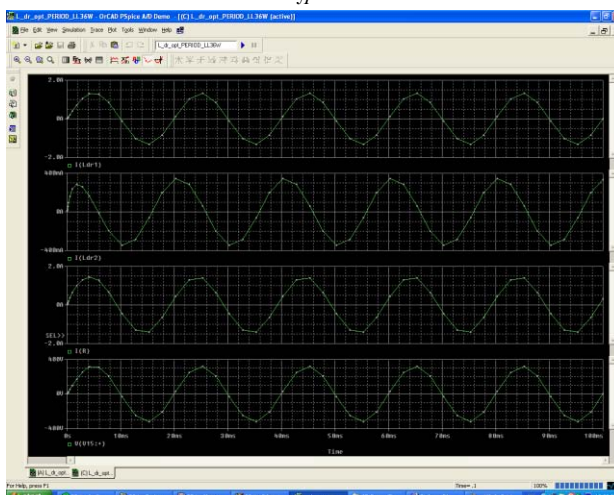
от токовете през съответните ЛЛ и на общия ток във веригата - $i_1(t)$, $i_2(t)$ и $i_N(t)$. Резултатните графики са поместени в табл.2.

Табл.2. Намаляване на пулсациите на общия светлинен поток, създаден от ЛЛ, свързани в дуо-схема

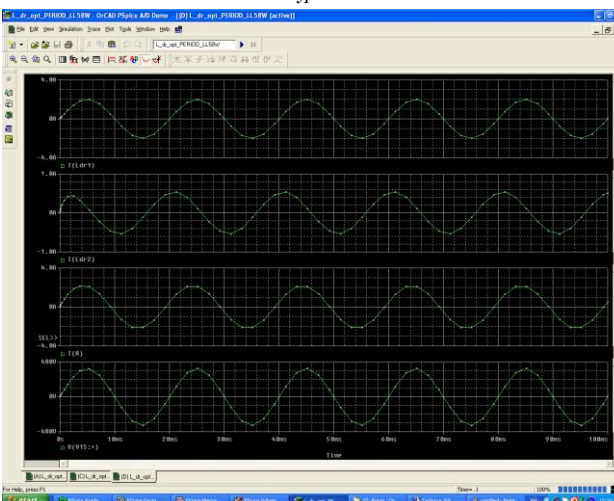
ЛЛ с $P_{\text{Л}} = 18 \text{ W}$



ЛЛ с $P_{\text{Л}} = 36 \text{ W}$



ЛЛ с $P_{\text{Л}} = 58 \text{ W}$



7. Заключение

В настоящата статия са определени необходимите стойности на капацитета на баластен кондензатор при захранващо напрежение с ефективна стойност $U_N = 230\text{ V}$, тъй като от няколко години в страната стандарта за подаваното мрежово напрежение се промени от 220 на 230 V. Изчисленията са направени за 3 типа луминисцентни лампи – съответно с активна мощност на лампата $P_L = 18, 36$ и 58 W . Определени са и съответни интервали на отклонение от тези стойности $\pm 4\%$ с цел избор на кондензатор с допустим капацитет от произведени кондензатори със стандартен капацитет. За разлика от изискването за допустим толеранс ($\pm 10\%$) при изчисляване на капацитета на компенсиращ кондензатор [5], тук допустимият интервал е по-тесен ($\pm 4\%$ от C_B), тъй като по-точното определяне на необходимата стойността на C_B дава възможност за пренебрегване наличието на пускова бобина с индуктивност $L_{\text{пуск}}$ в стартерната верига на ЛЛ.

При дуо-схема включването на индуктивно-капацитивен баласт (за който е в сила $X_{C_B} = 2 \cdot X_L$) последователно на една от ЛЛ гарантира пълна компенсация, ако във втория паралелен клон е включена ЛЛ + индуктивен дросел със съпротивление X_L , т.е. $\varphi = 0 \Rightarrow \cos\varphi = 1$ - общият ток във веригата е във фаза със захранващото напрежение.

Направените с PSpice симулации потвърждават твърдението, че при включване на баластен кондензатор последователно на ЛЛ в един от паралелните клони на дуо-схема пулсациите на общия ток във веригата $i_N(t)$ намаляват, респ. „изглажда се” сумарния светлинен поток Φ , излъчен в пространството. По този начин се отстранява проблема с „мигането” на ЛЛ по време на нормалната им работа.

Литература

- [1] Sturm C.H., E. Klein Betriebsgeräte und Shaltungen für elektrische Lampen. München, Siemens AG. 1992.
- [2] Иванов З. А., Пускорегулиращи апарати за разрядни лампи, ТУ - София, 2003. ISBN 954-998-347.
- [3] www.conis-bg.com
- [4] www.philips.com, www.osram.com, www.gelighting.com/eu
- [5] Петракиева, С., Г. Георгиева-Таскова, З. Иванов, *Моделиране на електрически вериги с разрядни лампи*, V Научна конференция ЕФ 2013, Созопол, 2-5.09.2013 г., под печат.

Автори: Галя Георгиева-Таскова, ас. - катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: gvgt@tu-sofia.bg

Постъпила на 18.10.2013

Рецензент доц. д-р Й. Шопов

ИЗСЛЕДВАНЕ ВЛИЯНИЕТО НА РАЗЛИЧНИ ФАКТОРИ ВЪРХУ РАЗПРЕДЕЛЕНИЕТО НА КОЛИЧЕСТВОТО ВЪГЛИЩА ПОСТЪПВАЩИ В ГОРЕЛКИТЕ НА КОТЕЛ ТИП П-62

Борислав Ангелов, Тотьо Тотев, Борислав Игнатов

Резюме: Изграден е физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, който е част от прахоприготвящата система на котел тип П-62, изгарящ лигнитни въглища. Освен основния прахоконцентратор с 8 лопатки е монтиран и допълнителен прахоконцентратор с 12 лопатки. Проведени са изпитания и са получени резултати за разпределение на количеството гориво в различните горелки.

Ключови думи: прахоприготвяща система, прахопровод, прахоконцентратор, модел, частички, гориво, горелки, разпределение.

EXAMINATION THE INFLUENCE OF DIFFERENT FACTORS ON COAL QUANTITY DISTRIBUTION THROUGHOUT THE BURNERS OF BOILER TYPE P-62

Borislav Angelov, Totyo Totev, Borislav Ignatov

Abstract: A physical model of pulverized fuel - duct with dust-concentrators, part of coal preparation system of boiler type P-62, burning lignite was build up. Except the main dust-concentrator with 8 blades, additional dust-concentrator with 12 blades was mounted. Examination was conducted and results was obtained for the fuel mass flow distribution throughout the different burners.

Keywords: coal preparation system, fuel-duct, dust-concentrator, model, particles, fuel, burners, distribution.

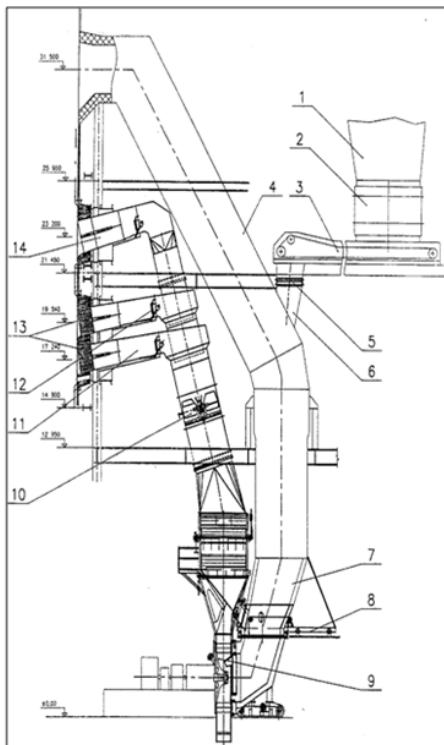
1. Въведение

Котлите тип П-62 (Еп 670/140), изгарящи лигнитни въглища са снабдени с 8 броя индивидуални прахоприготвящи системи (ППС) (фиг.1) с пряко вдухване с прахоконцентратори.

При движението на прахогазовата смес през прахоконцентратора потокът се завихря от центробежната сила, по-тежките въглищни частички се отклоняват към периферията на центробежния апарат и заедно с малка част от газовете попадат в прахопроводите на основната горелка. Най-фините въглищни частички и голямата част от сушилните газове и изпарената влага (наречени баластни газове или бриди), остават в централната част на прахоконцентратора и се събират от централната тръба на бридовия прахопровод. Така в основната горелка се по-

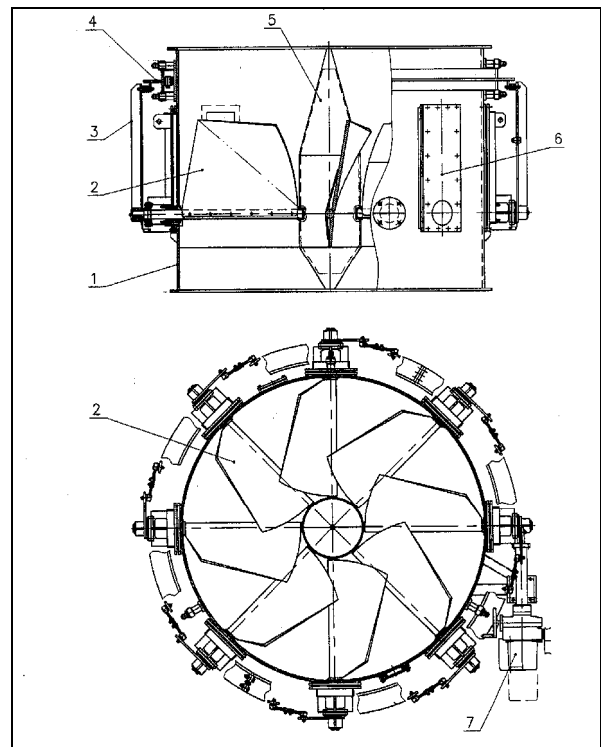
дава обогатена на гориво прахогазова смес, а в бридовата горелка - бедна на гориво и с повече влага прахогазова смес.

Ъгълът на наклона на лопатките определя в известна степен положението на факела по височина на пещта. При напълно изправени лопатки (0°) обогатяването с гориво е малко, тъй като във всички етажи на горелката постъпва еднакво количество въглищен прах; при това положение факелът се разтегля по височина и температурата в края на пещта се повишава. При напълно затворени (наклонени 45°) лопатки обогатяването е най-голямо, при което температурите в основната зона са най-високи. Подходящият ъгъл на наклона на лопатките на прахоконцентратора се определя след изпитания.



Фиг.1. Прахоприготвяща система (ППС) на котли тип П-62

1 - Бункер за сурови въглища; 2 - Дозатор за сурови въглища; 3 - Питател за сурови въглища; 4 - Газозаборна шахта; 5 - Шибър на течката за сурови въглища; 6 - Течка за сурови въглища; 7 - Преходен участък; 8 - Отсичащ шибър над вратата на мелницата; 9 - Мелещ вентилатор; 10 - Прахоконцентратор; 11 - Прахопроводите; 12 - Изоліращи клати на прахопроводите; 13 - Основна горелка (ОГ); 14 - Бридова горелка (БГ).



Фиг.2. Прахоконцентратор, част от прахоприготвящата система на котли тип П-62

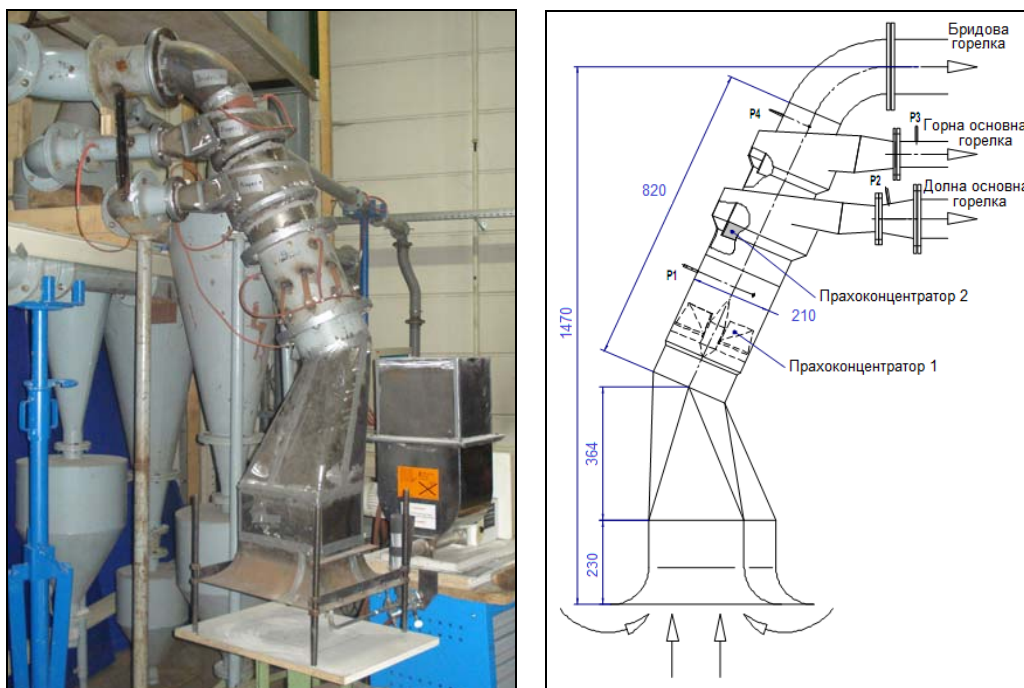
1 – корпус ; 2 – лопатки; 3 – рамо; 4 – задвижващ пръстен; 5 – обтекаемо тяло; 6 - люк; 7 – мотор-редуктор.

Прахоконцентраторът представен на фиг.2 представлява завихрящ апарат с 8 броя лопатки (поз. 2), закрепени на обтекаемо тяло (поз. 5), които могат да се движат спрямо оста си от 0° (напълно изправени) до 45° . Задвижването на всички лопатки става едновременно чрез мотор-редуктор (поз. 7), който предава

движението на задвижващ пръстен (поз. 4), свързващ всички лопатки, и чрез рамо (поз. 3) - на оста на лопатките. В люка (поз. 6) е лагерирана оста на лопатките.

2. Изграждане на физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, част от ППС на котел тип П-62

Изграден е физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, който е част от ППС на котел тип П-62 (фиг.3). Моделиран е участъкът между въглищния сепаратор и горелките в мащаб 1:10 спрямо реалните размери, като са спазени изискванията на *Теорията на Подобие* на физични явления. В сравнение с реалния обект, освен обичайния прахоконцентратор с 8 броя лопатки (означен условно на фиг.3 като *Прахоконцентратор 1* и показан на фиг.4), във физическия модел е монтиран и допълнителен прахоконцентратор (*Прахоконцентратор 2* на фиг.3 и показан на фиг.5) с 12 броя лопатки. Той е разположен непосредствено преди входа на централната тръба на бридовия прахопровод и преди прахопровода на долна основна горелка.



