ISSN 1311-0829



# ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ Том 61, книга 1, 2011



# PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA Volume 61, Issue 1, 2011

## РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор									
проф.	ДTH	Емил	НИКОЛОВ						
зам. гла	вен ред	актор							
проф.	ΔТΗ	Елена	ШОЙКОВА						
членове									
проф.	ΔТΗ	Георги	ПОПОВ						
проф.	ΔТΗ	Иван	КОРОБКО						
проф.	дфн	Иван	УЗУНОВ						
проф.	ДΤΗ	Иван	ЯЧЕВ						
проф.	ДΤΗ	Кети	ΠΕΕΒΑ						
проф.	ΔТΗ	Ганчо	БОЖИЛОВ						
проф.	A-D	Бончо	БОНЕВ						
проф.	A-D	Евелина	ПЕНЧЕВА						
проф.	A-D	Иво	малаков						
проф.	д-р	Младен	ВЕ∧ЕВ						
проф.	д-р	Огнян	НАКОВ						
секрета	р-орга	низатор							
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.	lvan	KOROBKO						
Prof.	D.Sc.	lvan	UZUNOV						
Prof.	D.Sc.	lvan	YACHEV						
Prof.	D.Sc.	Keti	PEEVA						
Prof.	D.Sc.	Gantcho	BOJILOV						
Prof.	Ph.D.	Boncho	BONEV						
Prof.	Ph.D.	Evelina	PENCHEVA						
Prof.	Ph.D.	lvo	MALAKOV						
Prof.	Ph.D.	Mladen	VELEV						
Prof.	Ph.D.	Ognyan	NAKOV						
Organ	izing Sec	cretary							
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





Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

## СЪДЪРЖАНИЕ том 61, книга 1

МАТЕМАТИКА, АВТОМАТИКА, ЕЛЕКТРОНИКА

1. Иван Трендафилов, Димитринка Владева	9
2. Иван Трендафилов, Димитринка Владева	19
3. Евтим Йончев, Дочо Цанков, Тодор Йонков Модели в реално време за анализ на контролерни системи за климатизация	29
4. Диана Попова, Тодор Йонков, Цанко Георгиев, Евтим Йончев	39
5. Тодор Йонков, Христо Стоянов, Евтим Йончев, Дочо Цанков	49
6. Христо Стоянов, Дочо Цанков, Евтим Йончев, Тодор Йонков Опитна система за експериментална оценка на управлението и енергийна- та ефективност в системи за сградна автоматизация	59
7. Емил Николов	69
8. Емил Николов	79
9. Дамян Дамянов	89
10. Весела Карлова-Сергиева Количествена теория на обратната връзка - методология за синтез на сис- теми за управление - част 1	97
11. Весела Карлова-Сергиева Количествена теория на обратната връзка - методология за синтез на сис- теми за управление - част 2	107
12. Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков	117
13. Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков	127
14. Нина Николова	135
15. Нина Николова Робастни ML системи за управление - част 2	143
16. Станислав Енев	147



17. Асен Тодоров, Алпер Мехмед, Антон Тодоров	157
18. Асен Тодоров, Алпер Мехмед Модернизация на текстилни машини	167
19. Даниел Меразчиев, Анелия Георгиева Методи за интелигентно енергоспестяващо управление на параметрите на микроклимата на работната среда	177
20. Петър Апостолов Метод за синтез на цифрови FIR филтри с компресирани косинуси в чеби- шевска метрика	187
21. Анна Андонова Възможности на термографията за контрол на предмети укривани под дрехи	197
22. Анна Андонова	203
23. Тодор Арабаджиев, Иван Узунов, Цветан Мицев, Калин Димитров Експериментално изследване на модела на ефективната спектрална шири- на на шумовата мощност за описание на оптичен усилвател с легирано с ербий влакно	217



Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

## **CONTENTS volume 61, Issue 1**

MATHEMATICS, AUTOMATICS, ELECTRONICS

1. Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva <i>The Endomorphism Semiring of a Finite Chain</i>	9
2. Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva Subsemirings of the Endomorphism Semiring of a Finite Chain	19
3. Evtim Yonchev, Docho Tsankov, Todor Ionkov	29
4. Diana Popova, Todor Ionkov, Tzanko Georgiev, Evtim Yonchev Model Based Predictive Control Algorithm for Temperature Control in Building Automation Systems	39
5. Todor lonkov, Hristo Stoyanov, Evtim Yonchev, Docho Tsankov	49
6. Hristo Stoyanov, Docho Tsankov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov Experimental System for Evaluation of Control Quality and Energy Efficiency in Building Management Systems	59
7. Emil Nikolov Strategy and Applications of the Control with Fractional Compensation of Delay - part I (design)	69
8. Emil Nikolov	79
9. Damyan Damyanov	89
10. Vessela Karlova-Sergieva	97
11. Vessela Karlova-Sergieva	107
12. Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov	117
13. Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov	127
14. Nina Nikolova	135
15. Nina Nikolova	143
16. Stanislav Enev	147



17 Assen Todorov, Alper Mehmed, Anton Todorov	157
18. Assen Todorov, Alper Mehmed	167
19. Daniel Merazchiev, Anelia Georgieva Methods for Intelligent Control of Parameters of the Microclimate of the Working Environment	177
20. Peter Apostolov	187
21. Anna Andonova Potentialities of the Thermography for Inspection of Concealment Objects Through Clothing	197
22. Anna Andonova Problems in Infrared Thermography in View of Complex Surfases	207
23. Todor Arabadzhiev, Ivan Uzunov, Tsvetan Mitsev, Kalin Dimitrov Experimental Research of the Model of the Effective Bandwidth of the Amplified Spontaneous Emission for the Description of an Optical Amplifier with Erbium- doped Fiber	217



Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

## Author's Index

	author		page			author	page	
1	Α.	Ratkov	117, 127	15	H.	Stoyanov	49, 59	
2	Α.	Todorov	157, 167	16	I.	Trendafilov	9, 19	
3	Α.	Mehmed	157, 167	17	I.	Uzunov	217	
4	Α.	Georgieva	177	18	К.	Dimitrov	217	
5	Α.	Andonova	197, 207	19	N. G.	Nikolova	135, 143	
6	А. А.	Todorov	157	20	Ρ.	Apostolov	187	
7	D.	Vladeva	9, 19	21	S.	Enev	147	
8	D.	Tsankov	29	22	T.	lonkov	29, 39, 49, 59	
9	D.	Popova	39	23	T.	Arabadzhiev	217	
10	D.	Tsankov	49, 59	24	T.	Mitsev	217	
11	D.	Damyanov	89	25	Tz.	Georgiev	39, 117, 127	
12	D.	Merazchiev	177	26	V.	Karlova-Sergieva	97, 107	
13	E.	Yonchev	29, 39, 49, 59	27	V.	Stoilova	117, 127	
14	E.	Nikolov	69, 79					



## ПОЛУПРЪСТЕНЪТ ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ НА КРАЙНА ВЕРИГА

## Иван Трендафилов, Димитринка Владева

**Резюме:** Крайните некомутативни полупръстени се прилагат в криптографията с открит ключ при конструиране на полугрупови умножения [4]. Конгруетно-простите полупръстени са особено важни защото осигуряват, че построените над тях матрични полупръстени са също конгруетно-прости. Полупръстените от ендоморфизми на полурешетка и някои техни подполупръстени са основните примери на конгруетно-прости пръстени. В статията установяваме някои факти за крайни полупръстени, за полупръстени от ендоморфизми на крайна верига и за техните подполупръстени.

**Ключови думи:** полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, полупръстен от ендоморфизми на крайна полурешетка, конгруентно-прост полупръстен.

## THE ENDOMORPHISM SEMIRING OF A FINITE CHAIN

## Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva

**Abstract:** Finite noncommutative semirings can be applied in public key cryptography to construct semigroup actions [4]. Congruence-simple semirings are of great importance as they assure that the induced matrix semiring is also congruence-simple. The endomorphism semirings of semilattice and some of their subsemirings are the basic examples of congruence-simple semirings. In the present paper, we establish some facts for finite semirings, for endomorphism semirings of finite chain and for their subsemirings.

**Keywords:** endomorphism semiring of a finite chain, endomorphism semiring of a finite semilattice, congruence-simple semiring.

## 1 Introduction and preliminaries

Let  $\mathcal{M}$  be a *semilattice* (join semilattice) i.e. an algebra with binary operation  $\lor$  such that

- $a \lor (b \lor c) = (a \lor b) \lor c$  for any  $a, b, c \in \mathcal{M}$ ;
- $a \lor b = b \lor a$  for any  $a, b \in \mathcal{M}$ ;

•  $a \lor a = a$  for any  $a \in \mathcal{M}$ .

Another term used for  $\mathcal{M}$  is a commutative idempotent semigroup – see [9]. For any  $a, b \in \mathcal{M}$  we denote  $a \leq b \iff a \lor b = b$ . In this notation, if there is a neutral element in  $\mathcal{M}$  it is the least element.

Note that in this paper all semilattices are finite chains. Facts concerning semilattices can be found in [3].

An algebra R = (R, +, .) with two binary operations + and  $\cdot$  on R, is called *semiring* if

- (R, +) is a commutative semigroup,
- $(R, \cdot)$  is semigroup,

• 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  $x, y, z \in R$ .

Facts concerning semirings can be found in [2].

Let R = (R, +, .) be a semiring.

• If a neutral element 0 of the semigroup (R, +) exists and satisfies  $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$  for all  $x \in R$ , then it is called **zero**.

• If a neutral element 1 of the semigroup  $(R, \cdot)$  exists, it is called **one**.

For a semilattice  $\mathcal{M}$  the set  $\mathcal{E}_{\mathcal{M}}$  of the endomorphisms of  $\mathcal{M}$  is a semiring with respect to the addition and multiplication defined with:

• h = f + g when  $h(x) = f(x) \lor g(x)$  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  $\mathcal{M}$ .

Let R be a semiring. An equivalence relation  $\sim$  on R is called **congruence** if it respects the semiring operations:  $x \sim y$  implies  $a + x \sim a + y$ ,  $ax \sim ay$  and  $xa \sim ya$ . The semiring R is called **congruence-simple** if its only congruences are  $\sim = id_R$  and  $\sim = R \times R$ . The semirings which have only the trivial ideals are called **ideal-simple** 

An element a of a semiring R is called *additively (multiplicatively) idempotent* if a + a = a ( $a \cdot a = a$ ). A semiring R is called *additively idempotent* if each of its elements is additively idempotent.

An element a of a semiring R is called **additively (multiplicatively) absorb**ing element if and only if a + x = a  $(a \cdot x = x \cdot a = a)$  for any  $x \in R$ . The zero of R is the unique multiplicative absorbing element; of course it does not need to exist. Following [7] an element  $\infty$  of a semiring R is called an infinity if it is both additively and multiplicatively absorbing.

An element x of semiring R is called *multiplicatively subidempotent* if and only if  $x^2+x = x$ , and a semiring R is *multiplicatively subidempotent semiring* if and only if its elements are multiplicatively subidempotent. Additively idempotent and multiplicatively subidempotent semirings are called *Viterbi semirings* and they play important roles in modal logic, see [1].

#### 2 Finite semirings

**Proposition 2.1** In every finite additively idempotent semiring there is an unique additively absorbing element. Let the semiring has element one and is not a Viterbi semiring, then the additively absorbing element is different from the element one and this absorbing element is multiplicatively idempotent.

*Proof.* Let R be an additively idempotent semiring. For  $a = \sum_{x \in R} x$  we have

$$a+y = \sum_{x \in R, x \neq y} x+y+y = \sum_{x \in R, x \neq y} x+y = a \text{ so } a \text{ is an additively absorbing element.}$$

If a' is also an additively absorbing element then a' = a + a' = a' + a = a.

Suppose that 1 is the additively absorbing element. Then x + 1 = 1 for any  $x \in R$  and  $x^2 + x = x$  i.e. R is a Viterbi semiring. So 1 is not the additively absorbing element.

If a is the additively absorbing element, then a + 1 = a and  $a^2 + a = a^2$ . For any  $x \in R$  we have

$$a^{2} + x = a^{2} + a + x = a^{2} + a = a^{2}.$$

So  $a^2$  is the additively absorbing element and therefore  $a^2 = a$ , as required.

**Remark 2.2** The last result is similar to Theorem 2.1 from [7], where, using that in congruence-simple semiring, there is an additively absorbing element, the author proved that every congruence-simple semiring of order more than two which is not a ring has to have either trivial or idempotent addition.

**Example 2.3** Let  $(R, +, \cdot)$  be a finite semiring with zero 0, element one 1 and absorbing element a, The subset  $S = \{0, 1, a\}$  is a commutative subsemiring of R satisfying the following addition and multiplication rules

+	0	1	a		•	0	1	a
0	0	1	a		0	0	0	0
1	1	1	a	,	1	0	1	a
a	a	a	a		a	0	a	a

The subset  $\{0, a\}$  is an ideal of S, so this semiring is not ideal-simple.

Note that for every element a of a finite (multiplicative) semigroup there is a positive integer n = n(a) such that  $a^n$  is multiplicatively idempotent, see [6]. An easy consequence from this fact is the following

**Proposition 2.4** In a finite multiplicative semigroup with neutral element 1 all invertible elements are roots of 1.

*Proof.* Let S be a finite multiplicative semigroup with neutral element 1,  $a, b \in S$  and ab = 1. Then by induction  $a^n b^n = 1$  for any  $n \in \mathbb{N}$ . Let k and l be the smallest numbers with properties  $(a^k)^2 = a^k$ ,  $(b^l)^2 = b^l$ . Then  $a^{2k}b^{2l} = a^kb^l$ . If k > l

we have  $a^{2(k-l)}a^{2l}b^{2l} = a^{k-l}a^{l}b^{l}$ . Now ab = 1 implies  $a^{2(k-l)} = a^{k-l}$  which is a contradiction with the minimal choice of k. Analogously, when k < l, we have a contradiction with the minimal choice of l. For k = l it follows

$$1 = a^k b^k = a^k b^{2k} = (a^k b^k) b^k = b^k.$$

#### 3 The endomorphism semiring with zero of a finite chain

Let  $C_n = (\{0, 1, \ldots, n-1\}, \vee)$  be a finite chain, where the minimal element is 0. If f is a endomorphism of  $C_n$  it preserves 0 i.e. f(0) = 0. The endomorphism semiring of this semilattice we denote with  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . This semiring is congruence-simple - [9].

**Proposition 3.1** If  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  then f is an isotone map, i.e.  $k \leq l$  implies  $f(k) \leq f(l)$  for any  $k, l \in \mathcal{C}_n$ .

*Proof.* See p.30 in [3].

The endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that  $f(k) = i_k$  for any number  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$  we denote as an ordered (n-1)-tuple  $i_1, i_2, \ldots, i_{n-1}$  or most frequently as  $i_1 i_2 \ldots i_{n-1}$  if there is no danger of confusion.

Note that  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is an additively idempotent semiring with element zero (0, 0, 0, 0), element one (1, 2, 0, 0, 0), element one (1, 2, 0, 0, 0) and (1, 2, 0, 0) absorbing element n-1

$$\geq \underbrace{n-1, n-1, \dots, n-1}_{n-1} \geq$$

**Remark 3.2** Why are we interested in endomorphisms f with restriction f(0) = 0? Since there are not additively invertible elements in the semiring this restriction may be omitted. But in this case in the semiring of all endomorphisms there is not a zero element.

**Example 3.3** Let  $C_3 = (\{0, 1, 2\}, \vee)$  be a chain with 3 elements and a neutral element 0 and  $\mathcal{E}_{C_3}$  is its endomorphism semiring. From Proposition 3.1 the elements of  $\mathcal{E}_{C_3}$  are: identity map  $\langle 12 \rangle$ , zero endomorphism  $\langle 00 \rangle$  and maps  $\langle 01 \rangle$ ,  $\langle 02 \rangle$ ,  $\langle 11 \rangle$  and  $\langle 22 \rangle$ .

We have the following addition and multiplication tables:

+	3003	2012	2022	2112	12≀	222	•	3003	2012	2022	2112	122	222
3003	3003	2012	2022	2112	12≀	222	3003	3003	3003	3003	3003	3003	3003
2012	2012	2012	2022	2112	12≀	222	2012	3003	3003	2002	2012	2012	2022
202≀	202≀	202≀	202≀	12≀	12	$\wr 22 \wr \ ,$	2022	3003	2012	202≀	2012	202≀	202≀.
2112	2112	2112	122	2112	12≀	222	2112	3003	3003	2002	2112	2112	222
2122	122	12≀	122	122	12≀	222	<i></i> 12≀	3003	2012	2022	2112	12≀	222
222	222	222	222	222	222	222	222	3003	2112	222	2112	222	222

Note that these tables are the same as in Example 5.7 of [5], where the authors announce that they are found by computer searching.

**Remark 3.4** The semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_3}$  is a Viterbi semiring. For any n > 3 the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is not a Viterbi semiring because for the endomorphism  $f = \langle n-2, n-1, \ldots, n-1 \rangle \in \mathcal{E}_n$  we have  $f^2 = \langle n-1, n-1, \ldots, n-1 \rangle$  and then  $f^2 + f = \langle n-1, n-1, \ldots, n-1 \rangle \neq f$ .

**Theorem 3.5** In the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  only the identity  $\langle 12 \dots n-1 \rangle$  is an invertible element.

*Proof.* Using Proposition 2.4, it suffices to show that if an endomorphism is a root of the identity, it is the identity. Let  $f \in \mathcal{E}_n$  and m > 1 be a natural number. Suppose that  $f^m(k) = k$  for every  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$ . Let  $f(k) = i_k$ . Then  $f^{m-1}(i_k) = k$ .

If  $i_k < k$  then, from Proposition 3.1,  $f(i_k) \leq f(k) = i_k$ . Thus  $f^2(i_k) \leq i_k$  and by induction  $f^{n-1}(i_k) \leq i_k$ , i.e.  $k \leq i_k$ , a contradiction.

If  $i_k > k$  then  $f(i_k) \ge f(k) = i_k$ . Thus  $f^2(i_k) \ge i_k$  and by induction  $f^{n-1}(i_k) \ge i_k$ , i.e.  $k \ge i_k$ , a contradiction.

Hence  $i_k = k$  for every  $k \in \{1, ..., n-1\}$  and this completes the proof.

Note that the theorem is true for the subsemiring without a zero element of the endomorphism semiring of a finite chain.

The next lemma is a well known combinatorial result, see [8].

**Lemma 3.6** For any nonnegative integers n and k follows

$$\binom{n+k}{n+1} = \sum_{i=0}^{k-1} \binom{n+i}{i}.$$

*Proof.* Let us consider unordered selections with repetition of k out of the n + 1 elements. The number of such selections is  $\widetilde{C}_{n+1}^k = \binom{n+k}{k}$ . The set of n+1 elements can be partitioned into k+1 parts. The i - th part,  $i = 0, 1, \ldots, k$  consist of all selections contained one preliminary chosen element i times. The number of the elements of i - th part is  $\widetilde{C}_n^{k-i} = \binom{n+k-i-1}{k-i}$  for each i. Hence the number of all k - tuples is

$$\sum_{i=0}^{k} \binom{n+k-i-1}{k-i} = \sum_{i=0}^{k} \binom{n+i-1}{i} = \binom{n+k}{k}$$

So, the last equality is true for arbitrary k and n if substitute n with n + 1 and

k with k-1 and use that  $\binom{n}{k} = \binom{n}{n-k}$  follows that  $\sum_{i=0}^{k-1} \binom{n+i}{i} = \binom{n+k}{n+1}.$ 

**Proposition 3.7** The order of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is  $\binom{2n-2}{n-1}$  for any natural

number n.

*Proof.* For any endomorphism  $i_1 i_2 \dots i_{n-1} i$  (here  $i_{s+1} \geq i_s$ , where s =1, ..., n-1) we compare the n-1 - tuple  $(i_1, i_2, ..., i_{n-1})$ . Let  $k, 0 \le k \le n-1$ be arbitrary number. Consider the n-1 - tuples  $(i_1, i_2, \ldots, i_{n-1})$  such that  $\max i_s = i_{n-1} = k$ , where  $s = 1, \ldots, n-1$ .

Let us consider all selections of n-1 objects

$$(i_1 - i_0, i_2 - i_1, \dots, i_{n-1} - i_{n-2}),$$

where  $i_0 = 0$  and  $i_m - i_{m-1}$  for m = 1, ..., n-1 are nonnegative integers and  $i_{n-1} = \sum (i_m - i_{m-1}) = k.$ 

If we have k indistinguishable units and we put them in n-1 places with repetition of the tuple  $(i_1 - i_0, i_2 - i_1, \dots, i_{n-1} - i_{n-2})$  then the number of ways is  $\widetilde{C}_k^{n-1}$ . So all the possible n-1 tuples are  $\sum_{k=1}^{n-1} \widetilde{C}_k^{n-1}$ . Using Lemma 3.6 where nis replaced by n-2 and k is replaced by n, the number of all selections of these n-1 – tuples is equal to

$$\sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1+k-1}{k} = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-2+k}{n-2} = \binom{n-2+n}{n-2+1} = \binom{2n-2}{n-1}.$$

#### Subsemirings of the endomorphism semiring with zero of 4 a finite chain

If f(1) = 0 for endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ , it is called *initial endomorphism*. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consisting of all initial endomorphisms is denoted by  $\mathcal{I}_n$ .

**Proposition 4.1** The set  $\mathcal{I}_n$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  and the order of  $\mathcal{I}_n$  is  $|\mathcal{I}_n| = \frac{1}{2} \binom{2n-2}{n-1}$ . Moreover,  $\mathcal{I}_n$  is a right ideal of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ .

*Proof.* Since  $(f + g)(1) = f(1) \lor g(1) = 0 \lor 0 = 0$  and f(g(1)) = f(0) = 0, we have that  $\mathcal{I}_n$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Note that  $0 0 \ldots 0$  is the zero and the element  $\langle 0 2 \dots n - 1 \rangle$  is a left identity of the semiring  $\mathcal{I}_n$ .

The order  $|\mathcal{I}_n|$  we find in a similar way as in the proof of Proposition 3.6. Hence

$$\begin{aligned} |\mathcal{I}_n| &= \sum_{k=0}^{n-2} \binom{n-2+k}{n-2} = \binom{n-2+n-1}{n-1} = \frac{(2n-3)!}{(n-1)!(n-2)!} \\ &= \frac{(2n-3)!(2n-2)}{(n-1)!(n-2)!\,2(n-1)} = \frac{1}{2} \frac{(2n-2)!}{(n-1)!(n-1)!} = \frac{1}{2} \binom{2n-2}{n-1}. \end{aligned}$$

From  $\langle 0i_2 \dots i_{n-1} \rangle \langle j_1 \dots j_{n-1} \rangle = \langle 0k_2 \dots k_{n-1} \rangle$  follows that  $\mathcal{I}_n$  is a right ideal of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ .

**Example 4.2** The elements of the semiring  $\mathcal{I}_3$  are the endomorphisms  $\langle 00\rangle$ ,  $\langle 01\rangle$  and  $\langle 02\rangle$ . The addition and multiplication tables are parts of the tables in Example 3.2. It is easy to see that the relation R such that  $\langle 00\rangle \sim \langle 01\rangle$  and  $\langle 02\rangle \sim \langle 02\rangle$  is a non trivial congruence on this semiring.

Let  $m \geq 1$  be a fixed element of the semilattice  $\mathcal{C}_n$  and  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that  $f(1) = \cdots = f(m) = 0$ . The subset of all these endomorphisms is denoted by  $\mathcal{I}_{n,m}$ . Analogously to Proposition 4.1 we have

**Proposition 4.3** For any  $m \in \{1, \ldots, n-1\}$  the set  $\mathcal{I}_{n,m}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  with zero. Moreover  $\mathcal{I}_{n,m}$  is a right ideal of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ .

**Proposition 4.4** For any  $k, l \in C_n$  the set of endomorphisms  $f \in \mathcal{E}_{C_n}$  such that f(k) = l is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{C_n}$ .

*Proof.* The proof is similar to that of Proposition 4.1.

**Corollary 4.5** The set of endomorphisms of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  which have common fixed element is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ .

If  $f(1) \geq 1$ , the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is called **after -1 endomorphism**. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consisting of all after-1 endomorphisms is denoted by  $\mathcal{A}_n^{(1)}$ .

**Proposition 4.6** The set  $\mathcal{A}_n^{(1)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  without zero and the order of this semiring is  $\left|\mathcal{A}_n^{(1)}\right| = \frac{1}{2} \binom{2n-2}{n-1}$ .

Proof. Since  $(f+g)(1) = f(1) \lor g(1) \ge 1 \lor 1 = 1$  and  $f(g(1)) \ge f(1) \ge 1$ then  $\mathcal{A}_n^{(1)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ .

Since  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n} = \mathcal{I}_n \cup \mathcal{A}_n^{(1)}$  we have  $\left| \mathcal{A}_n^{(1)} \right| = \frac{1}{2} \binom{2n-2}{n-1}$ .

If  $f(1) \geq r$ , where  $r \in C_n$ ,  $r \geq 1$ , the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{C_n}$  is called *after*-*r* endomorphism. The subset of  $\mathcal{E}_{C_n}$  consisting of all after-r endomorphisms is denoted by  $\mathcal{A}_n^{(r)}$ .

**Proposition 4.7** The set  $\mathcal{A}_n^{(r)}$  is a semiring without zero. For any  $r \in \mathcal{C}_n$ ,  $r \geq 1$  the semiring  $\mathcal{A}_n^{(r+1)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{A}_n^{(r)}$ .

Proof. Since  $(f+g)(1) = f(1) \lor g(1) \ge r \lor r = r$  and  $f(g(1)) \ge f(r) \ge f(1) \ge r$ then  $\mathcal{A}_n^{(r)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Since  $\mathcal{A}_n^{(r+1)}$  is a semiring and  $\mathcal{A}_n^{(r+1)} \subseteq \mathcal{A}_n^{(r)}$  we have that  $\mathcal{A}_n^{(r+1)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{A}_n^{(r)}$ .

If f(1) = 1 the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is called *initial-1 endomorphism*. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  of all initial-1 endomorphisms is denoted by  $\mathcal{I}_n^{(1)}$ .

**Proposition 4.8** The set  $\mathcal{I}_n^{(1)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  with zero  $\langle 11 \dots 1 \rangle$  and the order of this semiring is  $\left| \mathcal{I}_n^{(1)} \right| = \binom{2n-4}{n-2}$ .

*Proof.* The first part follows from Corollary 4.5.

For the second part we construct the one-to-one correspondence  $\varphi : \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-1}} \to \mathcal{I}_n^{(1)}$ such that

$$\varphi\left(\wr i_1 i_2 \dots i_{n-2} \wr\right) = \wr 1, i_1 + 1, i_2 + 1, \dots, i_{n-2} + 1 \wr.$$

(Here  $i_s + 1$  for any  $i_s$  means the sum of two integers.) From Proposition 3.6 we have  $\left| \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-1}} \right| = \binom{2n-4}{n-2}$ . Hence  $\left| \mathcal{I}_n^{(1)} \right| = \binom{2n-4}{n-2}$ .

Corollary 4.9  $\left| \mathcal{A}_n^{(2)} \right| = \binom{2n-4}{n-3}$  for every integer  $n \ge 3$ . *Proof.* Follows from  $\mathcal{A}_n^{(1)} = \mathcal{I}_n^{(1)} \cup \mathcal{A}_n^{(2)}$ .

If  $f(1) = f(2) = \cdots = f(s) = s$ , where  $s \in \mathcal{C}_n$ , the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is called *initial-s endomorphism*. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  of all initial-s endomorphisms is denoted by  $\mathcal{I}_n^{(s)}$ .

**Proposition 4.10** The set  $\mathcal{I}_n^{(s)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  with zero  $\{s \ s \ \dots s\}$  and the order of this semiring is  $\left|\mathcal{I}_n^{(s)}\right| = \binom{2n-2s-2}{n-s-1}$ . *Proof.* The first part follows from Corollary 4.5 applied s times.

For the second part we construct the one-to-one correspondence  $\varphi : \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-s}} \to \mathcal{I}_n^{(s)}$ such that

$$\varphi\left(\wr i_1 i_2 \dots i_{n-s-1} \wr\right) = \wr s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \wr \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, s, \, i_{n-s-1} + s \, \iota \, s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, s, \, i_2 + s, \dots, s, \, i_1 + s, \, i_2 + s, \dots, s,$$

(Here  $i_m + s$  for any  $i_m$  means the sum of two integers.) From Proposition 3.6 we have  $\left|\mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-1}}\right| = \binom{2n-2s-2}{n-s-1}$ . Hence  $\left|\mathcal{I}_n^{(s)}\right| = \binom{2n-2s-2}{n-s-1}$ .

In [4] there are introduced the maps  $f_k$  for every  $k \in \mathcal{M}$  defined by  $f_k(x) = k$ for all  $x \in \mathcal{M}$ , where  $\mathcal{M}$  is not necessarily finite semilattice. These maps are called *constant endomorphisms*. Note that every constant endomorphism  $f_s =$  $\langle s s \dots s \rangle$  is the zero of the semiring  $\mathcal{I}_n^{(s)}$ . Let  $\mathcal{CO}_n$  be a subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consisting of all constant endomorphisms.

**Proposition 4.11** a. For any  $k, l \in C_n$  we have  $f_k + f_l = f_k + f_l = f_{k \lor l}$ .

b. The semigroup  $(\mathcal{CO}_n, +)$  has a neutral element  $f_0 = \{\underbrace{0...00}_{n-1}\}$  and an

absorbing element  $f_{n-1} = \underbrace{n-1 \dots n-1}_{i}$  and it is izomorphic to  $(\mathcal{C}_n, \vee)$ .

c. For any 
$$k, l \in \mathcal{M}_n$$
 we have  $f_k \cdot f_l = \begin{cases} f_k, & \text{if } k \leq l \\ f_l, & \text{if } k > l \end{cases}$ 

d.  $(\mathcal{CO}_n, +, \cdot)$  is a subsemiring of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  with zero and its order is  $|\mathcal{C}_{R_n}| = n$ .

*Proof.* It follows directly from definition.

**Example 4.12** Constant endomorphisms of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{M}_4}$  are the maps (000), (111), (222) and (333) with the following addition and multiplication rules

+	30003	21112	2222	}333}		•	30003	21112	2222	23332	
30003	30003	21112	2222	}333}		30003	30003	30003	30003	30003	-
21112	21112	}111≀	2222	23332	,	21112	30003	1111}	2222	23332	
2222	2222	2222	2222	23332		2222	30003	21112	2222	23332	
23332	}333}	}333}	}333}	}333}		23332	20002	21112	2222	23332	

Let  $\mathcal{CO}_n^* = \mathcal{CO}_n \setminus \{ \{ 0 \dots 0 \} \}$ . Then  $\mathcal{CO}_n^*$  is a subset of the semiring of the after-1 endomorphisms  $\mathcal{A}_n^{(1)}$ . From Proposition 4.4 for  $k, l \in \mathcal{C}_n, k > 0, l > 0$  we prove that  $\mathcal{CO}_n^*$  is a subsemiring of  $\mathcal{A}_n^{(1)}$ . For the endomorphisms  $\{ k \dots k \} \in \mathcal{CO}_n^*$  and  $\{ i_1 \dots i_k \dots i_{n-1} \} \in \mathcal{A}_n^{(1)}$  we calculate

$$\langle k \dots k \rangle \cdot \langle i_1 \dots i_k \dots i_{n-1} \rangle = \langle i_k \dots i_k \dots i_k \rangle, \text{ where } i_k \ge i_1 > 0 \text{ and}$$
$$\langle i_1 \dots i_k \dots i_{n-1} \rangle \cdot \langle k \dots k \rangle = \langle k \dots k \rangle.$$

Thus we prove the following:

**Proposition 4.13** The set  $\mathcal{CO}_n^*$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{A}_n^{(1)}$ , so  $\mathcal{A}_n^{(1)}$  is not an ideal-simple semiring.

Let  $a, b, c \in \mathcal{C}_n$  and  $a \leq b$ . Let  $\rho_{a,b,c}$  be a mapping of  $\mathcal{C}_n$  into itself defined by

$$\rho_{a,b,c}(x) = \begin{cases} a, & x \leq c \\ b, & x \nleq c \end{cases}$$

for every  $x \in \mathcal{C}_n$  – see [4].

For any triple a, b, c we have  $\rho_{a,b,c} \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Note that every constant endomorphism  $f_a$  is equal to  $\rho_{a,b,n-1}$ .

If a = 0, let  $F_{\mathcal{C}_n}$  be the ideal of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  generated by endomorphisms  $\rho_{0,b,c}$ , where  $b, c \in \mathcal{C}_n$ . (The endomorphisms  $\rho_{0,b,c}$  are denoted in [9] by  $e_{ab}$ .) From Theorem 2.1 of [4] it follows that every subsemiring E of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that  $F_{\mathcal{C}_n} \subseteq E$  is a congruence-simple. But in  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  the following equality exists

 $\langle 123\ldots n-1\rangle = \langle 11\ldots 1\rangle + \langle 12\ldots 2\rangle + \langle 113\ldots 3\rangle + \cdots + \langle 11\ldots 1n-1\rangle,$ 

i.e. the identity of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is a sum of elements of the type  $\rho_{0,b,c}$ . Hence we obtain that  $F_{\mathcal{C}_n} = \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Now from the main result of [9] follows

**Theorem 4.14** Every proper subsemiring of the congruence-simple semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is not a congruence-simple semiring.

#### 5 Conclusion

In the paper we prove many propositions for finite semirings and for finite endomorphism semirings. Some of them are interesting from combinatorial point of view We prove two facts that are important from algebraic point of view. First, Theorem 3.5 establishes that in the endomorphism semiring (with or without zero element) of a finite chain there are not invertible elements except for the identity. Second, Theorem 4.14 shows that for every endomorphism semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  there is no proper congruence-simple subsemiring.

#### References

[1] Anderson A., Belnap N. (1975), *Entailment, the Logic of Relevance and Necessity*, vol. I, Princeton Univ. Press, Princeton, 1975.

[2] Golan J. (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, Dordrecht, 1999.

[3] Gratzer G. (2011), *Lattice Theory: Foundation*, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[4] Jeżek J., Kepka T., Maròti M. (2009), *The endomorphism semiring of a semilattice*, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.

[5] Maze G., Monico C., Rosenthal J. (2007), *A public key cryptosystem* based on actions by semigroups, Advances in Mathematics of Communications, Volume 1, No. 4, 2007, 489 - 507.

[6] Moore E. H. (1902), *A definition of abstract groups*, Trans. Amer. Math. Soc, 3 (1902), 485 – 492.

[7] Monico C. (2004), **On finite congruence-simple semirings**, J. Algebra 271 (2004) 846 – 854.

[8] Vilenkin N. (1969), *Combinatorics*, Nauka, Moscow, 1969. (in Russian)

[9] Zumbrägel J. (2008), Classification of finite congruence-simple semirings with zero, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

**Authors:** Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan\_d\_trendafilov@abv.bg

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

Постъпила на 01.10.2011

Рецензент доц. д-р Георги Бижев



## ПОДПОЛУПРЪСТЕНИ НА ПОЛУПРЪСТЕНА ОТ ЕНДОМОРФИЗМИ НА КРАЙНА ВЕРИГА

## Иван Трендафилов, Димитринка Владева

**Резюме:** Класически резултати на линейната алгебра са свързани с изследване на нилпотентните ендоморфизми на крайномерно линейно пространство. Пресмятането на броя на нилпотентните матрици над крайно поле е теорема на Fine и Herstein от 1958 г, - виж [2]. В [7] Szigeti показва как някои теореми на линейната алгебра се превеждат на езика на решетките. Резултатите на тази статия са в същата посока – разглеждаме полупръстена от нилпотентните ендоморфизми на крайна верига и някои други подполупръстени на полупръстена от ендоморфизми на крайна верига.

**Ключови думи:** полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, нилпотентни ендоморфизми на крайна верига, нил полупръстени.

## SUBSEMIRINGS OF THE ENDOMORPHISM SEMIRING OF A FINITE CHAIN

## Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva

**Abstract:** Classical linear algebra results are related to the investigation of nilpotent endomorphisms of a finite-dimensional vector space. The calculation of the number of nilpotent matrices over a finite field is a theorem of Fine and Herstein [2] from 1958. In [7] Szigeti shows how some linear algebra theorems are translated to the language of lattices. The results of this paper are in the same direction – we consider the semiring of the nilpotent endomorphisms of a finite chain and some other subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain.

**Keywords:** endomorphism semiring of a finite chain, nilpotent endomorphism of a finite chain, nil semirings.

## 1 Introduction

Facts concerning semilattices and specially chains can be found in [4].

An algebra R = (R, +, .) with two binary operations + and  $\cdot$  on R, is called *semiring* if

- (R, +) is a commutative semigroup,
- $(R, \cdot)$  is semigroup,

• 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, +, .) be a semiring.

• If a neutral element 0 of the semigroup (R, +) exists and satisfies  $0 \cdot x = x \cdot 0 = 0$  for all  $x \in R$ , then it is called **zero**.

• If a neutral element 1 of the semigroup  $(R, \cdot)$  exists, it is called **one**.

Facts concerning semirings, congruence relations in semirings and (right, left) ideals of semirings can be found in [3].

Following [5] we interpret the well known definitions from ring theory.

Let R be a semiring with zero 0. Element x of the semiring R is *nilpotent* when  $x^n = 0$  for some positive integer n.

Let S be a subset of a semiring R and  $S^m$  denotes the set of all products  $s_1s_2...s_m$ , where  $s_i \in S$ , m > 0. Then S is **nil** if every  $s \in S$  is nilpotent and S is **nilpotent** if  $S^m = 0$  for some m. The smallest such integer m with this property is called the index of nilpotency of S.

The important cases are when S is a subsemiring or a (left, right) ideal. Note that a subsemiring and a homomorphic image of a nilpotent semiring are also nilpotent semirings.

Let  $C_n = (\{0, 1, \ldots, n-1\}, \vee)$  be a finite chain, where the minimal element is 0. All endomorphisms f of  $C_n$  preserves 0 i.e. f(0) = 0. Let the endomorphism semiring of this semilattice is  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Note some important properties of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ :

- The endomorphism semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is congruence-simple Theorem 1.7 of [9].
- Only the identity is an invertible element in  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  Theorem 3.5 of [8].

• There are not congruence-simple proper subsemirings of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  – Theorem 4.14 of [8].

#### 2 A class of isomorphic semirings

**Lemma 2.1** Let  $a, b, s \in C_n$  be such that the natural numbers a + s and b + s are less or equal to n - 1. Then  $(a + s) \lor (b + s) = a \lor b + s$ .

Proof. Since  $C_n$  is a chain, then  $a \lor b = \max(a, b)$ . If  $a \ge b$  we have  $a+s \ge b+s$ , i.e.  $(a+s) \lor (b+s) = a+s$  and from  $b \ge a$  follows  $b+s \ge a+s$  and then  $(a+s) \lor (b+s) = b+s$ . So  $(a+s) \lor (b+s) = a \lor b+s$ .

In the proof of Proposition 4.10 of [8] we construct the bijection  $\varphi : \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-s}} \to \mathcal{I}_n^{(s)}$ such that  $\varphi(\wr i_1, i_2, \ldots, i_{n-s-1} \wr) = \wr s, \ldots, s, i_1 + s, i_2 + s, \ldots, i_{n-s-1} + s \wr$ .