Фиг.3. Физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, част от ППС на котли тип П-62



Фиг.4. Прахоконцентратор с 8 броя лопатки



Фиг.5. Прахоконцентратор с 12 броя лопатки

Целта на допълнително монтирания прахоконцентратор е да изравни натоварването по въглищен прах в долна основна горелка (ДОГ) и горна основна горелка (ГОГ) и по-конкретно да се получи следното разпределение по горелки - ДОГ=45 %; ГОГ=45 % и БГ=10 %.

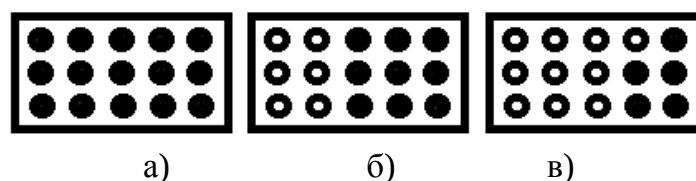
В основата на модела, през дюза с помощта на компресор за въздух се подават PVC частички, симулирайки подаването на частички въглищен прах. Под входното сечение на модела е разположена дъска разграфена с 15 равномерно разпределени точки, в които чрез преместване на дюзата има възможност да се подават частичките. С помощта на въздушен вентилатор се създават условия за транспортиране на частичките през прахопровода, пресъздавайки вентилационната производителност на мелещия вентилатор. Скоростта на движение на потока от частички и транспортиращ агент на физическия модел е съобразена с тази при реалния обект и отчитайки принципите на подобие, които са приложени в случая.

След преминаването си през прахоконцентраторите, частичките и транспортиращият агент се разпределят по различните етажи на горивната уредба. Вместо, обаче да "изтичат" в пешната камера, както е в реалността, потока от всеки един етаж, преминава през отделен циклон, в който се задържат всичките частички. Следователно количеството задържани частички от определения циклон отговаря на количеството частички преминало през съответната горелка.

3. Планиране и провеждане на изпитания с физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, част от ППС на котел тип П-62

Проведени бяха 2 вида моделни изследвания, а именно:

1. С първата група изследвания се целеше да бъде проверено влиянието на някои моделни начални условия върху получаваните резултати:
 - Изградената инсталация работеше с концентрацията на частички в транспортиращия агент около 0,03 [(kg частички / kg транспортиращ агент)], а при реалния обект тази концентрация е приблизително 0,2 [(kg частички / kg транспортиращ агент)]. Поради тази причина бе необходимо да се провери дали резултатите ще бъдат същите, ако като начални условия се променя само тази концентрация. За тази цел бяха проведени изследвания с концентрацията на частички около 0,1 [(kg частички / kg транспортиращ агент)]. Тази промяна се реализира чрез промяна на диаметъра на дюзата, през която се подават частичките (от 9 mm на 16,3 mm);
 - Оценка на влиянието на неравномерността на потока гориво върху разпределението му в ДОГ, ГОГ и БГ, тъй като въглищния прах постъпващ в прахоконцентратора (излизащ от сепаратора) не е равномерно разпределен в сечението на прахопровода. Това включва упражняването на следните въздействия върху обекта: равномерно подаване на частичките в 15 точки - фиг.6.а; неравномерно подаване на частичките в 9 точки (фиг.6.б) и в 5 точки (фиг.6.в).



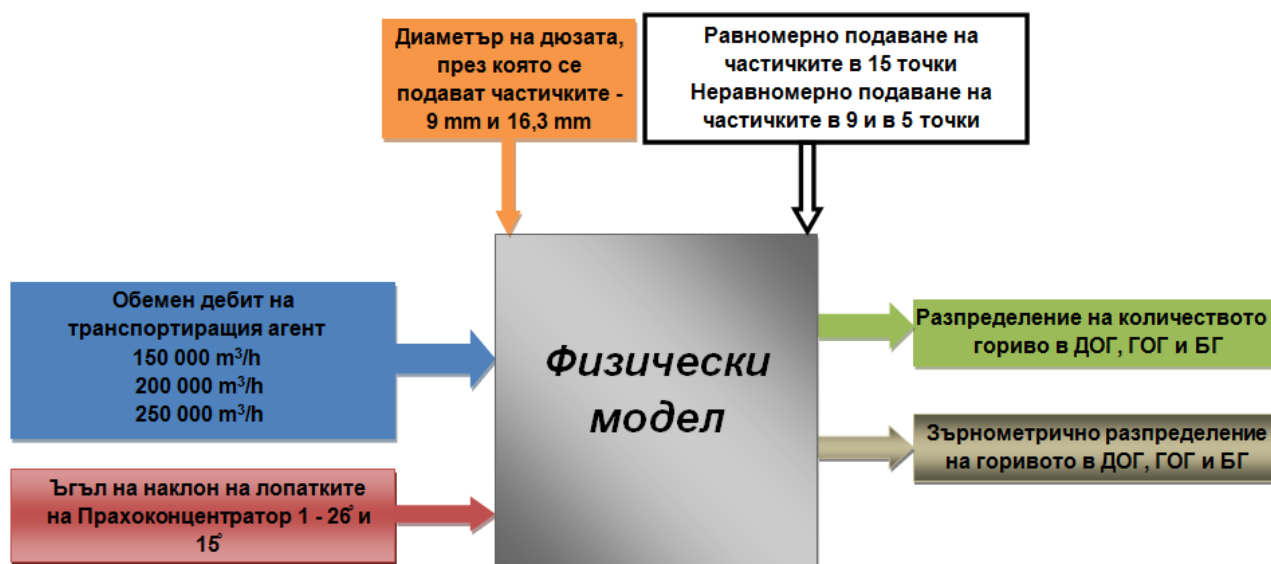
Фиг.6. Схема на подаване на частички във входното сечение на физическия модел:
а) в 15 точки; б) в 9 точки; в) в 5 точки.

2. Втората група изследвания включваха оценка на влиянието на някои технологични параметри на прахоприготвящата система върху разпределението на горивото по различните горелки, а именно:

- Оценка на влиянието на вентилационната производителност на мелещия вентилатор (обемен дебит на транспортиращия агент) върху разпределението на количеството гориво в ДОГ, ГОГ и БГ - опитите са извършени при три различни стойности - 150 000 m³/h, 200 000 m³/h, 250 000 m³/h;
- Оценка влиянието на промяната на ъгъла на наклон на лопатките на Прахоконцентратор 1 (ПрК 1)- опитите са извършени при 26° и 15°. Прахоконцентратор 2 (ПрК 2) е с постоянен ъгъл на наклон от 30°;

За всеки експеримент беше извършван ситов анализ за определяне на зърнометричното разпределение на частиците в ДОГ, ГОГ и БГ.

Въздействията, които са приложени върху физическия модел по време на извършване на десетте опита са показани на фиг.7 и табл.1.



Фиг.7. Схема на проведените въздействия върху физически модел на прахопровод с прахоконцентратори, част от ППС на котли тип П-62.

Табл.1. Въздействия проведени върху физически модел на прахопровод с прахо-концентратори, част от ППС на котли тип П-62

Опит №	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Диаметър на дюзата, mm	9	9	9	9	9	9	9	16,3	16,3	16,3
Подаване на частичките	15*	15*	15*	15*	15*	9**	9**	5**	5**	5**
Обемен дебит на транспортация агент, 10 ³ m ³ /h	200	150	150	200	250	250	200	150	200	250
Ъгъл на ПрК 1, °	26	26	15	15	15	15	15	15	15	15
Ъгъл на ПрК 2, °	30	30	30	30	30	30	30	30	30	30

*равномерно подаване в 15 точки

**неравномерно подаване в 9 и в 5 точки

4. Резултати от проведените изпитания

Табл.2. Резултати за разпределение на количеството гориво по височина на физическия модел, Опит № 1÷3

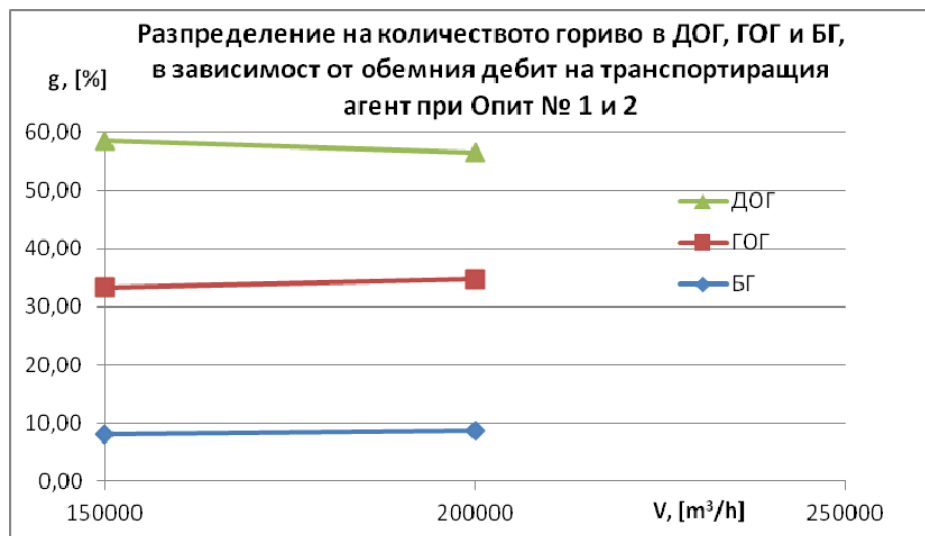
Опит №	1		2		3	
Разпределение на горивото	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %
БГ	2,386	8,73	2,242	8,09	2,928	10,48
ГОГ	9,501	34,77	9,221	33,28	11,124	39,80
ДОГ	15,438	56,50	16,243	58,63	13,898	49,72
Общо	27,325	100,00	27,706	100,00	27,950	100,00

Табл.3. Резултати за разпределение на количеството гориво по височина на физическия модел, Опит № 4÷6

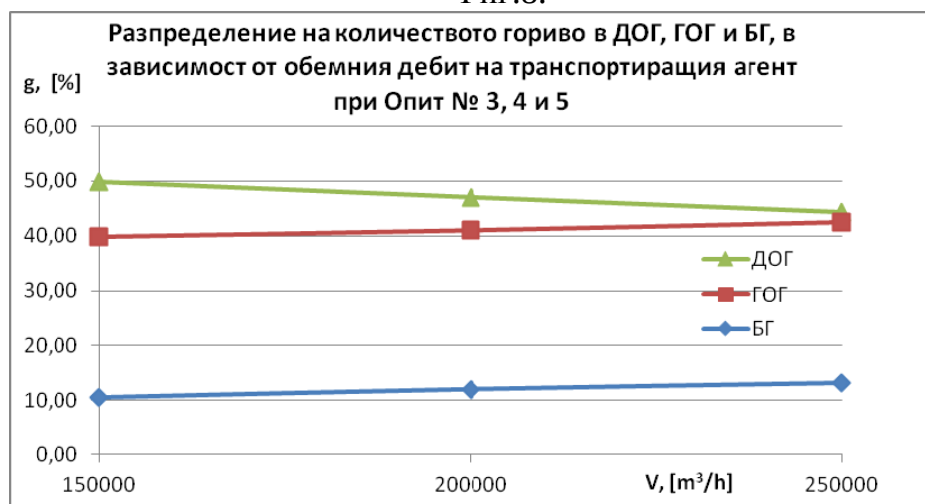
Опит №	4		5		6	
Разпределение на горивото	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %
БГ	3,389	12,00	3,740	13,14	3,875	13,87
ГОГ	11,580	41,00	12,097	42,51	12,179	43,59
ДОГ	13,275	47,00	12,618	44,35	11,887	42,54
Общо	28,244	100,00	28,455	100,00	27,941	100,00

Табл.4. Резултати за разпределение на количеството гориво по височина на физическия модел от Опит № 7÷10

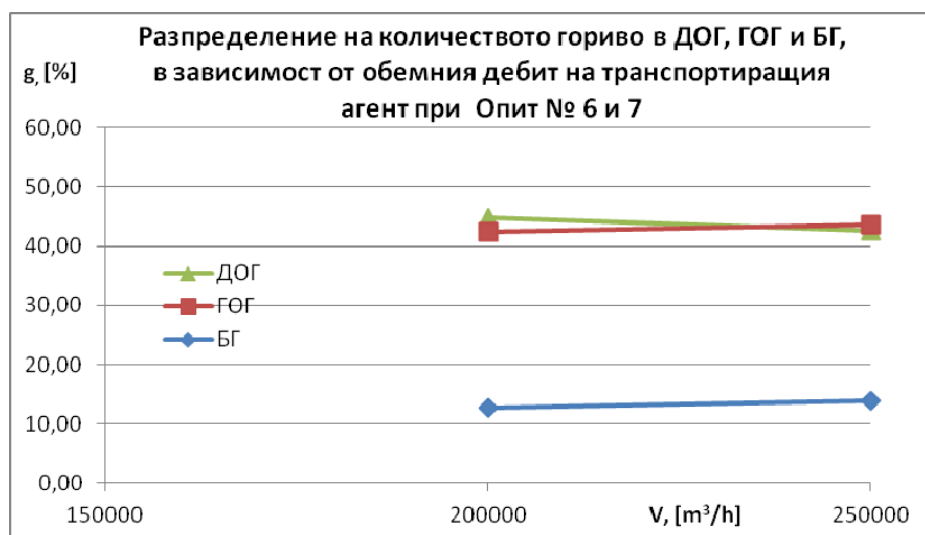
Опит №	7		8		9		10	
Разпределение на горивото	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %	маса [kg]	g, %
БГ	3,523	12,80	1,957	7,88	2,698	10,96	3,163	13,23
ГОГ	11,695	42,48	11,214	45,18	10,839	44,03	10,679	44,67
ДОГ	12,311	44,72	11,651	46,94	11,079	45,01	10,067	42,10
Общо	27,529	100,00	24,822	100,00	24,616	100,00	23,909	100,00



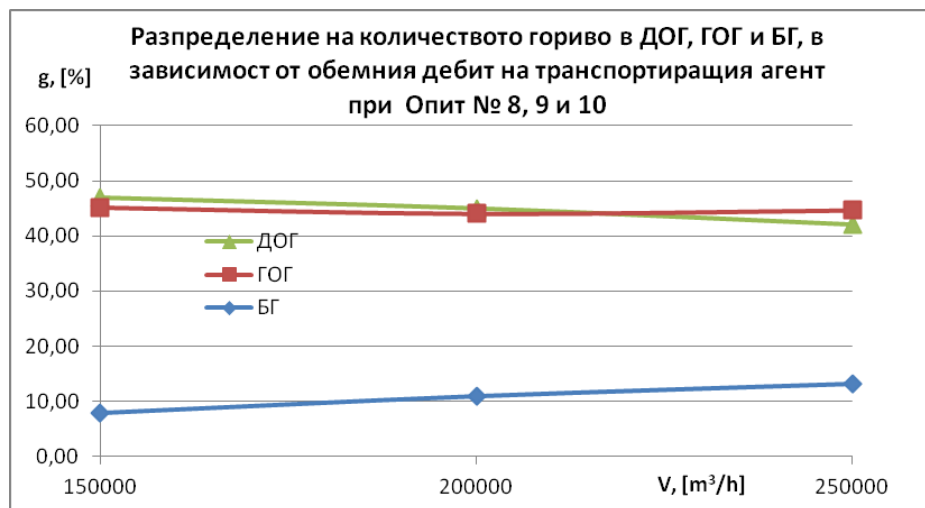
Фиг.8.