Note that  $i_m + s$  for any  $i_m$  means the sum of two integers. Now we prove:

**Proposition 2.2** The bijection  $\varphi$  is a semiring isomorphism.

*Proof.* From the definition above the endomorphism f is such that

$$f(k) = i_k$$
 for  $k = 1, ..., n - s - 1$ 

has an image the endomorphism  $\varphi(f)$  defined by

$$\varphi(f)(1) = \ldots = \varphi(f)(s) = s, \ \varphi(f)(s+k) = i_k + s \text{ for } k = 1, \ldots, n-s-1.$$

Let the endomorphism g be such that  $g(k) = j_k$  for k = 1, ..., n-s-1. Then its image is  $\varphi(g)(1) = ... = \varphi(g)(s) = s$ ,  $\varphi(g)(s+k) = j_k+s$  for k = 1, ..., n-s-1.

So we have  $(f + g)(k) = i_k \vee j_k$  for k = 1, ..., n - s - 1 which implies the following equalities

$$\varphi(f+g)(1) = \ldots = \varphi(f+g)(s) = s, \ \varphi(f+g)(s+k) = i_k \lor j_k + s$$

for k = 1, ..., n - s - 1.

On the other hand, we observe  $\varphi(f)(1) \lor \varphi(g)(1) = \ldots = \varphi(f)(s) \lor \varphi(g)(s) = s \lor s = s, \varphi(f)(s+k) \lor \varphi(g)(s+k) = (i_k+s) \lor (j_k+s) = i_k \lor j_k + s$ . The last equality follows from Lemma 1.

Thus we have that  $\varphi(f+g) = \varphi(f) + \varphi(g)$ . Let  $1 \le l \le s$ . Then  $\varphi(f)(l) = s$ ,  $\varphi(g)(l) = s$ ,  $\varphi(f \cdot g)(l) = s$  and

$$[\varphi(f) \cdot \varphi(g)](l) = \varphi(g)[\varphi(f)(l)] = \varphi(g)(s) = s.$$

So  $\varphi(f \cdot g)(l) = [\varphi(f) \cdot \varphi(g)](l)$ .

Suppose that for the endomorphism g we know that  $g(i_k) = m_k$  for every  $k = 1, \ldots, n-s-1$ . Then  $(f \cdot g)(k) = g(f(k)) = g(i_k) = m_k$ , where  $k = 1, \ldots, n-s-1$ , and follows  $\varphi(f \cdot g)(s+k) = m_k + s$  for  $k = 1, \ldots, n-s-1$ .

On the other hand from  $\varphi(f)(s+k) = i_k + s$  and  $\varphi(g)(i_k + s) = m_k + s$  follows

$$[\varphi(f) \cdot \varphi(g)](s+k) = \varphi(g)[\varphi(f)(s+k)] = \varphi(g)(i_k+s) = m_k + s.$$

So  $\varphi(f \cdot g)(s+k) = [\varphi(f) \cdot \varphi(g)](s+k)$ . Hence  $\varphi(f \cdot g) = \varphi(f) \cdot \varphi(g)$  and this completes the proof.

## 3 Subsemirings of nilpotent elements of the endomorphism semiring of a finite chain

For the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  we denote by  $\mathcal{N}_n$  the subset of nilpotent elements and element zero, by  $\mathcal{ID}_n$  the set of idempotent elements, which are not nilpotent and by  $\sqrt{\mathcal{ID}_n}$  the roots of elements of  $\mathcal{ID}_n$ . Each of these sets are nonempty for  $n \geq 3$ . So the endomorphism  $\langle 00 \dots 1 \rangle \in \mathcal{N}_n$  and the endomorphism  $\langle 00 \dots n-1 \rangle \in \mathcal{ID}_n$ . Consider the endomorphism  $f = \langle n-2, n-1, \dots, n-1 \rangle \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . Then follows  $f^2 = \langle n-1, n-1, \dots, n-1 \rangle \neq f$  and hence  $(f^2)^2 = f^2$ .

A well known fact is that for every element a of a finite (multiplicative) semigroup there is a positive integer n = n(a) such that  $a^n$  is multiplicatively idempotent, see [8]. Hence  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n} = \mathcal{N}_n \cup \mathcal{ID}_n \cup \sqrt{\mathcal{ID}_n}$ . **Proposition 3.1** The set  $\mathcal{N}_n$  of nilpotent elements of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consists of endomorphisms f such that f(k) < k for every  $k \in \mathcal{C}_n$ ,  $k \neq 0$ .

*Proof.* For any k = 1, ..., n - 1 we construct a strictly decreasing sequence

$$k > f(k) > \dots > f^{m_k}(k).$$

Since  $\mathcal{N}_n$  is a finite set the sequence terminates in 0, i.e.,  $f^{m_k}(k) = 0$ . Suppose that  $m = \max(m_k)$  for all k = 1, 2, ..., n - 1. Then  $f^m(k) = 0$  for every  $k \in \mathcal{C}_n$ , hence  $f \in \mathcal{N}_n$ .

Conversely, let us for some  $k \ge 0$  we have the inequality  $k \le f(k)$ . Then in the sequence

$$k \leq f(k) \leq \cdots \leq f^{m_k}(k) \leq \cdots,$$

there is not 0, so  $f \notin \mathcal{N}_n$ .

**Corollary 3.2** The set  $\mathcal{N}_n$  is a subsemiring of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . *Proof.* Let  $f, g \in \mathcal{N}_n$ , i.e. f(k) < k and g(k) < k for every  $k \in \mathcal{C}_n$ ,  $k \neq 0$ . Then

$$(f+g)(k) = f(k) + g(k) < k+k = k, (f \cdot g)(k) = g(f(k)) < g(k) < k.$$

It is easy to show that the element  $\langle 00 \dots 0 \rangle$  is the zero,  $\langle 01 \dots n-2 \rangle$  is the absorbing element of semiring  $\mathcal{N}_n$  and there is no element one.

**Example 3.3** Nonzero nilpotent elements of the semiring  $\mathcal{E}_{C_4}$  are the maps  $\langle 001 \rangle$ ,  $\langle 002 \rangle$ ,  $\langle 011 \rangle$  and  $\langle 012 \rangle$ . Then there are the following addition and multiplication tables:

+	30003	20012	2002≀	20112	20122	•	30003	20012	20022	20112	20122
30003	30003	20012	2002≀	20112	20122	20002	30003	30003	30003	30003	30003
20012	20012	20012	2002≀	20112	20122	20012	30003	30003	30003	30003	30003
2002≀	2002≥	20022	2002≀	20122	2012₹'	2002≀	20002	30003	30003	20012	20012
20112	20012	20112	2012≀	20112	20122	2011≀	20002	30003	30003	30003	30003
20122	2012≀	20122	20122	20122	20122	2012≀	30003	30003	30003	20012	20012

In  $\mathcal{N}_4$  there are ideals: { $\langle 000\rangle, \langle 001\rangle$ }, { $\langle 000\rangle, \langle 001\rangle, \langle 002\rangle$ }, { $\langle 000\rangle, \langle 001\rangle, \langle 001\rangle, \langle 011\rangle$ }, { $\langle 000\rangle, \langle 001\rangle, \langle 012\rangle$ } and { $\langle 000\rangle, \langle 001\rangle, \langle 011\rangle, \langle 012\rangle$ }.

**Proposition 3.4** The order of the semiring  $\mathcal{N}_n$  is  $|\mathcal{N}_n| = \frac{1}{n} \binom{2n-2}{n-1}$ .

Proof. Let us compare every endomorphism  $f \in \mathcal{N}_n$  the path in the cartesian plane which is a sequence of lattice points  $P_i(x_i, y_i)$  such that for each  $i = 0, 1, \ldots, n-1$   $x_{i+1} = x_i + 1, y_{i+1} = y_i$  or  $x_{i+1} = x_i, y_{i+1} = y_i + 1$ . This path is good if  $y_i < x_i$  (since  $f(k) < k, k = 1, \ldots, n-1$ ), otherwise it is bad. So the good path lies entirely below the line y = x. The number of all paths (without any restrictions) is  $\binom{2n-2}{n-1}$  – see Proposition 3.7 of [8]. To every bad path we

compare a new path consisting the reflection part of the first path from initial



Figure 1

point (0, 1) to the point of intersection with line y = x and the part of the first path which is over the line y = x (fig. 1).

Using the proof of Proposition 3.7 of [8] it follows that number of the bad paths is  $\binom{2n-2}{n-2} = \binom{2n-2}{n}$ . Then the number of good paths is the difference

$$C_n = \binom{2n-2}{n-1} - \binom{2n-2}{n} = \binom{2n-2}{n-1} \left(1 - \frac{n-1}{n}\right) = \frac{1}{n} \binom{2n-2}{n-1}.$$

The numbers  $C_n$  are famous Catalan numbers (see [1]).

In the semiring  $\mathcal{N}_n$ , where  $n \geq 2$ , we construct the following two-element set

$$\left\{ \wr \underbrace{0 \dots 00}_{n-1} \wr, \wr \underbrace{0 \dots 01}_{n-1} \wr \right\}.$$

Since this set is an ideal of the semiring  $\mathcal{N}_n$  we have the following

**Proposition 3.5** The semiring  $\mathcal{N}_n$  is not an ideal-simple for any  $n \geq 2$ .

Let  $m \geq 1$  be a fixed element of the semilattice  $C_n$  and  $f \in \mathcal{E}_{C_n}$  such that f(k) < k for every  $k \leq m$ . The subset off all these endomorphisms is denoted by  $\mathcal{N}_n^{(m)}$ . If m = 1 for any  $f \in \mathcal{N}_n^{(1)}$  follows that f(1) = 0, so  $\mathcal{N}_n^{(1)} = \mathcal{I}_n$ , see [8]. If m = n - 1 we have f(k) < k for every  $k \in C_n$ ,  $k \neq 0$ , so  $\mathcal{N}_n^{(n-1)} = \mathcal{N}_n$ 

**Proposition 3.6** For  $m \in \{1, \ldots, n-1\}$  the set  $\mathcal{N}_n^{(m)}$  is a subsemiring of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . *Proof.* Analogous the proof of Corollary 3.3.

Thus we construct the finite ascending chain of semirings

$$\mathcal{N}_n = \mathcal{N}_n^{(n-1)} \subsetneqq \cdots \mathcal{N}_n^{(m)} \gneqq \mathcal{N}_n^{(1)} = \mathcal{I}_n.$$

Note that  $\mathcal{N}_n$  is a subsemiring of  $\mathcal{I}_n$  but not an ideal of this semiring – see the following example:

For endomorphisms  $\langle 0, \ldots, 0, n-2 \rangle \in \mathcal{N}_n$  and  $\langle 0, n-1, \ldots, n-1 \rangle \in \mathcal{I}_n$  we have  $\langle 0, n-1, \ldots, n-1 \rangle \wr \langle 0, \ldots, 0, n-2 \rangle = \langle 0, n-2, \ldots, n-2 \rangle \notin \mathcal{N}_n$  and  $\langle 0, \ldots, 0, n-2 \rangle \wr \langle 0, n-1, \ldots, n-1 \rangle = \langle 0, \ldots, 0, n-1 \rangle \notin \mathcal{N}_n$ .

In [8] we consider the endomorphisms  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that  $f(1) = \cdots = f(m) = 0$ for any  $m \in \mathcal{C}_n$ ,  $m \ge 1$ . The set of these endomorphisms is denoted by  $\mathcal{I}_{n,m}$ . From Proposition 4.3 of [8] we have that  $\mathcal{I}_{n,m}$  is a right ideal of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . It is easy to prove

**Corrolary 3.7** For any  $m \in \{2, \ldots, n-1\}$  the semiring  $\mathcal{I}_n^m$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{N}_n^{(m)}$ .

If  $f(k) \leq k$  for every  $k \in \{1, \ldots n - 1\}$ , the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is called **over nilpotent endomorphism**. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consisting of all over nilpotent endomorphisms, is denoted by  $\mathcal{ON}_n$ .

**Proposition 3.8** The set  $\mathcal{ON}_n$  is a subsemiring of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . *Proof.* The proof is similar to that of Corollary 3.2.

The element  $\langle 0, 0, \ldots, 0 \rangle \in \mathcal{ON}_n$  is a zero element,  $\langle 1, 2, \ldots, n-1 \rangle$  is the element one and also is the additively absorbing element of this semiring. But the last fact does not contradict Proposition 2.1 of [8]. since  $\mathcal{ON}_n$  is a Viterbi semiring because from  $f(k) \leq k, k \in \{1, \ldots, n-1\}$  follows  $f^2 < f$  and then  $f^2 + f = f$  for any  $f \in \mathcal{ON}_n$ .

**Theorem 3.9** The semiring  $\mathcal{N}_n$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{ON}_n$ . *Proof.* Let  $f \in \mathcal{N}_n$  and  $g \in \mathcal{ON}_n$ . Then for arbitrary  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$  follows

 $(f \cdot g)(k) = g(f(k)) \le f(k) < k, \ (g \cdot f)(k) = f(g(k)) \le f(k) < k.$ 

Thus  $f \cdot g$ ,  $g \cdot f \in \mathcal{N}_n$ , which means that  $\mathcal{N}_n$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{ON}_n$ . In section 4 of [8] we consider the semiring  $\mathcal{I}_n$  of the initial endomorphisms  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that f(1) = 0. Let us denote  $\mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n) = \mathcal{I}_n \bigcap \mathcal{ON}_n$ .

**Proposition 3.10** The set  $\mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{ON}_n$ .

Proof. Let  $f, g \in \mathcal{ON}_n$  and f(1) = 0. Then  $(f \cdot g)(1) = g(f(1)) = g(0) = 0$ . If g(1) = 0 follows  $(g \cdot f)(1) = f(g(1)) = f(0) = 0$  and if g(1) = 1 then we have  $(g \cdot f)(1) = f(g(1)) = f(1) = 0$ . For  $f, g \in \mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)$ ,  $f + g \in \mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)$  and this completes the proof.

Using that  $\mathcal{N}_n$  is an ideal of  $\mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)$  and Proposition 3.5 immediately follows

**Corollary 3.11** The ideal  $\mathcal{N}_n$  of the semiring  $\mathcal{ON}_n$  is neither a maximal ideal, nor minimal ideal for any  $n \geq 2$ .

In section 4 of [8] we consider the semiring  $\mathcal{I}_n^{(1)}$  of the initial - 1 endomorphisms  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  such that f(1) = 1. Let us denote  $\mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n) = \mathcal{I}_n^{(1)} \cap \mathcal{ON}_n$ .

**Proposition 3.12** The set  $\mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n)$  is a semiring of  $\mathcal{ON}_n$ .

*Proof.* Let  $f, g \in \mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n)$ . Then  $(f+g)(1) = f(1) \lor g(1) = 1 \lor 1 = 1$  and  $(f \cdot g)(1) = g(f(1)) = g(1) = 1$ .

A direct consequence of the definitions is

Proposition 3.13  $\mathcal{ON}_n = \mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n) \bigcup \mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n).$ 

For arbitrary endomorphism  $\langle i_1, \ldots, i_{n-1} \rangle \in \mathcal{ON}_n$ , where  $i_k \leq k$  for  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$  we construct the map

$$\varphi: \mathcal{ON}_n \to \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n+1}}, \ \varphi(\wr i_1, \ldots, i_{n-1} \wr) = \wr 0, \ i_1, \ldots, i_{n-1} \wr$$

Let  $F = \{0, i_1, ..., i_{n-1}\} \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n+1}}$ . Then  $F(k) = i_{k-1} \leq k - 1 < k$ , where k = 2, ..., n. So  $F \in \mathcal{N}_{n+1}$ .

Conversely, let  $F \in \mathcal{N}_{n+1}$ . If  $F(k) = i_{k-1}$ ,  $k = 2, \ldots, n$ , then  $i_{k-1} < k$  or  $i_{k-1} \leq k-1$ . Since F(1) = 0 one may write  $F = \ge 0, i_1, \ldots, i_{n-1}$ , where  $i_{k-1} < k-1$ , i.e.  $F = \varphi(\ge i_1, \ldots, i_{n-1} \ge)$ . Hence  $\varphi$  maps semiring  $\mathcal{ON}_n$  over semiring  $\mathcal{N}_{n+1}$ .

From the construction of  $\varphi$  follows that the map is bijection. Hence from Proposition 3.4 follows

**Corollary 3.14** The order of the semiring  $\mathcal{ON}_n$  is  $|\mathcal{ON}_n| = \frac{1}{n+1} {\binom{2n}{n}}$ . For the one-to-one correspondence  $\varphi$  we can calculate

$$\varphi\left(\wr i_{1},\ldots,i_{n-1}\wr+\wr j_{1},\ldots,j_{n-1}\wr\right) = \varphi\left(\wr i_{1}\lor j_{1},\ldots,i_{n-1}\lor j_{n-1}\wr\right) =$$
  
$$\wr 0, i_{1}\lor j_{1},\ldots,i_{n-1}\lor j_{n-1}\wr = \wr 0, i_{1},\ldots,i_{n-1}\wr+\wr 0, j_{1},\ldots,j_{n-1}\wr =$$
  
$$\varphi\left(\wr i_{1},\ldots,i_{n-1}\wr\right) + \varphi\left(\wr j_{1},\ldots,j_{n-1}\wr\right).$$

But  $\varphi$  is not a semiring isomorphism: for  $\langle 0, \ldots, 0, n-1 \rangle \in \mathcal{ON}_n$  follows

 $\varphi(\wr 0, \ldots, 0, n-1 \wr \cdot \wr 0, \ldots, 0, n-1 \wr) = \varphi(\wr 0, \ldots, 0, n-1 \wr) = \varphi(\iota 0, \ldots, 0, n-1 \iota) = \varphi(\iota 0, \ldots, 0, n-1 \iota)$ 

$$\begin{array}{l} \langle 0, 0, \dots, 0, n-1 \rangle \in \mathcal{N}_{n+1}, \\ \varphi(\langle 0, \dots, 0, n-1 \rangle) \cdot \varphi(\langle 0, \dots, 0, n-1 \rangle) = \\ \langle 0, 0, \dots, 0, n-1 \rangle \cdot \langle 0, 0, \dots, 0, n-1 \rangle = \langle 0, 0, \dots, 0, 0 \rangle \in \mathcal{N}_{n+1}. \end{array}$$

**Proposition 3.15** The semirings  $\mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n)$  and  $\mathcal{ON}_{n-1}$  are isomorphic.

*Proof.* The reasonings are similar to that of the proof of Proposition 2.2. Here we construct the map  $\varphi : \mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n) \to \mathcal{ON}_{n-1}, \quad \varphi(\wr 1, i_1, \ldots, i_{n-2} \wr) = \wr j_1, \ldots, j_{n-2} \wr$ , where for integers  $i_s$  and  $j_s, s = 1, \ldots, n-2$ , we have  $j_s = i_s - 1$ .

**Corollary 3.16** The orders of the semirings  $\mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n)$  and  $\mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)$  are  $\left|\mathcal{I}^{(1)}(\mathcal{ON}_n)\right| = \frac{1}{n} \binom{2n-2}{n-1}$  and  $\left|\mathcal{I}^{(0)}(\mathcal{ON}_n)\right| = \frac{3}{n+1} \binom{2n-2}{n}$ , respectively.

*Proof.* It directly follows from Proposition 3.15 and Proposition 3.13, where the union is disjoint.

Let us consider the set of endomorphisms of  $\mathcal{N}_n$  with index of nilpotency 2. Such endomorphisms are

$$f = \wr \underbrace{0, \dots, 0, 1, 1}_{n-1} \wr \text{ and } g = \wr \underbrace{0, \dots, 0, n-1}_{n-1} \wr.$$

But the sum  $f + g = \langle 0, ..., 0, 1, n - 1 \rangle$  is not of this type since  $(f + g)^2 = \langle 0, ..., 0, 0, 1 \rangle$ . Hence the set of endomorphisms with index of nilpotence 2 is not a semiring. For this set we show the validity of the following fact.

**Proposition 3.17** The set of endomorphisms f of  $\mathcal{N}_n$  such that  $f^2 = 0$  is a multiplicative semigroup.

*Proof.* Let us consider endomorphism  $f = \langle 0 i_1 \dots i_{n-1} \rangle$ , where  $i_k < k$  for  $k = 1, \dots, n-1$ . If  $f^2 = 0$  it follows that  $f(i_k) = 0$  for every  $i_k, k = 1, \dots, n-1$ . Conversely, if  $f(i_k) = 0$ , then  $f^2 = 0$ . So we have

$$f^2 = 0 \iff f(k) = l < k \text{ for } k = 1, \dots, n-1 \text{ and } f(l) = 0.$$

Let  $f^2 = 0$  and  $g^2 = 0$ . It means that  $f(k) = l_1 < k$ ,  $g(k) = l_2 < k$  and  $f(l_1) = 0$ ,  $g(l_2) = 0$ .

Suppose that  $l_1 \leq l_2$ . Then  $(f \cdot g)(k) = g(f(k)) = g(l_1) \leq g(l_2) = 0$ . So  $(f \cdot g)(k) = 0$  for k = 1, ..., n - 1.

Suppose that  $l_1 \ge l_2$ . Then  $(f \cdot g)(k) = g(l_1) < l_1$  and  $(f \cdot g)^2(k) \le (f \cdot g)(l_1) = g(f(l_1)) = g(0) = 0$ .

**Proposition 3.18** The nil semiring  $\mathcal{N}_n$  is a nilpotent semiring with an index of nilpotency n-1.

*Proof.* Let  $f = \langle 0 i_2 \dots i_{n-1} \rangle$  and  $g = \langle 0 j_2 \dots j_{n-1} \rangle$  be arbitrary endomorphisms of  $\mathcal{N}_n$ . Using that  $i_2 < 2$  we compute  $f \cdot g = \langle 0 0 k_3 \dots k_{n-1} \rangle$ . Thus by induction we observe that  $f_1 \cdots f_{n-1} = 0$  for arbitrary endomorphisms  $f_1, \dots, f_{n-1} \in \mathcal{N}_n$ .

**Remark 3.19** There is a nilpotent subsemiring of  $\mathcal{N}_n$  with an index of nilpotency 2. Such semiring is  $N_n^{[2]} = \{ \ge 0 \ldots 0, k \ge | k = 0, 1, \ldots n - 2 \}$  which is a semiring with zero multiplication or **null semiring**. Using the definition from [8], it is easy to show that  $N_n^{[2]} = \mathcal{I}_{n,n-2} \bigcap \mathcal{N}_n$  and also that  $N_n^{[2]}$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{I}_{n,n-2}$ . Analogously we can describe for any s < n-1 the nilpotent semiring of  $\mathcal{N}_n$  with index of nilpotency s.

#### 4 Subsemirings of maxpotent elements

It is known that, if there is a neutral element in the semilattice it is the least element. The dual notion of this element is the absorbing element (it does not to exist) which is the biggest or the maximal element.

From Proposition 2.1 of [8] we know that in the finite additively idempotent semiring (namely in  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ ) there is an unique additively absorbing element, different from one.

The element x of the semiring R is called **maxpotent** if  $x^n = a$  for some positive integer n, where a is an additively absorbing element. For the semiring

 $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  we denote by  $\mathcal{MP}_n$  the subset of maxpotent elements. This set is nonempty because the absorbing element  $(n-1, n-1, \ldots, n-1)$  of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is from  $\mathcal{MP}_n$ .

**Proposition 4.1** The set  $\mathcal{MP}_n$  of maxpotent elements of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consists of endomorphisms f such that f(k) > k for every  $k \in \mathcal{C}_n$ , k < n - 1.

*Proof.* From the dual reasonings of these in the proof of Proposition 3.1.

**Corollary 4.2** The set  $\mathcal{MP}_n$  is a subsemiring of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . *Proof.* The proof is similar to that of Corollary 3.2.

It is easy to see that  $\mathcal{MP}_n$  is a semiring without elements zero and one and  $(n-1, n-1, \ldots, n-1)$  is the absorbing element.

**Example 4.3** Maxpotent elements of the semiring  $\mathcal{MP}_{C_5}$  are (2344), (2444), (3344), (3444) and (4444) with the following addition and multiplication tables:

+	2344≀	2444	3344	3444	}4444		2344	2444	3344	3444	}4444
2344	2344≀	24442	}3344≀	}3444	₹4444	2344≀	3444≀	}4444}	}3444≀	}4444}	}4444
2444	}2444	2444	}3444≀	3444	}4444	24442	}3444	}4444	}3444	}4444	}4444
3344	}3344≀	3444	3344	3444	}4444	' ≀3344≀	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444
3444	}3444	3444	3444	3444	}4444	}3444≀	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444
₹4444₹	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444	}4444

**Proposition 4.4** The order of the semiring  $\mathcal{MP}_n$  is  $|\mathcal{MP}_n| = \frac{1}{n-1} \binom{2n-4}{n-2}$ .

*Proof.* For arbitrary endomorphism  $i_1, \ldots, i_{n-2}, n-1 \in \mathcal{MP}_n$ , where  $i_k > k$  for  $k \in \{1, \ldots, n-2\}$  we construct the map

$$\varphi: \mathcal{MP}_n \to \mathcal{E}_{\mathcal{C}_{n-1}}, \ \varphi(\langle i_1, \ldots, i_{n-2}, n-1 \rangle) = \langle j_1, j_2, \ldots, j_{n-2} \rangle,$$

where  $j_s = n - 1 - i_{n-1-s}$  for  $s \in \{1, \dots, n-2\}$ .

From  $i_{n-2} > n-2$  we have  $i_{n-2} = n-1$  and then  $j_1 = 0$ . Analogously from  $i_{n-1-s} > n-1-s$  it follows that  $j_s < s$ . So,  $\varphi$  maps semiring  $\mathcal{MP}_n$  over semiring  $\mathcal{N}_{n-1}$ . Obviously, the map  $\varphi$  is injection so it is bijection. Now from Proposition 3.4 follows that  $|\mathcal{MP}_n| = \frac{1}{n-1} \binom{2n-4}{n-2}$ .

**Remark 4.5** The map  $\varphi$  from the proof of the last proposition is not a semiring isomorphism. Consider the semirings from Examples 3.3 and 4.3. It follows that  $\varphi(\wr4444\wr) = \wr000\wr, \ \varphi(\imath3444\wr) = \wr001\wr, \ \varphi(\imath3344\wr) = \wr011\wr, \ \varphi(\imath2444\wr) = \wr002\wr$  and  $\varphi(\imath2344\wr) = \wr012\wr$ . Then  $\varphi(\imath2444 \wr + \imath3344\wr) = \varphi(\imath3444\wr) = \wr001\wr$ , but  $\varphi(\imath2444\wr) + \varphi(\imath3344\wr) = \iota002\wr + \iota011\wr = \iota012\wr$ .

If  $f(k) \geq k$  for every  $k \in \{1, \ldots n - 1\}$ , the endomorphism  $f \in \mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  is called *under maxpotent endomorphism*. The subset of  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$  consisting of all under maxpotent endomorphisms is denoted by  $\mathcal{UMP}_n$ .

**Proposition 4.6** The set  $\mathcal{UMP}_n$  is a subsemiring of the semiring  $\mathcal{E}_{\mathcal{C}_n}$ . *Proof.* The proof is similar to that of Corollary 3.2. Note that the endomorphism  $\langle n-1, n-1, \ldots, n-1 \rangle$  is both additively and multiplicatively absorbing element in the semiring  $\mathcal{UMP}_n$ ; so it is called infinity – see [8]. Note also that the identity  $\langle 1, 2, \ldots, n-1 \rangle$  is a neutral element in the both semigroups  $(\mathcal{UMP}_n, +)$  and  $(\mathcal{UMP}_n, \cdot)$ .

**Proposition 4.7** The semiring  $\mathcal{MP}_n$  is an ideal of the semiring  $\mathcal{MP}_n$ . *Proof.* The proof is similar to that of Proposition 3.9.

**Proposition 4.8** The order of the semiring  $\mathcal{UMP}_n$  is  $|\mathcal{UMP}_n| = \frac{1}{n} \binom{2n-2}{n-1}$ . *Proof.* The reasonings are similar to that of the proof of Corollary 3.4. For arbitrary  $i_1, \ldots, i_{n-1} \in \mathcal{UMP}_n$ , where  $i_k \geq k$  for  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$  we construct the map  $\varphi : \mathcal{UMP}_n \to \mathcal{MP}_{n+1}, \quad \varphi(i_1, \ldots, i_{n-1}) = i_{j_1}, j_2, \ldots, j_{n-1}, n i_n)$ , where

#### 5 Conclusion

In this paper we study the subsemirings of the endomorphism semiring of a finite chain. The nilpotent elements of the endomorphism semiring are considered as well as some other subsemirings related to the nilpotent subsemiring.

#### References

[1] Camina A., Lewis B. (2011), *An introduction to enumeration*, Springer, 2011.

[2] Fine N., Herstein I. N. (1958), *The probability that a matrix be nilpotent*, Illinois J. Math., 2 (1958), 499 – 504.

[3] Golan J. (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, 1999.

[4] Gratzer G. (2011), *Lattice Theory: Foundation*, Birkhäuser Springer Basel AG, 2011.

[5] Grillet P. A. (2007), *Abstract Algebra*, Springer, 2007.

 $j_k = i_k + 1$  for  $k \in \{1, \ldots, n-1\}$ . This map is a bijection.

[6] Moore E. H. (1902), *A definition of abstract groups*, Trans. Amer. Math. Soc, 3 (1902), 485 – 492.

[7] Szigeti J. (2008), *Linear algebra in lattices and nilpotent endomorphisms of semisimple modules*, J. Algebra, 319 (2008), 296 – 308.

[8] Trendafilov I., Vladeva D. (2011), *The endomorphism semiring of a fi- nite chain*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61 (2011).

[9] Zumbrägel J. (2008), Classification of finite congruence-simple semirings with zero, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

**Authors:** Ivan Trendafilov, assoc. prof., Department "Algebra and geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* ivan\_d\_trendafilov@abv.bg

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

Постъпила на 01.10.2011

Рецензент доц. д-р Георги Бижев



## МОДЕЛИ В РЕАЛНО ВРЕМЕ ЗА АНАЛИЗ НА КОНТРОЛЕРНИ СИСТЕМИ ЗА КЛИМАТИЗАЦИЯ

## Евтим Йончев, Дочо Цанков, Тодор Йонков

**Резюме:** В работата е представено приложение на симулация в реално време с хардуерен модел на обекта за управление – програмируем логически контролер за предварителна оценка на качеството и ефективността на управление на системи за отопление, вентилация и климатизация. Моделът на климатичната камера е реализиран в Simulink и приложението за работа в реално време *RTW*, а управлението на отделните подсистеми с контролер TAC Xenta 282. *Резултатите са дадени в графичен и табличен вид и са сравнени с чисти симу*лационни изследвания в средата Simulink.

Ключови думи: хардуерна симулация в реално време, точност на моделите

## REAL TIME MODELS FOR ANALYSIS OF AIR CONDITIONING SYSTEMS WITH CONTROLLERS

## Evtim Yonchev, Docho Tsankov, Todor Ionkov

Abstract: The work presented application of real time simulation of a hardware model of the object controls - programmable logic controller to estimate the quality and effectiveness of management systems for heating, ventilation and air conditioning. The model of the climatic chamber was carried out in Simulink and use real-time RTW, and management of different subsystems with controller TAC Xenta 282. The results are given in graphical and tabular form and compared to pure simulation studies in the mid Simulink.

Keywords: Hardware in the loop, model accuracy

## 1. Хардуерна симулация в системи за климатизация.

Ефективността на управлението на системи за климатизация, оценявана на базата на конструкцията хардуерен симулационен модел на обекта – програмируем контролер за управлението му, в последните години е един все по-широко навлизащ в практиката метод за анализ, проектиране и експериментиране. Чрез него се постига съществено приближаване на получаваните резултати с реалните при функционирането на контролерното управление върху физическия обект. Симулацията в реално време с хардуерен модел на обекта за управление (Hardware in the loop - HIL) е особено подходящ метод при обекти за управление, описвани чрез сложни математически модели. НІL симулацията се различава от класическата компютърна симулация в реално време по допълнително включеното в контура за управление вградено управляващо устройство (програмируем контролер). В симулацията се включват реалните входно/изходни сигнали, свързани със сензорите и изпълнителните механизми на реалния обект. Техните електрически емулирани сигнали играят ролята на интерфейс за вградения контролер. Принципната постановка на този метод е пояснена на фиг.1:





От гледна точка на разходи продължителност, безопасност, приложимост при проектирането и внедряването на управление HIL методът доказано е ефективен начин при разработване на вградени компютърни системи. Поради късите срокове за разработка много често тестовете трябва да започнат преди появата на прототипа, а средствата за разработване на хардуерен модел на бъдещият продукт са само около 10% от цената за производство на прототип. Поради това обичайна практика е симулации с хардуерен модел на обекта да се прилага паралелно с разработването на цялостната система.

*Хардуер.* Входно-изходният интерфейс е реализиран чрез модула RT-DAC4/PCI-INTECO [1], [3], притежаващ аналогови и цифрови входове и изходи. Връзката с компютъра (операционна система Windows) се осъществява чрез PCI слот. Събирането и обработването на данни в реално време се реализира без допълнително закъснение в системата. Платката разполага с инсталиран Xilinx FPGA чип, необходим при препрограмиране функционалността на входовете и изходите, без да са необходими хардуерни модификации.

Софтуер. За симулация на експерименталната система се използва средата на MATLAB. Това става чрез включените в нея Simulink и Real-Time Workshop (RTW) [2] приложения, които работят в реално време и поддържат връзка с външни устройства. Събраните данни и контролните променливи се представят графично в приложението Simulink. Real-Time Workshop е отворена система, предназначена да работи с различни операционни системи и хардуер. Функционалните й възможности са:

- Възможност за генериране на код от всяка Simulink блок-схема
- Основа за компилиране на програми, работещи в реално време
- Налична библиотека с драйвери, поддържаща устройствата
- Адаптивно генериране на кода, включително вградени потребителски блокове.
- Възможност за конфигуриране на процеса на компилиране на платформи. RTW съдържа примери който използват : WatcomC/C++, Microsoft Visual C/C++ и UNIX.

За да генерира код RTW се обръща към Target Language Compiler (TLC). Той генерира описанието на построения в Simulink модел, като го превръща в специфичен код - *model.rtw*. TLC чете файла *model.rtw* и стартира TLC програма, която се състои от *target* файлове (.tlc). Те са ASCII файлове, написани за Target Language Compiler. TLC компилаторът генерира код от файла *model.rtw*. В крайна сметка чрез използването на TCL се получава сорс кода на модела в средата Simulink. Създадените при компилирането файлове са следните:

- *model.mdl* създаден от Simulink, сорс файл.
- *model.rtw* създаден от RTW, *model.mdl*.
- *model.c* създаден от TLC С\C++ файл за връзка с *model.mdl*
- *model.h* създаден от TLC хедърен файл, съдържащ информация за връзките между блоковете
- *model\_export.h* създаден от TLC хедърен файл, съдържащ изходните сигнали, параметри и функции
- *model.prm* създаден от TLC файл, съдържащ настройките на всеки от блоковете на системата
- *model.reg* създаден от TLC файл, съдържащ функции за инициализацията на модела

## 2. Обект за управление

В системите за отопление, вентилация и климатизация (СОВК) като правило централната вентилационна система доставя въздух с определена температура и поток, който затопля или охлажда помещенията [6]. Отоплителната и охладителната секции се използват съответно за загряване или охлаждане на постъпващия въздух. Неговата температура се контролира, като се регулира потокът на гореща или студена вода през съответните секции. Въздушният поток се регулира, като така се осигурява постоянна циркулация на въздух в помещенията. Топлата струя въздух, излизаща от отоплителната секция, е функция както на потоците на въздух и вода през нея, така и на температурата им на входа на тази секция. Това означава, че за да се подържа зададената температура в помещението, са необходими три регулатора, които да следят и контролират посочените три величини.

Температурата на въздуха, напускащ смесителната секция, и навлизащ в отоплителната секция, се определя от отношението между неговата температура и тази на входящия въздух, както и от съотношението, в което тези въздушни потоци се смесват. Обикновено жалузите за входящия и изходящ въздух се управляват по предварително съгласуван начин, като промяната на позицията им не влияе върху потока въздух, навлизащ в климатизираната зона. Това дава отражение единствено на температурата му, като се цели да се достигне предварително зададената. Като цяло температурата на водата, преминаваща през отоплителната серпентина, се поддържа с постоянна температура. Дебитът на топла вода през серпентината е главния параметър, контролиращ нивото на топлиния поток и следователно температурата на въздуха, преминал през нея. Въздушният поток през отоплителната секция се променя чрез скоростта на вентила-

тора, а позицията на жалузите се управлява, за да се поддържа постоянно статично налягане.

В стандартните СОВК топлинният източник - бойлер може да доставя вода до няколко отоплителни секции. В тези системи температурата на водата, достигаща до серпентините, не се контролира на локално ниво. Температурата на водата се поддържа постоянна, поради което всяка нейна промяна се разглежда като смущение. Големината на водния поток и температурата на входящия въздух са основните величини, които могат да бъдат управлявани на локално ниво, с цел достигане на излизащия от отоплителната секция въздух до зададената температура. Следователно контролерът на управлението се състои от множество контури, но липсват кръстосани обратни връзки.

#### 3. Управляващ алгоритъм

Съвременните СОВК използват най-често пропорционално-интегрални регулатори за контрол над отделните величини [7], [8]. В разглеждания от нас случай се контролират:

- Температурата на водата, доставяна от бойлера
- Температурата на въздуха, доставен до климатизираната зона
- Дебитът на водата през отоплителната серпентина

Съществена особеност на разглежданите системи е техният нелинеен характер [5]. Това налага ПИ регулаторът да се настройва на базата на максималната стойност на регулируемата величина, т.е. рядко се постига някаква оптимизация по теоретичен път. Поради това е практика настройваемите стойности на параметрите на регулаторите да се определят експериментално. Освен това всички регулиращи органи имат ограничения – моторът е с ограничена скорост, вентилът не може да бъде повече от напълно отворен или напълно затворен и т.н. В условията на експлоатация на една реална система твърде често управляващото въздействие достига границите на насищане на регулиращия орган, т.е. обратната връзка се "прекъсва" и системата работи като отворена. В този момент регулирането"приключва". Оттам идва и названието на ефекта "integrator windup". Ако се използва регулатор с интегралната съставка, грешката ще продължи да бъде интегрирана. Тогава интегралната съставка може да нарасне значително.

#### 4. Анализ на системата в реално време

За управление на разглежданата СОВК са използвани следните три ПИ регулатора : К<sub>Тws</sub>, К<sub>Tai</sub> и К<sub>Tao</sub>, всеки работещ по закона:

$$u(n) = u(n-1) + k_n [e(n) - e(n-1)] + k_i Te(n)$$

Чрез ограничаване на стойността на u(n) в определен обхват се избягва получаването на *windup* ефекта. Това ограничение отговаря на максималните и минималните нива на сигналите за управление. На фиг.2 е показан в средата на Simulink модел на ПИ регулатор с ограничаващ блок, приложен при настоящите изследвания.