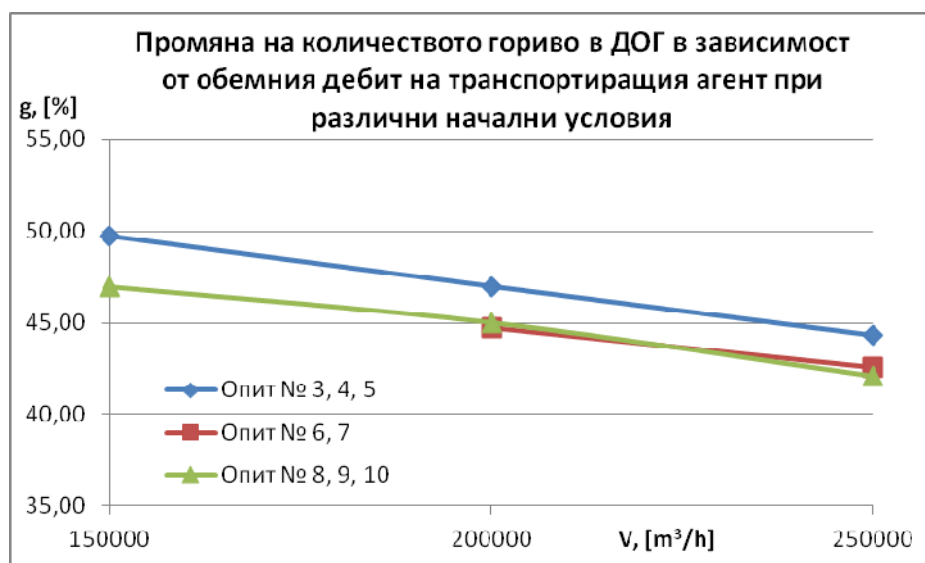
Фиг.9.



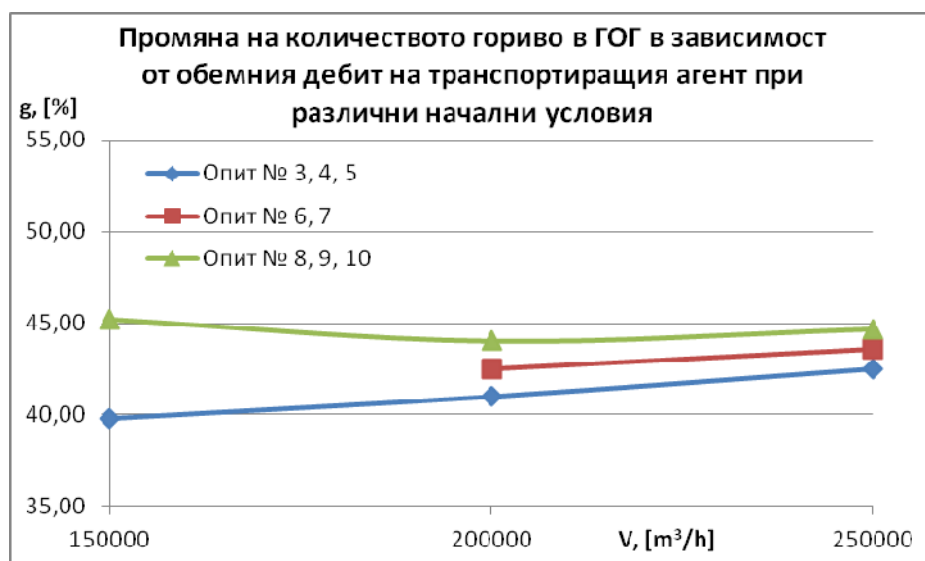
Фиг.10.



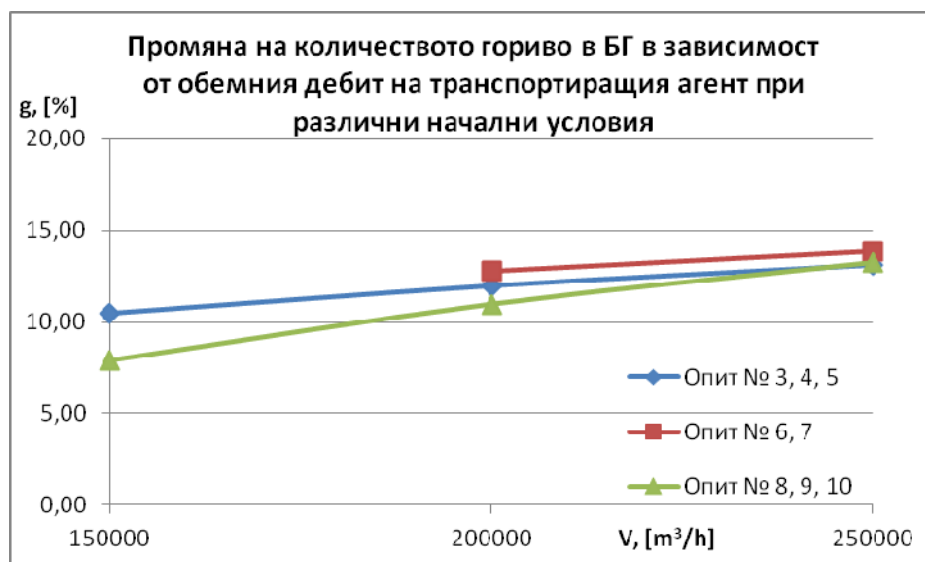
Фиг.11.



Фиг.12.



Фиг.13.



Фиг.14.

5. Анализ на получените резултати

5.1 Анализ на получените резултати от първата група моделни изследвания:

- При промяна на диаметъра на дюзата, през която се подават частичките (от 9 mm на 16,3 mm), не се наблюдават съществени промени върху разпределението на горивото по височина на физическия модел (фиг.11) т.е. неравномерното разпределение на потока на входа на ПК не влияе върху разпределението на количеството въглищен прах по различните горелки;
- В случаите, когато частичките се подават неравномерно към Прахоконцентратор 1 (което е типично за този вид ППС) и концентрацията на прах в транспортиращия агент е ниска, влиянието на вентилационната производителност на мелещия вентилатор върху разпределението на горивото във всяка горелка е почти същото както при равномерно подаване (фиг.10);

5.2 Анализ на получените резултати от втората група моделни изследвания:

- Когато обемния дебит на транспортиращия агент се увеличи от 150 000 m³/h до 250 000 m³/h, се наблюдават следните промени в разпределението на горивото:
 - ДОГ - количеството гориво намалява от 49,72 % до 44,35
 - ГОГ - количеството гориво се увеличава от 39,8 % до 42,51 %
 - БГ - количеството гориво се увеличава от 10,48 % до 13,14 %
 Това е в случаите, когато подаването на частички е равномерно и концентрацията на въглищен прах в транспортиращия агент е ниска (фиг.9). Когато обемният дебит на транспортиращия агент се увели-

чава, количеството гориво в БГ също се увеличава от 7,88 % при 150 000 m³ до 13,23 % при 250 000 m³ (фиг.11);

- Когато ъгълът на наклон на лопатките на Прахоконцентратор 1 е променен от 26° (фиг.8) на 15° (фиг.9), разпределението на горивото по горелки е близко до желаните стойности (ДОГ=45 %; ГОГ=45 % и БГ=10 %);
- Резултатите от проведените експерименти показаха, че зърнометричното разпределение на частичките в различните горелки не се повлиява от направените различни въздействия (фиг.12, фиг.13 и фиг.14).

Литература

- [1] Тодориев Н, И. Чорбаджийски, **Енергийни парогенератори**, ДИ "Техника", София, 1983
- [2] Геренова М, Т. Тотев, Б. Бонев, **Особености на прахоприготвящите системи на котел П-62 в ТЕЦ „Марица Изток 2”**, Научна Конференция ЕМФ ‘2005, Варна, 2005
- [3] Ангелов Б., Т. Тотев, К. Тодоров, Б. Игнатов, **Изграждане на цифров симулационен модел на прахоприготвящата система и на пещната камера на котел ст. №10 в “ТЕЦ Марица Изток 2”**, Научна Конференция ЕМФ 2010, Созопол, 2010.

Автори: маг. инж. Борислав Любенов Ангелов, ТУ-София, кат. „Топлоенергетика и ядрена енергетика, E-mail address: b_angelov@tu-sofia.bg; доц. д-р инж. Тотю Иванов Тотев, ТУ-София, кат. „Топлоенергетика и ядрена енергетика, E-mail address: t-totev@tu-sofia.bg; гл. ас. д-р. инж. Борислав Митков Игнатов, ТУ-София, кат. „Топлоенергетика и ядрена енергетика; E-mail address: ignatov.borislav@gmail.com

Постъпила 04.11.2013

Рецензент: доц. д-р Никола Станков

АКТУАЛНИ ПРОБЛЕМИ И МОТИВАЦИЯ ПРИ ИЗПОЛЗВАНЕТО НА СОЦИАЛНИ МРЕЖИ И МОБИЛНИ УСТРОЙСТВА (В ТЪРГОВСКАТА ПРАКТИКА)

Соня Николова

Резюме: Висока е актуалността на проблема за използването на социални мрежи през мобилни устройства. Мобилните устройства и социалните мрежи притежават редица способности, като тенденциите са да бъдат използвани не само за развлечение, а и за търговия. Като резултат възникват проблеми свързани с неприкосновеността на личния живот и информация. Актуални са и проблемите на полезността на социалните мрежи при търсене на ресурси, както и мотивацията на потребителите за използването им.

Ключови думи: социални мрежи, мобилни устройства, търговия, мотивация

ACTUAL PROBLEMS AND MOTIVATION FOR USING SOCIAL NETWORKS AND MOBILE DEVICE (IN COMMERCE PRACTICE)

Sonya Nikolova

Abstract: *The relevance of the problem of using social networks via mobile devices is big. Mobile devices and social networks have a number of capabilities and the modern trends include not only use for entertainment purposes, but also for commerce. As a result various problems arise related to privacy. Other relevant issues are related to the usefulness of social networks in search of resources and motivation of consumers' to use them.*

Keywords: social networks, mobile devices, commerce, motivation

1. Въведение

Появата на персоналните компютри през 80-те, на Световната уеб система (the World Wide Web) през 90-те и на мобилните устройства през 2000-те води до развитие и/или промяна на комуникационния модел в обществото и на концепцията за неприкосновеността на личния живот. Концепцията за комуникация се признава като основен компонент в личните отношения. Въпреки че съществуват различни методи за комуникация, например срещи лице в лице, телефонни разговори, писане на писма и имейли, комуникационните методи и средства продължават да се задълбочават и развиват.

През 2006 г. над 800 млн. мобилни телефона се използват в световен мащаб, но за две години, пазарният им дял нараства на 3,3 млрд. активни мобилни телефони. Първите модели смартфони стават достъпни през 2002 г., но те не получават широка употреба до 2008 г.. Пазарът на мобилни телефони е близо до насищане и стандартните начини на човешкото общуване се променят [1]. Мобилните устройства са подобрени и в тях са налични не само комуникационни услуги, но например в смартфоните са се увеличили методите за обмен на информация чрез вграждането на приложения, видео плейър, телевизор, камери, вградени уеб браузъри, безжична свързаност, местоположение и датчици за движение, няколко гигабайта за съхранение, дисплей с висока резолюция и т.н. като тези функции бързо се разрастват.

В същото време бързо развиващите се сайтове за социални мрежи се превърнаха в основни медии, чрез които хората развиват личните си онлайн мрежи през последните години [3]. Тези средства за комуникация не само променят възможностите за достъп до информация на обществото, но също и начина му на живот. Социалните медии променят фундаментално начина по който общуваме, сътрудничим, консумираме и творим [6].

Първоначално най-големите онлайн социални мрежи са предназначени главно за настолни и преносими компютри, но в следствие съумяха да бъдат на разположение във версии предназначени за мобилни телефони. Според Facebook 819 млн. активни потребители се свързват към онлайн социалната мрежа от мобилни телефони в рамките на месец и броя им нараства постоянно [4]. При използването на социални интернет и мобилни приложения като Facebook, Twitter и Foursquare човек доброволно се отказва от неприкосновеността на личния си живот било то съзнателно и/или несъзнателно, за да остане свързан със социалната мрежа и да получава чувството за принадлежност [1].

Растящата популярност на социалните мрежи създава подходяща среда за набиране на голям обем информация и провеждане на активна търговска и маркетингова политика от фирмите. Стремешът към постигане на по-високи приходи и увеличаване на пазарния дял, изисква от съответния търговец да разглежда, като неразделна част от възприетата стратегия за продажба, възможностите за комуникация, набиране на информация и дори реализация на продукти посредством социалните мрежи [9].

2. Неприкосновеност на личния живот и информация в социалните мрежи

Чрез мобилните устройства можем да бъдем открити почти навсякъде и по всяко време и в същото време могат да бъдат използвани за сърфиране в интернет. Напоследък се наблюдава тенденция за намаляване на броя на телефонните разговори, като за сметка на това нараства броят на текстовите съобщения [2]. Използването на функциите SMS (текстово съобщение) и интернет приложенията води до разширяване на социалната мрежа на хората и връзките с мигновената лична актуализация на човека в социалните мрежи. За разлика от предхождащите го мобилни телефони смартфона притежава компютърна операционна система, позволяваща използването на различни приложения и помощни програми,

което променя социалното наличие на хората, т.е чрез използването на мобилни телефони хората са станали лесно достъпни за другите. Това потенциално дава на всеки притежател на мобилно устройство чувство за принадлежност заедно с чувството за достъпност. Тази способност за непрекъсната достъпност има потенциала да накара хората да се отнасят различно към концепцията за неприкосновеност на личния живот [1].

От една страна самите социални мрежи са изградени по такъв начин, че личните данни на потребителите не са достатъчно защитени, а от друга по-невнимателните потребители допускат в списъка с приятелите си непознати и поради отворения характер на мрежите е възможно да настъпят значителни проблеми. За изграждането на успешна общност се изисква лична информация, но също така тя е източник на потенциална вреда ако не се управлява правилно [8]. Споделянето на информация от хората в тези мрежи в крайна сметка води до доброволното предоставяне на лична информация неосъзнавайки точно колко и на кого е предоставена или може да са наясно, но поради натиска от социалната група, личните социални мотиви и/или желанието да принадлежат, те се присъединяват към обмена на информация [5].

Развитието на социалните мрежи дава възможност на милиони хора да създават и споделят съдържание, като масовото участие в тези мрежи, от своя страна е отразено в безброй мнения, новини и отзиви за продукти, които се публикуват непрекъснато в тези сайтове. Различни проучвания показват, че степента на привързаност на хората към новата среда идва от опита с нея – как се чувстват и какво мислят по отношение на нея и как реагират спрямо нея, и представлява силен предиктор за ползването ѝ. Социалните, хедонистични и утилитарни предимства на смартфоните мотивират потребителите непрекъснато да се включват в мобилни дейности. По този начин, тези които възприемат в по-голяма степен ползите от използването на социалните мрежи могат да бъдат мотивирани да ги използват по-интензивно, като по време на процеса на често използване информационното оповестяване се увеличава [6].

В контекста на сайтовете за социални мрежи, потребителят е страна в два вида отношения: (1) между доставчика и потребителя и (2) между потребителя и другите членове на мрежата. При първата връзка, потребителят зависи от доставчика относно защитата и съхранението на разкритата от него/нея лична информация. При втората връзка, потребителят е зависим от другите членове за запазване на разкритата лична информация като поверителна и за това тя да не се използва, за да се вреди на предоставилия е било то умишлено или неволно [6].

При изтичане на информация, която може да е била защитена, тя лесно навлиза в обществената мрежа и циркулира в нея. В световната мрежа данните са поустойчиви, възпроизвеждащи се, достъпни при търсене и мащабируеми повече от всякога. Все повече количеството на нашите данни, а от там и проблемите, свързани с неприкосновеността им се увеличават в мрежата. Тъй като потребителите стават доставчици на съдържание в социалните мрежи тяхната лична информация става все по-уязвима [7].

Това което споделяме за себе си ни казва куп неща и за другите хора. Алгоритмите за машинно обучение са се подобрили значително през последното десетилетие и персонализацията е станала толкова вездесъща, че повечето хора не са наясно с това как техните данни се обобщават с тези на другите хора за изграждане на портрети, които прогнозираат техните интереси на базата на навиците на другите. По този начин вкусовете и интересите на лица, които все още не съществуват в рамките на системата могат лесно да се прогнозира на базата на моделите на другите. И когато машините имат достъп до социалната мрежа на дадено лице, прогнозите стават още по-силни (неоспорими) [7].

3. Използването на социалните мрежи от бизнеса

Имайки предвид огромната популярност на социалните медии и приложенията за социални мрежи не е изненада, че търговците са станали силно заинтересувани от това как да се улови икономическа стойност от милиардите социални взаимодействия, с които потребителите са ангажирани всеки ден по целия свят. С продължаващото развитие на електронната търговия (e-commerce) в отчетлива социална дейност, маркетинга насочва вниманието си към последиците от компютърното посредничество със социалната среда [10].

В ежедневието на потребителите, паралелно със социалните мрежи навлизат и социалните медии. Социалните медии акцентират върху начина, по който членовете на мрежата комуникират – чрез форуми, блогове, сайтовете за подкастове, видео и др. А от своя страна, социалните мрежи се фокусират върху формирането на онлайн общности и насочват вниманието към самите действия на хората с общи интереси, към взаимодействието помежду им и постигането на взаимна ползност. Все по-често социалните мрежи се използват като платформа за социалните медии, което потвърждава тяхното комплексно съдържание и значителната обвързаност помежду им [9].

През 2011 г. повече от 50% от потребителите на социалните медии следят определени марки в тях и фирмите все по-често инвестират в социалните медии, като разходите на световния маркетинг относно социалните мрежови сайтове са около 4,3 млрд. долара [11]. За целта се създава общност, подкрепяща марката под формата на фен страница в сайтовете за социални мрежи, където клиентите могат да взаимодействат с фирмата, като харесват и/или коментират даден пост (публикация), а от своя страна компанията има възможност да публикува постове с различни съдържания (например вицове, снимки, видео и други материали). Потребителите, които стават фенове на тези страници са склонни да бъдат лоялни и отдадени на компания и са по-отворени към получаването на информация за марката. Освен това феновете на марката са по-склонни да посещават магазините им, да генерират положителна информация и да бъдат емоционално привързани [11].

Инициативата на Google и Facebook за „общително” търсене (например персонализирането на резултатите от търсене на продукти на базата на предпочитанията на индивидите в социалната мрежа) също отразява потенциално важ-

ната роля, която онлайн социалните взаимодействия могат да играят в оформянето на дейностите на хората в компютърното посредничество със средата [10].

Социалните мрежи се утвърждават като мощен инструмент, чрез който може да се достигне до значителен брой потребители, независимо от размера на фирмата и нейната икономическа мощ. Интегрирането на социалните мрежи в продажбената стратегия на търговците е целесъобразно да се насочи върху тяхното приложение в следните по-важни направления [9]:

- Възможности за проучване на потребителските предпочитания и набиране на голям обем информация от персонализираните профили относно потребности, интереси, ценности и убеждения на потенциалните купувачи – с много по-малък разход на средства, време и усилия се извършват различни маркетингови изследвания в социалните мрежи. Набират се и се анализират данни за целевия пазар, за мотивите за покупка и отношението на клиентите към съответния търговец и продаваните от него стоки.
- Тестване на продукти – търговците могат да получат бърза обратна връзка относно предлаганите продукти, изпращайки техен прототип на определен брой „фенове“, от формираната в мрежата тестова група. Това е изключително удобно за дигиталните продукти, които лесно се предават по Интернет: софтуер, видео- и аудио продукти. Споделяйки мнението си в социалната мрежа, потребителите подпомагат мениджърите при формирането на оптималната търговска оферта.
- Осъществяване на бърза и качествена комуникация с клиентите, бизнес партньорите, доставчиците и персонала - вместо да посещават сайтове, създадени от търговците за целенасочено въздействие върху купувачите, потребителите се ориентират към социалните мрежи, където публикуват информация, създадена лично от тях, която пряко дискутират, оценяват и споделят. Възможността за непосредствен обмен на мнения, коментари, критики и препоръки за продукти, цени, обслужване на магазините, подпомага потребителите при вземане на решение за покупка. Същевременно, това се явява подходящ маркетингов инструмент за разпространение на информация за ценови намаления, включени нови продукти в асортимента, за въведени нови услуги и др. Участието на търговските фирми в социалните мрежи им позволява да реагират бързо и адекватно на негативните потребителски нагласи, да демонстрират по-голяма ангажираност към своите клиенти чрез: изпращане на е-бюлетини, предлагане на специални ваучери, персонализация на предлагането, информирание за специални събития.
- Непосредствено рекламиране на предлаганите продукти и точки за продажба чрез банери или контекстна реклама - нарастващият брой и удълженият престой на Интернет потребителите в социалните сайтове, се явява благоприятна предпоставка за използването на социалните мрежи при излъчване на рекламни съобщения. Прилагайки таргетирането, което присъства във всички мрежи, търговците могат сами да изберат аудиторията

си, настройвайки съответните опции. Това в значителна степен повишава ефективността на рекламното съобщение.

- Представяне на информация за кариерно развитие и свободни работни места в търговската фирма – възможно е социалните сайтове да се използват за набиране на персонал, но търговците следва да бъдат много внимателни и да не се доверяват напълно на съдържанието в индивидуалните профили, създадени от самите потребители.
- Активно участие на онлайн общностите в генерирането на идеи и съвместно решаване на поставени от онлайн търговеца проблеми (краудкастинг) – по този начин се осигурява значителна потребителска ангажираност, взаимно сътрудничество и съпричастност към търговския бизнес.
- Използване на социалните мрежи като платформа за сключване на онлайн сделки и повишаване на приходите – търговците могат успешно да реализират продажби, възползвайки се от преимуществата на онлайн социалните мрежи посредством следните модели:
 - 1) насочване на потребителския трафик с помощта на рекламни банери или директни линкове към сайта на електронния магазин, от където се извършва покупката;
 - 2) поставяне в социалната мрежа на целия продуктов каталог заедно с ценовата листа, като поръчването е възможно само при изпращане на лично съобщение на администратора или при обаждане на посочен телефонен номер;
 - 3) осъществяване на непосредствена продажба в социалните сайтове – използвайки приложение за интеграция на платформата за онлайн магазин със социалната мрежа, става възможно търговците да разполагат с е-магазин, вграден в социалния сайт. Създадените специализирани приложения позволяват да се проследи доставката, да се приемат електронни плащания и да се получава достъп до пълна статистика за извършените поръчки. Навлиза и се развива все по-активно т.нар. „социална търговия” или „s-commerce”, като в САЩ голяма популярност добива терминът “Facebook Commerce” или „f-commerce”, поради осъществяването на електронни продажби предимно чрез социалната мрежа Facebook.

Тук трябва да се отбележи, че за да се използва личната информация постъпваща от потребителите в социалните мрежи, преди това те трябва да са се съгласили да я предоставят. В противен случай могат да възникнат предизвикателства относно запазването на неприкосновеността на личния живот. Компаниите ще трябва да предоставят убедителни аргументи за това как ще се използва споделяната от потребителите информация, иначе рискуват да се изправят пред риска хората да откажат да я предоставят или в най-лошия случай потребителите могат дори напълно да се откажат от използването на социални мрежи [10].

4. Мобилен маркетинг и мобилни социални медии

Мобилните компютри привличат вниманието на научната общност от доста време и освен това достигнаха и до комерсиалната индустрия и потребителите чрез смартфоните. Постоянните подобрения в хардуера, като например увеличаване на мощта на процесорите и увеличаване на безжичните мрежови ресурси, водят до подобряване на възможностите на мобилните устройства. Повече от всякога мобилните устройства могат да работят с богат асортимент от самостоятелни приложения, както и с разпределени клиент-сървърни приложения, които имат достъп до информация чрез уеб портали [14].

Социалните медийни приложения (включващи съвместни проекти, микроблогове/блогове, социални мрежи и виртуални светове) са станали част от стандартният комуникационен репертоар на много компании. Днес със създаването на все по-мощни мобилни устройства, множеството социални медийни приложения са станали мобилни и постоянно се появяват нови участници в тях. Революцията в мобилния маркетинг настана през 2007 г. с пускането на пазара на iPhone-те, което дава достъп на потребителите до повече от 250 000 приложения, които им позволяват да четат книги, да търсят информация и да поддържат връзка със своите приятели [13]. След iPhone-те на сцената се появяват компании като Gowalla (основана през 2007 г.) и Foursquare (основана през 2009 г.) специализирани в нова форма на мобилен маркетинг, наречен мобилни социални медии. Скоро след това са последвани от специализирани приложения на водещи интернет компании, включително Google Latitude (2009 г.) и Facebook Places (2010 г.).

Каплан дефинира мобилният маркетинг като всяка маркетингова дейност извършвана от повсеместна мрежа, с която потребителите са постоянно свързани с помощта на мобилно устройство. Следователно мобилният маркетинг изисква три условия: първото от тях е „повсеместна мрежа“, като най-общо тя не е непременно една мрежа, а по-скоро комбинация от различни мрежи. Тук трябва да се отбележи, че не е важна толкова самата мрежа, а това че преминаването между различните мрежи се случва по гладък и невидим начин.; второто условие е потребителят да има постоянен достъп до тази мрежа, което е лесно осъществимо посредством мобилни устройства; последното условие включва използването на мобилно устройство, но за да има смисъл мобилния маркетинг това мобилно устройство трябва да бъде лично, т.е. да не се споделя с никого.

Каплан дефинира мобилните социални медии, като група пазарни мобилни приложения, които позволяват създаването и обmena на съдържание генерирано от потребителя. Компаниите ангажирани в областта на мобилните социални медии често притежават някаква информация за потребителите, с които си имат работа, като например географско положение по време и/или място. Освен това тези потребители трябва да посочат, че са съгласни да получават информация от компанията. Като всеки тип комуникационно устройство, мобилните социални медии изискват две лица: (1) на подател, който има желание да споделя информация и (2) на приемник, който е готов да я получи.

Днес един от играчите смятан за лидер на пазара в областта на мобилните социални медии Foursquare [13] е с 40 млн. регистрирани потребители, които растат с всеки изминал ден [12]. Докато Foursquare има функции, които го отличават от другите услуги, все още не е ясно кои фактори допринасят за голямата му популярност [15]. Използването на Foursquare може да бъде мотивирано от концепцията за себепредставяне и себеразкриване, която гласи, че хората са готови да разкриват информация за себе си, ако тази информация е в съответствие с начина, по който те биха искали да бъдат видени от другите хора [16].

Foursquare представлява система за споделяне на местоположение и описва услугата, която предоставя за ползване като мобилно приложение, което прави града по-лесен за използване и по-интересен за изследване [12]. Той е приятел-търсачка, социален пътеводител на града и мобилна игра, която предизвиква потребителите да опитат нови неща и ги възнаграждава за това. Foursquare позволява на потребителите си да се „check-in” (отбелязват/проверят) мястото, на което се намират в момента, също така представлява начин да кажете на приятелите си къде се намирате и начин за проследяване на това къде са и/или къде са били приятелите ви, както и за откриване на нови места [15].

Когато потребител се регистрира на дадено място, нотификация за отбелязването му (check-in) по подразбиране уведомява контактите му, като хората имат възможност да избират дали да бъдат уведомявани за всеки от контактите си и дали тяхната регистрация да се публикува във Foursquare без да се уведомяват контактите им, но веднъж публикувана тя е достъпна при търсене [15]. Хората също така могат да свързват своя Foursquare с други онлайн услуги например Facebook и Twitter, като техните регистрации се публикуват в тези услуги.

Мобилните социални медийни приложения предлагат информация за офлайн движението на потребителите на ниво на детайлност досега присъщо само на онлайн компаниите. Вече всяка фирма може да знае часа, в който клиентът влиза в някои от обектите ѝ, както и коментарите им, направени по време на посещението. Исторически погледнато фирмите е трябвало да изминат дълъг път за да могат да сложат лице на анонимните им клиенти. Днес обаче приложения като Foursquare улесняват получаването на обща статистика, като например броя на отбелязванията за определен период от време, пола или възрастовата група; както и на индивидуална статистика, като например кои клиенти се е отбелязвал най-често или най-скоро [13]. Като по този начин фирмите могат да се възползват от мобилните социални медии за маркетингови проучвания, комуникация и по отношението на разработване на програми за лоялност.