Фиг. 2. ПИ регулатор, включващ antiwindup блок

На фиг.3 е показана блок схема на СОВК, като са посочени съответните входове и изходи и техните графични означения. Стойностите на коефициентите на пропорционалната и интегралната части на регулаторите, съответно K<sub>p</sub> и K<sub>i</sub>, при експериментите са посочени в Табл.1.



Табл.1. Стойности на К<sub>р</sub> и К<sub>i</sub> за трите регулатора

Фиг.3 Блок-схема на СОВК с три ПИ регулатора

## Входове

$C_{vp}$	управление трипътен вентил				
C <sub>bs</sub>	управление скорост вентилатор				
C <sub>dr</sub>	управление жалузи				
$C_{wh}$	управление нагревател бойлер				
T <sub>ar</sub>	температура изходящ въздух				
T <sub>ae</sub>	температура входящ въздух				

## Изходи

Fw	дебит на вода през серпентина
Fws	дебит на вода през цялата система
Fa	въздушен поток към климатизираната зона
Two	температура на водата на изхода на серпентината
Tao	температура на въздуха към климатизираната зона
Tai	температура на въздуха преди отоплителната секция
Twi	температура на водата, подавана към серпентината
Tws	температура на водата на изхода на бойлера

# 4.1. Модели в средата Simulink и в средата Хардуерно-симулирано управление в реално време





Фигура 4. Модел на СОВК в средата Simulink

<u>Модел на СОВК в средата Хардуерно-симулирано управление в реално</u> <u>време (HIL)</u>

Симулацията в този случай се пояснява графично на Фигура 5.

SIMULINK	→ REAL TIME WORKSHOP	<i>←</i> →	INTECO RT-DAC4 PCI	<i>←</i> →	TAC XENTA
----------	----------------------------	------------	--------------------------	------------	--------------

Фиг.5 Блок-схема на симулация от тип HIL

За провеждане на експерименти в реално време е използван контролерът ТАС Xenta 282. ПИ регулаторите са прехвърлени от Simulink модела в паметта на XENTA контролера.

Моделът на СОВК в средата: Simulink + Инструмент за работа в реално време + Програмируем контролер се пояснява на две фигури: фиг.6 (Simulink + Инструмент за работа в реално време) и фиг.7 (Програмируем контролер в средата TAC Menta) [4].



Фиг.6 Модел на СОВК в средата на Simulink с инструмент за работа в реално време



Фиг.7 Модел на регулаторите в средата на ТАС Menta

#### 5. Анализ на контролерната система с използване на модел в реално време

Проведени бяха експериментални анализи относно характера на преходните процеси при компенсиране на смущенията в два режима:

- Режим А върху модели без прилагане на програмната среда ТАС Menta (т.е. чисто симулационно моделно изследване в SIMULINK)
- Режим Б моделиране с включване в реално време на физически реализиран и работещ контролер за управлението на системата.

#### <u>РежимА</u>

На фиг.8 и фиг.9 са показани: реакцията на системата при повишаване на желаната температура в климатизираното пространство с 5°С. В началото на симулацията е зададена желана температура  $T_{ao}=29^{\circ}$ С и е изчакано системата да се установи. Това става в 375<sup>-та</sup> секунда от стартирането. На 1500<sup>-та</sup> секунда желаната температурата е променена на 34°С, в резултат на което регулаторът  $K_{Tao}$  е реагирал като отваря още трипътния вентил - за увеличаване потока на топла вода през отоплителната секция. Регулаторът  $K_{Tws}$  увеличава мощността на бойлера - за подържане температурата на водата в рамките на зададената чрез  $T_{ws}$  стойност. Около 600<sup>-та</sup> секунда след смущението се достига желаната температура. В 2500<sup>-та</sup> секунда от началото на симулацията е зададена отново първоначалната стойност на температурата - 29°С, като е наблюдавано подобно време за навлизането на системата в установен режим при този низходящ характер на процесите.



Фиг.8 Входове на системата



Фиг.9 Температури на въздуха и водата

## <u>Режим Б</u>

На фиг.10 са показани температурите на водата и въздуха, както и управляващите ги сигнали. В началото на симулацията е зададена желана температура  $T_{ao}$ =29°С и е изчакано системата да попадне в установен режим. Това става в 345<sup>-та</sup> секунда от стартирането и. На 430<sup>-та</sup> секунда желаната температурата се променя на 34°С, в резултат на което регулаторът  $K_{Tao}$  отваря още трипътния вентил - за да увеличи потока на топла вода през отоплителната секция. Регулаторът  $K_{Tws}$  увеличава мощността на бойлера - за да поддържа температурата на водата в рамките на зададената чрез  $T_{ws}$  стойност. Около 200<sup>-та</sup> секунда след смущението се достига желаната температура.


Фиг.10 Температури на въздуха и водата и управляващите ги сигнали

Обобщено, стойностите на някои показатели на преходния процес на основната регулируема величина – температурата на въздуха, постъпващ в климатизираното помещение, за двата режима са показани по-долу (Табл.2):

Показател	Режим А	Режим Б	Процентна разлика
Време за достигане на заданието, секунди	122	198	63%
Време за установяване, секунди	375	345	11%
Пререгулиране, процент	4.55	8.62	89%
Максимално отклонение по време на сму-	0.5	2.94	488%
щението			

Табл.2 Показатели на преходния процес за регулируемата величина  $T_{ao}$ 

От табл.2 личи необходимостта и полезността на включването на физически програмирания и работещ в реално време контролер при анализиране на реалните параметри на преходния процес. Това е особено значимо при оценяването на максималните отклонения на температурите (достига се до грешка при чистото моделиране от порядъка на 500%). Единствено при оценяването на времето за установяване е допустимо прилагането на подобно симулиране без включване в затворените контури на реалните физически контролери – там разликата е от порядъка на 10%. Горните изводи се базират на предположението, че реалното управление ще се реализира именно с посочените и използвани в затворените

контури контролерни устройства. Поради това се предполага, че именно в Режим Б точността е преследваната при проектирането на системата.

### Благодарности

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ – МОМН за финансирането на проект ДТК 02/1 – 2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

### Литература

- 1. RT-DAC4/PCI Multi I/O Board XILINX version, User's Manual, Kraków 2002
- 2. Real-Time Workshop® Target Language Compiler, 2009 The MathWorks, Inc.
- 3. RT-CON Real-Time Connection, User's Manual Version for Matlab 7.04 R14 SP2/SP3, INTECO 2004.
- 4. TAC Menta Graphical Programming Tool for TAC Xenta Controllers, Schneider electric, 2009
- 5. Jean Pascal Bourdouxhe, Marc Grodent, Jean Lebrun, Reference Guide for Dynamic Models of HVAC Equipment, American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers Inc., Atlanta, Georgia, 1998
- 6. Nils R. Grimm, Robert C. Rosaler, Handbook of HVAC Design. McGraw-Hill, New York, NY, 1990.
- 7. Roger W. Heines, Douglas C. Hittle, Control Systems for Heating. Ventilating, and Air Conditioning, Chapman & Hall, New York, NY, 5 ed., 1993
- 8. G. Shaavit, S.G.Brandt, The dynamic performance of a discharge air temperature system with a PI controller, Honeywell Inc., Arlington Heights, Illinois, January 1982.

**Автори:** гл.ас. д-р Евтим Йорданов Йончев, гл.ас. инж. Дочо Цанков Цанков, доц. д-р Тодор Стефанов Йонков, факултет АВТОМАТИКА, катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", E-mail address: *efo@tu-sofia.bg*, *tsj@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 08.06.2011

Рецензент доц. д-р Борис Борисов

## МОДЕЛНО БАЗИРАНО ПРЕДСКАЗВАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА ТЕМПЕ-РАТУРАТА В СИСТЕМИ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

## Диана Попова, Тодор Йонков, Цанко Георгиев, Евтим Йончев

**Резюме:** Статията представя приложението на моделно базиран предикторен управляващ алгоритъм, описан за модела на сграда. Моделът на климатизираното помещение е реализиран в Simulink, а онлайн симулацията се реализира в MATLAB. Основното предимство на предикторния алгоритъм пред класическите управляващи алгоритми е, че той е лесно приложим както за линейни, така и за нелинейни модели. Предложена е реализация на разработеното управление, базирана на приложения за работа в реално време на MATLAB.

**Ключови думи:** моделно базирано управление, предсказващо управление, приложение за работа в реално време

## MODEL BASED PREDICTIVE CONTROL ALGORITHM FOR TEMPERATURE CONTROL IN BUILDING AUTOMATION SYSTEMS

## Diana Popova, Todor Ionkov, Tzanko Georgiev, Evtim Yonchev

**Abstract:** The paper presents the application of the model based predictive control algorithm, described for the building model. The model of the room is realized in Simulink and the online simulation is conducted in MATLAB. The main advantage of the predictive algorithm over classic control algorithms is that it can be easily applied not only to linear, but also to non-linear models. A realization of the algorithm, based on MATLAB's Realtime Workshop is proposed. **Keywords:** model based control, predictive control, real time toolbox

### 1. Синтез на моделно предсказващо управление

Управлението на температурата е важен проблем във всяка система за сградна автоматизация. Тъй като основната част от консумираната енергия в една сграда се използва за отоплението, е важно да бъдат изследвани различни управляващи алгоритми, които ще позволят оптимизиране и намаляване на енергопотреблението. За да бъде направено това, е необходим модел на сградата, който да се използва при симулиране на топлинните процеси в нея. Такъв модел е представен в [2]. Също така е важно да се използват алгоритми, които лесно се адаптират към промените в поведението на потребителя и в околната среда.

### 1.1. Термален модел на климатизирано помещение

Моделът [2] е базиран на уравнението на енергийния баланс за вътрешния въздух. Вземат се предвид топлообмена между въздуха и стените, пода, покрива и др., както и топлинните потоци от околната среда (излъчване на слънцето, вятър, осветление и др.). Уравнението на енергийния баланс има следния вид:

$$C \frac{dT_{ind}(t)}{dt} = U.A.[T_{out} - T_{ind}(t)] + \frac{(n.\rho.c_p)_a.V}{3600}[T_{vent} - T_{ind}(t)]$$
(1)

Тук *C* е обобщения топлинен капацитет на сградата,  $T_{ind}(t)$ е температурата на въздуха вътре в сградата,  $T_{out}$  е външната температура и  $T_{vent}$  е температура, дължаща се на вентилацията. *А* и *V* са структурни параметри на сградата, *n* е коефициент, характеризиращ вентилацията и *U* е константа, характеризираща топлообмена между сградата и външния въздух. Моделът е реализиран в Simulink [2] и е показан на фиг.1. Той използва допълнителни вътрешни топлинни източници [2] като отдаваното от тях количество топлина зависи от астрономическото време. Предполага се, че във времето между 8:00 и 16:00 то е приблизително 2kW и 1kW през останалата част от деня.

Вентилацията зависи от температурата на вътрешния въздух. Това означава, че когато тя се променя между 20 и 30 °С, параметърът *n* се променя в диапазона  $[0.3-1.5]h^{-1}$  [2]. Това се използва по-късно при моделирането на структурата в структурата на управляващия алгоритъм.



Фиг.1. Термален модел на сграда

#### 1.2. Управляващ предсказващ алгоритъм

В статията е използван алгоритъмът, представен в [1], [3], [4], където е приложен за клас нелинейни обекти. За разглежданите от нас цели и модел на обекта за управление в настоящото изследване процесът на предсказване използва следните управляващи сигнали:

$$u_1 = \begin{bmatrix} u_{\min}, \dots, u_{\min} \end{bmatrix}$$
(2)

$$u_{2} = [u_{max}, u_{min} \dots u_{min}]$$
(3)  

$$u_{3} = [u_{min}, u_{max} \dots u_{max}]$$
(4)  

$$u_{4} = [u_{max}, \dots u_{max}]$$
(5)

Ако предсказаните изходи за всеки от управляващите сигнали (2)-(5) са съответно <sup>*y*<sub>1</sub>, *y*<sub>2</sub>, *y*<sub>3</sub>, *y*<sub>4</sub>, могат да бъдат направени следните полагания:</sup>

$$y_{max0} = max(y_1)$$
 (6)  

$$y_{max1} = max(y_2)$$
 (7)  

$$y_{min0} = min(y_3)$$
 (8)  

$$y_{min1} = min(y_4)$$
 (9)

Тогава се използват следните правила [1] за определяне на оптималното управление в следващия такт:

Случай 1: Ако 
$$y_{max0} < y_r$$
 и  $y_{max1} > y_r$ , то  $u(t) = \frac{(u_{max} - u_{min})}{(y_{max1} - y_{max0})} y_r + \frac{(u_{min} y_{max1} + u_{max} y_{max0})}{(y_{max1} - y_{max0})}$   
Случай 2: Ако  $y_{min0} < y_r$  и  $y_{min1} > y_r$ , то  $u(t) = \frac{(u_{max} - u_{min})}{(y_{min1} - y_{min0})} y_r + \frac{(u_{min} y_{min1} + u_{max} y_{min0})}{(y_{min1} - y_{min0})}$   
Случай 3: Ако  $y_{max0} > y_r$ , то  $u(t) = u_{min}$   
Случай 4: Ако  $y_{max1} < y_r$ , то  $u(t) = u_{max}$   
Случай 5: Ако  $y_{min0} > y_r$ , то  $u(t) = u_{min}$   
Случай 6: Ако  $y_{min1} < y_r$ , то  $u(t) = u_{max}$   
Във всички формули с  $y_r$  е означено заданието.

### 1.3. Симулационно изследване на предсказващия алгоритъм

За симулиране на процесите на топлообмен в сградата се използва моделът от фиг.2. Предполага се, че външната температура остава постоянна за целия период на симулацията. Блокът "Building" от фиг.2 представлява моделът от фиг.1. Оптималният управляващ сигнал постъпва на входа "Heat". Блокът n, ACH реализира следната сравнителна таблица за коефициента n:

T,[°C]	20	20,5	21	24	24,5	30
n,[1/h]	0,3	0,3	1	1	1,5	1,5

Таблицата използва линейна интерполация за изчисление на коефициента при произволна температура. Топлината, отдавана от вътрешните източници, се моделира като сума на константа (1000 W) и периодичен правоъгълен сигнал с амплитуда 1000 W, период 24 часа, ширина на импулса 8 часа и фазово закъснение 8 часа.

В симулацията се използват 2 такта на дискретизация - един за симулиране на реалната система (T01) и един за предсказване (T02). Те трябва да удовлетворяват условието T01 = N \* T02, където N е цяло положително число. Управляващият сигнал u(t) се изчислява според 6-те правила, описани в предходната точка и постъпва в системата с такт T01. Изходните последователности се предсказват с такт T02. Следователно в интервала [t, t+T01] всяка предсказана изходна последователност представлява вектор от N стойности в дискретните моменти t+T02,

t+2\*T02, ... t+N\*T02. Тези изходни последователности се анализират съгласно формули (6)-(9) за да се определи в кой от 6-те случая се намира системата. По този начин се изчислява управляващият сигнал u(t).

Конкретната сграда се симулира за период от 48 часа с тактове на дискретизация T01 = 1h и T02 = 5min. По този начин всяка от изходните последователности се състои от 12 стойности в дискретните моменти от време. По-долу са дадени останалите параметри, необходими за моделиране и симулиране на системата:  $U = 0.3W / (m^2.K)$   $A = 312m^2$  C = 2064kJ / K  $u_{min} = 0W$   $u_{max} = 800W$ 



Фиг.2. Simulink модел на системата

На фиг.3 и фиг.4 са дадени съответно изходният и управляващият сигнали когато  $y_r = 22^{\circ}C$  и  $T_{out} = 15^{\circ}C$ .



На фиг.3 се вижда, че вътрешната температура достига заданието, въпреки че се наблюдават известни колебания. Външната температура отговаря на пролетен или летен сезон. Проведена е още една симулация за стойности  $y_r = 14^{\circ}C$  и  $T_{out} = 0^{\circ}C$ , които могат да се отнесат по-скоро към есен или зима. Получените

процеси са показани на фиг.5 и фиг.6. На фиг.5 се вижда, че вътрешната температура отново достига заданието. Фиг.4 и фиг.6 се различават по броя превключвания на източника на топлина. На фиг.4 се наблюдава голям брой превключвания между 17-тия и 33-тия час от симулацията, което води до колебание на изходния сигнал около заданието. На фиг.6 управляващият сигнал в същия времеви интервал има постоянна стойност от 800 W. Резултатът е, че изходният сигнал също остава постоянен. Въпреки това може да се каже, че получените резултати и в двата случая са добри, тъй като системата успява да отработи заданието.



## 2. Реализиране на моделно базиран предсказващ алгоритъм с помощта на MATLAB разширения за работа в реално време

### 2.1. Компютърна управляваща система

Локалната система за контрол на температурата на въздуха е съставена от три ПИ регулатора и електрически задвижващи елементи. Заданието за подавана мощност се генерира от моделно базирания предсказващ алгоритъм от т. 1.2. Интерфейсът между управляващия персонален компютър и обекта за управление се осъществява чрез подходящ хардуер (Inteco RT-DAC/PCI) и софтуер за работа в реално време (MATLAB/Simulink).

Обобщено идеята за моделно-базираното управление в реално време в две програмни среди - моделиращата и управляващата, при реализиране на управляващи и информационни сигнали от реалния обект, е пояснена по-долу:



Фиг.7. Блок схема на система с моделно-базирано управление в реално време

За входно-изходен интерфейс е използван RT-DAC4/PCI (платката, показана на снимката по-долу) на полският производител INTECO (INtelligent TEchnology for Control). Разполага с аналогови и цифрови входове и изходи. За връзка с компютър се използва PCI слот. Работи под операционна система Windows. Събирането и обработването на данни става в реално време, без да се внася закъснение в системата. На платката има инсталиран Xilinx FPGA чип, който може да бъде препрограмиран за промяна на функционалността на входовете и изходите, без да се правят хардуерни модификации.



Фиг.8. RT - DAC4 / PCI

За управление и настройка на системата се използва средата на MATLAB. Това става благодарение на включените в нея Simulink и Real-Time Workshop (RTW) приложения, които работят в реално време и поддържат връзка с външни устройства. Това внася известно закъснение в системата, но това не е проблем, защото компонентите на обекта променят бавно своето състояние.

# 2.2. Експериментална климатична система - компоненти и входно-изходни параметри

Тестовата система се състои от турбинен вентилатор, бойлер, разширителен съд, помпа за вода, топлообменник, ротационен рекуператор, температурни датчици и сензори за дебит на вода и въздух, трипътен вентил, жалузи. Експерименталната система се състои от няколко подсистеми – нагнетателна и отоп-

лителна, които си взаимодействат при преминаването на въздушния поток през топлообменника, където водата отдава топлината си на въздуха.

### Нагнетателна/смукателна секция

Турбинните вентилатори се задвижват от електрически двигатели с честотно управление, като по този начин се регулира количеството въздух, преминаващо през системата. На фиг.9 е показана нагнетателната секция. Студения въздух, който постъпва отвън, попада в ротационен рекуператор, където протича топлообмен с въздуха от смукателната секция.

### Система за подгряване на вода

Системата за подгряване на вода е от затворен тип. Основните компоненти на системата са показани на фиг.9. Водата циркулира в системата благодарение на помпа, която се намира между бойлера и топлообменника. Терморегулатор следи за подържане на зададената температура на водата. От бойлера тя постъпва в разширителния съд, който работи под постоянно налягане през целия температурен диапазон. След това водата минава през трипътен вентил, показан на фиг.11. В зависимост от положението му, потокът на водата може да е затворен само през бойлера и разширителния съд или да минава през цялата система – включително топлообменника. Отварянето на клапана е линейно – всяка стъпка на отварянето му увеличава потокът на водата се увеличава експоненциално

## Топлообменник

На фиг.12 е показан топлообменник, който е ключово устройство в системата. Ролята му е да отдава топлина на преминаващият през него въздух.

### Измервателни сензори

За измерване на температурата на вода или въздух се използват индустриални сензори – променят съпротивлението си спрямо температурата. Тези, които измерват температурата на въздуха, са от типа "две точки" - дават средна аритметична стойност на двете измерени температури в началото и края на сензора. Въздушният поток се измерва с помощта на така наречената *тръба на Пито* и сензор за диференциално налягане. Водният поток през топлообменника се отчита със сензор, работещ на принципа на Кориолисовия ефект. Потокът на вода през помпата се измерва чрез сензори, вградени в нея.



Фиг.9. Нагнетателна секция



Фиг.10. Бойлер, водна помпа и разширителен съд



Фиг.11. Трипътен вентил



Фиг.12. Топлообменник

Управляващи устройства в подсистемата за климатизиран обект с общо (отдалечено) обработване на въздуха се състои от следните блокове:

- Ротационен рекуператор управлява се скоростта му на въртене (чрез вграден преобразувател – 0-10V управляващ сигнал) и съответно производителността му.
- Отоплителна секция управлява се дебита на топлоносителя, преминаващ през него (чрез трипътен вентил – 0-10V управляващ сигнал) и съответно производителността му.
- Охладителна секция управлява се дебита на студоносителя, преминаващ през него (чрез трипътен вентил – 0-10V управляващ сигнал) и съответно производителността му.
- Вентилатор управлява се скоростта на въртене на вентилаторът (чрез честотен преобразувател – 0-10V управляващ сигнал) и съответно скоростта (дебита) на въздуха подаван към помещенията.

Измерва се външната температура (смущаващо въздействие), както и скоростта (дебита) и температурата на подавания към помещенията въздух (обратни връзки).

### 2. 3. Физическа реализация

Спецификацията на полевата автоматика, контролерите и входно-изходните модули на опитната установка е показана в табл.4.

	Кат. номер	Модел	Описание
Ка	512-3160-000	STP 120-120	Температурен потопяем сензор
ЦИЛ	0-047-0006-0	SPD 110-500 Pa	Трансмитер за диф. налягане
Ma	0-046-0500-0	STR 350 LonMark	Стаен зонов сензор
3T0	514-1100-000	EGU	Сензор за външна температура
A	731-1725-000	V311T/15/4	Трипътен контролен вентил
		M400 S2	Електрическо задвижващо устройство
ЭПG	880-0251-050	1400-52	за вентил
Ш	877 0003 000	1 E7/ SD	Електрическо задвижващо устройство
	877-0003-000	L1 <sup>-</sup> 24-5K	за ПЖР

*Табл.4. Спецификация на полевата автоматика, контролерите и входно-изходните модули* 

	0-047-0104-0	SPD 900-200	Диференциален пресостат по налягане
	512-3006-000	STD 100-150	Канален температурен сензор
	512-3212-000	STC 110-400	Контактен температурен сензор за тръба
	326-0207-000	ATV 61 3kW	Честотен преобразувател
	326-1205-000	ATV 61 3kW	Lon модул за ATV 61
	ESMD152X2SFA	Lenze SMD	Честотен преобразувател
	SAP116850	Zenner - zelsius	Измервателно устройство на студова енергия
	SAP116850	Zenner - zelsius	Измервателно устройство на топлинна енергия
	PM810MG	PM 810	Измервателно устройство на ел.енергия
	0-073-0101-2	TAC Xenta 401	Контролер
I	0-073-0201-1	TAC Xenta 411	Вход/изход модул
ept	0-073-0245-0	TAC Xenta 421A	Вход/изход модул
ГО	0-073-0301-0	TAC Xenta 491	Вход/изход модул
d TH	0-073-0812-0	TAC Xenta 511B	Уеб Сървър
Koi	0-073-0031-0	TAC Xenta 282	Контролер
[	9-073-0010-1	PCLTA-card, FTT10	LTA адаптор за PC за FTT10 мрежа



Фиг.13. Контролерна реализация на управлението

### Заключение

В статията моделно базиран предикторен управляващ алгоритъм е приложен към модела на реална сграда. Системата е симулирана при различни задания и смущаващи въздействия, като и в двата случая успява да достигне заданието. Могат да бъдат проведени по-нататъшни изследвания с цел намаляване на колебанията на управляващия сигнал чрез преизчисляване на границите му или чрез използване на променливо задание [1].

### Благодарности

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ – МОМН за финансирането на проект ДТК 02/1 – 2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

### Литература

- [1]Radu Bălan, Olimpiu Hancu, Sergiu Stan, Ciprian Lapusan, Radu Donca, Application of a model based predictive control algorithm for building temperature control
- [2] Angela Sasic Kalagasidis, Simulink intro, LTH 2008
- [3]Radu Bălan, Sergiu Stan, Ciprian Lapusan, Some applications for nonlinear processes of a model based predictive control algorithm
- [4] Radu Bălan, Vistrian Maties, Olimpiu Hancu, Sergiu Stan, A model predictive control algorithm applied to non-linear processes

Автори: инж. Диана Йорданова Попова, доц. д-р Тодор Стефанов Йонков, гл.ас инж. Цанко Петров Георгиев, гл.ас. д-р Евтим Йорданов Йончев, факултет АВ-ТОМАТИКА, катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", E-mail address: *tsj@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 08.06.2011

Рецензент доц. д-р Борис Борисов



## АДАПТИВНО КОНТРОЛЕРНО УПРАВЛЕНИЕ В ИНТЕГРИРАНИ СГРАДНИ СИСТЕМИ

## Тодор Йонков, Христо Стоянов, Евтим Йончев, Дочо Цанков

**Резюме:** Разработена е управляваща стратегия, базирана на управление с променлива стъпка, включваща две различни управляващи структури, превключването между които е в зависимост от работния режим. Предложена е апаратна и програмна реализация на управлението на постъпващия въздушен поток в сградни системи за климатизация. В системата е включено супервайзорно ниво и графичен интерфейс. С реално получени експериментални криви на преходните процеси са доказани качествата на системата. **Ключови думи:** адаптивно управление, интелигентна сграда

## ADAPTIVE CONTROL IN SYSTEMS WITH CONTROLLERS FOR INTEGRATED BUILDING OBJECTS

### Todor Ionkov, Hristo Stoyanov, Evtim Yonchev, Docho Tsankov

Abstract: A Control strategy, based on a variable pitch control, is designed. The strategy includes two different control structures and switching between the structures dependingly on the operating mode. A hardware and software implementation of the control of the intake air flow in building air conditioning systems is proposed. The system includes a supervisor level and a graphical interface. The quality of the system is demonstrated in real experiments.

Keywords: adaptive control, intelligent building

### 1. Контролерна база

За изследване на управлението е избрана гама от програмируеми логически контролери TAC Xenta - серии 280 и 400 [1]. Контролерите се програмират за конкретно приложение и задачи, те съдържат логическата схема за управление на системата, LonWorks [2,4] комуникативни са и позволяват свързването им в мрежа. Контролерите обработват сигналите от датчиците и изработват управляващи сигнали към изпълнителните механизми, като решенията се вземат, базирано на алгоритъма и задачите, програмирани в тях.

Свободно програмируемите контролери нямат предварително зададена програма и параметри, а се програмират в зависимост от конкретна задача, параметри и място на употреба. Те могат да играят ролята на зонови контролери, като е възможно да се използват и за повече от една зона. Физическите входове и изходи на тези контролери са фиксиран брой (Xenta 200/300) или въобще такива не съществуват (Xenta 400). Към контролерите е възможно да се добавят входно-изходни точки с прилагането на входно-изходни модули. Входовете и изходите се разделят на дискретни и аналогови (някои от модулите имат и универсални входове), като характеристиките им се задават в програмата на контролера според вида на датчиците и изпълнителните устройства, включени към тях.

### 2. Обект за управление

Функционалната схема на експерименталната климатична камера, обект на изследването, е показана на фиг.1.



Фиг.1 Функционална схема на експериментална климатична камера

Обектът съдържа три взаимносвързани подсистеми за управление:

1. Подсистема с общо обработване на въздуха за климатизиран обект - състои се от следните блокове:

- Ротационен рекуператор управлява се скоростта на въртене чрез вграден преобразувател.
- Отоплителна секция управлява се дебита на топлоносителя, преминаващ през нея чрез трипътен вентил.
- Охладителна секция управлява се дебита на студоностителя, преминаващ през нея чрез трипътен вентил.
- Вентилатор управлява се скоростта на въртене чрез честотен преобразувател и съответно дебита на въздуха, подаван към помещенията.

В тази подсистема се измерват външната температура (смущаващо въздействие), скоростта (дебита) и температурата на подавания към помещенията въздух, в качеството им на обратни връзки при управлението.

2. Подсистема за генериране и дистрибуция на течен топлоносител - състои се от следните блокове:

- Електрически котел управлява температурата на топлоносителя.
- Трипътен вентил за отоплителната секция на вентилационната камера управлява дебита на топлоносителя.
- Циркулационна помпа поддържа постоянен дебита в системата за дистрибуция на топлоносител.

3. Подсистема за генериране и дистрибуция на течен студоносител - състои се от следните блокове:

• Водоохлаждаем термопомпен агрегат – управлява температурата на студоносителя.

- Трипътен вентил за охладителната секция на вентилационна камера управлява дебита на студоносителя.
- Циркулационна помпа поддържа постоянен дебита в системата за дистрибуция на студоносител.



На фиг.2 е показана общата блокова схема на изследвания обект

Фиг.2. Обща блокова схема на изследвания обект

# 3. Управление на температурата на входящия въздушен поток чрез комбинирана система по задание и смущение.

Структурната схема на затворената система за управление на изпълнителните механизми за регулиране на температурата на входящия въздух (трипътен вентил на отоплителна секция, ротационен рекуператор, трипътен вентил на охладителна секция) е показана на фиг.3.



Фиг.3: Структурна схема за управление на температурата на входящия въздух

Стратегията на управлението се разделя на два етапа:

**1 етап.** Управление по време на стартиране на системата с общо (отдалечено) обработване на въздуха за климатизираните помещения. За този етап, както и за втория, следващ след него, е характерно, че заданието се формира чрез нелинейна функционална зависимост, изградена от предварително фиксирани четири температурни точки, зависещи от външната температура (смущаващо въздействие). По време на стартиране инициализиращият блок сравнява заданието с външната температура и на базата на тази разликата изработва управляващ сигнал 100% отворено положение към трипътния вентил на отоплителната секция за предварително зададено време (4 секунди за 1С° разлика) с цел предварително подгряване на отоплителната секция при неработещи вентилатори.

2 етап. Управление след стартиране на системата с общо (отдалечено) обработване на въздуха за климатизираните помещения. След като завърши стартирането на системата управлението на изпълнителните механизми се реализира чрез модифициран ПИД регулатор, на входа на който се подава грешката между заданието и регулираната величина. Изходът на регулатора управлява логически блок, който определя към кои изпълнителни механизми да бъде подаден управляващият сигнал. Същността на модифицирания ПИД се състои в прилагането на многопозиционна система с променлива стъпка, зависеща от грешката между зададения и действителният дебит (в случая диференциално налягане) - фиг.4.



Фиг.4. Регулатор с променлива стъпка за управление на въздушен дебит

При отчитането на значителна по големина разлика се изработва управляващ сигнал с голяма стъпка S1 (с възможност за корекция от операторската станция от 1 до 5 Hz) [6, 7], докато при доближаване на измерената стойност до заданието, се преминава на изработване на управляващ сигнал с малка стъпка S2 (с възможност за корекция от операторската станция от 0,1 до 1 Hz). При достигане на предварително зададена зона на нечувствителност (dead zone) регулаторът не променя управляващия сигнал към изпълнителния механизъм (честотен преобразувател).

### 4. Програмна реализация на управлението.

За всеки контролер от системата се създава програма с логически функции [3], в нея се дефинират входно/изходните модули и типа на входовете/изходите им, които могат да са цифрови, аналогови или универсални.

Типът и характеристиките на входовете/изходите в програмата отговарят на физическите характеристики на свързаните към тях сензори и изпълнителни ме-

ханизми (за температурен сензор - термисторен/аналогов вход). Всеки вход/изход се наименува еднозначно в цялата система и се разглежда като сигнал с дадена стойност, възможно е дефинирането на сигнали, необвързани с физически вход/изход – константи или мрежови променливи. Входните сигнали се обработват от логически функции, изходите на които са свързани към изходните сигнали на последващи блокове. Логическите функции съдържат в себе си константи, времеви графици, логически оператори, модели на физически функции и т.н. За създаване на програмата и зареждането и в контролера се полазва софтуерното приложение ТАС Menta. То разполага с графичен интерфейс, в който сигналите и логическите функции са представени с графични обекти. Връзките между обектите са представени със свързващи линии, като свързването на обекти с различни характеристики (аналогов с дигитален) е невъзможно. С ТАС Menta е възможна и симулация на направената програма за откриване на грешки преди зареждането и в контролера.

На фиг.5 е изобразена част от текущата програма, а фиг.6 пояснява алгоритъма на PIDP регулатор. Описанието на входовете и изходите на регулатора е показано в табл.1.



Фиг.5. Регулатор PIDP



Фиг.6. Алгоритъм на регулатор PIDP

		Табл.1 Входове и изходи на регулатора		
MV	REAL	Измерена стойност		
SP	REAL	Задание		
Mode	INTEGER	Режим		
G	REAL	Пропорционална съставка		
Ti	REAL	Интегрална съставка		
Td	REAL	Диференциална съставка		
DZ	REAL	Зона на нечувствителност		
TSg	REAL	Следящ сигнал (актуалната стойност от предишния		
		контролен сигнал).		
ControlInt	REAL	Управляващ интервал (sec)		
UMin	REAL	Минимална стойност на управляващия сигнал		
UMax	REAL	Максимална стойност на управляващия сигнал		
StrokeTime	REAL	Време за реакция на задвижващия механизъм (sec)		
OUTPUT	REAL	Изход		

На фиг.7 е показан реализираният многопозиционен нелинеен регулатор с променлива стъпка за управлението на вентилаторите. Създадената програма е съвкупност от няколко подобни функционални блока и реализира напълно управлението на климатичната камера от изследвания обект. Съгласно програмната логика стартирането на системата ще се извърши в следната последователност в режим отопление, изобразена на фиг.8:

- Изчислява се разликата между външната температура и температурата в климатизираните помещения. На базата на тази разлика се калкулира и времето за предварително затопляне на отоплителната серпентина (например 150 сек.).
- При отчетен сигнал (ръчно форсиран, времеви график и др.) се подава управляващ сигнал към отоплителния вентил за отваряне на 100%. Моментът t1.
- След 60 сек. време за отваряне на отоплителният вентил на 100% започва да се отброява калкулираното време за предварително затопляне на серпентината. Моментът t2.
- След 150 сек. се подава управляващ сигнал на отоплителния вентил за затваряне на 0%, както и се подава управляващ сигнал към жалузийнните решетки за отварянето им на 100%. Моментът t3.
- След 60 сек. отоплителният вентил е отворен на 50% и се подава управляващ сигнал на ротационният рекуператор за достигане на максимални обороти 100%. Моментът t4.
- След 60 сек. жалузийните решетки са напълно отворени, рекуператорът работи на максимални обороти и отоплителната серпентина е предварително подгрята за новопостъпващия студен въздушен поток. Подава се управляващ сигнал на изсмукващия вентилатор за стартиране на 25Hz. Времената за развъртане на честотните преобразуватели на вентилаторите са настроени да постигат желаната честота за 30 сек.. Моментът t6.

- След 30 сек. се стартира подаващият вентилатор по описаната вече последователност. Моментът t7.
- След 30 сек. се счита че стартирането е завършило и управляваната полева автоматика преминава към управление от прилежащите им локални регулатори. Моментът t8.



Фиг.7. Многопозиционен нелинеен регулатор с променлива стъпка



Фиг.8: Примерна последователност при етапа на стартиране

### 5. Графичен интерфейс и супервайзорно ниво на управлението.

Графичният основен софтуерен модул с функции за цветна графика, обслужване на аларми, право на достъп/защита, планиране, хронологичен запис на трендданни и дублиране на данни. Графичният интерфейс на разработеното управление [5] се базира на няколко графични страници. На фиг.9 е показани интерфейс на параметрите на климатичната камера за свеж въздух.



Фиг.9. Графичен екран – параметри

Супервайзорното ниво на системата за сграден мениджмънт (BMS) е реализирано като операторска станция за диспечерско наблюдение и управление на процесите за контрол - графичен работен интерфейс, обработка на аларми, хронологичен запис на тренд-данни, дневник на системните операции, право на контролиран достъп и защита на данните. Поддържат се следните основни функции:

- Динамични тренд криви.
- Графично извеждане на стойностите и хронологичните записи.
- Снемане на данни в реално време.
- Следене на статуса и наличието на аларми.
- Подреждане на алармите по приоритети.
- Идентификация на потребителя.
- Изготвяне на времеви графици.
- Въвеждане на критични и предупредителни граници на контролираните параметри.
- Ръчно управление на консуматорите.

### 6. Експериментални резултати

Експерименталното изследване на системата е проведено в режим на нормална работа на системата в пусков и установен работни режими

Заданията на регулираните величини при изследването са:

- Дебит на изсмукващ вентилатор 1900m3/h
- Дебит на подаващ вентилатор 1900m3/h

- Температура на подавания въздух 22.4 С°
- Температура на топлоносителя 55 С°

Фигури 10, 11, 12 и 13 представляват "Online Chart" на различни величини при реални експерименти.



Фиг.10 Дебит на изхвърлящия вентилатор при стартиране



Фиг.12. Температура на подавания въздух при стартиране



Фиг.11. Дебит на изхвърлящия вентилатор по време на работа



Фиг.13. Температура на подавания въздух по време на работа

От фигурите може да се направи изводът, че температурният регулатор с дадените настройки, управлявайки ротационен рекуператор и трипътен вентил, поддържа заданието с удовлетворяващо качество. При стартирането благодарение на въведеното предварително загряване на отоплителната серпентина температурата на подавания въздух се понижава до минимална стойност  $20.8C^{\circ}$  (150 сек след стартирането на вентилаторите). След приключване на процеса на стартиране прилежащият регулатор поддържа зададената температура от  $22.4C^{\circ}$  с максимално отклонение по време на работа  $0.3C^{\circ}$ . Подсистемата за генериране и дистрибуция на течен топлоносител е със зададена температура  $55C^{\circ}$ , което показва че системата има капацитет да покрие по-големи топлинни товари. Регулаторът на въздушен дебит за време от 200 сек. достига заданието, но по време на работа се получават по-големи отклонения на действителните стойности от зададените (100m3/h). Причината за това е сравнително малката стойност на зададения дебит, високата чувствителност на измервателният сензор за скорост (дебит) на въздушният поток, изходният сигнал на който не е филтриран на етапа на изследвания, както и реализирания принцип на измерване на скорост на въздушен дебит (чрез измерване на диференциална разлика в налягането във прилежащият въздуховод). Това налага препоръката точността на регулиране да се подобри чрез въвеждането на допълнителни мерки като например: филтриране на входящия сигнал от сензора за скорост (дебит), промяна на зоната на нечувствителност (Dead Zone), промяна на стъпката на регулатора и др., като стойностите на всички параметри, подлежащи на оптимизиране, бъдат получени по експериментален път върху изградената опитна система.

### Благодарности

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ – МОМН за финансирането на проект ДТК 02/1 – 2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

### Литература

- 1. TAC Xenta 280/300/401 Product Manual, 2007 TAC AB.
- 2. Tiersch F. LONWORKS Technology: An Introduction 2000. 2007 TAC AB
- 3. TAC Menta Graphical Programming Tool for TAC Xenta Controllers, 2007 TAC AB
- 4. TAC Xenta Server Gateway Technical Manual, 2007 TAC AB.
- 5. Graphics Editor TGMLEditor for TGML Graphics, 2007 TAC AB.
- 6. M. Zaheer-Uddin. Optimal, sub-optimal and adaptive control methods for the design of temperature controllers for intelligent buildings, Building and Environment, 1993.
- 7. G.R.Zheng and M Zaheer-Uddin. Discharge air system: Modelling and optimal control, International Journal of Energy Research, June 1999.

Автори: доц. д-р Тодор Стефанов Йонков, инж. Христо Любенов Стоянов, гл.ас. д-р Евтим Йорданов Йончев, гл.ас. инж. Дочо Цанков Цанков, факултет АВТОМАТИКА, катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", E-mail address: <u>tsj@tu-sofia.bg</u>

Постъпила на 08.06.2011

Рецензент доц. д-р Борис Борисов



## ОПИТНА СИСТЕМА ЗА ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ОЦЕНКА НА УПРАВ-ЛЕНИЕТО И ЕНЕРГИЙНАТА ЕФЕКТИВНОСТ В СИСТЕМИ ЗА СГРАДНА АВТОМАТИЗАЦИЯ

## Христо Стоянов, Дочо Цанков, Евтим Йончев, Тодор Йонков

**Резюме**: В работата се описва създадена физическа опитна контролерна система за енергийни оценки на управлението на интегрирани сградни обекти. Системата позволява и оценка на качеството на управление. Получени са експериментални оценки за енергийната ефективност на три различни управляващи стратегии: класическо ПИ-регулиране, модифициран ПИД контролер и моделно-предиктивен контролер.

**Ключови думи:** енергийна ефективност, моделно предсказващо управление, експериментално оценяване

## EXPERIMENTAL SYSTEM FOR EVALUATION OF CONTROL QUALITY AND ENERGY EFFICIENCY IN BUILDING MANAGEMENT SYSTEMS

## Hristo Stoyanov, Docho Tsankov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov

Abstract: The work describe the development of physical experimental control system, based in controller family TAC Xenta, for energy evaluation of integrated building systems. The system also allows evaluation of the quality of control algorithm. Receive were experimental estimates of the energy efficiency of three different control strategies: a classical PI-control modified PID controller and model-predictive controller.

Keywords: energy efficiency, model predictive control, experimental estimation

### 1. Принципна основа

Реализацията на различни закони [3] за управление в системи за климатизация и вентилация изисква предварителното оценяване на тяхната енергийна ефективност. Ефективен начин за извършването на тази оценка е физическото експериментиране на различни закони за управление, съпроводено с реално измерване на консумираните мощности. За целта бе създадена опитна физическа система, включваща комплекс от две взаимосвързани изпълнителни системи за вентилация и климатизация. По този начин става възможно прилагането на едната в качеството й на управлявана (изследвана), а на другата - като "натоварваща", т.е. генерираща смущаващи въздействия. Блоковата схема на разработения комплекс е показана на фиг.1. Спецификацията на използваните при изграждането на системата полева автоматика, контролерите и входно/изходните модули, съгласно функционалната схема (фиг.2) е описана в табл.1.

Контролерите TAC Xenta [1] серии 280 и 400 се програмират [2] за конкретно приложение и задача, те съдържат логическата схема за управление на системата, LonWorks комуникативни [4] са и позволяват свързването им в мрежа. Контролерите обработват сигналите от датчиците и изработват управляващи сигнали към изпълнителните механизми, решенията се взимат вследствие на алгоритъма и задачите, програмирани в контролера.



Фиг. 1. Блокова схема на експерименталната постановка

Свободно програмируемите контролери нямат предварително зададена програма и параметри, а се програмират в зависимост от конкретна задача, параметри и място на употреба. Те могат да играят ролята на зонови контролери, като може да се използват за повече от една зона. Физическите входове и изходи на тези контролери са фиксиран брой (Xenta 200/300) или въобще такива липсват (Xenta 400), като към контролерите може да се добавят входно-изходни точки с добавянето на входно-изходни модули. Входовете и изходите се разделят на дискретни и аналогови (някои от модулите имат универсални входове), като характеристиките им се задават в програмата на контролера според вида на датчиците и изпълнителните устройства включени към тях.



Фиг.2. Функционална схема на опитната установка

	Модел	Описание	Означение
	STP 120-120	Температурен потопяем сензор	1T2, 1T4
	SPD 110-500 Pa	Трансмитер за диф. налягане	1P1, 1P2
	STR 350 LonMark	Стаен зонов сензор	1T8
	EGU	Сензор за външна температура	1T1
	V311T/15/4	Трипътен контролен вентил	1Y3, 1Y4, 1Y5, 1Y6
	M400-S2	Електрическо задвижващо уст-	1Y3, 1Y4, 1Y5, 1Y6
a		ройство за вентил	
ИК	LF24-SR	Електрическо задвижващо уст-	1Y1, 1Y2
aT		ройство за ПЖР	
MO	SPD 900-200	Диференциален пресостат по на-	1P3, 1P4
<b>IB</b> T		лягане	
3 <b>a</b> 5	STD 100-150	Канален температурен сензор	1T6, 1T7
лен	STC 110-400	Контактен температурен сензор	1T3, 1T5
По.	ATV 61 3kW	Честотен преобразувател	1V1
	ATV 61 3kW	Lon модул за ATV 61	
	Lenze SMD	Честотен преобразувател	1V3, 1V4
	Zenner - zelsius	Измервателно устройство на сту-	1W3, 1W4
		дова енергия	
	Zenner - zelsius	Измервателно устройство на топ-	1W1, 1W2
		линна енергия	
	PM 810	Измервателно устройство на	1PM1,1PM2,1PM3
		ел.енергия	

Табл.1 Спецификация на компонентите

	TAC Xenta 401	Контролер	A1
ł	TAC Xenta 411	Вход/изход модул	A2
epı	TAC Xenta 421A	Вход/изход модул	A3, A4
ГО	TAC Xenta 491	Вход/изход модул	A5
dTH	TAC Xenta 511B	Уеб Сървър	A7
K0F	TAC Xenta 282	Контролер	A6
I	PCLTA-card,	LTA адаптор за PC за FTT10	
	FTT10	мрежа	



Управлявана система



Смущаваща система

### 2. Възможности на системата за оценяване качеството на регулиране.

Експерименталните изследвания бяха проведени при подаване на топлинно смущение след установяване на системата. Заданията на поддържаните величини при изследванията са:

- Дебит на изсмукващия вентилатор 1700m3/h;
- Дебит на подаващия вентилатор 2200m3/h;
- Температура на подавания въздух 20.0 С°;
- Температура на топлоносителя 55 С°;
- Допълнително смущение с постоянна мощност 3.2kW;
- Време, за което е подавано смущението 150 минути.

Настройките на регулатора за управлението на отоплителния вентил и ротационния рекуператор са дадени в табл.2.

Табл.2 Параметри на регулаторит			
	Вентил Отопление	Ротационен Рекуператор	
Пропорционална съставка	5	7	
Интегрална съставка	240	120	
Диференциална съставка	0	0	
Зона на нечувствителност	0.1	0.1	

# Експериментални преходни процеси при смущения, компенсирани чрез локални ПИ регулатори

Фигури 3, 4 и 5 представляват "Trend Log" на температурата на подавания въздух, позицията на отоплителния вентил и скоростта на ротационния рекуператор при подадено външно смущение.



Фиг.3. "Trend Log" на температурата на подавания въздух при подадено външно смущение



Фиг.5. "Trend Log" на скоростта на ротационния рекуператор при подадено външно смущение



Фиг.4. "Trend Log" на позицията на отоплителния вентил при подадено външно смущение

От фигурите по-горе може да се направи изводът, че отклонението на температурата на входящия въздух при подаване на смущаващото въздействие достига максимално стойност 0.5С°. Наблюдава се затваряне на изпълнителния механизъм на отоплителният вентил, като за 18 минути достига напълно затворено положение (поддържане на температурата вече се осигурява чрез управление на скоростта на ротационния рекуператор). Скоростта на въртене на ротационния рекуператор намалява по-бавно спрямо

затварянето на отоплителният вентил, като за 80 минути достига скорост на въртене 10%, при която се установява управляваната температура. Малките отклонения на управляваната температура - 0.5С° при внезапно подаден топлинен товар като смущаващо въздействие говорят за постигане на относително добро качество на регулиране чрез локални ПИ контури.

3. Възможности на системата за оценяване на енергийната ефективност на различни управляващи алгоритми.

Постигането на възможности за енергетични оценки чрез експериментална опитна установка наложи в нея да бъдат включени седем измервателни устройства на топлинна и електрическа енергия, информацията от които се отчита чрез стандартни комуникационни протоколи (ModBus и Mbus) [5]. Функционалната схема на енергийно оценяваните величини е показана на фигура 6, а описанието им - в таблица 3.



Фиг.6. Система за енергийно оценяване

		Табл.3. Измервателни устройства		
W1	SAP116850	Измерване топлинна енергия на вентилационна ка-		
		мера		
W2	SAP116850	Измерване топлинна енергия на вентилаторни кон-		
		вектори		
W3	SAP116850	Измерване студова енергия на вентилационна камера		
W4	SAP116850	Измерване студова енергия на вентилаторни конвек-		
		тори		
PM1	PM810	Измерване електроенергия на полевата автоматика		
		на установката		
PM2	PM810	Измерване електроенергия на електрически котел		
PM3	PM810	Измерване електроенергия на водоохлаждащ агрегат		



Оценяване на топлинна енергия



Оценяване на електрическа енергия

Анализът на данните, натрупани от енергийните измерватели при различни алгоритми за управление с еднаква продължителност на експеримента, дават възможност за директната оценка на оптималната от енергийна гледна точка управляваща стратегия. Условията на провеждане на експериментите са пояснени на таблица 4.

Табл.4. Условия на провеждане на експериментите			
Скок на смущаващото въздействие спрямо мощността, консумирана в установен режим	40%		
Брой цикли за всеки изследван режим	15		
Продължителност на единичния цикъл	5 часа		
Брой на вътрешните цикли в динамичните режими	4		
Работни допустими граници на регулируемите температури	±15%		

## Експериментални оценки на енергопотреблението при различни работни режими и различни управляващи алгоритми

Проведени бяха експериментални изследвания при три различни алгоритъма за управление, разработени от нас:

- чрез локални ПИ-регулатори, контролерната реализация на които е показана на фиг. 7
- чрез модифицирано ПИД управление, контролерната реализация на което е показана на фиг. 8
- чрез моделно предиктивно управление, контролерната реализация на което е показана на фиг. 9



Фиг.7. ПИ контролерно управление при експериментиране на енергопотребление



Фиг.8. ПИД контролер при експериментиране на енергопотребление



Фиг.9. Моделно-предсказващо управление при експериментиране на енергопотребление

Табл.5. Енергопотребление при различни управляващи алгоритми			
	Управляващ алгоритъм		
	Локални ПИ	ПИД адаптивно	Моделно предсказващо
	регулатори	управление	управление
Енергопотребление			
в пускови режими	1 2+0 07	1 28+0 11	1 16+0 08
без смущаващи	1.2±0.07	1.20-0.11	1.10±0.08
въздействия			
Енергопотребление			
в установен режим			
/ Относителен брой	1+0 15 /	0 07+0 06 /	$0.88\pm0.1$ /
излизания на регу-	$1\pm0.137$	$0.97\pm0.007$	$0.88\pm0.17$
лируемата	1±0.2	0.95±0.00	0.70±0.09
температура извън			
работните граници			
Енергопотребление			
при компенсиране	1 /3+0 12	1 32+0 14	1 27+0 1
на смущаващи	1.43±0.12	1.32±0.14	1.2/±0.1
въздействия			

### Забележки:

- 1. За базов режим (с консумирана относителна енергия = 1 и относителен брой излизания на регулируемата температура извън работните граници = 1) е приет установен режим на стандартно ПИ-регулиране.
- 2. Всички останали резултати са представени в относителни единици спрямо базовия режим.
- 3. Статистическият анализ е проведен при 95% доверителен интервал.

Получените резултати доказват съществените енергийни предимства на моделно-предсказващите алгоритми в интергрираните сградни системи – постигната е икономия на енергия над 12% спрямо конвенционално прилаганите средства с локални ПИ-контури. Този подход е енергийно оптималният и в пусковите режими. Доколкото разликата (отново в негова полза) по отношение енергоикономичност в режими на компенсиране на смущения не е толкова отчетлива – около 5% спрямо адаптивните ПИД-алгоритми, може да се заключи необходимостта от допълнителни експериментални изследвания с различни модификации на предсказване при компенсиране на смущенията.

### Благодарности

Колективът изказва своята благодарност на ФНИ – МОМН за финансирането на проект ДТК 02/1 – 2009, във връзка с който са настоящите изследвания.

### Литература

- 1. TAC Xenta 280/300/401 Product Manual, 2007 TAC AB.
- 2. TAC Menta Graphical Programming Tool for TAC Xenta Controllers, 2007 TAC AB
- 3. ENGINEERING MANUAL OF AUTOMATIC CONTROL FOR COMMERCIAL BUILDINGS, 2 EDITION, 1997 Honeywell Inc.
- 4. TAC Xenta Server Gateway Technical Manual, 2007 TAC AB.
- 5. Classic Networks Technical Manual, Copyright © 2007 TAC AB.

Автори: инж. Христо Любенов Стоянов, гл.ас. инж. Дочо Цанков Цанков, гл.ас. д-р Евтим Йорданов Йончев, доц. д-р Тодор Стефанов Йонков, факултет АВ-ТОМАТИКА, катедра "Автоматизация на електрозадвижванията", E-mail address: *efo@tu-sofia.bg, tsj@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 08.06.2011

Рецензент доц. д-р Борис Борисов



## СТРАТЕГИЯ И ПРИЛОЖЕНИЯ НА УПРАВЛЕНИЕТО С ФРАКТАЛНА КОМПЕНСАЦИЯ НА ЗАКЪСНЕНИЕТО - I част (синтез)

### Емил Николов

**Резюме** - В работата се предлага съвършено нов клас фрактални системи за управление с компенсация на закъснението. Формулирана е стратегия за фрактална компенсация. Използването на компенсатори на закъснението в системите осигурява постигането на високо качество при управлението на индустриални обект със закъснение. Управлението с използване на алгоритми с оператори за интегриране и диференциране от непълен, дробен ред привежда системите в класа на робастните системи за управление. В работата се предлага системи за управление с компенсация на закъснението и за синтез на фрактални системи за управление с компенсация на закъснението. Проведен е анализ на качеството.

**Ключови думи -** фрактално управление с компенсация на закъснението - конфигуриране, проектиране, анализ и приложения, робастна устойчивост и качество, запаси на робастността

## **STRATEGY AND APPLICATIONS OF THE CONTROL WITH FRACTIONAL COMPENSATION OF DELAY - part I (design)**

### **Emil Nikolov**

Abstract - One essentially new class of fractional DTC control systems is proposed in the work. It is configured through combinations of strategy dead-time compensation control and fractional control. The use of fractional dead-time compensators in the systems gives advantages in quality control of industrial plants with a variable delay. The control with fractional operators of integration and differentiation enter the control systems in the class of robust control systems. In the work are given methods, criteria and synthesis algorithms for fractional DTC control systems. It is examined their application and the analysis of quality.

**Keywords** - Fractional Dead-Time Compensation Control - Configuration, Design, Analysis and Applications, Robust Stability and Performance, Robust Margins

### 1. Въведение

Известни са системите за управление от дробен, непълен ред [1] и системите с компенсация на закъснението (*DTC- Dead-Time Compensation*) [4-16]. Целта на настоящата работа е да представи и анализира стратегията за компенсация на закъснението и да предложи нов клас *DTC фрактални системи за управление* с

функционална компенсация от непълен, дробен ред на закъснението, както метод и алгоритъм за техния синтез, които да:

- комбинират ефективно стратегиите за управление с противодействие на вътрешни репараметризиращи/реструктуриращи смущения в обекта за управление, в т.ч. и по отношение на закъснението в обекта;
- използват фрактални алгоритми за управление [1], привеждащи ги в класа на робастните системи за управление.

Задачите, които се поставят в изпълнение на формулираната цел, са: структурното конфигуриране, систематизация на методите, критериите и алгоритмите за проектирането на *DTC фрактални системи за управление*, като за конкретен числен пример те се приложат за да се анализира и оцени ефективността на предлагания нов клас *DTC фрактални системи*.

Работата е представена в две части. Обект на разглеждане в първата част са стратегията и структурното конфигуриране, методите, критериите и алгоритмите за аналитичен синтез на разглежданите системи. Във втората част са представени резултати от приложенията, анализа, рабастния анализ на *DTC* фрактални системи за управление, изводите и литературата към разработката.

# 2. Стратегия и принцип на компенсацията на влиянието на закъснението в системите за управление

Наличието на закъснение  $\tau$  в обектите създава традиционни затруднения при управлението, а едни от "най-тежките" реструктуриращи смущения на обекта са тези, свързани с вариации в стойността на  $\tau$ . Закъснението  $\tau$  се изразява с ирационална съставяща  $e^{-\tau r}$  в аналитичния модел  $G = \hat{G} \cdot e^{-\tau r}$  на управлявания обект, последователно свързана с неговата рационална съставяща  $\hat{G}$ .

Рационални апроксимации на ирационалната функция  $e^{-r\rho}$  (моделираща закъснението по *Euler*) системно са разгледани в [2]. Тук се използва една от тях - верижна полиномиална рационална апроксимация, представена с генериращата функция  $R_{\rho,n}^{app}$  (1).

$$e^{-p\tau} \triangleq R_{0,n}^{app}(p) \equiv \prod_{k=1}^{n} k^{k} (k+(p\tau))^{-k}, (n \ge 1, p=\sigma+j\omega)$$

$$\tag{1}$$

$$\lim (1 + (p\tau)n^{-l})^{-n} = (1 + (p\tau)n^{-l})^{-n} \equiv n^{n} (n + (p\tau))^{-n} , (n \ge l, p = \sigma + j\omega)$$
(2)

Тя се основава на доказаната сходимост на граници на редици едномерни вектори (2), където: *p* е операторът на *Laplace*, *k* - броячът на генериращата функция (в конкретния случай - броячът на полиномите във веригата), *n* - редът на рационалната апроксимацията.

Като стратегия за компенсацията на влиянието на закъснението  $\tau$  на обекта в системите за управление, настоящата разработка предлага *принцип на последователната честотна корекция с оператори от непълен дробен ред* на  $e^{-\tau p}$  с помощта на динамична система  $F_{ME}^{c(w_c)}$ . Последната е функция на известната отнапред стойност на закъснението  $\tau$  и реализираща оператор за фрактално диференциране [1]  $D_{ME}^{c(w_c)}$  от дробен, непълен ред  $\varsigma = \varsigma(w_c)$  (4),

$$F_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})}(\tau,j\omega) \equiv F_{\tau}(\tau,j\omega) D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega), (\varsigma \equiv \varsigma(\omega_{c}))$$
(3)

$$\varsigma\left(\omega_{c}\right) = \left(-\arg\left(G\left(j\omega_{c}\right)\right)/(\pi/2)\right)$$
(4)

където  $\omega_c$  е срязваща честота на модела на обекта  $G = \hat{G} \cdot e^{-r\rho}$ 

Принципът на последователната честотна корекция с оператори от непълен дробен ред е изразен аналитично със зависимостта (5), основаваща се на честотните характеристики на моделите на закъснението  $e^{-\tau \rho}$  и на компенсиращата фрактална динамична система  $F_{ME}^{c(\alpha, \cdot)}$  в неограничен честотен диапазон  $\forall \omega \in [0, \infty)$ . Зависимостта (5) е същността на критерия за синтез на компенсационна динамична система  $F_{ME}^{c(\alpha, \cdot)}$  при начални условия - известни стойности на закъснението  $\tau$  и на срязващата честота  $\omega_c$  на модела на обекта.

$$e^{-j\omega\tau} F_{NE}^{\varepsilon(\omega_{c})}(j\omega) \equiv e^{-j\omega\tau} F_{\tau}(\tau, j\omega) D_{NE}^{\varepsilon(\omega_{c})}(j\omega) = 1 \iff \begin{cases} \left| exp(-j\omega\tau) \right| \left| F_{NE}^{\varepsilon(\omega_{c})}(j\omega) \right| \triangleq 1, \forall \omega \in [0, \infty) \\ arg(exp(-j\omega\tau)) + arg(F_{NE}^{\varepsilon(\omega_{c})}(j\omega)) \triangleq 0, \forall \omega \in [0, \infty) \end{cases}$$
(5)

Същността на използвания оператор  $D_{ME}^{\varsigma(m_{c})}$  за диференциране от дробен, непълен ред  $\varsigma$  (6), където  $\Gamma$  е гама функция, а  $\binom{\varsigma}{j}$  - биномиален коефициент, е ирационална, физически и технически нереализуема функция, което предопределя същия характер и на динамичната система  $F_{ME}^{\varsigma(m_{c})}$ .

Рационални апроксимации на  $D_{ME}^{c(m_{c})}$  са систематизирани в [1]. В случая е използвана рекурсивна полиномиална апроксимация с рационални функции, така че системата  $F_{ME}^{c(m_{c})}$ , да е рационална, реализуема функция, но за ограничен честотен диапазон  $\forall \omega \in [\omega_{b,c}, \omega_{b,c}]$  с помощта на фрактален диференциатор  $D_{ME}^{c(m_{c})}$  (7).

Тази възможност [1] определя трансформацията (8) на  $F_{ME}^{c(\omega_{e})}$  до  $F_{MEapp}^{c(\omega_{e})}$ , въз основа на която в окончателен вид реализацията на *принципа на последователната фрактална честотна корекция* на  $e^{-rp}$  (5) да бъде осъществявана с помощта на  $F_{MEapp}^{c(\omega_{e})}$  съобразно зависимостта (9) в *ограничен честотен диапазон*  $\forall \omega \in [\omega_{b,c}, \omega_{b,c}]$ 

$$D_{i}^{\varsigma} f(t) = \lim_{h \to 0} \frac{1}{h^{\varsigma}} \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^{j} {\varsigma \choose j} f(t-jh) ,$$

$$\left( {\varsigma \choose j} = \frac{\Gamma(\varsigma+1)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\varsigma-j+1)}; {\varsigma \choose 0} = 1 \right)$$
(6)

$$D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})} \triangleq D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})} = \left(\omega_{u} \ \omega_{h,\varsigma}^{-I}\right)^{\varsigma(\omega_{c})} \prod_{i=1}^{N} \left(I + j \ \omega \ \left(\omega_{i}^{-}\right)^{-I}\right) \left(I + j \ \omega \ \left(\omega_{i}^{-}\right)^{-I}\right), \ \left(\varsigma \equiv \varsigma \ \left(\omega_{c}\right)\right)$$
(7)

$$F_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})}(\tau,j\omega) \triangleq F_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})}(\tau,j\omega) = F_{\tau}(\tau,j\omega) D_{NE}^{\varsigma(\omega_{c})}, \quad \forall \omega \in [\omega_{b,\xi},\omega_{b,\xi}]$$
(8)

$$e^{-j\omega\tau} F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(\tau, j\omega) = e^{-j\omega\tau} F_{\tau}(\tau, j\omega) D_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega) = 1 \iff \left\{ \left\| \exp\left(-j\omega\tau\right) \right\| \left\| F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega) \right\| \stackrel{\leq}{=} 1, \forall \omega \in \left[\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}\right] \\ \arg\left(\exp\left(-j\omega\tau\right)\right) + \arg\left(F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega)\right) \stackrel{\leq}{=} 0, \forall \omega \in \left[\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}\right] \right\}$$
(9)

Предлаганият принцип и изпълнението на критерия (9) за неговата реализация са илюстрирани представително както следва.

За конкретен числен пример, моделиращ закъснение  $\tau = 3, s$  с верижен полином от трети ред (10) е синтезирана (по алгоритъм, разгледан в следващ раздел на настоящата разработка) динамична система  $F_{NE,qp}^{\varsigma(w_c)}$  (11), реализираща **принципа на последователната фрактална корекция** в ограничен честотен диапазон (12) за срязваща честота на примерен обект  $\omega_c = 0.1, rad/s$  с помощта на фрактален диференциатор  $D_{NE,qp}^{\varsigma(w_c)}$  (7) от ред  $\varsigma = 1.85$  с апроксимация от пети ред N = 5.

Динамичните системи  $e^{-3p}$ ,  $F^{\varsigma(w_c)}_{NE}$  и  $e^{-3p} \cdot F^{\varsigma(w_c)}_{NE app}$  са моделирани, а от симулацията на моделите им са показани: преходните h(t) (фиг.1) и импулсните преходни i(t) функции (фиг.2); преходните характеристики  $s_{\sigma}(t)$  на произволен входен сигнал e(t) (фиг.3, фиг.4); честотните характеристики w (с индекси в означенията съответно - " $\tau$ ", "F", " $\tau \cdot F$ ") - на фиг.5 ÷ фиг.8.

$$e^{-p\tau} = e^{-3p} \stackrel{\circ}{=} R^{app}_{o,s} \left( p \right) \equiv \left( 1 + \left( p \frac{\tau}{3} \right) \right)^{-3}, \left( n = 3 \right)$$

$$(10)$$

$$F_{NE \, app}^{\varsigma(\omega_{c})}(\tau, j\omega) = F_{\tau}(\tau, j\omega) D_{NE \, app}^{\varsigma(\omega_{c})}, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{b,\xi}],$$

$$F_{NE \, app}^{\varsigma(\omega_{c})} = F_{s}(D_{app}^{LSS}) = \frac{(p+1)}{(3p+1)} \left(\frac{(1,1523 \, p+1)}{(0,1072 \, p+1)} \frac{(0,3206 \, p+1)}{(0,0298 \, p+1)} \frac{(0,0891 \, p+1)}{(0,0083 \, p+1)} \frac{(0,0023 \, p+1)}{(0,0006 \, p+1)}\right), \quad (11)$$

$$(\tau = 3, s; \omega_{c} = 0.1, rad / s; \omega_{b,\varsigma} = 1.10^{-s}, rad / s; \omega_{b,\varsigma} = 1.10^{-t}, rad / s)$$

$$\omega \in \left[\omega_{b,\varsigma}, \omega_{b,\varsigma}\right], \left(\omega_{b,\varsigma} = 1.10^{-s}, rad/s; \omega_{b,\varsigma} = 1.10^{-s}, rad/s\right)$$
(12)

Показателни в разглежданата илюстрация са характеристиките на резултативната динамична система  $e^{-s_P} \cdot F_{ME,qqp}^{\epsilon}(a,c)$ , представяща резултата от предлаганата стратегия за компенсация на закъснението и съответния принцип. На посочените фигури тези характеристики са изобразени с помощта на линии със ситен пунктир. Очевидно е отклонението на  $h_{rr}(t)$  и на  $i_{rr}(t)$  от желаната стойност (единица, респективно нула) в диапазона от време по малък от закъснението  $\tau$ . Но за  $s_{rr}(t)$ (фиг.3, фиг.4), съвпадението  $s_{rr}(t) \triangleq e(t)$  показва висока точност на апроксимацията, макар и оценена в областта на времевите характеристики.

Прецизната оценка на ефекта от прилагането на *принципа на последователната фрактална корекция* за компенсация на закъснението е в контекста на честотните характеристики (фиг.5 ÷ фиг.8). **Bode**-характеристиката  $W_{rr}(j\omega)$  на резултативната динамична система  $e^{-s_{P}} \cdot F_{NE app}^{\varepsilon(m, l)}$  (фиг.6, фиг.8) удовлетворява изискванията  $|W_{rr}(j\omega)| \equiv 1, \forall \omega \in [\omega_{h,\varepsilon}, \omega_{h,\varepsilon}]$  И *arg*  $W_{rr}(j\omega) \equiv 0, \forall \omega \in [\omega_{h,\varepsilon}, \omega_{h,\varepsilon}]$ , което доказва изпълнението на критерия (11) при реализацията на честотната компенсация на закъснението.

Този резултат еднозначно потвърждава работоспособността и приложимостта на предлаганите стратегия и принцип на фрактална честотна компенсация на влиянието на закъснението в системите за управление.


#### 3. Структурно конфигуриране

В алгоритьма *к* на система (фиг.9) за управление на обект *G* със закъснение *т* могат да бъдат използвани оператори за интегриране *и* и диференциране *D<sup>s</sup>* от пълен  $R_{\mu\nu}$  (13) и от непълен, дробен  $R_{\mu\nu}$  (14) ред [1]. Но с възможностите на  $R_{\mu\nu}$ , разглежданата система притежава свойството инвариантност на запасите по модул *GM* и фаза *PM* към репараметризиране/реструктуриране на модела на обекта *G* в условия на априорна неопределеност, т.е. системата притежава робастни свойства. Репараметризиращите/реструктуриращите смущения в *G* са означени с *ξ*. Ефективна и приложима стратегия за преодоляване проблемите при управление на обекти със закъснение е тази, основаваща се на *DTC-компенсация* (фиг.10) на  $\tau$  с помощта на робастен филтър  $F_{\text{NEmo}}^{\varsigma(\sigma_c)}(1) \div (12)$ . Проектирането на  $F_{\text{NEmo}}^{\varsigma(\sigma_c)}$  е свързано с размера на закъснението *т*\* в номиналния модел на обекта *G*\*, а последователното участие на *г* = (*a*, *b*) в структурата на алгоритъма за управление (фиг.11) трансформира регулатора *к* до фрактален регулатор с префилтър, определен със зависимостта *г* (фиг.11). Конфигурирана по показания начин предлаганата и анализираната нататък в работата *DTC фрактална система* за управление (фиг.11) комбинира ефективно стратегиите за управление с противодействие на вътрешни смущения  $\xi$  в обекта за управление, като използва фрактален алгоритъм за управление, привеждащ я в класа на робастните системи за управление [1]. На фиг.12 е представена структурата на регулатора с входен СИГНАЛ  $\varepsilon$ , ИЗХОДЕН СИГНАЛ u И С АЛГОРИТЪМ  $R^{DTC} = F_{NE app}^{\varepsilon(\omega_c)} \cdot R, \left(R_{PID}^{DTC} = F_{NE app}^{\varepsilon(\omega_c)} \cdot R_{PID}\right)$  ОТ ДВЕ ПОСледователно свързани съставящи.



# 4. Методи, критерии и алгоритми за аналитичен синтез на *DTC*- фрактални системи

За всяка една съставяща на алгоритъма на *DTC-фрактална система* (фиг.12) са систематизирани: основните описания; динамичните параметри за настройка; методите, критериите и изискванията при техния аналитичен синтез.

Проектирането на *PID -съставящата R*<sub>*w*</sub> (13), респективно *ID -съставящата R*<sub>*w*</sub> (14) е във функция от номиналния модел на обекта *G*\* и се отличава [1] със следните:

$$R_{plD} = k_{p} (T_{i} p + 1) (T_{i} p)^{-1} (T_{d} p + 1) (T_{f} p + 1)^{-1} \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^{*}, (G^{*} = \hat{G}^{*} e^{-\tau^{*}p})$$
(13)

$$R_{ID} \equiv \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right) \triangleq \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{app} \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^{*}, \left(G^{*} = \hat{G}^{*}e^{-\tau^{*}p}\right)$$
(14.a)

$$R_{ID} = \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{app} = \left(\frac{I+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}{I+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}\right)^{\alpha}\prod_{i=1}^{N}\left(\frac{I+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-I}}{I+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-I}}\right) + \left(\frac{I+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}{I+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}\right)^{\beta}\prod_{j=1}^{M}\left(\frac{I+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-I}}{I+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-I}}\right), \quad (14.b)$$
$$\forall \omega \left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m}\right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB}\right], \left\{0 < \alpha < I\right\}; \left\{0 < \beta < I\right\};$$

• динамични параметри за настройка на  $R_{pp}$  респективно на  $R_{pp}$ : -  $k_p$ - коефициент на пропорционалност; -  $T_i$ ,  $T_a$  - времеконстанти на интегриране от пълен първи ред и на диференциране от пълен първи ред; -  $\alpha$ ,  $\beta$  - непълен ред на използваните оператори за интегриране и диференциране; -  $\omega_{b,l}$ ,  $\omega_{b,l}$ ,  $\omega_{b,l}$ ,  $\omega_{b,l}$ , - гранични честоти на хоризонталния профил в апроксимациите на операторите за интегриране и диференциране на операторите за интегриране и диференциране от непълен ред ( $\alpha$ ,  $\beta$ );

#### • метод за синтез - •полиномиалната рекурсивна апроксимация•;

- критерий •вертикален профил със зададени запаси на устойчивостта•;
- аналитични изисквания при синтеза на R<sub>10</sub> (15÷24)

Ø

$$N \ge 5; \quad n' = 2 \left( 1 - \left( \pi \right)^{-1} PM_{m}^{nom} \right)$$
(15)

$$\omega_{\mu} > 250 \ \omega_{c}; \qquad \alpha = n - n' = n - 2(\pi)^{-1} \operatorname{arc} \sin\left(GM_{m}^{\operatorname{nom}}\right)^{-1}$$
(16)

$${}_{IA} = 0.1 \, \omega_{u} , \quad \omega_{DA} = 1.1 \, \omega_{u} ; \qquad \lambda = \left( \omega_{h} \, \omega_{b}^{-1} \right)^{\left( aJ + a \right)} \tag{17}$$

$$\omega_{IB} = 0.9 \,\omega_{u} , \ \omega_{DB} = 10 \,\omega_{u} ; \qquad \eta = \left( \left( \omega_{h} \,\omega_{b}^{-I} \right)^{N^{-1}} \right)^{\left(0.9 - \alpha\right)} \tag{18}$$

$$\omega_{b} = 0.2 \ \omega_{A} \ , \ \omega_{0} = 0.85 \ \omega_{Ib} \ ; \qquad \omega'_{i+I} = (\lambda \eta)^{i} \ , \ \eta^{0.5} \ \omega_{b}$$

$$\tag{19}$$

$$\omega_{\scriptscriptstyle h} = 1,2 \; \omega_{\scriptscriptstyle B} \; ; \qquad \omega_{\scriptscriptstyle i+1} = (\lambda \eta)^{\scriptscriptstyle i} \cdot \lambda \cdot \eta^{\scriptscriptstyle 0.5} \; \omega_{\scriptscriptstyle b} \tag{20}$$

$$\left(\omega_{I_{i}}^{\prime}\right)^{-1} > \left(\omega_{I_{i}}\right)^{-1} > \left(\omega_{\sigma}\right)^{-1}; \quad \left(\omega_{D_{i}}^{\prime}\right)^{-1} > \left(\omega_{D_{i}}\right)^{-1}$$

$$(21)$$

$$\left(\omega'_{D_{i}}\right)^{-1} > \left(\omega_{D_{i}}\right)^{-1} > \left(\omega'_{I_{i}}\right)^{-1}; \quad \left(\omega'_{I_{i}}\right)^{-1} > \left(\omega_{I_{i}}\right)^{-1} > \left(\omega_{\sigma}\right)^{-1}$$

$$(22)$$

$$\omega_{u} > \omega_{c}; \qquad \omega_{u} \ge 250 \,\omega_{c}; \qquad \omega_{A} > \omega_{c}; \qquad \omega_{B} >> \omega_{c}; \qquad 0.5 \left(\omega_{IA} - \omega_{DB}\right) \le \left(\omega_{u} - \omega_{c}\right) \tag{23}$$

$$\omega_{b} > \omega_{c}; \qquad \omega_{b} < \omega_{A}; \qquad \omega_{h} > \omega_{B}; \qquad (\lambda \eta)_{opt} = 3.98; \qquad (\omega_{h} / \omega_{b})_{opt} = 250 \div 600$$
(24)

където:	
$I^{lpha}$ , $D^{eta}$	- фрактални оператори (оригинали, ирационални функции);
$I^{lpha}_{ app}, D^{eta}_{ app}$	<ul> <li>апроксимиращи оператори (апроксимации на оригиналите, рационални фун- кции);</li> </ul>
<i>i</i> , <i>j</i>	- брояч на съставящите на апроксимиращия полином (цяло число);
<i>M</i> , <i>N</i>	<ul> <li>брой на участващите форсиращи звена в апроксимиращия полином (цяло число);</li> </ul>
$GM{}_{\scriptscriptstyle m}{}^{\scriptscriptstyle nom}$ , $PM{}_{\scriptscriptstyle m}{}^{\scriptscriptstyle nom}$	- желани стойности на запаси на устойчивостта по модул и фаза на проекти- раната номинална система;
$\left( \left. \boldsymbol{\omega}_{i} \right)^{-i}  ight.$ , $\left( \left. \boldsymbol{\omega}_{i}^{*} \right)^{-i}$	- времеконстанти на участващите форсиращи звена в апроксимиращия полином (реални, положителни числа);
${\cal O}_{_{u}}$ , $\left( \left. {\cal O}_{_{u}} \right.  ight)^{\! -1}$	- единична честота и основна времеконстанта на фракталния регулатор;
<i>n'</i>	- ред на модела на обекта;
$\hat{G}$ *, $e^{-\tau^*p}$	- рационална ирационална съставящи в номиналния модела $G^*$ на обекта $G$ ;
${\cal W}_{_b}$ , ${\cal W}_{_h}$	- най-ниска и най-висока честоти на апроксимация;
$\mathcal{O}_{_{A}}$ , $\mathcal{O}_{_{B}}$	- долна и горна честоти на диапазона апроксимация;
λ, η	- рекурсивни фактори (показатели на рекурсията).

Проектирането (25.а) на *DTC* -*съставящата*  $F_{NE,qp}^{\varsigma(w_c)}$  (25.b) е във функция от закъснението  $\tau^*$  в  $G^*$  и се характеризира със следните:

$$F_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})} \underset{\{e^{-r^{c}}F_{\omega}=I\}}{\Leftrightarrow} \tau^{\ast}, \left(F_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})} = F_{\tau} D^{\varsigma} \triangleq F_{\tau} D_{app}^{\varsigma}\right)$$
(25.a)

$$F_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})} \triangleq F_{\tau} D_{app}^{\varsigma} = \frac{(1+p)}{(1+\tau_{F}p)} \left(\frac{\omega_{u}}{\omega_{h,\varsigma}}\right)^{\varsigma} \prod_{i=1}^{N} \frac{(1+p(\omega_{i})^{-i})}{(1+p(\omega_{i})^{-i})}$$
(25.b)

• *динамични параметри за настройка на*  $F_{NE,qpp}^{c(w_c)}$ : - $\tau_F \equiv \tau^*$ - времеконстанта на префилтъра, номинална стойност на закъснението на обекта; - $\varsigma$ - ред на оператора за фрактално диференциране; - $\omega_{h,c}$ ,  $\omega_{h,c}$ - гранични честоти на хоризонталния профил в модула на филтъра;

# • метод за синтез - •полиномиална рекурсивна апроксимация на фрактална честотна компенсация•;

•критерий - •адекватност на честотните характеристики на рационалната апроксимираща система и на честотните характеристики на ирационалната съставяща в номиналния модел на обекта в зададен честотен диапазон•

• аналитични зависимости, определящи синтеза на *г* (*a*) (26 ÷ 27):

$$\Phi_{ID}^{DTC}(p) = \frac{R_{ID}(p)\hat{G}^{*}(p)e^{-p\tau^{*}}F_{NEapp}^{c(\omega_{c})}(p)}{1+R_{ID}(p)\hat{G}^{*}(p)e^{-p\tau^{*}}F_{NEapp}^{c(\omega_{c})}(p)} = R_{ID}\hat{G}^{*}(1+R_{ID}\hat{G}^{*})^{-1}, \quad \left(e^{-p\tau^{*}}F_{NEapp}^{c(\omega_{c})}(p)=1\right)$$
(26.a)

$$\Phi_{_{PID}}\left(p, e^{_{-p\tau^{*}}}\right) = R_{_{PID}}\hat{G}^{*}e^{_{-p\tau^{*}}}\left(l + R_{_{PID}}\hat{G}^{*}e^{_{-p\tau^{*}}}\right)^{-1}$$
(26.b)

$$e^{-p\tau^{*}}F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(p) = 1 \iff \begin{cases} |exp(-j\omega\tau^{*})| |F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega)| \stackrel{\circ}{=} 1, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}] \\ arg(exp(-j\omega\tau^{*})) + arg(F_{NE\,app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega)) \stackrel{\circ}{=} 0, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{h,\xi}] \end{cases}$$
(27)

където  $\phi_{m}^{prc}$  (26.а) е предавателната функция на затворената система с фрактална компенсация на закъснението (фиг.11), която се отличава от предавателната функция на система за управление  $\phi_{pro}$  (26.b) на същия обект с *PID*-регулатор без фрактален компенсатор по това, че не е функция на закъснението в обекта  $e^{-pr}$ .