Например при неотдавнашно сътрудничество между американските супермаркети - Safeway, Pepsi и Foursquare по време на три месечна пилотна програма, Safeway предлага набор от ексклузивни отстъпки на избрани продукти на Pepsi на клиенти, които свържат своите Foursquare акаунти с техните програми за лоялни карти VonsClub. След представяне на картата за лоялност, директно са били отпечатвани купони за отстъпка в зависимост от Foursquare навиците на всеки клиент [13].

На 16 април 2010 г. McDonald's предлага да подари на 100 потребителя на Foursquare, случайно подбрани измежду тези които са се отбелязали (check-in) в един от техните ресторанти през деня, карти съдържащи сумите от 5 и 10 долара. В резултат на това отбелязванията са се увеличили с 33% , което води до над 50 статии и публикации в блогове и предизвиква няколко хиляди новинарски емисии и Twitter съобщения. Не лош резултат за инвестиция по-малка от 1000 долара [13].

Германската авиокомпания Lufthansa създава Октоберфест промоция, според която клиентите летящи до Мюнхен по време на фестивала получават съобщение, което ги приканва да се отбележат на три различни места в Мюнхен от списък публикуван на страницата на фирмата в Foursquare, по този начин получавали ваучер на стойност 20 долара за следващата си покупка на билет [13].

През януари 2011 г. Starbucks стартира най-голямата мобилна програма за плащане в САЩ, състояща се от приложение, което може да превърне всеки смартфон в Starbucks карта, като по този начин вместо да плащат в брой клиента просто размахва телефона си в предната част на сензор [17]. Вдъхновението за това идва от Япония, където мобилните телефони вече служат като ключове за коли, лични карти, самолетни билети и т.н. [13]. Сравнявайки първите телефони с днешните може да се види колко много неща са се променили през изминалите години.

5. Заключение

Бързият напредък на технологиите води до трансформирането на компютрите под някаква форма в смартфони, таблети и хибриди между двете (таблетофони), което ги прави привлекателно средство поради широкото им приемане и все помощните им технически възможности, склонността на хората да ги носят навсякъде с тях и привързаността им към тях. Тези устройства ни дават възможност да бъдем достъпни и да имаме достъп до информация навсякъде и по всяко време, благодарение на интернет, различни приложения и социалните мрежи, но това също води до проблеми свързани с неприкосновеността на личния живот и информация. И докато тенденциите са употребата им да се увеличава с всеки изминал ден резултатите, последствията и ефектите от тази употреба далеч не са ясни все още.

Литература

- [1] LaRue E., Mitchell A., Terhorst L., Karimi H. (2010), *Assessing mobile phone communication utility preferences in a social support network*, in Journal of Telematics and Informatics 27, 2010, стр. 363-369
- [2] Battestini, A., Setlur, V., and Sohn, T. (2010), *A large scale study of text - messaging use*, In: Proceedings of HCI '10 ACM, 2010, стр. 229 - 238
- [3] Kuan-Yu Lin, Hsi-Peng Lu (2011), *Why people use social networking sites: An empirical study integrating network externalities and motivation*, in Journal of Computer in Human Behavior 27, 2011, стр. 1152-1161
- [4] Facebook / Statistics, <https://newsroom.fb.com/Key-Facts>

- [5] Adam, N.J. (2008). **Looking at, looking up or keeping up with people?: motives and use of facebook**. In: Proceeding of HCI '08 ACM, 2008, стр. 1027-1036.
- [6] Chang L., Chen J.V. (2013), **Aligning Principal and Agent's Incentives: A Principal-Agent Perspective of Social Networking Sites, Expert Systems with Applications**, Accepted for publication in Journal of Expert systems with Applications, 2013
- [7] Boyd D. (2013), **Networked privacy**, in Journal of Surveillance & Society 10 (3/4), стр. 348-350
- [8] Tschersicha, Kahla, Heima, Craneb, Bttchera, Krontirisa, Rannenber (2011), **Towards privacy-enhanced mobile communities—Architecture, concepts and user trials**, in Journal of Systems and Software 84, 2011, стр. 1947-1960
- [9] Гроздева Д. (2012), **Онлайн социалните мрежи и приложението им в търговския бизнес**, Достъпно на: <http://www.su-varna.org/izdaniy/Ikonomika-12/Pages%2027-32.pdf>, [Достъп 25.10.2013]
- [10] Yadav M., de Valck K., Hennig-Thurau T., Hoffman D., Spann M. (2013), **Social Commerce: A Contingency Framework for Assessing Marketing Potential**, Accepted for publication in Journal of Interactive marketing, 2013
- [11] de Vries L., Gensler S., Leeflang P. (2012), **Popularity of Brand Posts on Brand Fan Pages: An Investigation of the Effects of Social Media Marketing**, in Journal of Interactive marketing 26, 2012, стр. 83-91
- [12] Foursquare / About Foursquare, <https://foursquare.com/about>
- [13] Kaplan A. (2012), **If you love something, let it go mobile: Mobile marketing and mobile social media 4x4**, in Journal of Business Horizons 55, 2012, стр. 129-139
- [14] Holzer A., Ondrus J. (2011), **Mobile application market: A developer's perspective**, in Journal of Telematics and Informatics 28, 2011, стр. 22-31
- [15] Lindqvist J., Cranshaw J., Wiese J., Hong J., Zimmerman J. (2011), **I'm the mayor of my house: examining why people use foursquare - a social-driven location sharing application**, In Proc. CHI'11 ACM, 2011, стр. 2409-2418
- [16] Schau, H. J., Gilly, M. C. (2003), **We are what we post? Selfpresentation in personal web space**, Journal of Consumer Research, 30(3), стр. 385-404
- [17] Protalinski, E. (2011, January 19). **Starbucks launches largest mobile payment program in the US**. Достъпно на: < <http://www.techspot.com/news/42051-starbucks-launches-largestmobile-payment-program-in-the-us.html>, [Достъп 27.10.2013]

Автор: Соня Николова, маг. инж. докторант - катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, ТУ-София, E-mail address: snikolova@tu-sofia.bg

Постъпила 08.11.2013

Рецензент: доц. д-р Васил Гълъбов

ВИРТУАЛНАТА АГРЕСИЯ ПРЕЗ ПОГЛЕДА НА ПОДРАСТВАЩИТЕ

Стилияна Борисова-Маринова, Маргарита Тенева

Резюме: Предмет на статията е виртуалната агресия сред подрастващите. На базата на резултати от различни научни изследвания се очертават основни характеристики на феномена и се акцентира върху необходимостта от противодействие и превенция. Авторите представят резултати от собствено, полево изследване, проведено с цел да се проучат нагласите и мнението на подрастващите за виртуалната агресия и нейната превенция.

Ключови думи: виртуална агресия, киберагресия, кибертормоз, превенция

VIRTUAL AGGRESSION IN THE EYES OF ADOLESCENTS

Stiliana Borisova-Marinova, Margarita Teneva

Abstract: The subject of this article is virtual aggression among adolescents. Based on various researches key features of the phenomenon are outlined. It is accented on the importance of its prevention. The authors present results of their own study examining young people's attitudes and opinion of virtual aggression and its prevention.

Keywords: virtual aggression, cyber aggression, cyberbullying, prevention

1. Въведение

През последните години новите информационни и комуникационни технологии се налагат трайно в нашето ежедневие. Децата са първите, които приемат безрезервно всички нови технологии. За много от тях общуването в киберпространството е от изключително значение. Подрастващите намират възможност да задоволят потребностите си от развлечения, забавления и комуникация с връстници от цял свят.

Предимствата при използване на новите технологии са много, но някои характеристики на виртуалната среда създават условия за поразждане и развитие на агресивно поведение, затова през последните години започнаха изследвания на нов феномен, наречен „виртуална агресия”.

2. Определение и характеристика на виртуалната агресия

В научната литература понятието агресия се дефинира като форма на поведение с цел нараняването на друго живо същество, което е мотивирано да избегне по-

добно отношение [1]. Това определение включва всеки поведенчески акт, който застрашава или нарушава правата на човека. Агресията може да се прояви както в реалния, така и във виртуалния свят.

Терминът „виртуалната агресия” се използва за обяснение на широк кръг разнообразни действия, затова до момента не съществува общоприето определение. Някои от изследователите на явлениято го наричат “киберагресия” [4, 8, 14]. Други автори използват термините „електронна агресия” и дори „он-лайн социална жестокост” [9].

Този нов феномен представлява агресивност, която се проявява и предава по електронен път, например чрез интернет или мобилни телефони. Отличителните ѝ черти са същите, като при „класическата”, само че физическата среда е сменена с електронна и има известна промяна във формите, свързана с възможностите и ограниченията на технологиите [12].

Като се съобразяваме с различните дефиниции на виртуалната агресия [1, 4, 8, 9, 14], ние считаме, че тя може да се определи като преднамерено враждебно действие, реализирано във виртуална среда, имащо за цел да причини вреди на отделен човек или на група от хора, да оскърби, да причини болка, да накърни човешкото достойнство.

Основна разлика между агресията и киберагресията е средата, в която съществуват и се развиват. За виртуалната агресия няма граници, прониква в личното пространство на жертвата и трудно може да се игнорира [6, 11].

Една от особеностите на виртуалното общуване е анонимността. Много от киберагресорите успяват да скрият самоличността си, а това засилва усещането на агресора за безнаказаност и в същото време увеличава чувството за уязвимост у жертвата. Garbasz отбелязва, че анонимността и липсата на физическо съществуване в интернет спомагат за загуба на трезва преценка за собствените възможности и за присъствието на отсрещната страна [5].

Усещането за невидимост прави агресорите по-смели и ги подтиква да казват неща, които не биха казали при директна комуникация [7]. В същото време, поради неизвестния извършител, жертвата изпитва все повече страх, безсилие, безпомощност, тъй като не знае на кого може да се довери [3].

Друга ключова характеристика на киберагресията е нейният потенциал да достигне до неограничена аудитория, което в реална среда би било невъзможно.

Благодарение на безграничността на киберпространството, публиката, свидетелите на агресията могат да бъдат милиони [4]. Тази особеност може да доведе до значителни последици за жертвите. Въздействието и унижението от агресивният акт се увеличават поради многобройната публика [3].

Изследователите на проблема откриват, че виртуалната агресия сред децата се появява още в началното училище, израства до своя пик в ранните тийнейджърски години и затихва с израстването на децата [2, 10].

Други изследвания показват, че най-вероятните жертви на виртуална агресия са юношите (13 – 18 години). Психолозите са на мнение, че поради своята специфика, тази възраст е най-вероятна за замесване в он-лайн неприятности [14].

Описахме различни научни изследвания на проблема, но за нас е важно и мнението на децата, затова проведохме собствено проучване.

През 2012 г. започнахме полево изследване на нагласите и мнението на децата за виртуалната агресия. За целите на изследването създадохме интернет блог (<http://bezopaseninternet.blogspot.com/>) и уеб-страница в една от най-използваните социални мрежи - Фейсбук (www.facebook.com/pages/Виртуална-агресия/424229114306110). Всеки, който има мнение по проблема, може да го публикува и ако желае да се свърже с нас на посочените адреси.

Основна цел на изследването е да се проучат нагласите и мнението на подрастващите за виртуалната агресия и нейната превенция.

Чрез блога и социалната мрежа децата не само се информират за проблема, но могат и свободно да го коментират, да споделят и да разказват за действителни случаи на виртуална агресия. Използването на профили и електронна поща осигуряват сигурност и анонимност.

Първоначално презентирахме блога и страницата във Фейсбук пред учениците от столично училище, в което от няколко години работим по превенцията на агресията в интернет. Представихме пред децата целите на нашето изследване и акцентирахме върху необходимостта от профилактика на явлението виртуална агресия. Както и очаквахме, учениците реагираха с охота и сами пожелаха да „рекламират” нашето начинание сред приятелите си в социалните мрежи.

3. Изследване и анализ на резултатите

В зависимост от основните акценти в публикуваните мнения и коментари, разделихме подрастващите на четири основни групи: „наблюдатели”, „потърпевши”, „съпричастни” и „други”.

Към наблюдателите се отнасят децата, които дават мнение по темата, но не споделят лични преживявания:

„Кибертормозът е голям проблем сред младите хора.Трябва да има повече институции, които да се справят с този проблем.”

С. З.

„Всички деца прекарват много време в интернет, а там може да бъде много опасно. Някой трябва да научи децата да се пазят.”

И. М.

„Това е един съвременен проблем, за който трябва да се говори повече. Много деца стават жертви, но малко от тях говорят за това.“

И. Б.

Публикуваните мнения звучат като лозунги, не показват личното отношение на децата. Представяват констатация, липсва ангажираност.

В групата „потърпевши“ се включват децата, които признават, че са преживели виртуална агресия.

„Аз смятам, че много деца получават заплахи по интернет. Аз самата съм получавала заплахи, обиди, предложения за среща, фалшиви профили. Никога не съм ходила на среща с непознати, но смятам, че други момичета са ходили.“

К. М.

„Случвало ми се е да ме заплашват и обиждат, но не им обръщам внимание, оставям ги да пишат каквото си искат. Като не им обърнеш внимание, те престават да се занимават с тебе..Аз така направих и вече не ме заплашват и обиждат.“

Л.

„Случвало ми се да ме заплашват и обиждат по интернет. Тези хора, които ме заплашват, аз ги познавам много добре. Не им обръщам внимание.“

Л. К.

„На мен често ми се случва да ме обиждат по skype или други виртуални мрежи, но аз не се заяждам а ги блокирам или не им обръщам внимание !!!“

Е.

„Случвало ми се е да ми изпращат покана за приятелство и после да ме обиждат. Но аз изобищо не се разправям и ги блокирам. Също така и са ми хаквали профила доста пъти. По едно имах два профила и единия ми го хакнаха. И някой беше писал какви ли не глупости и обиди. Доста често ми изпращат покани разни възрастни мъже и постоянно ми пишат простотии.,,

П. Я.

„Аз лично никога не съм имала ограничения в седенето пред компютъра, но преди много често ми пишеха и ми предлагали разни неща. По принцип само ги блокирам. Примерно в XXXXXX бивш XXXXXX все още има такива мъже. Влизаи онлайн и веднага започват да ти пишат пълните небивалици. Няма смисъл аз съм от хората, които предпочитат по-нормалните срещи и запознанствата навън,а не в киберпространството.“

* По наша преценка са скрити имената на цитираните сайтове

Д.

„Според мен тази агресия е по-страшна дори и от физическата сила. Мисля, че всеки който има skype му се е случвало да го добавят непознати и да искат разни извратени неща.“

Д. Б.

„Постоянно се обиждаме и се псуваме.“

М. Б.

„Някой като ме обижда и аз го обиждам, и става някакво мазало.”