Аналитично проектиране на *R*<sup>*mc*</sup> (28) в *DTC фракталната система* (фиг.3, фиг.4) с *ID*- фрактален регулатор с *DTC* -компенсация на закъснението използва:

• метод - •полиномиална рекурсивна апроксимация на фрактална честотна компенсация и уравнение на лентов филтър•,

• критерий (29) - •вертикален профил със зададени запаси на устойчивостта•, •адекватност на честотните характеристики на рационалната апроксимираща система и на честотните характеристики на ирационалната съставяща в номиналния модел на обекта в зададен честотен диапазон•

$$R_{ID}^{DTC} = F_{NEapp}^{\varsigma(\omega_c)} R_{ID} \equiv \left( F_{\tau} D_{app}^{\varsigma} \right) \left( I^{\alpha} D^{\beta} \right)$$
(28)

$$a) \rightarrow \gg \qquad \Pi : \begin{cases} \ell_{a} (j\omega) = G^{\bullet} (j\omega) - G^{*} (j\omega) ; |\ell_{a} (j\omega)| \leq \overline{\ell}_{a} (j\omega) \\ \ell_{u} (j\omega) = \ell_{a} (j\omega) (G^{*} (j\omega))^{-1} ; |\ell_{u} (j\omega)| \leq \overline{\ell}_{u} (\omega) \end{cases} \\ \begin{cases} GM \equiv 20 \log_{10} \left| W_{NE}^{\frac{gabarin}{vertical}} (\xi, j\omega_{\pi}) \right| \equiv const, [dB] \\ \omega_{\pi}^{nom} : arg W_{NE}^{nom} (j\omega_{\pi}^{nom}) = -\pi \iff GM_{m}^{nom} (\omega_{\pi}^{nom}) \\ PM \equiv -\left(arg \left( W_{NE}^{\frac{gabarin}{vertical}} (\xi, j\omega_{u}) \right) + I80^{\circ} \right) \equiv const, [deg] \\ \omega_{u}^{nom} : \left| W_{NE}^{nom} (j\omega_{u}^{nom}) \right| = I \iff PM_{m}^{nom} (\omega_{u}^{nom}) \\ (29) \end{cases} \\ c) \rightarrow \gg \qquad F_{NE}^{\circ (\omega_{e})} : \begin{cases} |exp (-j\omega\tau^{*})| |F_{NE}^{\circ (\omega_{e})} (j\omega)| \equiv 1, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{b,\xi}] \\ arg (exp (-j\omega\tau^{*})) + arg (F_{NE}^{\circ (\omega_{e})} (j\omega)) \equiv 0, \forall \omega \in [\omega_{b,\xi}, \omega_{b,\xi}] \end{cases} \end{cases}$$

където:

функционалната област на вариации в модела на управлявания обект, описваща априорната неопределеност;

*G* - модел на смутения на "най-горна" граница обект за управление;

*l*<sub>*m</sub></sub>, <i>l*<sub>*a*</sub> - мултипликативни и адитивни вътрешни смущения в обекта за управление.</sub>

Аналитичният синтез на *к*<sup>*DTC*</sup> (28) в *DTC фракталната система* (фиг.11, фиг.12) следва алгоритъма (30÷39):

• синтез на *ID*- фрактален регулатор  $R_{\mu\nu}$  (30÷35)

$$n' = 2 \left( 1 - (\pi)^{-1} PM_{m}^{nom} \right)$$
(30)

$$\alpha = n' - n = n' - 2\left(I - \left(PM^{nom}\left(j\omega_{u}^{nom}\right)\right)/\pi\right); \alpha = \log \lambda \left(\log \left(\lambda \eta\right)\right)^{-1}$$
(31)

$$N \ge 5 ; \omega_{u} > 250 \; \omega_{c} ; \; \omega_{IA} = 0.1 \; \omega_{u} \; , \; \omega_{DA} = 1.1 \; \omega_{u} \; , \; \omega_{IB} = 0.9 \; \omega_{u} \; , \; \omega_{DB} = 10 \; \omega_{u}$$
(32)

$$\omega_{b} = 0.2 \ \omega_{A}, \ \omega_{0} = 0.85 \ \omega_{Ib}; \ \omega_{b} = 1, 2 \ \omega_{B}; \ \lambda = \left(\omega_{A}, \ \omega_{b}^{-1}\right)^{\left(0.1 + \alpha\right)}; \ \eta = \left(\left(\omega_{A}, \ \omega_{b}^{-1}\right)^{N^{-1}}\right)^{\left(0.9 - \alpha\right)}$$
(33)

$$\omega'_{i+i} = (\lambda \eta)^{i} \cdot \eta^{\circ, 5} \omega_{b} ; \omega_{i+i} = (\lambda \eta)^{i} \cdot \lambda \cdot \eta^{\circ, 5} \omega_{b}$$
(34)

$$R_{ID} = \left(I^{\alpha}D^{\beta}\right)_{app} = \left(\frac{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{bI}\right)^{-I}}\right)^{\alpha}\prod_{i=1}^{N}\left(\frac{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{Ii}\right)^{-I}}\right) + \left(\frac{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{bD}\right)^{-I}}\right)^{\beta}\prod_{j=1}^{M}\left(\frac{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-I}}{1+p\left(\omega_{Dj}\right)^{-I}}\right), \\ \forall \omega\left(\overline{\ell}_{a}, \overline{\ell}_{m}\right) \in \left[\omega_{IA}, \omega_{DB}\right], \left\{0 < \alpha < I\right\}; \left\{0 < \beta < I\right\}; \\ \left(\omega_{Ii}'\right)^{-I} > \left(\omega_{Ii}'\right)^{-I} > \left(\omega_{0}'\right)^{-I} > \left(\omega_{Dj}'\right)^{-I} > \left(\omega_{Dj}''\right)^{-I} > \left(\omega_{Dj}''\right)$$

• синтез на фрактален *DTC-компенсатор* на закъснение  $F_{NE app}^{c(o_c)}$  (36÷39):

$$\varsigma = \left(-\arg\left(G^*\left(j\omega_c^*\right)\right)/(\pi/2)\right); \ \tau_F = \tau^*; \zeta = \log\lambda\left(\log\left(\lambda\eta\right)\right)^{-1}; \lambda\eta = 3,58$$
(36)

$$1000 \ \omega_c^* \le \ \omega_u \le 2000 \ \omega_c^* \tag{37}$$

$$\omega_{A} = 0,10 \ \omega_{u} \ ; \ \omega_{B} = 10,00 \ \omega_{u} \ ; \ \omega_{b,\zeta} = 0,2 \ \omega_{A} = 0,02 \ \omega_{u} \ ; \ \omega_{h,\zeta} = 1,2 \ \omega_{B} = 12,00 \ \omega_{u} \omega_{I} = \lambda^{-0.5} \ \omega_{u} \ ; \ \omega_{I} = \lambda^{+0.5} \ \omega_{u} \ ; \ \omega_{N} = \eta^{-0.5} \ \omega_{h,\zeta} = \eta^{-0.5} \ 12,00 \ \omega_{u}$$
(38)

$$F_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})}(j\omega) \triangleq F_{\tau} D_{app}^{\varsigma} \equiv \frac{(1+j\omega)}{(1+j\omega\tau_{F})} \left(\frac{\omega_{u}}{\omega_{h,\varsigma}}\right)^{\varsigma} \prod_{i=1}^{N} \left(1+j\frac{\omega}{\omega_{i}}\right) \left(1+j\frac{\omega}{\omega_{i}}\right)^{-1}$$
(39)

Представеният алгоритъм (30÷39) се състои от два основни етапа. Достигнатите решения на който и да е от тях, не са функция на решенията на другия етап. Етапите са независими, както и поредността им в процеса на проектиране на системата. Началните условия за аналитичния синтез на  $R_{m}^{DTC}$  [3] са априори известни или зададени в процеса на проектиране:  $G^*$ , G'',  $GM_{m}^{mm}$ ,  $PM_{m}^{mm}$ ,  $\tau^*$ ,  $\omega_p$ .

По алгоритъма (30÷39) се определят стойностите на динамичните параметри за настройка на  $R_{m}^{\text{DTC}}$ :  $\alpha$ ,  $\beta$  - непълен ред на използваните оператори за интегриране и диференциране в  $R_{m}$ ;  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$  - гранични честоти на хоризонталния профил в апроксимациите на операторите за интегриране и диференциране от непълен ред;  $\tau_{r}$  - времеконстанта на  $F_{mr}$ ;  $\varsigma$  - ред на оператора за фрактално диференциране;  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\varepsilon_{r}$  - ред на оператора за фрактално диференциране;  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$ ,  $\varepsilon_{r}$  - ред на оператора за фрактално диференциране;  $\omega_{b,r}$ ,  $\omega_{b,r}$  - гранични честоти на хоризонталния профил в модула на  $F_{mr}^{\varsigma(mr)}$ . Втората част на настоящата разработка е посветена на приложенията и анализа на разглеждания клас системи, в нея е систематизирана и цитираната литература.

**Автор:** Емил Николов, проф. дтн, д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



## СТРАТЕГИЯ И ПРИЛОЖЕНИЯ НА УПРАВЛЕНИЕТО С ФРАКТАЛНА КОМПЕНСАЦИЯ НА ЗАКЪСНЕНИЕТО - II част (анализ)

#### Емил Николов

**Резюме** - В работата се предлага съвършено нов клас фрактални системи за управление с компенсация на закъснението. Формулирана е стратегия за фрактална компенсация. Използването на компенсатори на закъснението в системите осигурява постигането на високо качество при управлението на индустриални обект със закъснение. Управлението с използване на алгоритми с оператори за интегриране и диференциране от непълен, дробен ред привежда системите в класа на робастните системи за управление. В работата се предлага синтез на фрактални системи за управление с компенсация на закъснението. Проведен е анализ на качеството.

**Ключови думи -** фрактално управление с компенсация на закъснението - конфигуриране, проектиране, анализ и приложения, робастна устойчивост и качество, запаси на робастността

## **STRATEGY AND APPLICATIONS OF THE CONTROL WITH FRACTIONAL COMPENSATION OF DELAY - part II (analysis)**

## Emil Nikolov

Abstract - One essentially new class of fractional DTC control systems is proposed in the work. It is configured through combinations of strategy dead-time compensation control and fractional control. The use of fractional dead-time compensators in the systems gives advantages in quality control of industrial plants with a variable delay. The control with fractional operators of integration and differentiation enter the control systems in the class of robust control systems. In the work are given methods, criteria and synthesis algorithms for fractional DTC control systems. It is examined their application and the analysis of quality.

**Keywords -** Fractional Dead-Time Compensation Control - Configuration, Design, Analysis and Applications, Robust Stability and Performance, Robust Margins

В първата част на настоящата разработка са разгледани стратегията, структурното конфигуриране, методите, критериите и алгоритмите за аналитичен синтез на *DTC фрактални системи*. Тази втора част е посветена на приложенията, анализа и робастния анализ на този клас системи за управление, заключение и оценка на резултатите, както и систематизация на цитираната литература.

#### 5. Приложения, анализ и робастен анализ на *DTC* фрактални системи за управление

За конкретен примерен обект за управление *G*, представен с номиналния *G*\* (40) и смутения на най-горна граница *G*\* (41) модели на фиг.13фиг. (*s*-хидравлично натоварване и *e*-позиция на дроселиращата система на регулиращия орган), са синтезирани четири системи за управление: • *PID-система* (фиг.9) с регулатор  $R_{PD}$  (45.a); • *DTC фрактална PID-система* (фиг.11) с регулатор  $R_{PD}$  (45.b); • фрактална *ID-система* (фиг.9) с регулатор  $R_{PD}$  (42); • *DTC фрактална ID-система* (фиг.11) с регулатор  $R_{PD}$  (44) по алгоритъма (30÷39).

$$G^{*} = \hat{G}^{*} \cdot e^{-\tau^{*}p} = \frac{(p+1)}{(1,6\ p+1)} \cdot \frac{(1-s(1-e^{-s}))^{-0.s}}{(0,04\ p+1)} \left(\frac{15}{(4\ p+1)(9\ p^{2}+3\ p+1)}\right) \cdot (1+p)^{-3}, (s=0,315)$$

$$\left(e^{-\tau p} \triangleq (1+(p\ \tau/3))^{-3} \triangleq (1+p)^{-3}, (\tau=\tau^{*}=3,s)\right)$$

$$(40)$$

$$G^{\bullet} = \hat{G}^{\bullet} \cdot e^{-z^{\bullet} p} = \frac{(p+1)}{(1,6\ p+1)} \cdot \frac{(1-s(1-e^{-s}))^{-0.5}}{(0,04\ p+1)} \left(\frac{15}{(4\ p+1)(9\ p^{2}+3\ p+1)}\right) \cdot (1+1,66\ p)^{-s} (s=0,815)$$
(41)

$$R_{ID} \stackrel{\circ}{=} \left(I^{1.22} D^{0.44}\right)_{app} = \frac{\left(2 p+1\right) \left(2,18 p+1\right) \left(0,61 p+1\right)}{\left(4,13 p+1\right) \left(1,15 p+1\right)} + \frac{\left(0,41 p+1\right) \left(0,11 p+1\right)}{\left(0,21 p+1\right) \left(0,06 p+1\right)}$$
(42)

$$F_{NE,app}^{\varsigma(\omega_{c})} \triangleq F_{\tau} D_{app}^{LSS} = \frac{(p+1)}{(3p+1)} \frac{(1,1523 \, p+1)}{(0,1072 \, p+1)} \times \frac{(0,3206 \, p+1)(0,0248 \, p+1)(0,0069 \, p+1)}{(0,0238 \, p+1)(0,0006 \, p+1)}, \qquad (43)$$

$$(\tau^{*}=3,s; \ \omega_{u}=1,rad \ / \ s)$$

$$R_{ID}^{DTC} = R_{ID} F_{NEapp}^{\varsigma(\omega_c)} = F_{\tau} D_{app}^{1,85} \cdot \left( I^{1,22} D^{0,44} \right)_{app}$$
(44)

$$R_{PD} = 2,35 \ (8 \ p+1)(8 \ p)^{-1} \ (2 \ p+1)(0,4 \ p+1)^{-1}$$
(45.a)

$$R_{PID}^{DTC} = R_{PID} F_{NE app}^{\varsigma(\omega_{c})} = F_{\tau} D_{app}^{1.85} \cdot 2,35 (8 p+1)(8 p)^{-1} (2 p+1)(0,4 p+1)^{-1}$$
(45.b)

$$W_{i}^{*} = R_{i} G^{*}; \quad W_{i}^{-} = R_{i} G^{-}$$
 (46)

$$\left| I + G^*(\omega) R_i(\omega) \right| > r^{\circ}(\omega), \forall \omega$$
(47)

$$\left| 1+G(\omega)R_{i}(\omega) \right| \geq \left| 1+G^{*}(\omega)R_{i}(\omega) \right| - r^{\circ}(\omega), \forall G \in \Pi; \forall \omega$$
(48)

$$\pi (j\omega) \in \mathcal{W} (j\omega), (\omega \in [0;\infty))$$
(49)

$$\pi^{\circ}(j\omega_{i}) = \begin{cases} \operatorname{Re}^{\circ}(\omega_{i}) = \operatorname{Re}^{\ast}(\omega_{i}) + r(\omega_{i})\cos\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \\ \operatorname{Im}^{\circ}(\omega_{i}) = \operatorname{Im}^{\ast}(\omega_{i}) + r(\omega_{i})\sin\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \end{cases}$$
(50)

$$r^{\circ}(\omega_{i}) = |l_{a}(\omega_{i})R(\omega_{i})| = |l_{m}(\omega_{i})R(\omega_{i})|$$
(51)

$$RS_{I} \Rightarrow \left| \eta^{*}(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right| < I, \left( \forall \omega, \omega \in [0, \infty); \eta^{*} = RG^{*}(I + RG^{*})^{-I} \right)$$

$$(52)$$

$$RP_{i} \Rightarrow \left| \eta^{*}(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right| + \left| e^{*}(\omega) v(\omega) \right| < I, \left( \forall \omega, \omega \in [0, \infty); e^{*} = (I + RG^{*})^{-i} \right)$$

$$(53)$$

$$k_{MSOL} \left( \omega \right) = r^{\circ} \left( j\omega \right) \left| 1 + R \left( j\omega \right) G^{*} \left( j\omega \right) \right|^{-1} \leq 1, \quad \left( \forall \omega, \omega \in [0, \infty] \right)$$
(54)

$$k_{MPOL} \left(\omega\right) = \left(\left|1 + R\left(j\omega\right)G^{*}\left(j\omega\right)\right| - r^{\circ}\left(j\omega\right)\right)\left|1 + R\left(j\omega\right)G^{\bullet}\left(j\omega\right)\right|^{-1} \le 1, \quad \left(\forall \omega, \omega \in [0, \infty)\right)$$
(55)



Системите с алгоритми за управление основани на:  $R_{PD}$  (45.a),  $R_{PD}$  (45.b),  $R_{DD}$  (42) и  $R_{DD}$  (44), с индекси съответно - *PID-, PID* • *DTC-, ID-, ID* • *DTC-*, са моделирани. Резултатите от тяхната паралелна симулация са показани както следва *за*:

- алгоритмите за управление чрез:
  - преходните функции  $h_{s_i}(t)$  (фиг.14.а), и честотните характеристики  $R_i(j\omega)$  (фиг.14.b,c,d) на *PID-, PID* ° *DTC-, ID-, ID* ° *DTC-* регулаторите (45.а), (45.b), (42) (44);

• характеристиките на номиналните затворени ( $\phi_i$ )/отворени ( $w_i$ ) *PID*-, *PID* • *DTC*-, *ID* • *DTC*- системи за  $G^*$  (40) при s=0,3=const чрез:

• преходни  $h_{\sigma_{e}}(t)$  (фиг.16.а), импулсни преходни  $i_{\sigma_{e}}(t)$  функции (фиг.16.b) и преходни характеристики  $y_{\sigma_{e}}(t)$  (фиг.16.c,d) на произволен входен сигнал  $y^{\circ}(t)$ ;

•• честотни характеристики  $W_{R}(j\omega)$  (фиг.17);

• *характеристиките* на *PID-, PID \circ DTC-, ID-, ID \circ DTC-системите като функ-*ция на указания (29.а) диапазон на вариации  $\xi$  на параметрите на обекта *G* при  $s \in [0,3,0,8]$  чрез:

- преходни  $h_{\sigma_i}(t,s)$  (фиг.18.а), импулсни преходни  $i_{\sigma_i}(t,s)$  функции (фиг.18.b) и преходни характеристики  $y_{\sigma_i}(t,s)$  (фиг.18.c,d) на произволен входен сигнал  $y^{\circ}(t)$ ;
- •• честотни характеристики  $W_{s}(j\omega, s)$  (фиг.19);

• честотния 2D-3D Nyquist- (фиг.20) и Black-Nichols-робастен анализ (фиг.22) по характеристиките на номиналните  $w^*$  и на смутените на най-горна граница  $w^*$  (46) отворени системи на изискванията за робастната устойчивост (47) и за робастно качество (48) в условията на априорна неопределеност моделирана с кръгове  $\pi(j\omega)$  (49) по окръжности  $\pi^{\circ}(j\omega_i)$  (50) с радиуси  $r^{\circ}(\omega_i)$  (51) и центрове в точките  $\omega_i$  от ходографа  $w^*$ ;

• комбинирания честотен 2D-3D Nyquist- (фиг.21) и Black-Nichols-робастен анализ (фиг.23) по характеристиките на номиналните w \* и на смутените на найгорна граница w \* (46) отворените системи на изискванията за робастната устойчивост (47) и за робастно качество (48) и на затворените системи на изискванията за робастната устойчивост *rs* (52) и за робастно качество *rp* (53);

• *сравнителния робастен анализ* между *ID*- и *ID* • *DTC*-системите (фиг.24) и между *PID*- и *PID* • *DTC*-системите (фиг.25);

• *робастния анализ* по характеристиките на чувствителността на затворените системи на изискванията за робастната устойчивост *rs* (52) и за робастно качество *rp* (53) (фиг.26);

• запасите на робастна устойчивост к <sub>м sol</sub> (54) (фиг.27, фиг.28) и запасите на робастно качество к <sub>м Pol</sub> (55) на (фиг.27, фиг.29);

• обобщения честотен робастен анализ на системите по характеристиките и на отворените, и на затворените системи (фиг.30, фиг.31).









## 6. Анализ и заключение

Показаните резултати, постигнати в настоящата разработка, налагат основния извод, че съществуват ефективни методи и структури за робастно фрактално управление с компенсация от непълен, дробен ред на закъснението на индустриални обекти при априорна неопределеност. Структурно и параметрично те са приложими чрез използването на *DTC фрактални системи* за управление на обекти с високо качество с променящо стойността си закъснение.

Нови и оригинални в настоящата работата в сравнение с резултатите [4 ÷ 16] са:

• Приложението и доказателството на ефективността на *принципа на последователната честотна корекция с оператори от непълен дробен ред* за максимално редуциране на влиянието на закъснението и вариациите в неговата стойност с помощта на фрактална компенсационна динамична система, както и *критерият и алгоритмът за нейния синтез*;

• Предложените рабастни структури на PID- и ID-регулатори от непълен ред с DTC- фрактални компенсатори на закъснение, чието приложение позволява ефективното управление на обекти с променливо закъснение в класа на робастните системи ;

• Предложените решения за конфигуриране, метод, критерий и алгоритъм за аналитичен синтез на този нов клас робастни *DTC фрактални системи*, които са с потвърдена и с доказана работоспособност ;

• Оценката, потвърждението и доказателството на приложимостта на предлаганите решения и работоспособността на методите, за което в работата е проведен обобщен робастен честотен 2D-3D Nyquist- и Black-Nichols-анализ по характеристиките и на отворените, и на затворените системи;

• Показаните за конкретен числен пример предимства на предложения нов клас *DTC фрактални системи* пред системите с *PID*- и с *ID*-регулатори въз основа на сравнителен анализ при едни и същи условия. Анализът на резултатите доказва техните предимства, които се изразяват в :

• многократно по-малко време на регулиране (фиг.16, фиг.18);

• значително по-високи стойности на запасите на устойчивостта по модул *GM* и по фаза *PM* (фиг.17.с, фиг.19.с);

• робастна устойчивост *rs* и робастно качество *rp* (фиг.20÷фиг.31) на *DTC* фракталните системи ;

• значително по-високи стойности на запасите на робастна устойчивост  $k_{MSOL}$ (фиг.27, фиг.28) и на запасите на робастно качество  $k_{MSOL}$  (фиг.27, фиг.29) на *DTC фракталните системи*;

• Предложената възможност за привеждане на системите с алгоритми от пълен ред в класа на робастните системи, използващи в алгоритмите си за управление оператори за интегриране и диференциране от непълен, дробен ред.

Систематизацията и анализа на резултатите в разработката, доказва еднозначно ефективността на стратегията за компенсация на закъснението в системите за управление и приложимостта на предложените **принцип на последователната фрактална честотна корекция** и реалните технически възможности за неговата реализация с новия клас **DTC фрактални системи за управление**, с помощта на които да се постигне ефективност в инженерната практика при управлението на обекти с променливо закъснение.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Nikolov E. (2004), *Fractional Order Control Algorithms and Controllers*, Sofia 2004, © 2004 Publishing House of Technical University Sofia ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p

2. Nikolova N., E. Nikolov (2006), *Rational approximations irrational function – I-III*, Journal of the Technical University at Plovdiv, Bulgaria "Fundamental Sciences and Applications", vol. 13 (4) 2006 Anniversary Scientific Conference 2006, The scientific reports "Automation", Copyright © 2006 by Technical University at Plovdiv, Bulgaria. ISSN 1310 - 827, 5-35

3. Nikolov E. (2008), *Fractional Robust Dead-Time Compensation in the Control System*, Automatica and Informatics Journal, 3/2008, © 2008 Union of Automatics and Informatics, ISSN 0861-7562, 49-60

4. Jose Luis Guzman, Pedro Garcia, Tore Hagglund, Sebastian Dormido, Pedro Albertos, Manuel Berenguel (2008), *Interactive Tool for Analysis of Time-Delay Systems with Dead-Time Compensators*, Control Engineering Practice, © 2008 Elsevier B.V. ScienceDirect, 16 (2008) 824-835

5. Kok-Kiong Tana, Kok-Zuea Tangb, Yang Sua, Tong-Heng Leea, Chang-Chieh Hanga (2010), *Deadtime compensation via setpoint variation*, Journal of Process Control 20 (2010) 848–859

6. Manuel Galvez-Carrillo, Robin De Keyser, Clara Ionescu (2009), *Nonlinear Predictive Control with Dead-Time Compensator: Application to a Solar Power Plant*, Solar Energy, © 2009 Elsevier B.V. ScienceDirect, 83 (2009) 743-752

7. Normey-Rico J. E., E. F. Camacho (2007), Control of Dead-Time Processes, © 2007 Spinger, Berlin, 2007, p. 216

8. Normey-Rico Julio E., Eduardo F. Camacho (2008), *Dead-Time Compensators: A survey*, Control Engineering Practice, © 2008 Elsevier B.V. ScienceDirect, 16 (2008) 407-428

9. Normey-Rico Julio E., Eduardo F. Camacho (2008), Unified Approach for Robust Dead-Time Compensator Design, Journal of Process Control, © 2008 Elsevier B.V. ScienceDirect, 16 (2008) 824-835

**10.** Normey-Rico Julio E., Eduardo F. Camacho (2009), Unified Approach for Robust Dead-Time Compensator Design, Journal of Process Control, © 2009 Elsevier B.V. ScienceDirect, 19 (2009) 38-47

**11.** Normey-Rico Julio E., Jose Luis Guzman, Sebastian Dormido, Manuel Berenguel, Eduardo F. Camacho (2009), *An unified approach for DTC design using interactive tools*, , © 2009 Elsevier B.V. ScienceDirect, Control Engineering Practice 17 (2009) 1234–1244

**12.** Palmor Z. J. (1996), *The Control Handbook, Time Delay Compensation: Smith Predictor and its Modifications*, © 1996 CRC Press and IEEE Press, 1996, p. 320

**13.** Pedro Garcia, Pedro Albertos (2010), *Dead-time-compensator for unstable MIMO systems with multiple time delays,* Journal of Process Control, © 2010 Elsevier B.V. ScienceDirect, 20 (2010) 877–884

14. Rodolfo C. C. Flescha, Bismark C. Torricob, Julio E. Normey-Rico, Marcus U. Cavalcanteb (2011), Unified approach for minimal output dead time compensation in MIMO processes, Journal of Process Control, © 2011 Elsevier B.V. ScienceDirect, 21 (2011) 1080–1091

**15.** Santos Tito L. M., Paulo E. A. Botura, Julio E. Normey-Rico (2010), *Dealing with noise in unstable dead-time process control*, © 2010 Elsevier B.V. ScienceDirect, Journal of Process Control 20 (2010) 840–847

16. Weidong Zhang, Jochen M. Rieber, Danying Gu (2008), *Optimal Dead-Time Compensator Design for Stable and Integrating Processes with Time Delay*, Journal of Process Control, © 2008 Elsevier B.V. ScienceDirect, 18 449-457

**Автор:** Емил Николов, проф. дтн, д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *nicoloff@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент чл. кор. проф. дтн П. Петков



## МОРФИЧНИТЕ ПОЛЕТА В СИСТЕМИТЕ С РЕЧЕВА КОМУНИКАЦИЯ

## Дамян Дамянов

**Резюме -** В работата се описват морфичните полета, както и влиянието им върху системите, свързани с тях. Разглеждат се общите принципи на морфогенеза на морфичните ядра, изграждащи биологичните и техническите системи. Показват се входните сигнали, към които тези системи имат ясно изразена реакция, както и тези сигнали, които системата игнорира. Чрез използване на основните принципи на морфичния резонанс се разглежда приложението на морфичните полета при биометричните системи с речева комуникация като част от човеко-машинните системи.

**Ключови думи: с**истеми с речева комуникация, морфични полета, човеко-машинни системи

## THE MORPHIC FIELDS IN SPEECH COMMUNICATION SYSTEMS

## **Damyan Damyanov**

**Abstract** - In this paper the morphic fields as well as their impact on the systems, associated with them, are reviewed. The basic principles of morphogenesis of morphic germs are stated, that are the base of biological and technical systems. Some input signals are shown, that produce a well defined reaction in these systems, as well as signals, that are ignored by these systems. Using the principles of morphic resonance, a application of the morphic fields on the biometrical systems with speech communication as a subclass of man-machine systems, is shown.

*Keywords:* speech communication systems, morphic fields, man-machine systems

## 1. Въведение

Морфогенезисът на една биологична или техническа система може да се дефинира като проявяване на характеристиките й, както и на специфичните за нея форми [1-4]. Проблемите, възникващи с морфогенезиса, са няколко. На първо място стои въпросът каква точно форма ще се получи - новите структури, като човешките очи, които играят важна роля в човеко-машинните системи, както и слуховият апарат, особено важен при системите за речева комуникация, не могат да бъдат изцяло предвидени от белезите на родителите на даден човек [5-6]. Вторият проблем е, че развиващите се системи могат да се самоуправляват. С други думи ако част от развиваща се система се премахне (или ако се добави допълнителна част), системата продължава да се развива по такъв начин, че да се получи нормална структура. Самоуправлението се случва във всички развиващи се биологични или технически системи. При развитието на биологичните системи това свойство често може да се загуби в една фаза от съществуването на системата, но да се появи отново в друга. Резултатът от самоуправлението е постигането на морфологична цел [1,7].

Единственият начин да се обяснят тези феномени е, че има фактори, които дефинират системата като повече от сумата от съставните й части и определят целите на системата в процеса й на развитие. Тези фактори се определят като морфични полета, или на езика на програмирането - програми. Те могат да бъдат изпълним код за техническите системи или генетични програми за биологичните. Последните обаче съдържат нещо повече от химическата структура на ДНК, тъй като, ако отделните биологични системи копират и поставят идентични копия на ДНК във всички клетки, т.е. всички клетки са програмирани еднакво, те не могат да се развиват различно [8,9,10]. Тези гени се наричат морфични ядра, които се намират под въздействието на морфичните полета - като електрическите заряди, поставени под влиянието на електромагнитно поле.

#### 2. Морфични полета в техническите системи

В светлината на цифровите системи, които са проектирани така, че при еднакъв входен сигнал да дават винаги един и същ изходен такъв, е трудно да се приеме че има компютри, при които това не е изпълнено. Точно това обаче е случаят с аналоговите компютри. През 50-те години на миналия век аналоговите компютри са били сериозни конкуренти за техническите системи на бъдещето. Те позволяват сложни, самоорганизиращи се модели на реакции, които се развиват през понякога хаотични, осцилиращи вериги в електронните устройства. Уилям Рос Ашби, британски пионер на кибернетиката, показва как аналоговите кибернетични вериги могат да моделират мозъчната активност, включвайки преходи от едно състояние в друго [3,4]. Поведението на електронните вериги е отчасти хаотично и непредвидимо и е повлияно от предишни изходни сигнали на системата. Когато условията се повтарят по идентичен начин, цифровият компютър ще отговори по един и същи начин. Но аналоговите устройства не произвеждат един и същи изходен сигнал два пъти. За да се установи дали морфичните полета са отговорни за това, се налага по-задълбочен поглед върху тях [5,6].

Морфичните полета започват своето въздействие върху вече организирана система, която служи за морфично ядро. По време на процеса на морфогенезис се появява нова морфична система от по-високо ниво, която се образува около ядрото под въздействието на специфично морфично поле [1,6]. За да се разберат начините, по които дадено морфично поле се свързва с дадено морфично ядро, може да се потърси аналогия с гравитационните и електрическите полета. Масата на дадена материална система определя положението в гравитационното поле, както електромагнитните полета влияят върху електрическите заряди [1,3]. По този начин свързването на морфично поле с дадено морфично ядро зависи от формата на последното. Така морфичното ядро се обгражда от морфично поле заради характеристичната си форма. Морфичното ядро е част от бъдеща система. По този начин част от морфичното поле на системата съответства на ядрото. Но останалата част на полето още не е проявена - тя съдържа виртуалната форма на системата, която се проявява, когато всички материални части заемат своето място. Морфичното поле тогава съвпада с истинската форма на системата [7,8]. Тези процеси са представени схематично на фиг.1А. Защрихованите области показват виртуалната форма, а липсата на щриховка показва истинската система. Фиг.1Б показва че финалната форма може да бъде достигната и по друг морфичен път. Фиг.1. В показва самоуправление - случаят, в който развиващата се система е наранена или се отстрани част от нея. Фиг.1.Г показва регенерация.



Фиг.1 Развитие на система от морфично ядро

#### 3. Морфичен резонанс в биологичните и технически системи

За да се изяснят приложенията на морфичните полета върху системите с речева комуникация, се налага да се проследи влиянието на настоящите и миналите системи, асоциирани с дадено морфично поле, върху бъдещите системи, свързани със същото поле[1,4]. Това влияние има следните особености:

- Първата система с дадена форма влияе на втората такава система, след това двете влияят на третата, т.е влиянието е кумулативно. В този процес прякото влияние на дадена система върху следващите е намаляващо с течение на времето. Въпреки че абсолютният ефект не е по-малък, относителният ефект се смалява с увеличението на общия брой системи [8];
- Формите и на най-простите системи са променливи. Формите на всички предишни системи стават видими в бъдещите системи с подобна форма. Въпреки че има промяна във големината на отделните системи, много от тях се различават в детайли. Така те не съвпадат точно една с друга, а поскоро действат на принципа на автоматичното осредняване, при който общите характеристики на предишните системи ще бъдат ясно изразени в бъдещите [9];
- Автоматичното осредняване на миналите форми ще се отрази като пространствено вероятностно разпределение в морфичното поле. То определя вероятностните състояния в дадена система под въздействието на полето, в съответствие с истинските състояния на подобните системи в миналото [7]. Най-вероятната форма е тази, която най-често се е появявала в миналото;
- В ранните стадии на историята на формата, морфичното поле ще бъде много лошо дефинирано и силно повлияно от индивидуални форми. С течение на времето влиянието на множеството системи от миналото ще доведат до устойчиво морфично поле [1]. Колкото по-вероятна е дадена усреднена форма, толкова по-вероятно е тази форма да се появи в бъдещето;
- Количественото влиянието на дадена система върху последяващите зависи от времето, през което дадена система е оцеляла. Системи, които съществуват много години, ще имат по-силно влияние от тези, които се разпадат за секунди.

Идеята за влияние на миналите форми върху морфогенезиса на бъдещите е трудно да се обясни с терминологията на вече съществуващи концепции. Единственият начин е с аналогия [3,4]. Физическата аналогия с резонанса е най-подходяща. Енергийният резонанс се случва, когато променлива сила, действаща върху дадена система, съвпадне с нейната естествената честота на трептене. Настройването на даден радиоприемник на определена честота, поглъщането на светлинни вълни от атоми и молекули, съответстващи на техния спектър на поглъщане, резонансът на спина на електрона са примери за резонанс. Общото между тези примери е принципът на селективността - от дадена смес от вибрации, колкото и сложна да е тя, системата отговаря на определени честоти. Ефектът от резонанса на формата през времето и пространството наподобява енергийния, и се нарича морфичен резонанс. Той наподобява енергийният в още един аспект - случва се между осцилиращи системи [1,7,8,9].

#### 4. Приложение на морфичните полета в системите с речева комуникация

Реакцията на биологичните и техническите системи към възбуждащи сигнали, носещи определена характеристика, е по-силна, ако те могат да се извлекът лесно от околната среда [1,10]. Ефективен възбудител може да се намери, като се тества системата с множество възбуждащи сигнали и се наблюдава кои са найефекткивни. По правило, най-силните реакции се наблюдават при малък брой възбуждащи сигнали, докато множеството сигнали от околната следа се игнорират. Според теорията на морфичните полета разпознаването на тези характеристики зависи от морфичния резонанс на минали биологични или технически системи, които са били изложени на влиянието на тези характеристики. Чрез процеса на автоматичното осредняване този резонанс ще се прояви в общите характеристики на времево-пространствените модели на реакция на системата. Резултатът ще бъде такъв, че само определени възбуждащи въздействия се извличат от околната среда, докато други се игнорират. Биометричните системи предоставят възможност да се разпознае лицето или речта на даден индивид. Ако се направи колекция от снимки на човека в произволни ситуации, то на тези, направени през нощта, няма да се види нищо. На тези, направени през деня, ще има лица с различен размер, както и различна форма за профил и анфас, като ще се различават и тези, снимани отгоре и отстрани. Лицата може да са снимани до различни обекти, или даже скрити зад тях. Ако всички тези снимки се наложат една върху друга, няма да има характеристики, които да са ясно изразени резултатът ще е шум [1,11,12]. Ако обаче се наложат серия от записи на гласа на даден човек, произнасящ определена последователност от фонеми, то резултатът ще е ясно изразени характеристики на речта на дадения индивид. С други думи биометричната система няма да произведе ясно изразена преходна функция от снимката на даден човек, тъй като няма морфичен резонанс, свързан с изображението, докато при входна функция запис на глас системата ще има ясно изразена реакция - идентификация и верификация на персоната [1,12,13]. Това е и обща черта на морфичния резонанс: визуалните възбуждащи сигнали често не са ефективни колкото сигналите под формата на характеристики. Вероятната причина е, че формите се променят много в зависимост от гледната точка, докато при звуците това не е изпълнено [14,15].

Когато дадена биометрична система записва вълновата форма на сигнала, проблемът с разнообразието на формите отново излиза на преден план. Необходимо е системата да извлече характеристики на сигнала, които не са зависими от формата му [16]. Много автори се опитват да уеднаквят формите на отделните речеви сигнали с т.нар. динамично оразмеряване на времето [17]. Докато този подход е сложен и отнемащ значително процесорно време, морфичното поле на човешкото тяло дава просто решение на проблема. Както е известно, човешкото ухо анализира честотните съставки на звуковия сигнал. При това човешкото ухо

е изключително точен, на некалибриран честотен анализатор - то осреднява енергията на звуковия сигнал в определени честотни ленти. Това е и най-робасният начин за разпознаване на реч - когато записаният звуков сигнал се осредни по определени честотни съставки, по този начин избягва вариациите във формата на сигнала. Един добър вариант за прилагане на принципа на автоматичното осредняване на морфичния резонанс е МЕЛ-кепстърът на речевия сигнал [10,13].

Той не се получава директно от Фурие-спектъра, а е на основата на неравномерна банка от филтри, отделяща честотните ленти, показани на фиг.2



Фиг.2 Критични ленти на слуха, за изчисляване на МЕЛ-кепстъра

Използването на тези критични ленти се налагат заради следните постулати от психоакустиката:

- Субективното възприеманата височина на тона, така наречения сон, не е в линейна зависимост от честотата. По-скоро височината на тона се възприема логаритмично от човека [16]. За сонът е въведена нова скала, т. нар. Мел-скала, при която са нанесени субективно възприеманите тонове. На тази скала разстоянието между два тона, които могат да имат и една октава разлика, е винаги еднакво, независимо от честотата. Като еталонна точка е възприет тона с честота 1000 Hz, който има стойност 1000 на мелскалата.
- Човешкият слухов апарат анализира постъпващите на входа му сигнали, като ги разделя на честотни ленти, които не са еднакви. Ето защо спектърът не се наблюдава на честотната скала, а на Мел-скалата. Спектърът се нарича Мел-спектър и се използва следната трансформация[13]:

$$f_{mel} = \frac{1000}{\log 2} \left(1 + \frac{f}{1000}\right) \tag{1}$$

Тук  $f[H_z]$  е честотата, а с  $f_{mel}$  се означава субективно възприетата височина на тона, т.е. сонът. Формалното описание на Мел-кепстъра се задава като сума от

*N*-те изхода на *j*-тият филтър  $H_j$ , който се умножава със съответният Фуриеспектър X(k):

$$\breve{S}_{j} = \sum_{k} X(k) \breve{H}_{j}(k), \quad 1 \le j \le J$$
(2)

При това Мел-банката от филтри  $H_j(k), k = \overline{0, N-1}$  трябва да има същата разделителна способност по честота, както Фурие-преобразуването на сигнала. Тъй като Мел-банката от филтри не зависи само от *j* и *N*, но както се вижда и от (1), и от честотата на дискретизация [18]. Описаният с (2) Мел-кепстър  $\tilde{S}_j, j = \overline{1, J}$ служи за намиране на Мел-коефициентите:

$$\vec{c}(m) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^{J} (\log \vec{S}_j) \cos(m(j-1/2)\frac{\pi}{J}), \quad 0 \le m \le D$$
(3)

където D е желаният брой кепстрални коефициенти. Тъй като амплитудният спектър е реален и симетричен, вместо дискретното преобразуване на Фурие може да се използва дискретното косинус преобразуване.

#### 5. Заключение

В работата се разглеждат морфичните полета, както и влиянието им върху системите, свързани с тях. Показват се входните сигнали, на които тези системи имат ясно изразена реакция, както и тези сигнали, които системата игнорира. Чрез използване на основните принципи на морфичния резонанс се разглежда проявлението на морфичните полета при биометричните системи с речева комуникация, като част от човеко-машинните системи.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Sheldrake Rupert, *A new science of life: The Hypothesis of Formative Causation*, London, Icon Books, 2009

[2] Varela F. C., Letelier J, *Morphic resonance in silicon chips*, Skeptical Inquirer, Spring 1988, pp.298-300

[3] Ashby R., Design for the Brain, New York, John Willey and Sons, 1954

[4] William Ross Ashby, *An Introduction to Cybernetics*, Chapman and Hall LTD, London, 1957

[5] Kandel E. R., *Small systems of neurons*, Scientific American, 241(3), 1979, pp 61-71

[6] Tinbergen N, *The study of instinct*, London, Oxford University Press, 1951, Chapter 2, pp 15-55

[7] Hebb D.O., *The organization of behavior: A neuropsychological Theory*, New York, John Willey and Sons, Chapter 4, pp 43-56

[8] Freeman W.J., *How Brains Make up their minds*, London, Weidenfeld and Nicholson, 1999

[9] Trachtman P., *Redefining robots*, Smithsonian Magazine, February 2000, pp. 97-112

[10] Proakis J, *Discrete Time Processing of Speech signals*, New Jersey, John Wiley & Sons, IEEE press, 2000

[11] Davis S. B., and P. Mermerstein, *Comparison of parametric representations for monosyllabic word recognition in continuously spoken sentences*, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 28. pp 357-366 Aug. 1980

[12] Dautrich B., Rabiner L. R. and T.B. Martin, *On the effects of varying filter bank parameters on isolated word recognition*, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 31, pp 793-807, 1983

[13] B. Pfister, T. Kaufmann, *Sprachverarbeitung*, Springer Verlag, 2008, Heidelberg
[14] Huang X., Acero A., Hon H., *Spoken language processing: a guide to theory, algorithm, and system development*, New Jersey, Prentice-Hall, 2001

[15] Johannsen G., Mensch-Maschine Systeme, Springer, Berlin, 1993

[16] Vary P., Rabiner M., *Digital Speech Transmission: Enhancement, Coding and Error Concealment*, John Wiley & Sons, Chichester, England, 2006

[17] Tomi Kinnunen, Haizhou Li., *An overview of text-independent speaker recognition: From features to supervectors*. Speech Communication Magazine, 52 (2010) p.12-40

[18] Николов Е., Трендафилов И., , Венков Г., Цоков Л., *Приложения на математиката в техническите науки* 1, София, Издателство на Технически Университет - София, 2011

**Автор:** Дамян Дамянов, асистент, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *damyan.damyanov@fdiba.tu-sofia.bg* 

Постъпила на 17.09.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## КОЛИЧЕСТВЕНА ТЕОРИЯ НА ОБРАТНАТА ВРЪЗКА -МЕТОДОЛОГИЯ ЗА СИНТЕЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - част 1

#### Весела Карлова-Сергиева

**Резюме.** Количествената теория на обратната връзка е методология за синтез на робастни системи в честотната област. Този метод позволява синтез на регулатор чрез инструментариума в равнината на логаритмичната амплитудно-фазово честотна характеристика (Николс) и гарантира качеството на управление при количествени изменения. Целта на метода е синтез на регулатор и префилтър, които удовлетворяват предявените критериите за качество за целия известен диапазон на изменение на параметрите на обекта за управление.

Ключови думи: Неопределеност, префилтър, U-контур, робастни граници.

## QUANTITATIVE FEEDBACK THEORY -CONTROL SYSTEM DESIGN METHODOLOGY- part 1

## Vessela Karlova-Sergieva

Abstract. QFT is a methodology to design robust controllers based on frequency domain. This technique allows designing robust controllers which fulfil some quantitative specifications. The Nichols plane is the key tool for this technique and is used to achieve a robust design over the specified region of plant uncertainty. The aim is to design a compensator and a prefilter, so that performance and stability specifications are achieved for the family of plants describing a plant. Key words: Prefilter, Robust Bounds, U-contour, Uncertainty.

#### I. Въведение.

Оказва се, че на вид големи разлики в динамиката на модела на системата за управление в честотната област не винаги водят до съществено различни процеси във времевата област, както и обратното.

Необходимо е осигуряването на робастност и в двете направления да е непротиворечиво, като това се потвърди с математичен, графичен и табличен апарат.

Проблемът за осигуряване на устойчивост и качество на системите се търси в рамките на допустима промяна на параметрите на обекта и се интерпретира в понятията на робастна устойчивост и робастно качество.

Измененията в параметрите на обектите се дължат на нестационарността им, на нелинейността им при промяна на работната точка, на външни или вътрешни смущения.

Количествената теория на обратната връзка (КТОВ) се явява естествено допълнение на класическите методи за синтез в честотната област, като предлага директна експлоатация на индиректните връзки с комплексна равнина и времева област [2,4,5].

Представената работа е разделена на две части, като настоящата част е първата с посоченото название. Във втората част на работата са представени раздели от IV.4 до V., както и използваните литературни източници.

## II. Цел и задачи на работата.

Основната цел на разработката е постигане на робастност и еднозначност на качеството на система за управление във времева и честотна област чрез прилагане на метода на количествената теория на обратната връзка.

Поставени са следните задачи: обзор на метода, процедура по синтез на система за управление, анализ и изводи от получените резултати.

## III. Области на приложение на количествената теория на обратната връзка.

Една от основните предпоставки за прилагане на метода е наличието на неопределеност в параметрите на обекта. КТОВ работи директно с всяка неопределеност и не се налага предварително частно представяне.

Много системи имат сложна динамика и са много трудни за получаване на аналитичен модел. В такъв случай се провеждат експерименти, при които се снема реална честотна характеристика. Методът работи с целия набор честотни характеристики при неопределеност, без да изисква идентификация на обекта.

За разлика от линеаризацията при малка промяна в работната точка, идеята при КТОВ е да се замени нелинейния обект с n-броя линейни обекти, използвайки допустими входно-изходни характеристики. Нелинейния обект се представя като набор от линейни обекти, които покриват диапазона на структурираната параметрична неопределеност.

При синтезът на системи за управление съществува проблем при удовлетворяване на желано качество чрез няколко показателя и/ или поддържането им при неопределеност, тоест в аспект робастно качество. КТОВ създава граници, които гарантират изпълнението на всяко ограничение. Още повече, че в реалната ситуация, ограниченията са в даден диапазон, зависещ от спецификата на процеса, а методът не изисква изпълнението на приведен в честотната област критерии за всяка честота от нула до безкрайност.

Необходимо е да има априорна информация за целия набор от всички известни смущения външни или вътрешни и тяхното влияние върху връзката между входа и изхода. На база тази информация определя желан толеранс на изхода, за да се поддържа разумен нисък коефициент на усилване. По този начин се избегват проблеми свързани с усилване на високочестотния шум, насищания и високочестотна неопределеност. Именно поради горните причини КТОВ използва за получаване на робастност номиналния обект, а не функциите на чувствителност.

Ползата от метода, е че в резултат на робастния синтез се получава нечувствителност към структурирана параметрична неопределеност, като за целта се прилага само един подход за пълния диапазон на работа на реалната система за управление.

#### IV. Процедура за синтез на система за управление чрез КТОВ.

Процедурата по предложения метод може да се представи чрез блокова диаграма на фиг.1, която е направена чрез систематизация на насоките дадени в [1,3,6]. На база на представената диаграма по нататък в работата се извършва синтез на робастна система за управление.

#### IV.1. Математичен модел.

Предмет на изследване е модел на обект с предавателна функция

$$W_{o}(s) = k \left( s \left( T_{1} s + 1 \right) \left( T_{2} s + 1 \right) \right)^{-1}.$$
 (1)

Параметрите *k* и  $T_1$  са нестационарни и приемат стойности в диапазона  $150 \le k \le 300$  и  $0.012 \le T_1 \le 0.02$ . Времеконстантата  $T_2$  е постоянна и има стойност  $T_2 = 0.001$ . Математичното описание съответтства на п-броя линейни модели. За номинален обект се приема ситуация, в която параметрите се комбинират, така че осигуряват запаси по относителна устойчивост по модул и фаза, съответно GM = 17.2dB,  $\omega_{-\pi} = 289r/s$ ,  $PM = 35.1^\circ$ ,  $\omega_1 = 100r/s$ . Също така максимални стойности на функцията на чувствителност и допълнителна чувствителност  $M_s = 5.96dB$  и  $M_T = 4.42dB$ .

При съчетание на параметрите на най-горна граница показателите на качество се влошават и съответно са GM = 11dB,  $\omega_{-\pi} = 225r/s$ ,  $PM = 16.7^{\circ}$ ,  $\omega_{1} = 117r/s$ ,  $M_{s} = 11.2dB$  и  $M_{T} = 10.8dB$ .

#### IV.2 Зони с нестационарност.

Нестациорнарността в параметрите на обекта позволява да бъде моделирана, тъй като съществува априорна информация за нея. В равнината на Николс могат да се образуват зони на нестационарност около съществени за номиналната система честоти. Обикновено тези честоти обхващат полезната информация около срязващата честота, в случая  $\omega_1 = 100r/s$ .

$$\omega : \omega \in [20, 50, 100, 200, 500]. \tag{2}$$

На фиг.2 са показани зоните  $T(j\omega_i)$ , които са първата отправна точка за синтез на регулатор по предлагания метод.





# IV.3 Критерии за качество. Синтез на комплексни предавателни функции.

След анализ на модела на обекта с променливи параметри, следва да се предявят критерии за качество към затворената система. На фиг.3 е показано динамичното поведение на системата във времевата област чрез регулируемата величина и грешката. Приведено, в честотната област, това поведение се изразява чрез функциите на чувствителност и допълнителна чувствителност  $S(j\omega)$  и  $T(j\omega)$ . С плътна линия и на двете фигури е отбелязана реакцията на номиналния обект. Възникването на промяна в параметрите на обекта влошава показателите на качество, затова е необходима редукция на максималната стойност на функцията на допълнителна чувствителност  $M_T = 4.42$  два пъти, т.е, налага се ограничение чрез избор на комплексна предавателна функция (3). Респективно във времевата област това ограничение съответства на намаляване на пререгулирането.



Възникването на промяна в параметрите на обекта влошава показателите на качество, затова е необходима редукция на максималната стойност на функцията на допълнителна чувствителност  $M_T = 4.42$  два пъти, т.е, налага се ограничение чрез избор на комплексна предавателна функция (3). Респективно във времевата област това ограничение съответства на намаляване на пререгулирането, фиг.7.

$$\left|T\left(j\omega_{i},q_{j}\right)\right| = \left|W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega,q_{j}\right)\left(1+W_{R}\left(j\omega\right)W_{o}\left(j\omega,q_{j}\right)\right)^{-1}\right| = 1.11,\qquad(3)$$

където с  $q_j$  са означени променливите параметри на обекта (1). Функцията на чувствителност се редуцира чрез налагане на ограничение (4), формирано чрез анализ на честотните характеристики на  $S(j\omega)$ , фиг.5. Този случай може да се разглежда като ограничение за външно смущение, приложено на изхода обекта.

$$\left|S_{D_{2}}(j\omega_{i},q_{j})\right| = \left|\left(1+W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega,q_{j})\right)^{-1}\right| \leq \left|0.1j\omega_{i}\right|$$
(4).



Честа ситуация при работа на системата в реални условия е наличието на смущение на входа на обекта. Поради тази причина се налага ограничение на чувствителността по този канал (5), фиг.6.

$$\left|S_{D_{1}}(j\omega_{i},q_{j})\right| = \left|W_{o}(j\omega,q_{j})(1+W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega,q_{j}))^{-1}\right| \le \left|0.1j\omega(1+0.1j\omega)^{-1}\right|$$
(5)

Последното ограничение (6) задава горна  $T_U$  и долна граница  $T_L$ , в която трябва да са разположени характеристиките на затворената система, чрез синтез на предавателна функция на префилтър.

$$T_{U}(j\omega) \leq \left| F(j\omega) W_{o}(j\omega) W_{R}(j\omega) (1 + W_{o}(j\omega) W_{R}(j\omega))^{-1} \right| \leq T_{L}(j\omega),$$
(6)

Изборът на комплексни предавателни функции  $T_U$  и  $T_L$ , се извършва чрез анализ на поведението на затворената система в честотната и времева област и предявяването на разумни изисквания за качество, фиг.7.

$$T_{U}(j\omega) = \left| \frac{14400}{(j\omega)^{2} + 120 j\omega + 14400} \right|, \ T_{L}(j\omega) = \left| \frac{32051.2821}{(j\omega + 16.45)((j\omega)^{2} + 33.55 j\omega + 1948)} \right|$$

На фиг.8 са показани честотните характеристики на предявените ограничения (6), а но фиг.9 е показано и съответствието във времевата област. Фиг.10 показва модулите на чувствителностите от (5) и (4).



Необходимо за по нататъшните стъпки е да се отчетат следните параметри от табл. 1  $\delta_{R}$ ,  $\delta_{D_{1}}$  и  $\delta_{D_{2}}$ , за всяка честота от избрания вектор.

#### IV.4 Построяване на U-контур, робастни и оптимални граници.

Гарантирането на устойчивост и качество на все още неизвестната система е свързано с получаването на робастни граници. Зоните с нестационарност, ограниченията и номиналния обект участват във тяхното формиране. Тези граници в конкретния случай са пет на брой и се изчисляват за всяка една честота, зададена в началото на синтеза. Повече за детайли за формирането на робастните граници са разгледани в [5]. Съвкупността от всички робастни граници води до получаването на оптимални граници, които представляват най-лошата комбинация в параметрите на обекта за управление.

#### IV.4.1. Получаване на U-контур.

U-контурът представлява зона в равнината на Николс, която не трябва да бъде нарушавана. Нейният овал обикновено се формира от аналитична връзка на максималния модул на функцията на допълнителна чувствителност  $M_T$  с пререгулирането  $\sigma$ . Желаната стойност на  $M_T$ , която отговаря на критерия за качество за максималното желано пререгулиране се претегля с тегловна функция  $w_T(j\omega_i)=1.11$ .

$$M_{T} = \max_{\omega} \left| T\left( j\omega_{i}, q_{i} \right) \right| \leq w_{T}\left( j\omega_{i} \right).$$

$$\tag{7}$$

Останалата част на U-контура се определя от условието (8)

$$\lim_{\omega \to \infty} \left( 20 \log \left| W_o\left( j\omega, q_j^+ \right) \right| - 20 \log \left| W_o\left( j\omega, q_j^- \right) \right| \right) = 24 dB,$$
(8)

където  $q_j^+$  и  $q_j^-$  са конкретни стойности на параметрите на обекта, съответно за най-лошия и най-добрия случай на комбиниране.

Фиг.11 визуализира получения U-контур за вектор от честоти (2), които обхваща полезната информация в рамките на две, три декади около срязващата честота.

	Таблица І				
ω=	20	50	100	200	500
$\delta_{R}$ ,dB	2.85	10	30.2	40.2	47
$\delta_{\scriptscriptstyle D_{\scriptscriptstyle 1}}$ ,dB	-1	-0.1	0	0	0
$\delta_{\scriptscriptstyle D_2}$ ,dB	6	14	20	26	34



Фиг.11

## **IV.4.2** Получаване на робастна граница $B_{R}(j\omega_{i})$ .

Зоните с неопределеност  $T(j\omega_i)$ , заедно с параметъра  $\delta_R(j\omega_i)$ , позволяват получаването на робастни граници, свързани с предявения в началото критерии за качество, (6). За избрания вектор от честоти се построяват пет робастни граници  $B_R(j\omega_i)$ . На фиг.12 е показано графичното построяване на две точки от граница  $B_R(j50)$ . Зоната с неопределеност T(j50) се транслира от проектанта, вертикално и хоризонтално, докато разликата в най-високата и противоположната точка от зоната, спрямо номиналната, достигне разликата  $\delta_R(j50)$ . Това наместване на зоните с неопределеност се извършва за основни информативни стойности на аргумента на отворената система. За разглеждания случай от табл.1 се вижда, че разликата е 10 dB. Следователно за две стойности на аргумента се изчислява графично

$$\delta_R(j50)_{-150^\circ} = 1 - (-9) = 10 dB$$
 и  $\delta_R(j50)_{-180^\circ} = 11 - (-1) = 10 dB$ .

По-нататък се маркира с точка частта от зоната, която отговаря на номиналните стойности на параметрите на модела на обекта. Завършените робастни граници са показани на фиг.13.





Критерият за качество по отношение на смущението  $D_1$  е свързан със задаване на ограничение върху максималния модул на комплексната предавателна функция (5). Приема се, че  $D_2(s) = 0$ .

Робастните граници  $B_{D_i}(j\omega_i)$  се построяват на база зоните с нестационарност  $T(j\omega_i)$  и желаното ограничение. Необходими са следните връзки и преобразувания за изчертаване на границите

$$S_{D_{1}}(j\omega) = \frac{W_{o}(j\omega)}{1 + W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)} = \frac{W_{o}(j\omega)}{\frac{W_{o}(j\omega)}{W_{o}(j\omega,q_{i})} + W_{o}(j\omega)} = \frac{W_{o}(j\omega)}{K(j\omega)},$$
(9)

където за момента  $W_{R}(j\omega) = 1$ , тъй като все още отворената система е неизвестна. С  $W_{o}(j\omega)$  е означена предавателната функция на номиналния обект, а с  $W_{o}(j\omega,q_{i})$ - смутения обект. За елемента  $K(j\omega)$  се записва (10)

$$K(j\omega) = \frac{W_o(j\omega)}{W_o(j\omega, q_i)} + W_o(j\omega), \qquad (10)$$

при  $20\log S_{D_1}(j\omega_i) = \delta_{D_1}(j\omega_i)$  се записва  $20\log K(j\omega) = 20\log W_o(j\omega) - \delta_{D_1}(j\omega_i)$ . Съществува и фазова връзка между отделните елементи на (10) за всяка честота. Приема се  $W_o(j\omega) = B_{D_1}(j\omega_i)$  и тогава добива вида (11)

$$K(j\omega) = \frac{W_o(j\omega)}{W_o(j\omega, q_i)} + B_{D_1}(j\omega_i), \qquad (11)$$

откъдето  $-B_{D_1}(j\omega_i) = \frac{W_o(j\omega)}{W_o(j\omega,q_i)} - K(j\omega)$ . На фиг.14 е показана връзката от (11).

Изчертава се в правоъгълна координатна система отношението  $\frac{W_o(j\omega)}{W_o(j\omega,q_i)}$ за всяка честота. Около получената зона се получава робастната граница  $B_{D_1}(j\omega_i)$ . Тъй като  $|K(j\omega_i)| >> \left| \frac{W_o(j\omega)}{W_o(j\omega,q_i)} \right|$ , робастната граница представлява окръжност с център -180° и с радиус  $|K(j\omega_i)| = |B_{D_1}(j\omega_i)|$ .

На фиг.16 са изобразени петте граници.



Представената работа е разделена на две части, като настоящата част е първата с посоченото название. Във втората част на работата са представени раздели от IV.4 до V.:

IV.4.4 Получаване на робастна граница  $B_{D_i}(j\omega_i);$ 

IV.4.5.Получаване на оптимални граници  $B_{o}(j\omega_{i})$ ;

IV.5 Синтез на регулатор. Получаване на номинална отворена система; IV.6 Синтез на префилтър. Получаване на робастна система;

IV.7 Проверка и потвърждение на резултатите във времева и честотна област; V. Заключение,

както и използваните литературни източници.

Автор: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vkarlova@gmail.com*.

Постъпила на 09.11.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## КОЛИЧЕСТВЕНА ТЕОРИЯ НА ОБРАТНАТА ВРЪЗКА -МЕТОДОЛОГИЯ ЗА СИНТЕЗ НА СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - част 2

#### Весела Карлова-Сергиева

**Резюме.** Количествената теория на обратната връзка е методология за синтез на робастни системи в честотната област. Този метод позволява синтез на регулатор чрез инструментариума в равнината на логаритмичната амплитудно-фазово честотна характеристика (Николс) и гарантира качеството на управление при количествени изменения. Целта на метода е синтез на регулатор и префилтър, които удовлетворяват предявените критериите за качество за целия известен диапазон на изменение на параметрите на обекта за управление.

Ключови думи: Неопределеност, префилтър, U-контур, робастни граници.

## QUANTITATIVE FEEDBACK THEORY -CONTROL SYSTEM DESIGN METHODOLOGY- part 2

## Vessela Karlova-Sergieva

Abstract. QFT is a methodology to design robust controllers based on frequency domain. This technique allows designing robust controllers which fulfil some quantitative specifications. The Nichols plane is the key tool for this technique and is used to achieve a robust design over the specified region of plant uncertainty. The aim is to design a compensator and a prefilter, so that performance and stability specifications are achieved for the family of plants describing a plant. Key words: Prefilter, Robust Bounds, U-contour, Uncertainty.

Настоящата е втората част от представената статия с посоченото название. В първата част са показани разделите от I до IV.4.3, а именно:

I. Въведение.

II. Цел и задачи на работата.

III.Области на приложение на количествената теория на обратната връзка. IV. Процедура за синтез на система за управление чрез КТОВ.

IV.1. Математичен модел.

IV.2. Зони с нестационарност.

IV.3. Критерии за качество. Синтез на комплексни предавателни функции.

IV.4. Построяване на U-контур, робастни и оптимални граници. IV.4.1 Получаване на U-контур.

IV.4.2 Получаване на робастна граница  $B_{R}(j\omega_{i})$ . IV.4.3Получаване на робастна граница  $B_{D_{i}}(j\omega_{i})$ .

#### **IV.4.4** Получаване на робастна граница $B_{D_i}(j\omega_i)$ .

Този случай съответства на желано качество при приложено на изхода на системата външно смущение  $D_2$ , (7). Приема се, че  $D_1 = 0$ . Използват се следните връзки за формиране на  $B_{D_2}(j\omega_i)$ .

$$S_{D_2}(j\omega) = \frac{1}{1 + W_R(j\omega)W_o(j\omega)} = \frac{l(j\omega)}{1 + l(j\omega)},$$
(12)

където

$$l(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{W_o(j\omega)W_R(j\omega)}{1 + W_o(j\omega)W_R(j\omega)}}.$$

Съобразно субституция (12) става възможно използването на инверсната диаграма на Николс.

Необходимо е и да се извърши следната подготовка по зоните с нестационарност  $T(j\omega_i)$ .

Поради инверсната диаграма зоната с нестациорнарност се локализира на -180° и се завъртва обратно на часовниковата стрелка, фиг.17, фиг.18.



Следва хоризонтална и вертикална транслация за основни стойности на аргумента докато са достигне  $\delta_{D_i}(j\omega_i)$ .
На фиг.19 за честота  $\omega = 50r/s$  е показана точка от робастната граница

$$B_{D_2}(j50)$$
 при  $\delta_{D_2}(j50) = 14dB$ ,

а на фиг.20 са показани необходимите пет граници  $B_{D_2}(j\omega_i)$ .



**IV.4.5.По**лучаване на оптимални граници  $B_o(j\omega_i)$ .

Съвкупността от U-контур, фиг.11, получени за петте честоти от избрания вектор, както и робастните граници от фиг.13, фиг.16 и фиг.20 са необходими за получаването на оптимални робастни граници, фиг.21.

За всяка характерна честота се използва стратегия, която се основава на сравняване на всяка една робастна граница  $B_R(j\omega_i)$ ,  $B_{D_1}(j\omega_i)$ ,  $B_{D_2}(j\omega_i)$  и U-контур за една и съща честота  $\omega_i$ , като се избира тази част, която е разположена най-отгоре.

Получените граници са оптимални и представляват съвкупност от най-лошата комбинация в параметрите на обекта.

На фиг.22 е илюстрирано тяхното получаване.



IV.5 Синтез на регулатор. Получаване на номинална отворена система.

При количествената теория на обратната връзка основен момент е синтез на регулатор с минимална честотна лента, което се реализира с втора степен на свобода. Това е физическо изискване в практиката, за да могат да се избегнат проблеми като шум, резонанси, немоделирана високочестотна динамика.

Изборът на предавателна функция на регулатор се извършва на база номинален обект и оптимални граници. Съгласно гороизложеното трябва да се спазва условието всяка честота на новополучената система да е разположена над съответната оптимална граница за същата честота.

След няколко итерации се достига до предавателна функция от вида (13)

$$W_{R}(s) = 130.7054 \frac{(s+560.8)(s+381.2)(s+286.8)(s+112.6)(s+59.47)}{(s+1767)(s+1611)(s+497)(s+138.5)(s+119.3)}.$$
 (13)



Една от основните цели на регулатора е да увеличи честотната лента на пропускане на системата. Това изискване дава необходимата предпоставка за да може да функционира префилтъра.

В конкретния случай са използвани следните съображения.

Комбинацията от последователно съединение на интегро-диференциращи звена в предавателната функция на регулатора в динамично отношение осигурява на затворената система постоянно пререгулиране, а малките времеконстанти значително бързодействие.

Всичко това се получава не за сметка на устойчивостта на затворената система. Предавателната функция на регулатора има преобладаващо диференциращи свойства, които подобряват запасите на устойчивост на системата.

На фиг.24 е визуализирано значителното подобрение на бързодействието на преходните процеси, а на фиг.25 е показано как динамиката на синтезирания регулатор видоизменя зоните с нестационарност и ги отдалечава от точката с координати (-180°, 0dB).



#### IV.6 Синтез на префилтър. Получаване на робастна система.

Синтезът на префилтър е последната фаза за да бъде реализиран метода на КТОВ. Основната цел на префилтъра е да осигури желана честотна лента на пропускане на системата, а оттам в термините на времевата област желаното бързодействие.

Динамиката му гарантира спазване на желан толеранс на качеството, наложен от физически ограничения и имащ формален израз (14). Изборът му е итеративна процедура, като броя стъпки е толкова по-малък, колкото опита на проектанта е по-голям.

$$F(s) = 6.995 \frac{(s+328.9)(s^2+5167s+9413000)}{(s+120.2)(s+40.65)(s^2+3511s+4407000)}$$
(14)

Съображенията при този конкретен избор на префилтър се свеждат до избор на звено с две комплексни нули и два комплексни полюса, по такъв начин, че нулите да неутрализират влиянието на бързите полюси на новополучената затворена система, а полюсите да осигурят желаното бързодействие. Останалите компоненти – едното апериодично звено и интегро-диференциращото служат за финна настройка на профила на префилтъра в честотната област.

На фиг.26 е показано влиянието на префилтъра върху зоните с нестационарност  $T(j\omega_i)$  на системата с синтезирания в III.5 регулатор. Може да се направи първоначален извод за робастност, тъй като зоните са свити забележимо. Зоните T(j200) и T(j500) са се свили по височина, а тяхната дължина е допустима спрямо  $\delta_R(j200)$  и  $\delta_R(j500)$ .



#### IV.7 Проверка и потвърждение на резултатите във времева и честотна област.

Тази проверка е съществена и необходима, тъй като при добри резултати следва да се извърши реален експеримент върху системата и тогава да се премине към индустриално приложение. Именно поради тази причини следва да се направят всички възможни симулации, които разкриват свойства в различни области и равнини и носят полезна информация.

На фиг.27 са показани времевите характеристики на системата с префилтъра. Вижда се удовлетворяване на (6), още повече че множеството линейни модели имат динамично поведение на една система.

На фиг.28 са показани честотните характеристики на затворената система, откъдето може да се провери удовлетворяването на критерия за избрания честотен диапазон. Вижда се при високите честоти  $\omega > 200r/s$  ефекта показан на фиг.26. Тази фигура показва и редукция на максималната стойност на функцията на допълнителна чувствителност  $M_T$  и е свързана с (3)



Следващата фигура показва редукцията на максималната стойност на функцията на чувствителност  $M_s$  вследствие влиянието на префилтъра, фиг.29. Фиг.30 се интерпретира като преходен процес на динамичната грешка и се вижда как тя намалява, като се сравни с фиг.3.



Честотните характеристики от фиг.31 показват удовлетворяване на критерии (4) и (5), като са отбелязани и съществените честоти.



Последната графика на фиг.32 показва удовлетворяване на условието за номинално качество, робастна устойчивост и робастно качество в термините на функцията на чувствителност и допълнителна чувствителност, но с отчитане на конфигурирания префилтър (15).

$$\left|S(j\omega)\right| = \left|\frac{F(j\omega)}{1 + W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}\right| \le 1$$

$$T(j\omega)\left|=\left|W_{M}(j\omega)\frac{W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}{1 + W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}\right| \le 1$$
(15)

където

$$W_{M}(j\omega) = \frac{W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega,q_{j}) - W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}{W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)},$$

$$\left(\left|\frac{F(j\omega)}{1 + W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}\right| + \left|W_{M}(j\omega)\frac{W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}{1 + W_{R}(j\omega)W_{o}(j\omega)}\right|\right) \leq 1.$$



#### V. Заключение.

Предложеният метод за синтез развива във висока степен интуитивната концепция за синтез управление в честотната област при възникване на промяна в параметрите на обекта.

В работата е систематизирана е процедура по синтез на системи чрез прилагане на количествена теория на обратната връзка.

Показано е рационалното използване на връзката между честотна и времева област и съответствие на полученото качество и в двете направления.

Направен е подробен анализ на резултатите от изследването, като решенията за синтез на префилтър и регулатор са обосновани и проверени с редица непротиворечиви симулации.

Показано е как прилагането на КТОВ води до удовлетворяване на условията за робастна устойчивост и робастно качество, използвани в редица робастни направления.

Използването на КТОВ е инженерен подход, който позволява бърз тест на получените решения в реални условия, тъй като предлага яснота между устойчивост, качество, промяна в параметрите на обекта, ниво на смущение, сложност на регулатор и честотна лента.

# ЛИТЕРАТУРА

- 1. Chen W., Y. Li, Automatic Loop-Shaping in Quantitative Feedback Theory Using Genetic Algorithms. World Journal of Engineering 1(2): pp. 8-17, 2004.
- Garcia-Sanz M., 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.
- 3. Gutman O., Qsyn the Toolbox for Robust Control Systems Design for use with Matlab-User's Guide, May 1996.
- Horowitz I. M., M. Sidi, Synthesis of Feedback Systems with Large Plant Ignorance for Prescribed Time-Domain Tolerances, International Journal of Control, February 1972, Frequency-Response Methods in Control Systems, IEEE Control System Society, J.Wiley & Sons, inc., 1979.
- 5. Houpis C., S. Rasmussen, Quantitative Feedback Theory, Marcel Dekker Inc., 1999.
- 6. Manuel Díaz J., S. Dormido, J. Aranda, SISO-QFTIT, An interactive software tool for the design of robust controllers using the QFT methodology (Version 1.0), User'sGuide,Departamento de Informática y Automática, April 2005.

Автор: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, гл. ас. д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *vkarlova@gmail.com* 

Постъпила на 09.11.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# МОДЕЛИРАНЕ НА СПЕЦИФИЧНИТЕ СКОРОСТИ НА ПЕРИОДИЧЕН С ПОДХРАНВАНЕ ФЕРМЕНТАЦИОНЕН ПРОЦЕС ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА L-ВАЛИН ЧРЕЗ НЕВРОННИ МРЕЖИ - I част

# Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков

**Резюме:** В работата са моделирани специфичните скорости на периодичен с подхранване ферментационен процес за получаване на L-валин чрез невронни мрежи. Работата е развита в следните основни етапи: анализ на ферментационен процес за производство на L-валин; изчисляване на специфичните скорости; синтез на дискретни линейни модели на специфичните скорости и основните кинетични променливи на процеса; синтез на невронни мрежи на специфичните скорости. Използвани са реални експериментални данни от биореактор.

**Ключови думи:** периодичен с подхранване ферментационен процес, L-валин, невронна мрежа

# MODELLING OF THE SPECIFIC RATES OF FED-BATCH FERMENTATION PROCESS FOR L-VALINE PRODUCTION WITH NEURAL NETWORKS - part I

# Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov

**Abstract:** This article deals with modelling of the specific rates of fed-batch fermentation process for L-valine production with neural networks. The article includes the following stages: analysis of the fermentation process for L-valine production; calculating the specific rats; time series analysis of the main kinetics variables; synthesis a neural networks for the specific rates. All investigations are explained based on real life experimental data.

*Keywords: fed-batch fermentation process, L-valine, neural network* 

# 1. Въведение

Аминокиселините са основните градивни елементи на белтъчините в човешкото тяло. Те играят важна роля и за развитието на мускулите. Основните аминокиселини са двадесет. Всяка една от тях съдържа специфична аминогрупа (NH<sub>2</sub>) и карбоксилна група (СООН), въглероден и водороден атом. Съществуват още над сто и петдесет аминокиселини, но в състава на белтъчините съществуват само основните двадесет вида [14]. Всяка една аминокиселинасе различава от другата по състав, биологична група, въглеводороден скелет и верига (R), които съдържа. В зависимост от вида на веригата, биват два вида: *незаменими* и *заменими*. *Незаменимите* аминокиселини са осем на брой: метионин, треонин, триптофан, левцин, изолевцин, лизин, фенилалвинин и валин. Те са *незаменими*, защото не се произвеждат в тялото, а се поемат от хранителните продукти. Другите дванадесет аминокиселини са *заменими* и тялото може да ги произведе, ако има нужда от тях. Най-богатите храни на аминокиселини са тези, които имат високо съдържание на белтъчини - месо, риба, млечни продукти, бобови храни и др. Животинските източници на аминокиселини съдържат повече *незаменими* аминокиселини от растителните продукти и затова са по-препоръчвани за употреба, но те съдържат повече мазнини.

През последните години се отделя значително внимание и се провеждат голям обем изследвания, които изясняват и утвърждават изключителната ефективност от използването на различните аминокиселини. Известно е, че растенията и микроорганизмите притежават способността да синтезират всички аминокиселини, необходими за изграждането на техните собствени белтъчни структури. В храната на висшите животни (с изключение в известен смисъл на преживните животни) е задължително да присъстват определени аминокиселини, които те не притежават способността да синтезират сами. Използването на хранителни добавки, съдържащи незаменими аминокиселини към фуражните смески, е необходимо условие за интензификация на животновъдството.

Аминокиселините се използват също и в други отрасли на промишлеността: медицинска, химическа, хранително вкусова. Широкото им използване в световен мащаб налага и нужда от производство.

# 2. Значение и актуалност на проблема

Аминокиселините са сред групата на най-важните и със значителен годишен обем на производство биотехнологични продукти. За по-малко от едно десетилетие в периода между 1980-1990 годишният обем на производството им е нараснал двойно. Общият обем на произведените през 1982г. аминокиселини е бил 425 000 т., докато обемът на продукция им през 1991г. надхвърля 800 000 т. (фиг.1). През 1980-1982г. и годините преди този период 2/3 от общото количество произведени аминокиселини в рамките на една година се пада на натриевия глутамат, който се използва главно като хранително-вкусова добавка. На второ място по обем от общото количество на годишното производство на аминокиселини е DL-метионин и неговите хидрокси аналози, предимство (над 90%) използвани в животинското хранене. L-лизин, под формата на монохидрохлорид е на трето място. Произвежданите около 34 000т. от тази аминокиселина (преизчислени като 98% L-валин. HCI) през този период съставлява около 8% от общия обем на произвежданите годишно аминокиселини. Количеството на всички останали произвеждани аминокиселини за този период съставляват само около 2%. В тази последна група влизат основно аминокиселините използвани за фармацефтични цели. Няколко аминокиселини от тази група успешно се използват

като съставни компоненти или прекурсори на нови и често доста ефективни фармацефтични и козметични средства. Друга част от тази група аминокиселини се използват успешно за синтезата на некалорични подсладители, като "Аспартам", получаван от L-фенилаланин и L-аспарагинова киселина. Удвоеното увеличение на общия обем на произведените аминокиселини за периода 1982-1991г. е съпроводено и с чувствително изменение на съотношението на отделните аминокиселини в общата продукция. В това отношение заслужава внимание близо два и половина пъти увеличението на относителния дял на Lлизин от общия обем на годишното производство (от 8% през 1982 г. на 19% през 1991 г.). В края на този период три пъти нараства и относителния дял на останалите аминокиселини извън глутаминовата киселина, метионин и лизин. В края на 2000 г. общият обем на произведените аминокиселини достига до 1 350 000 т. Заслужава да се отбележи количеството на произведения L-лизин, което от 152 000 т. През 1991 г. се увеличава на 297 000 т. Три пъти нараства и относителния дял на другите.