Н.

„То така става, псуват те и ти тях.”

В.

"Да псуваш, да се заканваш..... Случвало ми се е да заплашвам, да ме заплашват, всичко е само на думи, нищо сериозно и няма как да се забрани."

И. Ц.

От цитираните постинги може да се изведе мнение, че агресивните реакции са често разпространени при виртуалното общуване между подрастващите. Повечето деца не разбират сериозността на проблема и тежките последици, до които може да доведе. Може дори да се каже, че го приемат за нормално отношение и не предполагат какви реакции би могло да отключи. Някои тийнейджъри дори го смятат за вид забавление, без сериозни последици.

Към групата „съпричастни” се отнасят децата, които имат собствено мнение както за виртуалната агресия, така и за начините за нейната превенция.

„Доста деца в днешно време са жертва на интернет тормоз и се страхуват да кажат на някой. Особено чрез най-посещаваната страница Фейсбук .. скайп и т.н. Има и родители, които въобще не се интересуват да проверят децата им къде сърфират в интернет, с кой чатят и т.н., и това също е една от причините децата да бъдат жертви на кибертормоз. Аз лично никога н съм била жерва на подобно нещо, за което се радвам. Но по принцип точно поради тази причина децата се доверяват на някой си, с който са се запознали в интернет се случват убийства, изнасилване, отвлечане и др. Трябва да се вземат сериозни мерки. Винаги ще има такива хора, които обиждат в интернет и не само .. подлъгват малки деца .. съветвам всички които са жертва на тормоз да намерят помощ, било то от родител или друго място”

В. Н.

„В интернет е пълно с такива статии, било то за кибертормоза или по принцип за тормоза в училище и по улиците. Резултат никакъв. Това са хора седящи пред компютъра, подритващи нечие самочувствие. Но тук не само децата имат вина, родителите също не са никак невинни. В последно време гледките по улиците и училищата са деца на средна възраст между 8 и 12 години да имат телефони последен модел. Точно това кара децата на тяхната възраст да са агресивни и от там идват и множеството статии за пребито дете от свой съученик. Наскоро четох статия за едно момиче, което се е самоубило, защото са я заплашвали в интернет. Лошото е, че чрез тези статии нищо няма да се промени. Повечето от учениците ще го прочетат и за тях това ще са едни 10 изгубени минути в четене и ще продължат да го правят. И до медиите да стигне резултатът отново ще е никакъв.”

М. З.

„Винаги ще има хора, които да заплашват и обиждат други. Някои го правят за удоволствие, други поради някаква причина. Но нея винаги я има. Зад компютърът всеки един от нас е смел и "супермен", но в реалния живот не всеки е такъв. Не всеки би се осмелил да заплаши по този начин, по който го прави в интернет. Била съм свидетел на подобни неща, била съм инициатор, била съм и жертва, но със сигурност мога да кажа, че това не е начинът да си изкараме яда над някого. Анонимните и фалшиви профили в социалните мрежи са много. Някои трудно се разбират дали са такива и често се лъжем. Никога не съм излизала на среща уговорена по интернет, но и не бих го направила. Никога не се знае кой е въпросният човек от другата страна на монитора. Този тормоз, който много голяма част от хората налагат в интернет, особено на непълнолетни деца, трябва да бъде спрян. Трябва да се намери начин за стопирането на този огромен проблем!”

В.О.

„Агресори ще има винаги, докато хората могат да се крият зад монитора. Повечето са такива защото са били подритвани или унижавани във реалния живот и по този начин те придобиват самочувствие и чувство за сила и мощ. Хората, които рефлектират по този начин върху други хора, не могат лесно да бъдат открити. Не всички могат да проумеят това, че този, който ги тормози е просто един човек. Да бил съм свидетел на кибертормоз това е нещо неизбежно в живота ни. Не мисля, че някой може да ми въздейства по този начин във интернет просто игнорирам или блокирам дадените агресори, след което ги докладвам. Бил съм и агресор. Бил съм същият, но ако всички проумеем да спрем този кръговрат на агресията по интернет това ще допринесе и до намаляването ѝ във реалния ни живот. Проблемът се решава така: Има интернет има проблем, няма интернет няма проблем ;)”

К. И.

Във всеки от постове силно се усеща емоцията, личното отношение. Без значение дали признават, че са преживели агресия или че са били инициатори, от думите им извират емоция, лична ангажираност. Техните коментари не са заучени фрази, нито просто признания. Децата са разстроени, по някаква причина приемат проблема дълбоко. Дали са били подложени на мъчителна агресия, дали техни близки са го преживяли, но от постове личи разтърсваща емоция. Някои от коментарите дори звучат объркано. Прави впечатление и дължината на постингите. Не са локонични, както в другите групи.

В групата „други” обособяваме отговори на деца, които твърдят, че никога не са срещали виртуална агресия; постинги, даващи съвети за превенция и постинги, открито омаловажаващи и неприемащи съществуването на това явление.

- Деца, които никога не са преживели подобен род агресивно поведение, при общуването си в интернет:

„Като редовен потребител на интернет, никога до сега не съм била тормозена посредством виртуални мрежи, но това се дължи може би на факта, че не съм посещавала подобни сайтове. Кибертормозът няма как да бъде ограничен с програма, защото това са обикновени хора с лоши намерения. За избягването на подобни ситуации трябва да се занимават родителите, предупреждавайки своите деца за опасностите. Медиите също трябва да бъдат компетентни и да подпомагат за разпространението на информация за младите потребители и опасностите, които се крият от другата страна на "чата". Давам съвет на всички потребители ... по-добре излизайте и се забавлявайте с приятелите си, а не да се застоявате пред монитора в разговор с някой, който не можете да видите и надали някога ще опознаете истински.“

К. З.

„Не ми се е случвало да бъда тормозена или заплашвана, но ако ми се случи просто бих блокирала дадения потребител или бих изтрила профила си. Според мен тези, които стават жертви на кибертормоз просто не полагат достатъчни усилия, за да го прекратят или да го избегнат.“

К.

- Деца, даващи съвети за превенция на виртуалната агресия

„Отдавна ползвам интернет и съм имал случаи на т.нар. виртуален тормоз. Специално във фейсбук са ме добавяли хора със странни имена, които рекламират разни неща или искат електронна поща, пари и т.н. Някои просто обиждат. В повечето случаи е много трудно за обикновения потребител да разбере кой стои зад заплахите и измамите. Преди време неволно бях кликнал някъде и получих спам на всички имейли, които имам. Внимавайте в кои сайтове влизате и къде ви препращат. И най-важното внимавайте с реалните срещи, за да не се трансформира виртуалната агресия във физическа.“

С. Б.

„Винаги ще има псувни, докато няма забрани за ключови обидни думи, (писани към други хора) с примерни наказания като 2 – 3 дни без чат.“

К.

„За да се предпазят децата, трябва да прекарват максимум по един час на ден пред компютъра, а другото време – в учене и спортуване, което е много по-полезно, според мен и така ще се избегнат опасностите от интернет насилие.“

Ц.

„Като се намали времето прекарано пред компютър, няма как да се намали интернет насилието. Дори за един час, пак може да ти изпратят вирус или да те заплашват и ожидат по Скайп или ФБ. Интернет насилието може да се намали като в училищата се дава по-добро компютърно образование.“

Н. К.

- Омаловажаване на проблема

„Според мен е пълна глупост и не би трябвало да имаме проблеми с такава „виртуална агресия“. Които извършват това се мислят за нещо повече от обществото. Най-лесният начин за предотвратяване на такова нещо е игнорирането.”

И. М.

“На всеки му се е случвало, но повечето виртуални агресии са от анонимни хора, които нямат смелост да ти го кажат, затова пишат анонимно. Но не би трябвало да обръщаме голямо значение на тези неща.”

Г. И.

4. Изводи от направеното изследване

- Значителна част от децата, използващи новите технологии, са претърпяли или са станали инициатори на виртуална агресия.
- Виртуалната агресия е най-разпространена сред подрастващите в юношеска възраст.
- Повечето от тийнейджърите осъзнават проблема и нуждата от превенцията му.
- Някои деца смятат, че виртуалната агресия е начин за забавление.
- Значителна част от децата имат идеи за борба и превенция на виртуалната агресия.

5. Заключение

С бързото развитие на новите технологии разликите между отделните поколения се усещат все по-силно. Интернет е част от живота на децата, тъй като съществува откакто са се родили. За разлика от родителите си, които свикват и се учат на новостите, децата ги приемат за даденост. Подрастващите прекарват голяма част от времето си във виртуалния свят, където общуват, забавляват се, спорят.

Поради своите специфики електронната среда е подходяща за развитие на агресивно поведение. През последните години в световен мащаб все по-често се коментира и изследва проблема с виртуалната агресия. Изследователите определят този вид агресия като социално значима. Според нашето изследване тийнейджърите също я определят като такава. Ние считаме, че е все по-голяма необходимостта от целенасочена работа с подрастващите, като е нужно едно задълбочено познаване на поведението им във виртуална среда, както и на тенденциите и акцентите в социалната им активност. Работата по превенция на

виртуалната агресия е сложна, дълга във времето и изисква упоритост и труд от всички участници във възпитателно-образователния педагогически процес. През последните години родителски и неправителствени организации стартираха кампании за огласяване на проблема. Регионалните инспекторати по образование задължиха училищата да проведат уроци, които обясняват на децата как да се пазят в интернет. Но все още според световните, а и както стана ясно от нашето изследване, работата по превенция на агресията във виртуална среда е крайно недостатъчна. Всеки един от нас е необходимо да се замисли какво би помогнало за превантивната дейност и как би могъл да помогне на своите деца, внуци, ученици. Без съмнение процесът по превенцията няма да бъде лесен, но ние вече започнахме.

Литература

- [1] Джонев, С., (1996), Социална психология, Том 2, 1996.
- [2] Beale, A., & Hall, K., (2007), September/October. Cyberbullying: What school administrators (and parents) can do. The Clearing House, 81, 2007.
- [3] Cowie, H., & Jennifer, D., (2008), New perspectives on bullying. Berkshire: Open University Press, 2008.
- [4] Dooley, J. J., Pyzalski, J., & Cross, D., (2009), Cyberbullying versus face-to-face bullying: A theoretical and conceptual review. Journal of Psychology, 217, 2009.
- [5] Garbasz, Yaara Di Segni, (1997), "Aggression in the virtual community", <http://www.personal.u-net.com/~yandy/papers/PSA.html>
- [6] Gerson, R., & Rappaport, N., (2011), Cyber cruelty: Understanding and preventing the new bullying. Adolescent Psychiatry, 1, 2011.
- [7] Hinduja, S., & Patchin, J. W., (2009), Bullying beyond the schoolyard: Preventing and responding to cyberbullying. London: Corwin Press, 2009.
- [8] Kernaghan, D., & Elwood, J., (2013), All the (cyber) world's a stage: Framing cyberbullying as a performance. Cyberpsychology: Journal of Psychosocial Research on Cyberspace, 7(1), article 5, 2013.
- [9] Kowalski, R. M., Limber, S. P., & Agatston, P. W. (2008). Cyberbullying: Bullying in the Digital Age. Oxford: Blackwell Publishing, 2008.
- [10] Li, Q., Lambert, D., (2012), Cyberbullying Behaviors, Encyclopedia of Cyber Behavior, PA: Hershey, IGI Global Publisher, 2012.
- [11] Li, Q., Smith P. K., & Cross, D., (2012), Research into cyberbullying. In Q. Li, D. Cross & P. K. Smith (Eds.), Cyberbullying in the global playground: Research from international perspectives, (1st ed., pp. 1-12) Blackwell Publishing Ltd, 2012.
- [12] Report of the Online Safety and Technology Working Group, (2010), Youth Safety on a Living Internet, 2010.
- [13] Shariff, S., (2008), Cyber-bullying: Issues and solutions for the school, the classroom and the home. Oxon: Routledge, 2008.
- [14] Smith, P.K., Mahdavi, J., Carvalho, M., Fisher, S., Russell, S., and Tippett, N., (2008), Cyberbullying: its nature and impact in secondary school pupils. Journal of Child Psychology and Psychiatry 49/4, 2008.

Автори: доц. д-р Маргарита Илиева Тенева, ИПФ ТУ – София, Катедра „Педагогика и мениджмънт“, E-mail address: margaritateneva@abv.bg; маг. инж. Стилияна Бориславова Борисова-Маринова, докторант в ИПФ ТУ-София, E-mail address: stilianamarinova@yahoo.com

Постъпила 11.11.2013

Рецензент: доц. д-р Марина Николова

СИМУЛИРАНЕ РАБОТАТА НА ДВИГАТЕЛ НА STIRLING С КИНЕМАТИЧНО СВЪРЗАНИ БУТАЛА

Цветелина Петрова

Резюме: В настоящата работа е представен изотермичен математичен подход за описание работата на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала. Създаден е програмен модел на двигателя в Matlab среда. Представени са получените симулационни резултати.

Ключови думи: двигател на Stirling, ход на буталата, разширително пространство, пространство за компресия.

SIMULATION OF THE PERFORMANCE OF A STIRLING ENGINE WITH KINEMATIC LINKED PISTONS

Tsvetelina Petrova

Abstract: In this work is presented an isothermal mathematic based approach describing the performance of the kinematic linked Stirling engine. Created is a software model of the engine in Matlab environment. Presented are the obtained simulation results.

Keywords: Stirling engine, motion of the pistons, expansion space, compression space.

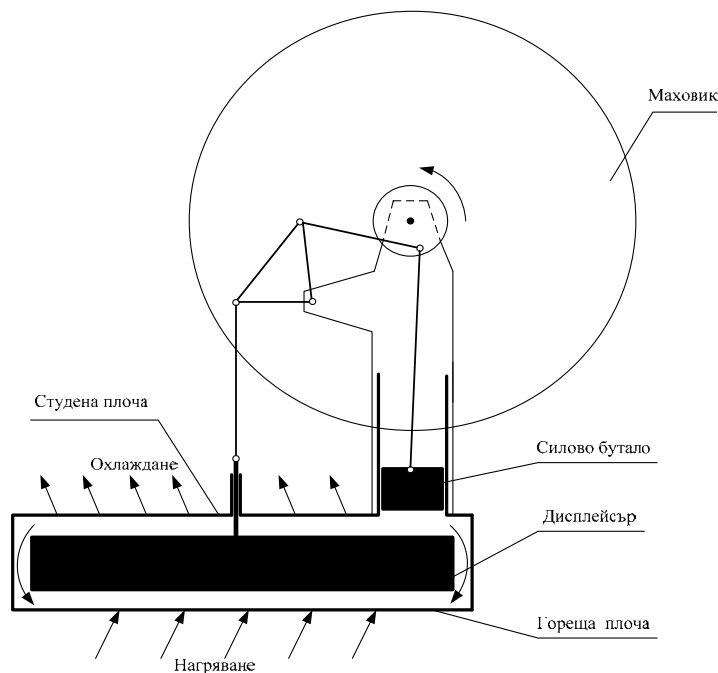
1. Въведение

Двигателят на Stirling е двигател с външно горене и съвременните модификации на тези двигатели работят по затворен газов цикъл. Robert Stirling, откривателят на машината, я нарича двигател с горещ въздух. С развитието на науката се откриват по-подходящи и с по-ниско молекулно ниво газове - хелий и водород. Така се възприема ново наименование на откритият двигател - двигател на Stirling. Той е подходящ за приложение както в структурата на възобновяемите енергийни източници, така и в системи за утилизиране на отпадна топлина [1].