2000г. – 1 350 000т.

Фиг.1 Аминокиселините в световното стопанство.

аминокиселини, в които попада и L-валина, чийто тонаж за този период е 2500 т.[14]

# 3. Избор на методика и начин на решение на задачата

Синтезът на невронните мрежи е извършен в следната последователност:

- 1. Първична обработка на експерименталните данни и изчисляване на специфичните скорости.
- 2. Изчисляването на специфичните скорости не е еднозначно и за това в работата се разглеждат два варианта.
- 3. Предварителен анализ на специфичните скорости като временни редове.

- 4. Изследване на основните обобщени стехиометрични уравнения като временни редове.
- 5. Синтез на разширени авторегресионни модели на специфичните скорости.
- 6. Синтез на невронни мрежи на специфичните скорости въз основа на получените резултати.

#### 4. Изложение на решението

Използвани са експериментални данни за биопроцес за получаване на L-валин. Използваният щам-продуцент е високо продуктивен - Corynebacterium. Извършена е първична обработка на експерименталните данни и са изчислени специфичните скорости. Специфичните скорости: специфична скорост на растеж ( $\mu$ ), специфична скорост на утилизация на субстрат ( $\nu$ ), специфична скорост на образуване на целевия продукт( $\rho$ ), се изчисляват както следва:

$$\mu = \frac{\dot{X}}{X} \quad ; \quad \nu = \frac{\dot{S}}{S} \quad ; \quad \rho = \frac{L_{\nu}}{X} \quad ; \quad \gamma = \frac{\dot{C}}{X} \tag{1}$$

където: *X* - концентрация на биомасата[g/l], *S* - концентрация на субстрата, *S*<sub>r</sub> - концентрация на остатъчния субстрат[g/l], *S*<sub>c</sub> - концентрация на действително консумирания субстрат [g/l], *L*<sub>v</sub> - концентрацията на *L*-валин [g/l], *C* - концентрацията на разтворения кислород [%].

Предварителният анализ на специфичните скорости включва: изчисляване на частичната автокорелационна функция за да се определи реда на авторегресионната част; автокорелационната функция на специфичните скорости за да се определи реда частта пълзящото средно на модела.

Специфичните скорости са изчислени във втори вариант с помощта на сплайн функции и начални и гранични условия. По този начин се отчитат по-точно специфичните особености на разглежданият процес. Синтезирани са дискретни линейни модели на основните кинетични променливи. Системата обобщени стехиометрични уравнения, описващи изходният процес имат вида [3,4]:

$$s \xrightarrow{\varphi_x} X$$
 (2)

$$C + S_c \xrightarrow{\varphi_s} X \tag{3}$$

$$s_r \xrightarrow{\varphi_s} S_c$$
 (4)

$$C + S_C + X \xrightarrow{\varphi_p} L_v \tag{5}$$

$$V_0 \xrightarrow{\phi_f} V_f \tag{6}$$

където:  $\varphi_x, \varphi_g, \varphi_s, \varphi_p, \varphi_f$  - обобщени скорости.

Разглеждани са уравненията на процеса като са търсени линейни модели на временните редове представени чрез експерименталните данни. За целта е пра-

вена предварителна оценка на реда на автокорелационната част и са генерирани възможни структури на моделите. Оценяван е реда и коефициентите на модела, като е прилаган критерият на Акайке [2]. С помощта на Statgraphics е направено симулационно изследване на модела и са представени графиките за отделните зависимости на биопроцеса. [9,10,11]. За синтеза на невронни мрежи се използват линейните модели за моделиране на специфичните скорости на процеса. Невронните мрежи са правени с два и с три слоя [5]. Тегловните коефициенти са изчислявани чрез обучение на мрежата. Прилаган е метод за обучение на обратно разпространение на грешката [6,7]. Моделите са симулирани с MATLAB и са определяни графично апроксимиращите нелинейни функции.





Фиг.2 Експерименталните кинематични променливи.

Фиг.3 Специфични скорости на разглеждания процес.

Експерименталните данни се коригират, за да се премахне разреждането получено в следствие на процеса на подхранване [1]. Корекцията е извършена съгласно материалния баланс и някои предположения както следва:

$$X(k)_{\kappa o p u \epsilon u p a h o} = X(k)_{e \kappa c n e p u m e h m a n h o} \exp\left(\frac{F(k)}{V(k)}h\right) ,$$

$$L(k)_{\kappa o p u \epsilon u p a h o} = L(k)_{e \kappa c n e p u m e h m a n h o} \exp\left(\frac{F(k)}{V(k)}h\right) ,$$

$$S(k)_{\kappa o p u \epsilon u p a h o} = S(k)_{e \kappa c n e p u m e h m a n h o} \exp\left(-\frac{F(k)}{V(k)}h\right) - \frac{F(k)}{V(k)}S(0)h$$
(7)

където: V(k) = V(k-1) + F(k)h – изменение на обема[*l*];  $V(k) = V(t_k)$  – обем в строго определен момент от времето[*l*];  $F(k) = F(t_k)$  - скорост на подхранване [*l*/*h*];  $h = t_k - t_{k-1}$ , [*h*] Коригираните данни са показани на следващите фигури.



Фиг.4 Коригирани данни за концентрацията на биомаса



Фиг.5 Коригирани данни за концентрацията на валин

Концентрацията на действително консумирания субстрат не се коригират за премахване на разреждането. Синтезирани са модели на специфичните скорости при зададени хипотези за връзката между физико–химичните и кинетични променливи. Съгласно природата на биологичните процеси за получаване на аминокиселини се прилагат следните нелинейни зависимости [4]:

$$\mu = \mu (S, C), [1/h] ; \nu = \nu(\mu), [1/h] ; \rho = \rho(\mu, X), [1/h]$$
(8)

където:  $\mu$ -специфична скорост на растеж;  $\nu$ -специфична скорост на утилизация на субстрат ;  $\rho$ -специфична скорост на образуване на продукт; *S*-концентрация на действително консумирания субстрат ; *C*-разтворен кислород.

Нелинейните модели имат вида:

$$\mu = \exp \left( a_0 + a_1 * S_c + a_2 * S_{c2} + a_3 * C + a_4 * C_2 + a_5 * C_3 \right)$$
(9)

$$v = \exp\left(b_0 + b_1^* \mu + b_2^* \mu_2 + b_3^* \mu_3 + b_4^* \mu_4 + b_5^* \mu_5\right)$$
(10)

$$\rho = \exp\left(c_0 + c_1^* \mu + c_2^* \mu_2 + c_3^* \mu_3 + c_4^* X + c_5^* X_2\right)$$
(11)

За сравнителен анализ на получените резултати в работата може да се разгледа следния модел. Моделът на процеса може да се записва както следва:

$$\frac{dX}{dt} = K_1 \mu X - \frac{F}{V} x$$

$$\frac{dS}{dt} = K_2 \nu X - \frac{F}{V} S + \frac{F}{V} S(0)$$

$$\frac{dP}{dt} = K_3 \rho X - \frac{F}{V} P$$

$$\frac{dV}{dt} = F$$
(12)

където *V* - изменение на обема на биомасата; *F* - скорост на подхранване на биомасата.

С помощта на MATLAB [8,9,10,11,12] е направена параметрична оптимизация за доближаване на изчислените графики до експерименталните. Параметричната оптимизация е направена по критерий - малки квадрати с приложение на метода на Маркуард - Левенберг. Получените стойности са показани в таблицата:

$K_1 = 0.98323$ ;	$a_0 = -2.258;$	$a_1 = -0.01517;$	a <sub>2</sub> =3.365e-005;	a <sub>3</sub> =-3.35624;
a <sub>4</sub> =25.2379;	$a_5 = -22.6228;$	S(0)=513.0; % [g/l]	$K_2 = 1.0285;$	b <sub>0</sub> =-4.4045;
b <sub>1</sub> =21.2273;	b <sub>2</sub> =-129.082;	b <sub>3</sub> =358.718;	b <sub>4</sub> =-455.0408;	b <sub>5</sub> =209.882;
K <sub>3</sub> =1.278;	$c_0 = -6.0603;$	$c_1 = 8.8438;$	$c_2 = -50.747;$	c <sub>3</sub> =71.5526;
c <sub>4</sub> =0.0475252;	$c_5 = -0.000292786$			

Апроксимацията на експерименталните данни чрез представяне на неструктурен модел на разглеждания процес.





Фиг.6 Концентрация на биомаса X(t)





Фиг.8 Концентрация на валин P(t)

Синтезът на линейни дискретни модели на специфичните скорости се извършва в следните последователност:

- оценяване на реда на авторегресионната част чрез частичната автокорелационна функция;
- оценяване на реда на частта пълзящо средно чрез автокорелационната функция;
- оценяване на параметрите на ARIMA (авторегресия интегрално пълзящо средно) модела.

Моделите се описват както следва:

$$x_{j} = \overline{Z} + e_{j}$$

$$z_{j} = a_{0} + a_{1} z_{j-1} + a_{2} z_{j-2} + a_{\pi} z_{j-\pi} + b_{j} - b_{1} e_{j-1} - b_{2} e_{j-2} - \dots - b_{\theta} e_{j-q}$$

$$z_{j} = \nabla^{d} x_{j}$$
(13)

където:  $\overline{Z}$  - средна стойност,  $a_i$  - коефициенти на авторегресионната част,  $b_j$  - кое-фициенти на частта пълзящо средно на модела,  $\nabla$  - първа разлика на експерименталните данни.

5. Определяне на предварителна структура на дискретните модели: Специфична скорост на растеж -  $\mu$ .



Фиг.9 Оценка на реда на пълзящо средно



Фиг.10 Частична автокорелационната част



Фиг.11 Модел на специфичната скорост на растеж.

Специфична скорост на растеж -  $\mu_1$  (преизчислена скорост, налага се заради началните и гранични условия).



Фиг.12 Модел на специфичната скорост на растеж

Окончателна структура на дискретния модел за специфичната скорост на растеж:

-Специфична скорост на растеж -  $\mu = \mu(S, C)$  .



Фиг.13 Вероятностно разпределение на остатъците

Фиг.14 Модел и експериментални данни

Окончателна структура на дискретния модел:

 $A(q) = 1 - 0.7619q^{-1}$ ;  $B_1(q) = -7.275 * 10^{-5}q^{-1}$ ;  $B_2(q) = 0.2549q^{-1}$ 

Предварителна структура на специфичната скорост на образуване на целеви продукт ( $\rho$ ) :



Фиг.15 Модел на специфичната скорост на образуване на целевия продукт.

Окончателна структура на дискретния модел на образуване на целеви продукт  $\rho = \rho(\mu, X)$ :

$$A(q) = 1 - 0.709q^{-1} + 1.169q^{-2} - 0.2729q^{-3} + 0.05551q^{-4} ; B_1(q) = 0.05029q^{-1} ; B_2(q) = 4.248$$



Фиг.16 Вероятностно разпределение на остатъците

Фиг.17 Модел и експериментални данни

Предварителна структура на специфичната скорост на утилизация на субстрат (*v*) :



Фиг.18 Модел на специфичната скорост на утилизация на субстрат Окончателна структура на дискретния модел  $v = v(\mu)$ :

 $A(q) = 1 - 0.9333q^{-1}$ ;  $B(q) = 0.1341 - 0.08762q^{-1}$ 



Фиг.19 Вероятностно разпределение на остатъците



Фиг.20 Модел и данни за модела на специфичната скорост за утилизация на субстрата

В заключение на тази първа част от работата може да се каже, че анализът на специфичните скорости на разглеждания процес показва, че те се описват чрез стационарни временни редове. Това е предпоставката на по следващ етап от изследването да се търсят модели в друг клас.

# ЛИТЕРАТУРА

[1] Bastin G., D. Dochain, *On-line Estimation and Adaptive Control of Bioreactors.* Amsterdam: Elsevier; 1990.

[2] Bastin G., L. Chen, V. Chotteau, *Can we Identify Biotechnological Processes ?*, Proceedings of IFAC, Modelling and Control of Biotechnological Processes, Colorado, USA, 1992 p. 83-88.

[3] Ratkov Al., Tz. Georgiev, J. Kristeva, V. Ivanova, B. Ratkov, *Comparative Studies of Fed-Batch Fermentation Processes for Production of L-lysine and L-valine Based on Mathematical*, Proc. of the 25<sup>th</sup> International Conference on Information Technology Interfaces ITI 2003 (Modelling and Optimisation), Cavtat / Dubrovnik, Croatia, June 16-19, 2003, p. 513-518.

[4] Georgiev Tz., Al. Ratkov, St. Tzonkov, "Mathematical modelling of fed-batch fermentation processes for amino acid production", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 44 ; 1997 p. 171-285.

[5] Cichocki A., Rolf Unbehauen, *Neural Networks for Optimization and Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York, 1994.

[6] Lübbert A., Rimvydas S., Using measurement data in bioprocess modeling and control, "TIBTECH", Elsevier Science Ltd., Vol. 12; 1994, p. 304-311.

[7] Montague G., Julian Morris, *Neural – network contributions in biotechnology*, "TIBTECH", Elsevier Science Ltd. , Vol. 12; 1994, p. 312-323.

[8] MathWorks Inc., MATLAB User's Guide; 1996.

[9] MathWorks Inc., System Identification Toolbox, User's Guide 1996.

[10] MathWorks Inc., SIMULINK, Using SIMULINK; 1998.

[11] MathWorks Inc., Optimization Toolbox, User's Guide; 1996.

[12] MathWorks Inc., Neural Network Toolbox, User's Guide; 1997.

**[13] STATGRAPHICS**, Version 4.0 Plus For Windows, User Manual, Magnugistics Inc. USA; 1995.

[14] Leuchtenberger W. Amino Acids-Technical Production and Use in Biotechnology, Sc. Comp. Rev. Edition, H. J. Rehm and G. Reed Ed., Vol. 6; 1996, p. 465-503

Автори: маг. инж. Василка Тодорова Стоилова, докторант от катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, ТУ-София, Еmail address: *vassilka\_stoilova@hotmail.com*; Гл. ас. Цанко Петров Георгиев - катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", направление - "Биоелектроинженерство", Факултет Автоматика, ТУ-София (+359 2) 9652408, Е-mail address: *tzg@tu-sofia.bg*; Доц. д-р Александър Борисов Рътков, Институт по "Микробиология", БАН, (+359 2) 8700097, Е-mail address: *ratkoval@microbio.bas.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# МОДЕЛИРАНЕ НА СПЕЦИФИЧНИТЕ СКОРОСТИ НА ПЕРИОДИЧЕН С ПОДХРАНВАНЕ ФЕРМЕНТАЦИОНЕН ПРОЦЕС ЗА ПОЛУЧАВАНЕ НА L-ВАЛИН ЧРЕЗ НЕВРОННИ МРЕЖИ - II част

# Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков

**Резюме:** В работата са моделирани специфичните скорости на периодичен с подхранване ферментационен процес за получаване на L-валин чрез невронни мрежи. Работата е развита в следните основни етапи: анализ на ферментационен процес за производство на L-валин; изчисляване на специфичните скорости; синтез на дискретни линейни модели на специфичните скорости и основните кинетични променливи на процеса; синтез на невронни мрежи на специфичните скорости. Използвани са реални експериментални данни от биореактор.

**Ключови думи:** периодичен с подхранване ферментационен процес, L-валин, невронна мрежа

# MODELLING OF THE SPECIFIC RATES OF FED-BATCH FERMENTATION PROCESS FOR L-VALINE PRODUCTION WITH NEURAL NETWORKS- part II

# Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov

**Abstract:** This article deals with modelling of the specific rates of fed-batch fermentation process for L-valine production with neural networks. The article includes the following stages: analysis of the fermentation process for L-valine production; calculating the specific rats; time series analysis of the main kinetics variables; synthesis a neural networks for the specific rates. All investigations are explained based on real life experimental data.

*Keywords: fed-batch fermentation process, L-valine, neural network* 

# 6. Синтез на дискретни линейни модели на основните кинетични променливи.

Допуска се, че разглежданият процес се описва чрез следната система обобщени динамични уравнения (1)

$$S_{c} \xrightarrow{\varphi_{x}} X$$

$$C + S_{c} \xrightarrow{\varphi_{s}} X$$

$$S_{r} \xrightarrow{\varphi_{s}} S_{c} \qquad (1)$$

$$\begin{array}{c} C + S_c + X \xrightarrow{\phi_p} L_v \\ V_0 \xrightarrow{\phi_f} V_f \end{array}$$

където: X - концентрация на биомасата [g/l], S - концентрация на субстрата,  $S_r$  - концентрация на остатъчния субстрат [g/l],  $S_c$  - концентрация на действително консумирания субстрат [g/l],  $L_v$  - концентрацията на L-валин [g/l], C - концентрацията на разтворения кислород [%],  $\varphi_x, \varphi_g, \varphi_s, \varphi_p, \varphi_f$  - обобщени скорости.

Ако всяко от тези уравнения е правилно формулирано за кинетичните променливи, се допуска, че съществува разширен авторегресивен (ARX) модел разкриващ автокорелационната и взаимна корелация между променливите. Множествен разширен автокорелационен модел може да се запише:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-n_k) + e(t).$$

Матриците A и B са образувани от елементи полиноми на оператора  $q^{-1}$ :

$$A(q^{-1}) = I + A_1 q^{-1} + A_2 q^{-2} + \dots + A_n q^{-na}$$

$$B(q^{-1}) = B_0 + B_1 q^{-1} + B_2 q^{-2} + \dots + B_n q^{-nb}$$

Полиномите имат вида:

$$a_{kj}(q^{-1}) = 1 + a_{kj}^1 q^{-1} + a_{kj}^2 q^{-2} + \dots + a_{kj}^{na_k} q^{-na_k}$$

$$b_{kj}(q^{-1}) = b_{kj}^{1}q^{-1} + b_{kj}^{2}q^{-2} + \dots + b_{kj}^{nb_{k}}q^{-nb_{k}}$$

#### Предварителна оценка на реда на моделите:

Първоначалната оценка на реда на моделите се извършва чрез изчисляване и анализ на автокорелационната и частична автокорелационна функции. След тази процедура се синтезират модели от типа на авторегресия интегрално пълзящо средно (процедурата е приложена в първата част на работата).

	Х	Sr	Sc	Lv	С
AR	2	2	3 или 4 ред	3 или 4 ред	3
MA	0 или 1 ред	0			

където: *AR* - авторегресионна част на модела, *MA* - пълзящо средно част на модела.

# Синтез на дискретни линейни модели на основните кинетични променливи на процеса.

Системата обобщени стехиометрични уравнения определя броя на входовете и изходите на разширените авторегресионни модели както следва. Дясната страна на уравненията определя броят на измеримите изходи, а лявата страна определя броят на входовете на модела. В следствие на допускането за ролята на разширените авторегресионни модели е представен синтез както следва:

# Съставяне на Модел -1: Концентрация на биомаса: $S_c \xrightarrow{\varphi_x} X$

Модел с един вход и един изход.

Ред	От симулацията
2	$A(q) = 1 - 1.026 (+ -0.2129) q^{-1} + 0.556 (+ -0.185) q^{-2}$
2	$B_1(q) = 0.8514(+-0.1725) - 0.7337(+-0.1519)q^{-1}$





Модел -2: Уравнение за концентрацията на биомаса:  $C + S_c \xrightarrow{\varphi_s} X$ Оценка на коефициентите -  $A(q^{-1}), B_i(q^{-1})$ 

Модел с два входа и един изход

Ред	От симулацията
1	$A(q) = 1 - 0.5898(+ - 0.1017)q^{-1}$
2	$B_1(q) = 0.8583(+-0.1328) - 0.7851(+-0.109)q^{-1}$
2	$B_2(q) = 0.025(+-0.03125) + 0.06101(+-0.02427)q^{-1}$



Фиг.2 Концентрация на биомасата

# Модел -3: Концентрация на L-Valine: $C + S_c + X \xrightarrow{\varphi_p} L_v$

Оценяване на коефициентите  $A(q^{-1}), B_i(q^{-1})$ 

11	
Ред	От симулацията
1	$A(q) = 1 - 0.4575(+ - 0.18) q^{-1}$
1	$B_1(q) = -0.01665$
1	$B_2(q) = 0.1128$
1	$B_3(q) = 0.01443$





Фиг.3 Концентрация на L-Valine



Разширяване на уравнението с процеса на подхранване. Модел с два входа и един изход

Ред	От симулацията
2	$A(q) = 1 - 2.118(+ - 0.3484)q^{-1} + 1.128(+ - 0.3013)q^{-2}$
2	$B_1(q) = -0.01573 (+ -0.3288) q^{-1} + 0.1066 (+ -0.316) q^{-2}$
2	$B_2(q) = -0.1748 (+ -0.3145) q^{-1} + 0.1347 (+ -0.1809) q^{-2}$





#### 7. Синтез на невронни мрежи за моделиране на специфичните скорости

Въз основа на получените дискретни модели на специфичните скорости се избира следната архитектура на невронните мрежи [5,12,14]:





Фиг.5 Мрежа тип ARX модел с предсказване

Фиг.6 Мрежа тип ARX модел

Синтезираните в част първа модели на специфичните скорости се представят чрез навронна мрежа от типа представен на фиг.5 и фиг. 6. Разширеният авторегресионен модел е представен на фиг.6, а варианта при използването му за едностъпково предсказване на фиг. 5. Броят на входовете и изходите на мрежата се определя от нелинейните зависимости на специфичните скорости представени в част първа на работата.

#### -Специфична скорост на растеж $\mu = \mu(S, C)$ .



дела

Процеса на обучение се чрез метода на обратно разпространение на грешката при критерий средно квадратична грешка (фиг.7).

-Специфична скорост на утилизация на субстрат  $v = v(\mu)$ .



Фиг.9 Процес на обучение

Фиг.10 Експериментални данни и модела

Процеса на обучение се чрез метода на обратно разпространение на грешката при критерий средно квадратична грешка (фиг.9).

-Специфична скорост на образуване на целевия продукт  $\rho = \rho(\mu, X)$ .



Фиг.11 Процес на обучение

Фиг.12 Експериментални данни и модела

Процеса на обучение се чрез метода на обратно разпространение на грешката при критерий средно квадратична грешка (фиг.11).

# 8. Заключение

Една от най-важните характеристики на един биотехнологичен процес са специфичните скорости. Те носят всички специфични особености на процеса. Останалите зависимости характеризиращи един биотехнологичен процес се основават на материалния баланс. В случая на получаване на аминикиселини са важни кислородното насищане и процеса на подхранване.

Работата е посветена на моделиране на специфичните скорости на периодичен с подхранване ферментационен процес за получаване на L-валин. В заключение могат да се направят следните изводи:

- Първичната обработка на експерименталните данни е важен етап от процеса на моделиране. Крайната цел на тази обработка е изчисляването на специфичните скорости на процеса. В обработката е удачно да се използват сплайн функции, които позволяват специфичните скорости да се изчислят ако се наложат начални и гранични условия. Този подход позволява да се отчете адекватно началният стадий на развитие на процеса.
- 2. Необходимо е да се докаже, че специфичните скорости се описват от стационарни временни редове. Това се постига чрез синтез на авторегресионни интегрално пълзящо средно модели. На втори етап се синтезират разширени авторегресионни модели като се вземат предвид хипотезите относно зависимостите описващи специфичните скорости:

$$\mu = \mu (S, C), [1/h] ; \nu = \nu(\mu), [1/h] ; \rho = \rho(\mu, X), [1/h].$$

- 3. Обобщените стехиометрични уравнения представляват една хипотеза относно протичането на разглежданият процес. Ако всяко от тези уравнения е правилно формулирано за кинетичните променливи, се допуска, че съществува разширен авторегресивен (ARX) модел разкриващ автокорелационната и взаимна корелация между променливите. Резултатите показват, че експерименталните данни могат да се опишат чрез стационарни временни редове.
- 4. Всички предварителни разглеждания позволяват да се синтезират невронни мрежи моделиращи специфичните скорости на процеса. Резултатите показват адекватността на получените модели чрез процес на обучение. Прилаган е метод за обучение на обратно разпространение на грешката и критерий средно квадратична грешка. Изследванията са извършени в средата на програмните пакети MATLAB и STATGRAPHICS.

# ЛИТЕРАТУРА

[1] Bastin G., D. Dochain, On-line Estimation and Adaptive Control of Bioreactors. Amsterdam: Elsevier; 1990.

[2] Bastin G., L. Chen, V. Chotteau, *Can we Identify Biotechnological Processes ?*, Proceedings of IFAC, Modelling and Control of Biotechnological Processes, Colorado, USA, 1992 p. 83-88.

[3] Ratkov Al., Tz. Georgiev, J. Kristeva, V. Ivanova, B. Ratkov, *Comparative Studies of Fed-Batch Fermentation Processes for Production of L-lysine and L-valine Based on Mathematical*, Proc. of the 25<sup>th</sup> International Conference on Information Technology Interfaces ITI 2003 (Modelling and Optimisation), Cavtat / Dubrovnik, Croatia, June 16-19, 2003, p. 513-518.

[4] Georgiev Tz., Al. Ratkov, St. Tzonkov, "Mathematical modelling of fed-batch fermentation processes for amino acid production", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 44 ; 1997 p. 171-285.

[5] Cichocki A., Rolf Unbehauen, *Neural Networks for Optimization and Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York, 1994.

[6] Lübbert A., Rimvydas S., Using measurement data in bioprocess modeling and control, "TIBTECH", Elsevier Science Ltd., Vol. 12; 1994, p. 304-311.

[7] Montague G., Julian Morris, *Neural – network contributions in biotechnology*, "TIBTECH", Elsevier Science Ltd., Vol. 12; 1994, p. 312-323.

[8] MathWorks Inc., MATLAB User's Guide; 1996.

[9] MathWorks Inc., System Identification Toolbox, User's Guide 1996.

[10] MathWorks Inc., SIMULINK, Using SIMULINK; 1998.

[11] MathWorks Inc., Optimization Toolbox, User's Guide; 1996.

[12] MathWorks Inc., Neural Network Toolbox, User's Guide; 1997.

[13] STATGRAPHICS, Version 4.0 Plus For Windows, User Manual,

Magnugistics Inc. USA; 1995.

**[14] Leuchtenberger W.** *Amino Acids-Technical Production and Use in Biotechnology*, Sc. Comp. Rev. Edition, H. J. Rehm and G. Reed Ed., Vol. 6; 1996, p. 465-503

Автори: маг. инж. Василка Тодорова Стоилова, докторант от катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства, Факултет Автоматика, ТУ-София, Email address: *vassilka\_stoilova@hotmail.com*; Гл. ас. Цанко Петров Георгиев - катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", направление - "Биоелектроинженерство", Факултет Автоматика, ТУ-София (+359 2) 9652408, E-mail address: *tzg@tu-sofia.bg*; Доц. д-р Александър Борисов Рътков, Институт по "Микробиология", БАН, (+359 2) 8700097, E-mail address: *ratkoval@microbio.bas.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# РОБАСТНИ *ML* СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - част 1

#### Нина Николова

**Резюме -** Репетитивното управление е ефективна стратегия при наличието на периодични външни сигнални смущения в индустриални условия. За случаите, когато управляваните технологични обекти се характеризират с такива сигнални смущения, а системите работят в условията на априорна неопределеност се предлагат няколко нови класове робастни репетитивни системи за управление.

**Ключови думи -** репетитивно управление, робастно управление, управление с поглъщане на смущения с вълнова структура, робастна устойчивост и качество, запаси на робастност

# **ROBUST ML CONTROL SYSTEMS - part 1**

# Nina Nikolova

**Abstract** - Repetitive control is an effective strategy in the presence of periodic signal disturbances in industrial plants. For the cases where the controlled technological plants are characterized by such signal disturbances and systems operate under a priori uncertainty those paper proposes several new classes of robust repetitive control systems.

*Keywords* - *repetitive control, robust control, disturbance absorbing control, robust stability and performance, robust margins* 

#### 1. Въведение

Реализацията на управление с желано качество в условията на априорна неопределеност налага търсенето на нови методи за синтез на известни системи за управление, както и реални възможности са разработването на нови класове системи. Когато управляваните технологични обекти се характеризират с периодични сигнални смущения, а системите са подложени на обощени смущаващи въздейсвия, част от които имат вълнова структура управлението среща сериозни затруднения. То трябва да притежава свойствата ефективно да работи в условията на априорна неопределеност и в рационалната и в ирационалната съставящи на модела на обекта за управление. В теорията на управлението са известни *IMC* (Internal Model Control) системите за управление (робастните системи с вътрешен модел (*RM*) [6÷8] и робастните системи с условна обратна връзка (*RF*) [6,7]), системите частично поглъщащи смущенията (*DAS*) [6,7], както и система за управление с репетитивен регулатор ( $\mathcal{ML}$ ) [1÷5]. На тази основа настоящата работа си поставя за цел да представи и анализира стратегията за компенсация на периодичните смущения в системата за управление и да предложи нови класове робастни  $\mathcal{ML}$  системи за управление, както и методите и алгоритмите за техния синтез, които да комбинират ефективно стратегиите за управление с  $\mathcal{ML}$ -памет и различни робастни управления и управления с робастни свойства.

Задачите, които се поставят в изпълнение на формулираната цел, са: структурното конфигуриране, систематизация на методите, критериите и алгоритмите за проектирането на робастни *ML* системи за управление, като за конкретен числен пример те се приложат, за да се анализира и оцени ефективността на предлаганите нови класове системи.

Работата е представена в две части. Обект на разглеждане в първата част са стратегията и структурното конфигуриране, методите, критериите и алгоритмите за аналитичен синтез на разглежданите системи. Във втората част са представени резултати от приложенията, анализа, рабастния анализ на *RF-ML*, *RM-ML* и *DAS-ML* робастни системи за управление, изводите и литературата към разработката.

# 2. Структурно конфигуриране

В алгоритъма  $R_{ROB}(p)$  на система (фиг.1) за управление на обект G могат да бъдат използвани *RF* (робастен с вътрешен модел и с условна обратна връзка) [6÷7], RM (робастен с вътрешен модел) [6÷8], или DAS (с частично поглъщане на смущенията) [6÷7] алгоритми. С възможностите на *R*<sub>ROB</sub>, разглежданата система притежава свойството инвариантност на запасите по модул GM и фаза PM към репараметризиране/реструктуриране на модела на обекта G в условия на априорна неопределеност, т.е. системата притежава робастни свойства. Репетитивното управление [1÷5] е ефективна стратегия при наличието на периодични външни сигнални смущения в индустриални условия. Системите за репетитивно управление (фиг.2) се отличават от останалите класове системи (фиг.1) с обратна връзка по това, че съдържат *ML*-филтър с памет  $M_{L}(p)$  (*Memory Loop*) [5]. Приема се, че заданието у<sup>*о*</sup> и/или друго от сигналните смущаващи въздействия за системата (v, f) имат периодичен характер с предварително известна (при проектирането) и постоянна стойност на периода Т<sub>р</sub>. Допълнителният *Я*Lконтур с памет в системата е филтър със специфични "отсичащи" свойства на хармонични сигнали с честота  $\omega_p = 2\pi / T_p$ . В това се изразява и възможността му за компенсация на проявата върху поведението на системата на тези въздействия. Това се дължи на факта, че *ML*-контурът, има свойството да "запаметява" честотата на "отсичането" и ефективно да противодейства, благодарение на специфичната си структура като динамична система. Структурите на робастни *ML* системи за управление се състоят от базов (в случая робастен R<sub>F</sub> (фиг.3),  $R_{M}$  (фиг.4) или  $R_{DAS}$  (фиг.5)) регулатор, *ML*-филтър  $M_{L}(p)$  и обект за управление G. Репараметризиращите/реструктуриращите смущения в G са означени с  $\xi$ . Предложените и анализираните нататък в работата структури ще

бъдат обозначавани като *RF-ML* (робастна репетитивна с вътрешен модел и с условна обратна връзка) (фиг.3), *RM-ML* (робастна репетитивна с вътрешен модел) (фиг.4), или *DAS-ML* (репетитивна с частично поглъщане на смущенията) (фиг.5) *системи* за управление. Структурно конфигурирани по показания начин, системите комбинират ефективно стратегиите за управление с противодействие на: вътрешни репараметризиращи/реструктуриращи смущения в обекта за управление; външни (предварително известни) регулярни смущения към системата за управление, или смущения с вълнова структура, привеждащи ги в класа на робастните системи за управление.



3. Методи, критерии и алгоритми за аналитичен синтез на робастни *ML* системи за управление

За всяка една съставяща на алгоритмите на робастните *ML* системи за управление са систематизирани: основните описания; методите, критериите и аналитичните изисквания при техния синтез.

И трите предложени робастни *ML* системи за управление използват *ML*-филтър с памет  $M_L(p)$ .

$$M_{L} \bigotimes_{\{y(\omega) \neq \varsigma (y^{0}(\omega_{P}), v(\omega_{P}), f(\omega_{P}))\}} \omega_{p} , (\omega_{p} = 2\pi / T_{p})$$

$$(1)$$

$$M_{L} = \left(2 - \sum_{k=1}^{l} W_{k}(j\omega) e^{-j\omega kT_{p}}\right)^{-1} = \left(2 - \sum_{k=1}^{l} \kappa_{k}(j\omega T_{k} + 1)^{-1} e^{-j\omega kT_{p}}\right)^{-1},$$

$$\left(\sum_{k=1}^{l} |W_{k}(j\omega)| = 1, (W_{k}(j\omega) = \kappa_{k}(j\omega T_{k} + 1)^{-1}), (2 \le l \le 20)\right)$$
(2)

Проектирането (1) на *ML-съставящата*  $M_L(p)$  (2) е функция на честотата на хармоничните външни смущения  $\omega_p$  в системата и се определя [5] със следните:

• динамични параметри за настройка на М<sub>L</sub> (p):

-  $\omega_{b,i}$ ,  $\omega_{h,i}$ - гранични честоти на хоризонталния профил в модула на  $M_L(p)$ филтъра, определящи ефективността на неговия честотен диапазон при флуктуации в стойността на  $\omega_p = 2\pi/T_p$  - честота на режетиране (отсичане), определена от предварително известната честота на хармоничното смущение към системата;

-  $l_i(\omega_p, \Omega_i)$ - брой групи от последователно-паралелно включени *n*- брой звена със закъснение (брой звена с памет);

- метод за синтез •уравнение на лентовия филтър•;
- критерий за синтез •режектиращ модул•;
- аналитични изисквания при синтеза на филтъра M<sub>L</sub> (p) с памет (3÷4):

$$v_{(j\omega)} \neq \varsigma \left( y^{0}_{(j\omega_{P})}, v_{(j\omega_{P})}, f_{(j\omega_{P})} \right)$$

$$log \qquad \left( w - w \right) = log \qquad \left( w - w - v \right)^{-1}$$
(3)

$$l_{i}\left(\omega_{p}, \Omega_{i}\right) = \frac{l \delta g_{10}}{l \delta g_{10}} \left(\omega_{p} - \omega_{p,i}\right) = \frac{l \delta g_{10}}{l \delta g_{10}} \left(\omega_{p} - \omega_{p} \Omega_{i}\right), \qquad (4)$$

$$\left(\omega_{p,i} < \omega_{p,j} < \omega_{p,j}\right) = \frac{l \delta g_{10}}{l \delta g_{10}} \left(\omega_{p} \Omega_{i} - \omega_{p}\right)$$

$$\begin{pmatrix}
\omega_{b,i} < \omega_{p} < \omega_{h,i} ; \omega_{h,i} - \omega_{b,i} = \Delta \omega_{i} > 0 ; 2 \leq l_{i} \leq 20 ; \\
\Omega_{i} = (\omega_{p} / \omega_{b,i}) = (\omega_{h,i} / \omega_{p}) ; 1,5 \leq \Omega \leq 3,0
\end{pmatrix}$$

$$\left| M_{L}(j\omega) \right| \equiv \begin{cases}
0, \quad \forall \omega \in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}], (\omega_{b,i} < \omega_{p} < \omega_{h,i}) \\
1, \qquad \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty)
\end{cases}$$
(5)

С помощта на зависимостите между динамичните параметри за настройка (4) се синтезира аналитично  $M_L$  в изпълнение на критерия, дефиниран с изисквания към модула (5), където:

-  $T_{p}$  - времеконстанта на периодичните смущения, времеконстанта на  $M_{L}(p)$ ;

- 
$$\Omega_i = (\omega_p / \omega_{b,i}) = (\omega_{h,i} / \omega_p)$$
- релативна собствена честота на  $M_L(p)$ ;

-  $\omega_{b,i}$ ,  $\omega_{h,i}$ - най-ниска и най-висока честоти на апроксимацията на лентов филтър.

# 3.1. *RF-ML* система за управление (фиг.3)

Проектирането (6) на *съставящата*  $R_F$  [6÷7] е функция от номиналния модел на обекта  $G^*$  и се отличава със следните:

$$R_F \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*$$
(6)

- метод за синтез •метод на балансното уравнение на устойчивостта•;
- критерии-

- робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено множество *П*, удовлетворяващо изискванията (7.а);

- минимална норма (7.b) на отклонението *р* на системата от номиналната траектория на съответстващата й параметрически несмутена система;

- локален критерий за качество (7.c) ЛКК (в класа на апериодичен преходен процес  $\sigma = 0$ , критично апериодичен преходен процес  $\sigma < 1\%$ , процес със зададено пререгулиране  $\sigma = const$ , процес с минимална интегрално квадратична грешка, зададени запаси на устойчивостта и др.)

$$\left\{ a \right\} \longrightarrow \Pi = \left\{ \begin{array}{c} \Delta G : \left| \frac{G(j\omega) - G^{*}(j\omega)}{G^{*}(j\omega)} \right| \leq \overline{\ell}_{m}(\omega) \\ \left\| \eta \,\overline{\ell}_{m} \right\|_{\infty} = \sup |\eta \,\overline{\ell}_{m}| < 1; \quad \overline{\ell}_{m}(\omega) < |\eta|^{-1}, \forall \omega \\ \left\| ev \right\|_{\infty} = \sup |ev| < 1; \quad |\eta \,\overline{\ell}_{m}| + |ev| < 1, \forall \omega \end{array} \right\} \right\}$$

$$(7)$$

$$b ) \longrightarrow \| \rho(p) \| \to \min \quad ; \quad c ) \longrightarrow \sigma = const$$

$$\begin{bmatrix} \rho(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{G^{\bullet}}{B+R^*G^*A} - \frac{G^*}{1+R^*G^*} & \frac{\Delta G}{B+R^*G^{\bullet}A} & \frac{R^*G^{\bullet}}{C+R^*G^{\bullet}} - \frac{R^*G^*}{1+R^*G^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu(p) \\ \xi(p) \\ y^{\circ}(p) \end{bmatrix} \\ A = (1-G^*F), B = (1-G^{\bullet}F), C = (1-G^{\bullet}F)(1-G^*F)^{-1} = BA^{-1} \end{bmatrix}$$
(8)

където отклонението  $\rho(p)$  на синтезираната параметрически смутена робастна система *R***F** от номиналната траектория (траектория на съответстващата й "номинална" параметрически несмутена система) се определя с (8);

• аналитични изисквания при синтеза на R<sub>F</sub>. Синтезът следва етапите:

$$R^* \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*$$
(9)

$$R \stackrel{\bullet}{\underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow}} G \stackrel{\bullet}{\underset{\{\sigma = const\}}{\circ}} G \stackrel{\bullet}{\underset{\{\sigma = const\}}{\circ} G \stackrel{\bullet}{\underset{\{\sigma = const}}{\circ} G \stackrel{\bullet}{\underset{\{\sigma = const}}{\circ}$$

$$F(p) = -\frac{R^{-}(p) - R^{*}(p)}{I + R^{*}(p)G^{*}(p)}$$
(11)

$$R_{F}(p) = \frac{R(p)(F(p)G^{*}(p)+1)}{F(p)G^{*}(p)+1}$$
(12)

където  $R^{\bullet}(p)$  е регулатор в една параметрически несмутена хипотетична система за автоматично управление на минимално-фазов обект  $G^{\bullet}(p)$ , а  $R^{*}(p)$  е регулатор в параметрически несмутена хипотетична система за автоматично управление на минимално-фазов обект  $G^{*}(p)$ , синтезирани съобразно предявена цел и критерии за качество по една и съща процедура.