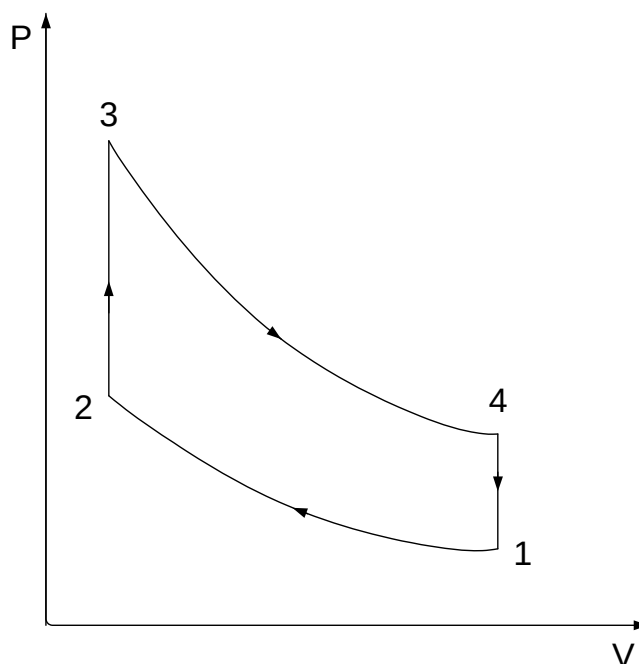
Целта на настоящата работа е създаване на симулационен модел, описващ достоверно работата на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала, принципната схема на който е показана на фиг.1. Идеализираният цикъл на Stirling се състои от следните четири процеса, дадени на фиг.2:

Изотермична компресия (процес 1-2). Работният газ се компресираща, намалява обема си и налягането се повишава. По време на тази фаза от цикъла работният газ отдава топлина чрез охладителя към околната среда. В реалните двигатели енергията за движение в тази фаза се взема от маховика.

Изохорно нагряване (процес 2-3). Газът се нагрява при постоянен обем, оттук и налягането се повишава. В края на фаза 2-3 налягането достига своята максимална стойност. По време на този процес не се извършва работа.



Фиг.1. Двигател на Stirling с кинематично свързани бутала [2]



Фиг.2. Идеализирана P-V диаграма на цикъл на Stirling

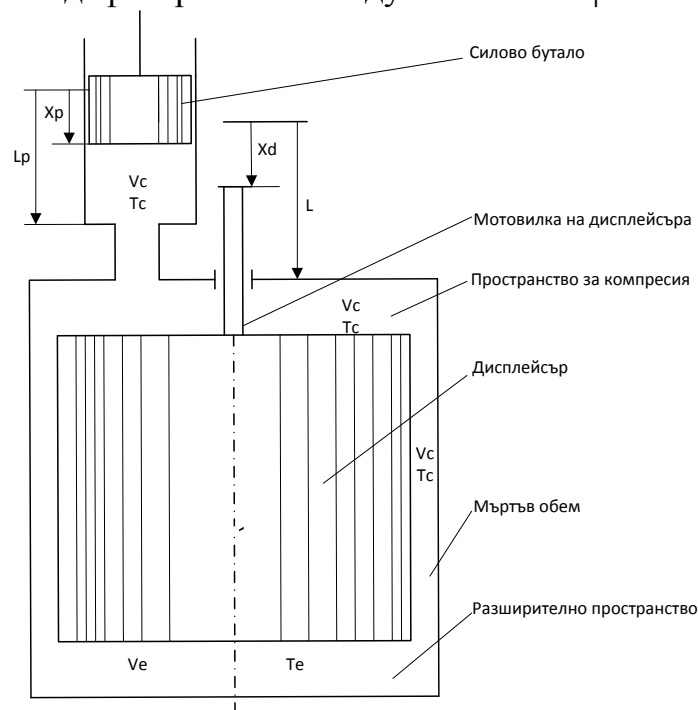
Изотермично разширение (процес 3-4) – работният флуид поема топлина от горещия източник. Нагряваният газ увеличава обема си, налягането му пада. Работата се извършва чрез въздействие на разширяващия се газ върху силовото бутало. Количеството работа е равно на площта в P-V диаграмата между т.3 и т.4. Изохорно охлаждане (процес 4-1) - газът се охлажда при постоянен обем. Налягането се понижава и в края на тази фаза достига минималната си стойност.

2. Аналитичен изотермичен модел на двигател на Stirling

С цел описание работата на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала е създаден изотермичен аналитичен модел на двигателя. Схема на изотермичния модел на двигателя е показана на фиг.3.

При формулиране на изотермичния математичен модел са направени следните допускания:

1. Всяко от трите пространства в двигателят на Stirling е изотермично.
2. Работният флуид е идеален газ и общата му маса е константа.
3. Външното налягане на газа е константа и е равно на средното налягане през цикъла. Налягането на газа в трите пространства е едно и също и се изменя само във времето.
4. Движенията на силовото бутало и на дисплейсъра са синусоидални.
5. Двете бутала са дефазирани помежду си на ъгъл ϕ .



Фиг.3. Изотермичен модел на двигател на Stirling

Съгласно приетите допускания отместването на силовото бутало се описва чрез израза:

$$X_p = L_p \sin(\omega t),$$

където:

ω - ъглова честота, rad/s;

t - време, s.

Движението на дисплейсърът се описва чрез уравнението:

$$X_d = L_d \sin(\omega t + \phi),$$

където:

ϕ - дефазирание на дисплейсъра спрямо силовото бутало, rad.

Налягането на работният газ P се изчислява по следната зависимост:

$$P = \frac{M \cdot R}{\left(\frac{V_e}{T_e} + \frac{V_c}{T_c} + \frac{V_{dead}}{T_{dead}} \right)},$$

където:

M – маса на работния флуид, kg;

R – газова константа на работния флуид, J/kgK;

V_e – разширителен обем, m^3 ;

V_c – обем на компресия, m^3 ;

T_e – температура в разширителното пространство, K;

T_c – температура в пространството за компресия, K;

T_{dead} е температурата на газа в мъртвото пространство, определена от из-
раза:

$$T_{dead} = \frac{T_e + T_c}{2}.$$

Разширителният обем и обемът на компресия зависят от положенията на дисп-
лейсъра и на силовото бутало:

$$V_e = A(L - X_d) \quad ; \quad V_c = (A - A_r)(L + X_d) + A_p(L_p - X_p),$$

където:

A – напречно сечение на дисплейсъра, m^2 ;

A_r – напречно сечение на мотовилката на дисплейсъра, m^2 ;

A_p – напречно сечение на силовото бутало, m^2 ;

L – ход на дисплейсъра, m;

L_p – ход на силовото бутало, m;

X_d – положение на дисплейсъра, m;

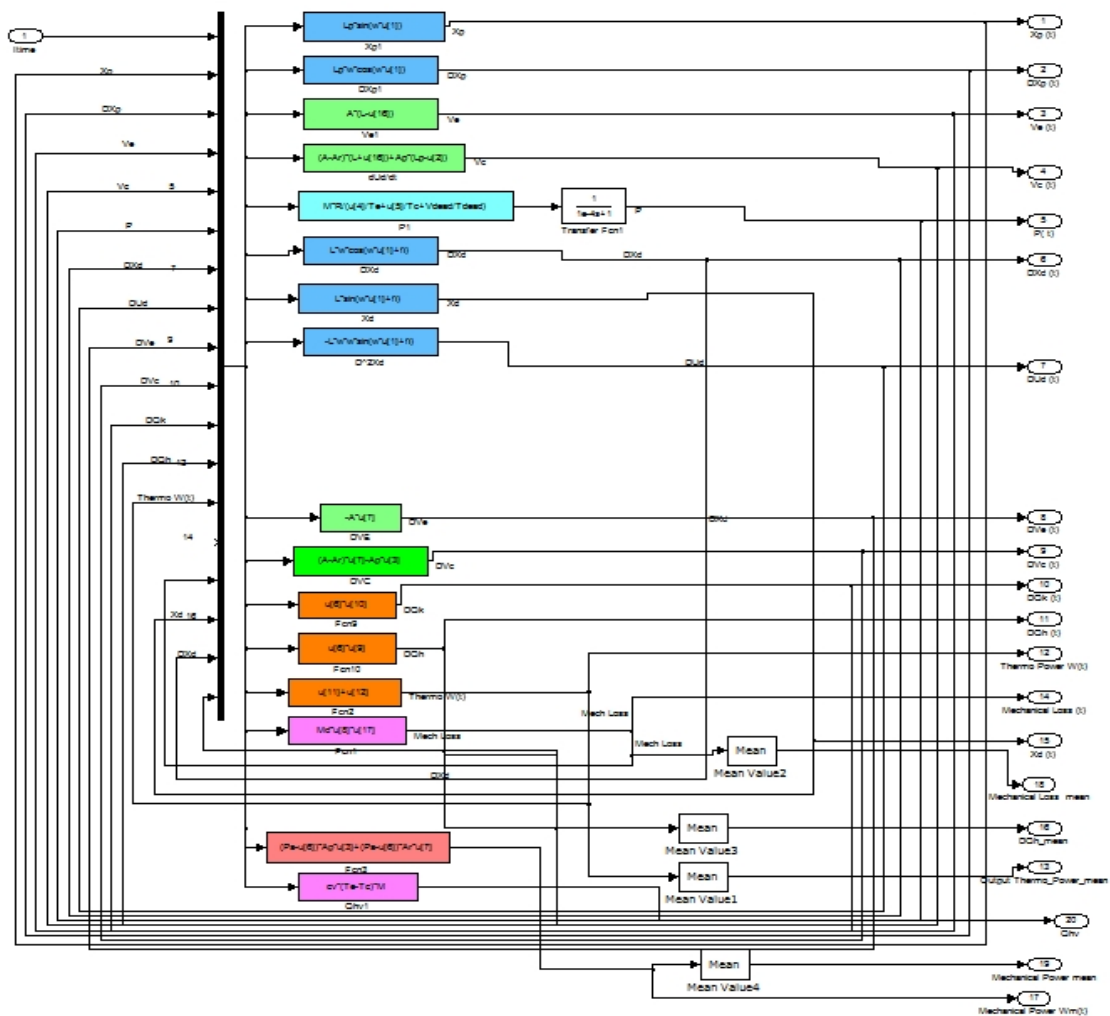
X_p – положение на силовото бутало, m.

3. Програмен модел в Matlab

Двигателят е моделиран като подсистема в програмна среда Matlab (фиг.4). Мо-
делът включва алгебрични и диференциални уравнения, които са моделирани с
инструменти на Simulink.

Табл.1. Стойности на параметрите на изследвания модел

Площ на напречно сечение на дисплейсъра, A [m^2]	$2124 \cdot 10^{-4}$
Площ на напречно сечение на силовото бутало A_p [m^2]	$314 \cdot 10^{-4}$
Ход на силовото бутало L_p [m]	0,13
Обем на мъртвото пространство V_{dead} [m^3]	$1 \cdot 10^{-3}$
Температура на разширителното пространство T_e [K]	393
Ефективна температура в мъртвото пространство T_{dead} [K]	345,5
Честота f [Hz]	4
Маса на работния флуид (въздух) M [kg]	0,041625
Площ на напречно сечение на мотовилката на дисплейсъра A_r [m^2]	$78,5 \cdot 10^{-4}$
Ход на дисплейсъра L [m]	0,08
Маса на дисплейсъра и на мотовилката му M_d [kg]	0,0530
Температура в пространството за компресия, T_c [K]	298
Газова константа на въздуха R [J/kgK]	287
Специфичен топлинен капацитет на въздуха при постоянен обем c_v [J/kgK]	717,5
Налягане на околната среда P_a [Pa]	$1,01325 \cdot 10^5$



Фиг.4. Структура на подсистемата двигател на Stirling с кинематично свързване в Matlab

4. Симулационни резултати

Симулирана е работата на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала. Двигателят е с работен флуид въздух и с конкретни параметри, дадени в табл.1. Изменението на положенията дисплейсъра и на силовото бутало по време на работа на двигателя са показани на фиг.5. Вижда се дефазирането между двете бутала и разликата в дължината на техните ходове.

Промените във времето на разширителния обем V_e , обема за компресия V_c и общия обем V са показани на фиг.6. Общият обем на газа в двигателя V представлява сума от разширителния обем V_e и обемът на компресия V_c .

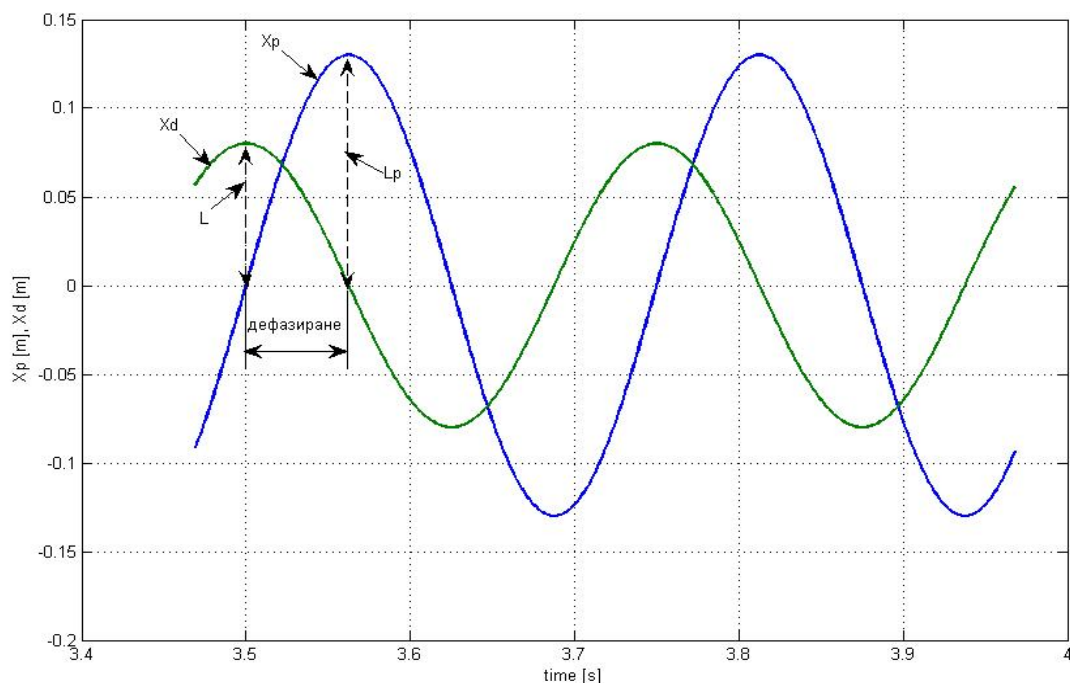
Общият обем на работния флуид зависи от движението на силовото бутало, поради което промяната на общия обем във времето има синусоидална форма. Обемът на компресия зависи както от движението на дисплейсъра, така и от движението на силовото бутало.

Промените в разширителния обем са свързани само с движението на дисплейсъра. По тази причина разширителният обем има формата на промяната на положението на дисплейсъра във времето, но в обратна посока.

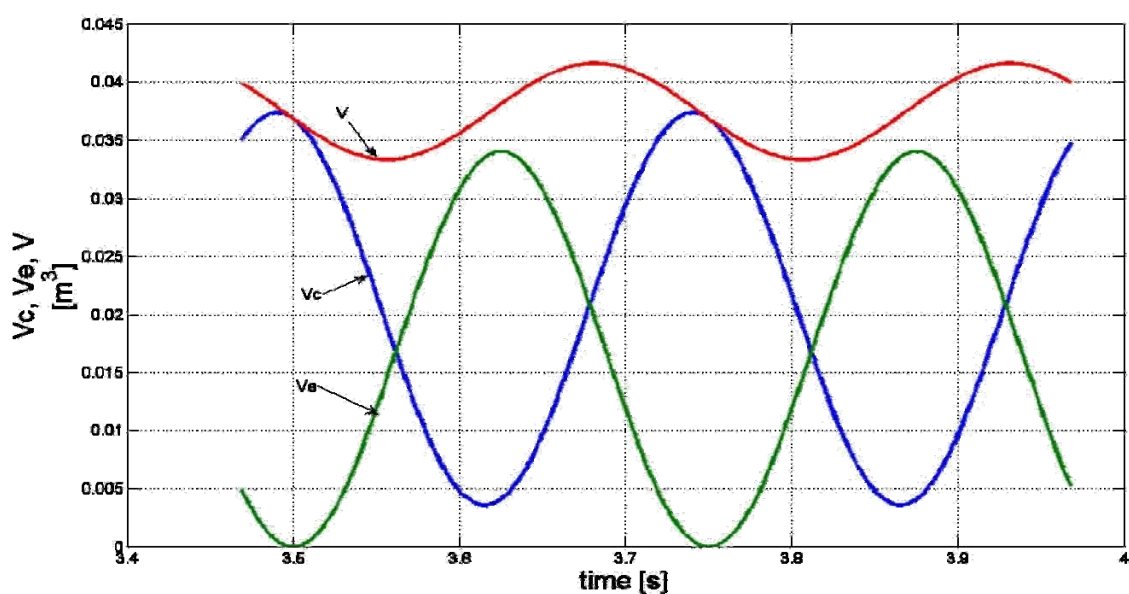
Получената работна p - V диаграма на фиг.7 е построена спрямо общия обем на газа в двигателя V . Процесът от т.3 до т.4 е разширение на работния газ с пода-

ване на топлина. Процесът от т.4 до т.1 е изохорно охлаждане при максимален обем $V_{\max}$. От т.1 до т.2 е сгъстяване на работния флуид с отнемане на топлина. Процесът на изохорно загряване при минимален обем $V_{\min}$ е от т.2 до т.3.

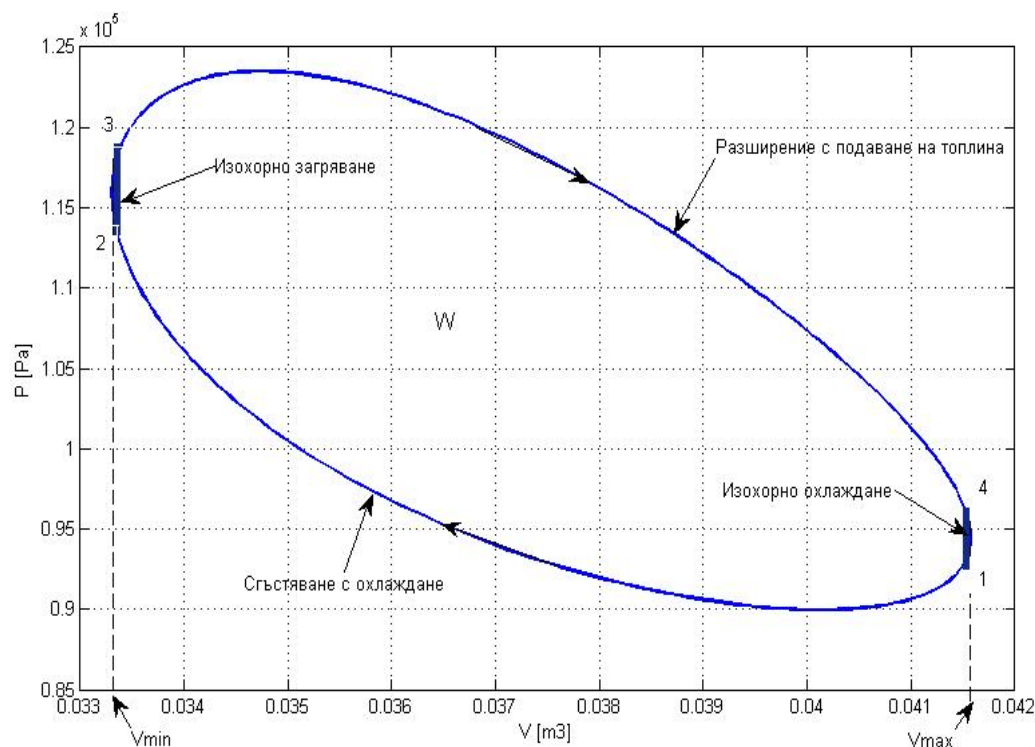
Полученият работен цикъл се различава от идеализирания цикъл на Stirling, при който процесите на сгъстяване (т.1-т.2) и разширение (т.3-т.4) са адиабатни. Затворената крива представлява извършената полезна работа W по време на цикъла.



Фиг.5. Позиция на силовото бутало X_p и на дисплейсъра X_d по време на работа на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала

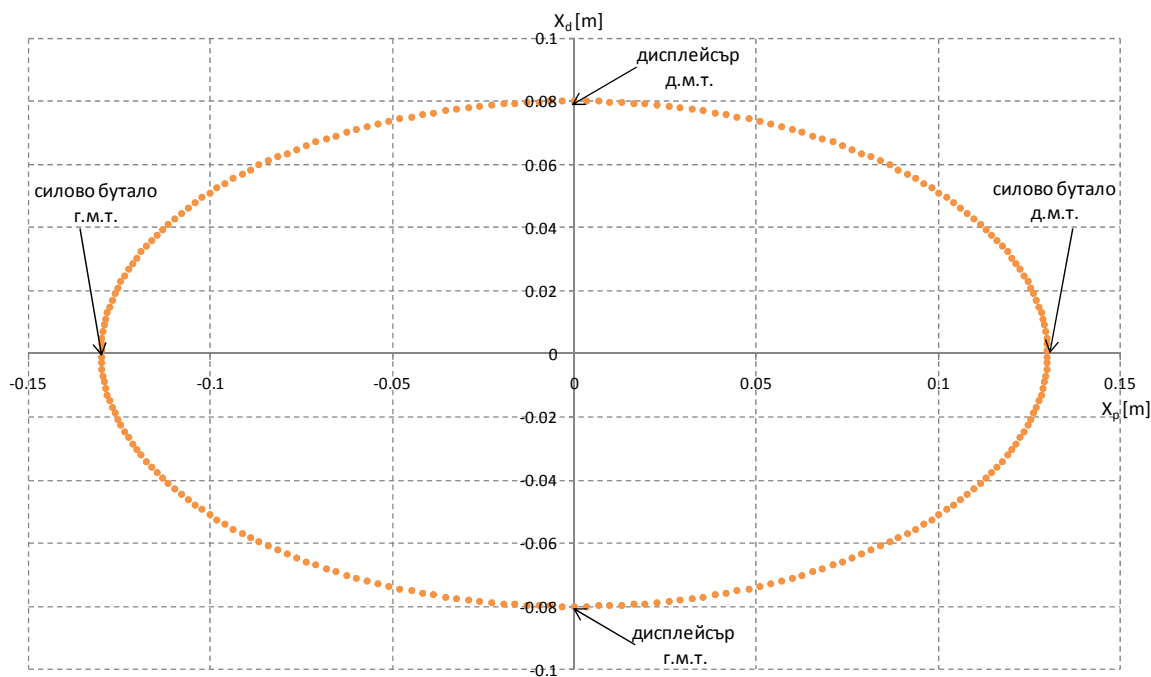


Фиг. 6. Промяна на обема за компресия V_c и обема за разширение V_e и общия обем V във времето

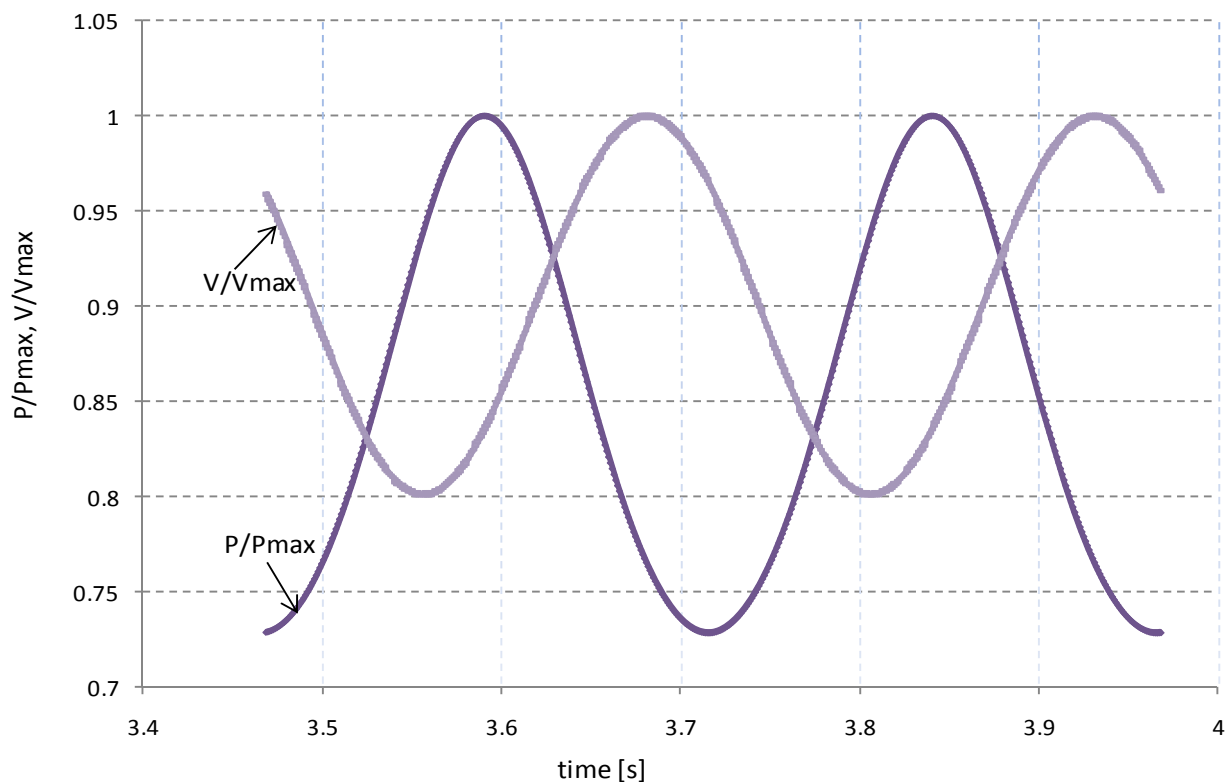


Фиг.7. Работна p-V диаграма на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала

Получените стойности за положението на дисплейсъра като функция на положението на силовото бутало по време на работа на двигателя са дадени в графичен вид на фиг.8. Когато силовото бутало се намира около горната или долната си мъртва точка, негово малко изменение в позицията X_p отговаря на голямо изменение в положението на дисплейсъра X_d .



Фиг.8. Визуализация на преместването на дисплейсъра X_d като функция на преместването на силовото бутало X_p при двигател на Stirling с кинематично свързани бутала



Фиг.9. Изменение в относителни единици на общия обем $V/V_{\max}$ и на налягането $P/P_{\max}$ във времето

Промяната във времето на работното налягане P и на общия обем на газа V в относителни единици са дадени на фиг.9. Аналогично на движението на двете бутала, налягането и обемът на газа също са дефазирани. Минимумите и максимумите на налягането се дължат на охлаждането и нагряването на работния флуид при постоянен обем. Това са процесите, протичащи по време на минималното отклонение на силовото бутало съответно около неговата горна мъртва точка и около долната му мъртва точка.

4. Заключение

Симулационните резултати, получени чрез създадения в Matlab среда модел на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала, са сравнени с резултати, публикувани от други автори. Осцилограмите във времето на сравняваните величини – ход на силово бутало, ход на дисплейсър, изменение на обемите във времето и работната p - V диаграма показват добра сходимост [1,3,4,5].

Потвърдена е работоспособността на модела. Създаденият симулационен модел описва реалистично работата на двигател на Stirling с кинематично свързани бутала. С него могат да бъдат проведени изследвания на двигателя при вариране на входните параметри.

Литература

- [1] H. Snyman, T. M. Harms, J. M. Strauss, Design analysis methods for Stirling engines, Journal of Energy in Southern Africa, August, 2008
- [2] Senft, J. R. An Introduction to Low Temperature Differential Stirling Engines, Moriya Press, 1996
- [3] Мариан Мутафчиев, Опростен математичен модел на работния процес на двигател на Стирлинг модификация гама, Научна конференция – Варна, 2004
- [4] Bancha Kongtragool, Somchai Wongwises, A review of solar-powered Stirling engines and low temperature differential Stirling engines, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2003
- [5] Caleb C. Lloyd, A low temperature differential Stirling engine for power generation, 2009

Автор: Цветелина Петрова - гл. ас., катедра „Енергетика и машиностроене“, Колеж по Енергетика и Електроника, Технически Университет - София E-mail address: petrova.kee@gmail.com

Постъпила 5.11.2013

Рецензент: доц. д-р Ивайло Ганев