*Аналитичният синтез* на *R*<sub>*RF C</sub> в <i>RF-ML робастната система* (фиг.3) следва алгоритъма:</sub>

- синтез робастен регулатор  $R_F$  (9)÷(12)
- синтез на репетитивен *ML*-филтър с памет  $M_{L}$  (13)÷(16):

$$\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i} ; \quad \omega_{h,i} - \omega_{b,i} = \Delta \omega_i > 0$$
(13)

$$\Omega_{i} = \left( \omega_{p} / \omega_{b,i} \right) = \left( \omega_{h,i} / \omega_{p} \right); 1,5 \leq \Omega \leq 3,0$$

$$(14)$$

$$l_{i}\left(\boldsymbol{\omega}_{p}, \boldsymbol{\Omega}_{i}\right) = \frac{\log_{10}\left(\boldsymbol{\omega}_{p} - \boldsymbol{\omega}_{b,i}\right)}{\log_{10}\left(\boldsymbol{\omega}_{h,i} - \boldsymbol{\omega}_{p}\right)} = \frac{\log_{10}\left(\boldsymbol{\omega}_{p} - \boldsymbol{\omega}_{p}\boldsymbol{\Omega}_{i}^{-1}\right)}{\log_{10}\left(\boldsymbol{\omega}_{p}\boldsymbol{\Omega}_{i} - \boldsymbol{\omega}_{p}\right)}; \ 2 \leq l_{i} \leq 20$$
(15)

$$M_{L}(j\omega) = \left(2 - \sum_{k=1}^{l} W_{k}(j\omega)e^{-j\omega kT_{p}}\right)^{-1} = \left(2 - \sum_{k=1}^{l} \kappa_{k}(j\omega T_{k} + 1)^{-1}e^{-j\omega kT_{p}}\right)^{-1},$$

$$\sum_{k=1}^{l} |W_{k}(j\omega)| = 1, (W_{k}(j\omega) = \kappa_{k}(j\omega T_{k} + 1)^{-1}), (2 \le l \le 20)$$
(16)

Представеният алгоритъм (9)÷(16) се състои от два основни етапа. Достигнатите решения на който и да е от тях, не са функция на решенията на останалите етапи. Всеки един от етапите е независим, както и поредността им в процеса на проектиране на системата.

**Началните условия** за аналитичното проектиране на  $R_{RFC}$  са известни или зададени:  $G^*, G^{-}, \sigma, \omega_p$ .

#### 3.2. *RM-ML* система за управление (фиг.4)

Проектирането (17) на *съставящата*  $R_M$  е функция от номиналния модел на обекта  $G^*$  и се отличава [6÷8] със следните:

$$R_{M} \underset{\left\{ \min_{R} \| \varepsilon \|_{2}^{2} \right\}}{\Leftrightarrow} G^{*}$$
(17)

• метод за синтез - •метод на свободния параметър•;

# • критерии-

- робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено при синтеза параметрично множество *П*, удовлетворяващо изискванията (18.а);

- локален критерий (18.b) за качество - процес с минимална интегрално-квадратична грешка *ε*.

$$\begin{cases} a \rangle - \gg \Pi = \begin{cases} \Delta G : \left| \frac{G(j\omega) - G^*(j\omega)}{G^*(j\omega)} \right| \le \overline{\ell}_m(\omega) = G^{[I]} \\ \| \eta \overline{\ell}_m \|_{\infty} = \sup_{\omega} | \eta \overline{\ell}_m | < 1; \qquad \overline{\ell}_m(\omega) < | \eta |^{-1}, \forall \omega \\ \| ev \|_{\infty} = \sup_{\omega} | ev | < 1; \qquad | \eta \overline{\ell}_m | + | ev | < 1, \forall \omega \end{cases} \end{cases}$$

$$(18)$$

$$b \rangle - \gg \| \varepsilon \|_{2}^{2} = \int_{0}^{\infty} \varepsilon^{2}(t) dt; \min_{R} \| \varepsilon \|_{2}^{2} = \min \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |\varepsilon(j\omega)|^{2} d\omega$$

• аналитични изисквания при синтеза на  $R_{M}$  (19)÷ (20)

$$R_M \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*$$
(19)

$$R_{(M)}(p) = k_{R^*}(\lambda) \left( 1 + \tau_D(\lambda)p + \frac{1}{\tau_I(\lambda)p} \right) \frac{1}{\left(\tau_F(\lambda)p + 1\right)}$$
(20)

където  $\lambda$  е приспособим параметър на регулатора,  $k_{R^*}$  - коефициент на регулатора,  $\tau_D$ ,  $\tau_I$  и  $\tau_F$  - времеконстанти на регулатора.

Определянето на параметрите за настройка на регулатор *R<sub>M</sub>* става с използването на таблица.

*Аналитичният синтез* на *R<sub>RM C</sub>* в *RM-ML робастната система* (фиг.4) следва алгоритъма:

- синтез робастен регулатор  $R_M$  (19)÷(20)
- синтез на репетитивен *ML*-филтър с памет  $M_{L}$  (13)÷(16).

Представеният алгоритъм се състои от два основни етапа. Достигнатите решения на който и да е от тях, не са функция на решенията на останалите етапи. Всеки един от етапите е независим, както и поредността им в процеса на проектиране на системата.

*Началните условия* за аналитичното проектиране на  $R_{RMC}$  са известни или зададени:  $G^*, G^{\blacksquare}, \omega_p$ .

#### 3.3. *DAS-ML* система за управление (фиг.5)

Проектирането (21) на *съставящата*  $R_{DAS}$  е функция от номиналния модел на обекта  $G^*$  и се отличава [6÷7] със следните:

$$R_{DAS} \underset{\{\sigma = const}{\Leftrightarrow} G^*$$
(21)

• метод за синтез - •метод на балансното уравнение на частично поглъщане на смущенията•;

#### • критерии-

- минимална евклидова норма (22.а) от членовете на балансното уравнение на поглъщане на смущението върху регулируемата величина;

- равенство на запасите на устойчивостта (22.b) (или оптимален модул);

- ЛКК  $\sigma$  (22.c) (в класа на апериодичен преходен процес  $\sigma = 0$ , критично апериодичен преходен процес  $\sigma < 1\%$ , процес със зададено пререгулиране  $\sigma = const$ , процес с минимална интегрално квадратична грешка, зададени запаси на устойчивостта и др.)

• аналитични изисквания при синтеза на R<sub>DAS</sub> (23)÷(27)

$$R \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*$$
(23)

$$\left\{f_i(t)\right\} \tag{24}$$

$$Q(D)\xi \tag{25}$$

$$A(p) = k^{-A} Q_{2}^{-1}(p)$$
(26)

$$R_{DAS}(p) = R^{*}(p)A(p)$$
(27)

където  $R^*(p)$  е регулатор синтезиран в класическа система към номиналния модел на обекта  $G^*(p)$  при критерий  $\sigma = const$ ;  $\{f_i(t)\}$  - функционален базис на моделиращото  $\xi(t)$  полудетерминирано вълново уравнение, избран по типичните вълнови форми на априори известен тренд от развитието на грешката на класическата система, в реални или адекватно компютърно симулирани експлоатационни условия;  $Q(D)\xi$  - модела на състоянието на обобщеното смущение с вълнова структура; A - абсорбер;  $Q_2^{-1}(p)$  - функция съответстваща на модела на състоянието;  $k^{-A}$  - коефициент на усилване на абсорбера.

Аналитичното проектиране на регулаторът  $R_{DAS}$  съдържащ абсорбер A използва таблица съдържаща типични вълнови форми на обобщеното смущение  $\xi$  с вълнова структура, а оптималната стойност на коефициента на усилване  $k^A$  на абсорбера A се определя въз основа на избран критерий "поглъщане с равенство на запасите на устойчивостта" или въз основа на избран критерий "поглъщане с оптимален модул".

*Аналитичният синтез* на *R*<sub>DAS C</sub> в *DAS-ML системата* (фиг.5) следва алгоритъма:

- синтез робастен регулатор  $R_{DAS}$  (23)÷(27)
- синтез на репетитивен *ML*-филтър с памет  $M_{L}$  (13)÷(16):

Представеният алгоритъм се състои от два основни етапа. Достигнатите решения на който и да е от тях, не са функция на решенията на останалите етапи. Всеки един от етапите е независим, както и поредността им в процеса на проектиране на системата.

*Началните условия* за аналитичното проектиране на  $R_{RMC}$  са известни или зададени:  $G^*$ ,  $G^{\blacksquare}$ , представителен тренд на грешката на системата в експлоатационни (симулационни) условия,  $\omega_p$ .

Втората част на настоящата разработка е посветена на приложенията и анализа на разглеждания клас системи, в нея е систематизирана и цитираната литература.

**Автор:** Нина Николов, доц., д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# РОБАСТНИ *ML* СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - част 2

# Нина Николова

**Резюме -** Репетитивното управление е ефективна стратегия при наличието на периодични външни сигнални смущения в индустриални условия. За случаите, когато управляваните технологични обекти се характеризират с такива сигнални смущения, а системите работят в условията на априорна неопределеност се предлагат няколко нови класове робастни репетитивни системи за управление.

**Ключови думи -** репетитивно управление, робастно управление, управление с поглъщане на смущения с вълнова структура, робастна устойчивост и качество, запаси на робастност

# **ROBUST ML CONTROL SYSTEMS - part 2**

# Nina Nikolova

**Abstract** - Repetitive control is an effective strategy in the presence of periodic signal disturbances in industrial plants. For the cases where the controlled technological plants are characterized by such signal disturbances and systems operate under a priori uncertainty those paper proposes several new classes of robust repetitive control systems.

*Keywords* - *repetitive control, robust control, disturbance absorbing control, robust stability and performance, robust margins* 

В първата част на настоящата разработка са разгледани стратегията, структурното конфигуриране, методите, критериите и алгоритмите за аналитичен синтез на *RF-ML, RM-ML* и *DAS-ML* робастни системи за управление. Тази втора част е посветена на приложенията, анализа и робастния анализ на тези класове системи за управление, заключение и оценка на резултатите, както и систематизация на цитираната литература.

# 4. Приложения, анализ и робастен анализ

В работата е решен числен пример за проектиране на класическа система за управление с  $\mathcal{P}I\mathcal{D}$  алгоритъм като база за сравнение, робастна  $\mathcal{ML}$  (фиг.2) [5], робастна  $\mathcal{RF}$ - $\mathcal{ML}$  (фиг.3), робастна  $\mathcal{RM}$ - $\mathcal{ML}$  (фиг.4) и  $\mathcal{DAS}$ - $\mathcal{ML}$  (фиг.5) системи за репетитивно управление. Предлаганите методи за синтез предполагат като начални условия априори известни: период  $T_p$  на периодичните сигналните сму-

щаващи въздействия v(p), f(p), y(p); локален критерий за качество на системата; номинален модел на обобщения обект за управление  $G^*(p)$ . Методите за синтез се състоят в аналитичното проектиране на  $R_{RC}$  (фиг.2) чрез комбинирането на познати от литературата методи и алгоритми за синтез на регулатори (линеен стандартен **PID**, **RF**, **RM** и **DAS**) с метода за синтез на режекторния филтър с усъвършенстван **ML**-контур.

В работата при начални условия (28) и (29) е решена задачата за проектиране на  $R_{RC}$  по предлаганите методи за стойност N = 3.

(28) 
$$G^*(p) = \frac{1.25}{10 p+1} e^{-2p}$$
 (29)  $G^{\bullet}(p) = \frac{2.1}{10 p+1} e^{-3p}$ 

	Табл.1	
R(p)	11p+1  0.1p+1	
	$\frac{0.0}{11p} \frac{11p}{0.02p+1}$	
	8p+1  0.1p+1	
$R^{-}(p)$	$0.2 - \frac{0.2}{8 p} - \frac{0.02 p+1}{0.02 p+1}$	
	$R^{\blacksquare}(p) - R^{\ast}(p)$	
F(p)	$-\frac{(1)}{1+R*(n)C*(n)}$	
	$\frac{1+K(p)O(p)}{p(1-p)O(p)}$	
P(n)	$R(p)(F(p)G^{*}(p)+1)$	
$K_F(p)$	$F(p)G^{-}(p)+1$	
	$R_{(M)}(p) = k_{R_{(M)}}(\lambda)   I + \tau_D(\lambda) p + \frac{1}{(-1)^{n-1}}   \frac{1}$	
$R_{n}(p)$	$\left( \qquad \qquad \tau_{I}(\lambda)p\right)(\tau_{F}(\lambda)p+I)$	
M(P)	$\begin{bmatrix} 1 & 0,909 p & 1 \end{bmatrix}$	
	$R_{(M)}(p) = 0.185 \left[ \frac{0.9677  p+1}{(0.9677  p+1)} + \frac{0.9677  p+1}{(0.9677  p+1)} + \frac{1}{(4.8387  p^2 + 5  p)} \right]$	
	$\left( \begin{array}{c} (0,,0,0,p+1) \\ (0,,0,0,p+1) \end{array} \right)$	
4 ( m )	0.029666	
A(p)	$p^2 + 5p + 1$	
$R_{\text{DAS}}(p)$	$\frac{1}{R(p)A(p)}$	
-DAS(P)		
N=3	$W_{1,2,2}(p) = \frac{0.5555}{1000000000000000000000000000000000$	
11-5	0.1 p + 1	

Синтезираните системи са моделирани. Резултатите от синтеза са показани в Табл.1, а в сравнителен план за синтезираните системи са илюстрирани: - *преходните функции* (фиг.6.а)

- честотните характеристики (фиг.6.b-d).

- честотен Nyquist- (фиг.9.a,b,e,f) и Black-Nichols- (фиг.9.c,d) робастен анализ варианти) по характеристиките на номиналните  $W^*$  и на смутените на найгорна граница  $W^{\bullet}$  (30) отворени системи на изискванията за робастната устойчивост (31) и за робастно качество (32) в условията на априорна неопределеност моделирана с кръгове  $\pi(j\omega)$  (33) по окръжности  $\pi^{\circ}(j\omega_i)$  (34) с радиуси  $r^{\circ}(\omega_i)$  (35) и центрове в точките  $\omega_i$  от ходографа  $W^*$ 

$$W_i^* = R_i G^*; \quad W_i^{-} = R_i G^{-}$$
 (30)
$$\left| 1 + G^{*}(\omega) R_{i}(\omega) \right| > r^{0}(\omega), \forall \omega$$
(31)

$$\left| 1+G(\omega)R_{i}(\omega) \right| \geq \left| 1+G^{*}(\omega)R_{i}(\omega) \right| - r^{0}(\omega), \forall G \in \Pi; \forall \omega$$
(32)

$$\pi (j\omega) \in W (j\omega), (\omega \in [0;\infty))$$
(33)

$$\pi^{0}(j\omega_{i}) = \begin{cases} Re^{0}(\omega_{i}) = Re^{*}(\omega_{i}) + r(\omega_{i}) \cos\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \\ Re^{0}(\omega_{i}) = Re^{*}(\omega_{i}) + r(\omega_{i}) \cos\Omega, (\Omega \in [0,\infty)) \end{cases}$$
(34)

$$(Im^{0}(\omega_{i})) = Im^{*}(\omega_{i}) + r(\omega_{i}) \sin \Omega, (\Omega \in [0, \infty))$$

$$r^{o}(\omega_{i}) = \left| l_{a}(\omega_{i})R(\omega_{i}) \right| = \left| l_{m}(\omega_{i})R(\omega_{i})G^{*}(\omega_{i}) \right|$$
(35)

- робастния анализ по характеристиките на чувствителността на затворените системи (фиг.7) на изискванията за робастната устойчивост RS (36) и за робастно качество RP (37).

$$RS_{i} \Rightarrow \left| \eta^{*}(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right| < 1, \left( \forall \omega, \omega \in [0, \infty); \eta^{*} = RG^{*}(1 + RG^{*})^{-1} \right)$$
(36)

$$RP_{i} \Rightarrow \left| \eta^{*}(\omega) \overline{\ell}_{m}(\omega) \right| + \left| e^{*}(\omega) v(\omega) \right| < 1, \left( \forall \omega, \omega \in [0, \infty); e^{*} = (1 + RG^{*})^{-1} \right)$$
(37)

- запасите на робастна устойчивост k <sub>м sol</sub> (38) и запасите на робастно качество k <sub>м pol</sub> (39) на (фиг.8 и фиг.9.e-f)

$$k_{MSOL} (\omega) = r^{0} (j\omega) | 1 + R (j\omega) G^{*} (j\omega) |^{-1} \leq 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty))$$
(38)

$$k_{MPOL}(\omega) = \left( \left| 1 + R(j\omega) G^*(j\omega) \right| - r^0(j\omega) \right) \left| 1 + R(j\omega) G^{\bullet}(j\omega) \right|^{-1} \le 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty))$$
(39)





Новото и оригинално, достигнато в работата може да се определи с това, че: - са предложени структури на рабастни RF-ML (фиг.3), RM-ML (фиг.4) и DAS-ML (фиг.5) системи с робастни регулатори и ML-отсичащи лентови филтри с памет, чието приложение позволява ефективното управление на обекти в хармонично зашумена индустриална среда; - са предложени решения за конфигуриране, методи, критерии и алгоритми за аналитичен синтез на тези нови класове робастни системи, които са с потвърдена и доказана работоспособност; - е проведен обобщен робастен честотен Nyquist- и Black-Nichols-анализ оценката, потвърждението и доказателството на приложимостта на предлаганите решения и работоспособността на методите; - в сравнителен план са проведени инженерен и робастен анализ на синтезираните системи.

#### Литература

1. 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

2. 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, 259–265.

3. Maarten Steinbuch (2002), Repetitive control for systems with uncertain period-time Automatica 38, 2002, 2103 – 2109

4. Tsao, T. C., & Nemani, M. (1992), Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696–2699.

5. Nikolova N., Nikolov E. (2007), Repetitive Robust Control For Systems With Uncertain, In: Proceedings of the National Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS '07, Session "Control Power Plants and Systems", October 26-27, 2006, Bobov Dol, © 2007 Union of Automatics and Informatics, ISBN-10:954-9641-49-X, ISBN-13:978-954-49-3, 3-8

6. Nikolov E., D. Jolly, N. Nikolova, B. Benova (2005), Commande Robuste, Sofia 2005, © 2005 Editeur de l'Université Technique de Sofia, ISBN 954-438-500-2, 216 p.

7. Nikolov E. (2005), Robust Control System (Applied Methods for Process Control - part II), Sofia 2005, © 2005 Ed. of Technical University Sofia, ISBN 954-438-499-5, 144 p.

8. Morari M., E. Zafiriou (1988), Robust Process Control, © Prentice-Hall Int. NJ, 479 p.

**Автор:** Нина Николов, доц., д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *ninan@tu-sofia.bg* 

#### Постъпила на 28.07.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# МОДЕЛИРАНЕ И ОПТИМАЛНО УПРАВЛЕНИЕ НА ЛАБОРАТОРЕН ТОПЛИНЕН ОБЕКТ

## Станислав Енев

**Резюме:** В работата е извършено математическо моделиране на лабораторен топлинен обект, като е използван аналитично-експериментален подход. От експериментално снети данни са оценени параметрите на модел със структура, определена на база аналитични зависимости, описващи масови и енергийни баланси в обекта при определени допускания. Описанието е приведено в пространство на състоянието в подходящ вид, предвид синтеза на оптимално управление с обратна връзка по състояние. Анализирана е възможността за реализиране на управлението по състояние с използване на ПИД-регулатори в каскадна схема за управление и са получени съответните настройки на регулаторите. Представени са някои симулационни резултати.

**Ключови думи:** аналитично-експериментално моделиране, оптимално управление, ПИД-регулатори, каскадни системи за управление

# MODELING AND OPTIMAL CONTROL OF A LABORATORY HEAT-EXCHANGE PROCESS EXPERIMENT

# **Stanislav Enev**

Abstract: In the paper, a mathematical modeling of a laboratory heat-exchange process experiment is done by using a combined analytical-experimental (white-box – black-box) approach. From an input-output data set obtained experimentally, model parameters are estimated. The structure of the model is determined by writing energy and mass balance equations for the heat-exchange process, based on certain assumptions. A state-space realization of the model, suitable for optimal design problem formulation, is obtained. The implementation of the state-feedback control law in a cascade control scheme using PID controllers in both loops is designed, and the corresponding controller settings are obtained. Some simulation results are presented. **Keywords:** combined analytical-experimental modeling, optimal control, PID controllers, cascade control systems

## 1. Въведение

Топлообменните процеси и апарати са едни от най-широко застъпените в промишлените инсталации, а температурата, като технологичен параметър, е може би регулируемата величина в относително най-големия брой регулиращи контури. Вследствие, качеството на регулиране в тези контури е фактор, който оказва значително влияние върху ефективността и производителността на съответните инсталации. От друга страна, различни проучвания показват, че изненадващо малък процент от регулиращите контури в промишлените инсталации са настроени оптимално [1]. Оказва се дори, че при по-голямата част от регулиращите контури, работата на регулаторите в автоматичен режим обуславя пониско качество на регулиране от това, при ръчен режим. Същевременно, в огромната част от регулиращите контури, действащите регулатори реализират типови, т.е., ПИД-закони за управление. Тези съображения определят задачата за настройка на типови регулатори като актуална и с голямо значение за повишаване чрез управление, на ефективността, в общ смисъл, на различните производства. В настоящата работа, тази задача е разгледана за случая на лабораторен топлинен обект, като в първата си част работата е посветена на една от необходимите предпоставки за управление.

#### 2. Описание на лабораторния топлинен обект

Лабораторният физически модел е изграден от три съда - С1, С2 и С3, като по същество представлява каскада от два топлообменника - Фиг. 1. В съда С1, работният флуид (вода) се загрява от електрическия нагревател (ЕН). Посредством помпата (П) се създава принудителна циркулация на този флуид между съдовете С1 и С2, като по този начин през преградата между С2 и С3 (С2 е оформен като кожух на С3) се осъществява топлообмен между флуидите в двата съда. В горната част на С3 постъпва флуид (вода), като чрез изменение на мощността на електрическия нагревател се регулира температурата на отвеждания от дъното на С3 поток. Бъркалката (Б) в С3 създава условия за изравняване на температурите на флуида в отделните части на С3.



Фиг.1

На фиг.1 са показани още и съществуващите компоненти от системата за управление на обекта, които по същество дават възможност за въвеждането на кас-

кадна схема на управление. Двата регулатора позволяват реализирането на ПИД-закони за управление, а посредством двете терморезисторни сонди се измерва температурата на флуидите в съдове С1 и С3. Мощността на електрическия нагревател се управлява чрез широчинно-импулсна модулация, реализирана посредством управляемия полупроводников преобразувател (УПП), като управляващият сигнал, генериран от регулаторите, е коефициента на запълване.

#### 3. Аналитично-експериментално моделиране

При съставянето на математическото описание на обекта са направени следните допускания:

- температурното поле във всеки един съд се приема за еднородно, т.е., температурата се приема като съсредоточен параметър;

- топлообменът между съдовете и околната среда, както и инерционностите (топлинните капацитети) на терморезисторните сонди и на електрическият нагревател се пренебрегват.

Така, измененията на температурите в трите съда са дадени от следните уравнения:

$$\rho c V_1 \theta_1 = \rho c f_{12} (\theta_2 - \theta_1) + Q_m \mu$$

$$\rho c V_2 \dot{\theta}_2 = \rho c f_{12} (\theta_1 - \theta_2) - kS(\theta_2 - \theta_3) \qquad (1)$$

$$\rho c V_3 \dot{\theta}_3 = \rho c f_{ex} (\theta_{ex} - \theta_3) + kS(\theta_2 - \theta_3)$$

където:

- $\theta_i(t)(^{\circ}C)$  температура на водата в i-тия съд Ci;
- $V_i(t)(m^3 / s)$  обем на водата в i-тия съд;
- $f_{12}(t)(m^3 / s)$  дебит на потока между С1 и С2;
- $Q_m(kW)$  максимална мощност на електрическия нагревател;
- $\theta_{ex}(t)(^{\circ}C)$  температура на постъпващата в C3 вода;
- $f_{ex(uxx)}(t)(m^3/s)$  дебит на входящия (изходящия) поток в (от) С3;
- $\mu(t)(-)$  коефициент на запълване на импулсите, подавани към електрическия нагревател (стойности 0-1);
- с ( $kJ / kg^{\circ}C$ ) специфичен топлинен капацитет на водата;
- $\rho(kg/m^3)$  плътност на водата;
- $k(J/m^2/C)$  коефициент на топлопредаване между кожуха (съд С2) и С3;
- $S(t)(m^2)$  топлообменна повърхност между С2 и С3.

Специфичната енталпия на водата в съдовете условно е приета за нула при  $\theta = 0$  °*C*. Коефициентите с,  $\rho$ , k се приемат за постоянни. Режимът на работа на топлинния обект се характеризира с:  $f_{12}$ ,  $V_{1(2)} - const$ . Приема се още и:  $Q_m - const$  (мощността на електрическия нагревател е функция на мрежовото напрежение, което може да варира в определени граници);  $f_{ex} = f_{uxx} - const$ , откъдето следва и:  $V_3$ , S – *const*. Така, тези величини могат да бъдат приети като параметри в модела, което води до линейно описание от трети ред с:

-  $\mu(t)$ ,  $\theta_{ex}(t)$  - входни променливи;  $\mu(t)$ - управляващо въздействие,  $\theta_{ex}(t)$  - смущение;

-  $\theta_1(t)$ ,  $\theta_2(t)$ ,  $\theta_3(t)$  - зависими променливи (променливи на състоянието);  $\theta_3(t)$  - основна регулируема величина (изход на обекта);  $\theta_1(t)$  - междинна регулируема величина (в контекста на каскадна схема за управление).

Моделът се записва в следния вид:

 $\begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1} \\ \dot{\theta}_{2} \\ \dot{\theta}_{3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -f_{12}V_{1}^{-1} & f_{12}V_{1}^{-1} & 0 \\ f_{12}V_{2}^{-1} & -(\alpha f_{12} + \beta)(\alpha V_{2})^{-1} & \beta(\alpha V_{2})^{-1} \\ 0 & \beta(\alpha V_{3})^{-1} & -(\alpha f_{\alpha x} + \beta)(\alpha V_{3})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_{1} \\ \theta_{2} \\ \theta_{3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_{m}(\alpha V_{1})^{-1} \\ 0 \\ 0 \\ B_{1} \end{bmatrix} \mu + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f_{\alpha x}V_{3}^{-1} \\ B_{2} \end{bmatrix} \theta_{\alpha x}$ (2)

където:  $\alpha = \rho c$ ,  $\beta = kS$ .

# 3.1. Определяне на структурите на предавателните функции по каналите на управляващото въздействие

Предавателни функции на каналите между съответните входни и изходни величини се получават след прилагане на преобразувание на Лаплас върху модела (2). За образа на основната регулируемата величина ( $\theta_3$ ) получаваме:

$$\theta_{3}(p) = \underbrace{C_{1}(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_{1}}_{G_{11}}\mu(p) + \underbrace{C_{1}(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_{2}}_{G_{12}}\theta_{ex}(p) + \underbrace{C_{1}(p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}}_{G_{1n}}[\theta_{1}(0) \quad \theta_{2}(0) \quad \theta_{3}(0)]^{T} \qquad (3)$$

където:  $C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ . За образа на междинната регулируема величина ( $\theta_1$ ) получаваме следния израз:

$$\theta_{1}(p) = \underbrace{C_{2}(pI - A)^{-1}B_{1}}_{G_{21}}\mu(p) + \underbrace{C_{2}(pI - A)^{-1}B_{2}}_{G_{22}}\theta_{ex}(p) + \underbrace{C_{2}(pI - A)^{-1}}_{G_{2n}}[\theta_{1}(0) \quad \theta_{2}(0) \quad \theta_{3}(0)]^{T} \qquad (4)$$

където:  $C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ . За матрицата  $(pI - A)^{-1}$  имаме:

$$p\mathbf{I} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} p + f_{12}V_{1}^{-1} & -f_{12}V_{1}^{-1} & 0 \\ -f_{12}V_{2}^{-1} & p + (\alpha f_{12} + \beta)(\alpha V_{2})^{-1} & -\beta(\alpha V_{2})^{-1} \\ 0 & -\beta(\alpha V_{3})^{-1} & p + (\alpha f_{ex} + \beta)(\alpha V_{3})^{-1} \end{bmatrix}, \quad (p\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{Adj(p\mathbf{I} - \mathbf{A})}{\det(p\mathbf{I} - \mathbf{A})}$$
$$D(p) = \det(p\mathbf{I} - \mathbf{A}) = (p + f_{12}V_{1}^{-1})(p + (\alpha f_{ex} + \beta)(\alpha V_{2})^{-1})(p + (\alpha f_{ex} + \beta)(\alpha V_{3})^{-1}) + \beta^{2}\alpha^{-2}V_{2}^{-1}V_{3}^{-1}(p + f_{12}V_{1}^{-1}) + f_{12}^{2}V_{1}^{-1}V_{2}^{-1}(p + (\alpha f_{ex} + \beta)(\alpha V_{3})^{-1})$$
(5)

За предавателните функции по каналите на управляващото въздействие получаваме:

$$G_{11}(p) = \frac{\theta_3(p)}{\mu(p)}, \ G_{11}(p) = \frac{N_{11}(p)}{D(p)} = \frac{C_1 A dj (p I - A) B_1}{D(p)} = \frac{f_{12} \beta (\alpha^2 V_1^2 V_2)^{-1} Q_m}{D(p)}$$
(6)

$$G_{21}(p) = \frac{\theta_{1}(p)}{\mu(p)}, \ G_{21}(p) = \frac{N_{21}(p)}{D(p)} = \frac{C_{2}Adj(p\mathbf{I} - A)\mathbf{B}_{1}}{D(p)} = \frac{Q_{m}(\alpha V_{1})^{-1} \left( \left( p + (\alpha f_{12} + \beta)(\alpha V_{2})^{-1} \right) \left( p + (\alpha f_{ex} + \beta)(\alpha V_{3})^{-1} \right) - \beta^{2} (\alpha^{2} V_{2} V_{3})^{-1} \right)}{D(p)}$$
(7)

Съгласно (5),(6) и (7), двете предавателни функции са от трети ред с реални полюси (общ характеристичен полином), като тази, съответстваща на канала, по който управляващото въздействие влияе върху изхода на обекта няма нули. Предавателната функция на канала, по който управляващото въздействие влияе върху междинната регулируема величина има две реални нули. Може да се отбележи, че отчитането на топлообмена с околната среда в модела, няма да доведе до структурни промени, що се касае до двете търсени предавателни функции.

# 3.2. Оценяване на параметрите на предавателните функции по каналите на управляващото въздействие по експериментални данни

За целта, в резултат на експеримент са снети реакциите на обекта, по изхода  $\theta_3$  и по междинната променлива  $\theta_1$ , на поредица от стъпални въздействия, приложени на входа му. Преди подаването на стъпалните въздействия, обектът е приведен в установен режим (приема се  $\theta_{ex}$  - const, и се оставя достатъчно време, през което преходните процеси, възникнали вследствие на смущаващото въздействие и началните условия да затихнат). Стойностите на съответните величини са отчитани с период от 1 *s*. Търсените предавателни функции са  $W_1(p)$  и  $W_2(p)$ , съгласно структурната схема на Фиг.2.



Определянето на двете предавателни функции е извършено с помощта на процедурите, налични в *System Identification Toolbox* [2] на програмния продукт *Matlab*, като са приети структурите съгласно аналитичното описание на обекта, т.е.:

- за 
$$W_1(p)$$
 е възприета структурата на  $G_{21}(p) - k_{o1} \frac{(T_1^z p + 1)(T_2^z p + 1)}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}$  (8)

- за  $W_1(p)W_2(p)$  е възприета структурата на  $G_{11}(p) - \frac{k_o}{(T_1p+1)(T_2p+1)(T_3p+1)}$  (9)

С цел получаване на предавателни функции с еднакъв знаменател (ограничение, обусловено от възприетия модел), оценяваните предавателните функции са  $W_1(p)W_2(p)$  и  $W_2(p)$ , като впоследствие  $W_1(p)$  е определена като отношението между тях. Съгласно структурите на  $G_{11}(p)$  и  $G_{21}(p)$ , при оценяването на  $W_2(p)$  е възприета следната структура:  $\frac{k_{o2}}{(T_1p+1)(T_2p+1)}$ ,  $k_{o2} = \frac{k_o}{k_{o1}}$ .

Предварителната обработка на данните се свежда до изваждане на стойностите, съответстващи на установения режим от измерените температури, което изо-

лира съставката в сигналите, обусловена от управляващото въздействие (установеният режим е съставка в изхода, обусловена от смущението  $\theta_{ex}$ , при отсъствие на управляващо въздействие). При проведения експеримент, установения режим е даден от:  $\theta_3^{ycm} = 15,4 \text{ и } \theta_1^{ycm} = 17,8$ . Масивът от данни е разделен на две части - първата, включваща първите 5000 точки, е използвана в идентификационната процедура; останалите данни са използвани за валидиране на получените оценки.



На фиг.3 са представени експериментално снетите данни (горе), както и тези, генерирани с използване на определените при идентификационната процедура предавателни функции. За параметрите са получени следните оценки:

 $T_1 = 2860$ ,  $T_2 = 162,4$ ,  $T_3 = 161,8$ ,  $T_1^z = 632$ ,  $T_2^z = 43,6$ ,  $k_{o1} = 0,643$ ,  $k_{o2} = 0,498$  като управляващото въздействие  $\mu$  е отчетено в проценти (0-100%).

#### 4. Синтез на оптимално управление при квадратичен критерий

Задачата за синтез на оптимално управление при едномерни системи и квадратичен критерий за качество [3], [4], има следния общ вид:

$$\min_{u} J, \text{ със } J = \int_{0}^{\infty} (x^{T}Qx + \rho u^{2})dt \qquad (10.1)$$
  
при:  $\dot{x} = Ax + Bu$  (10.2)

Известно е, че резултатът от така формулирана задача, т.е. оптималният закон за управление, може да бъде записан в следния вид - u = Kx, или с други думи, оп-

тималният закон за управление може да бъде реализиран като обратна връзка по състояние. Тъй като синтезът в пространство на състоянието, при тази постановка, води до определянето на регулатор на нулевото състояние, то е необходимо описание на обекта в координати, представляващи отклонения около желаното равновесно състояние. За целта, грешката в САР се дефинира както следва:

$$\varepsilon \equiv r - \theta_3 \qquad (11)$$

където: *г* - задание. Предполагат се режими на работа на обекта при постоянни задания, т.е. *г* - *const*. Изхожда се от следното описание на обекта:

$$\frac{d^3\theta_3}{dt^3} + a_3\frac{d^2\theta_3}{dt^2} + a_2\frac{d\theta_3}{dt} + a_1\theta_3 = b\mu \qquad (12)$$

където съгласно (8) и (9):  $a_3 = \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_1 T_2 T_3}, a_2 = \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2 T_3}, a_1 = \frac{1}{T_1 T_2 T_3}, b = \frac{k_{o1} k_{o2}}{T_1 T_2 T_3}.$ 

Съгласно (11) и (12) имаме:

$$\frac{d^{3}\varepsilon}{dt^{3}} + a_{3}\frac{d^{2}\varepsilon}{dt^{2}} + a_{2}\frac{d\varepsilon}{dt} + a_{1}\varepsilon = -b\mu + a_{1}r \qquad (13)$$

Дефинира се спомагателната променлива и както следва:

$$u = \dot{\mu}$$
, ИЛИ  $\mu = \int_{0}^{t} u dt$  (14)

Така, след диференциране по времето, (13) добива вида:

$$\frac{d^{4}\varepsilon}{dt^{4}} + a_{3}\frac{d^{3}\varepsilon}{dt^{3}} + a_{2}\frac{d^{2}\varepsilon}{dt^{2}} + a_{1}\frac{d\varepsilon}{dt} = -bu$$

Полученото диференциално уравнение се реализира в пространство на състоянията във фазокоординатна канонична форма, като променливите на състоянието се избират както следва:

$$x_1 \equiv \varepsilon$$
,  $x_2 \equiv \frac{dx_1}{dt} = \frac{d\varepsilon}{dt}$ ,  $x_3 \equiv \frac{dx_2}{dt} = \frac{d^2\varepsilon}{dt^2}$ ,  $x_4 \equiv \frac{dx_3}{dt} = \frac{d^3\varepsilon}{dt^3}$ 

Описанието добива следния вид:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u}$$
, KЪДЕТО:  $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -b \end{bmatrix}$  (15)

Така полученото описание (15) се използва при синтеза на оптимален линеен регулатор по състояние. Пълното характеризиране на задачата (10) изисква и определянето на матрицата Q и скаларът  $\rho$ . Тези два елемента по същество могат да бъдат интерпретирани като тегловни коефициенти при формирането на функционала J, и определянето им обикновено е свързано с итерационна процедура на проби и грешки [4]. Най-често, Q представлява диагонална матрица, т.е.  $Q = diag(q_1, q_2, q_3, q_4)$ , което прави лявата част в подинтегралната функция на (10.1), претеглена сума от квадратите на променливите на състоянието. В литературата са предложени и някои правила за първоначален избор на Q и  $\rho$ , например т. нар. "правило на Брайсън" [5].

При закон за управление от вида:

$$u = \mathbf{K}\mathbf{x} = k_0\varepsilon + k_1\frac{d\varepsilon}{dt} + k_2\frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + k_3\frac{d^3\varepsilon}{dt^3} = k_0\varepsilon - k_1\frac{d\theta_3}{dt} - k_2\frac{d^2\theta_3}{dt^2} - k_3\frac{d^3\theta_3}{dt^3}, \ \mathbf{Cbc} \ \mathbf{K} = [k_0 \ k_1 \ k_2 \ k_3]$$

уравнението на затворената САР добива вида -  $\dot{x} = (A + BK)x$ , и процесът на грешката се описва от следното диференциално уравнение:

$$\frac{d^{4}\varepsilon}{dt^{4}} + (a_{3} + k_{3}b)\frac{d^{3}\varepsilon}{dt^{3}} + (a_{2} + k_{2}b)\frac{d^{2}\varepsilon}{dt^{2}} + (a_{1} + k_{1}b)\frac{d\varepsilon}{dt} + k_{0}b = 0, \quad \mathbf{x}_{0} = \mathbf{x}(0)$$
(16)

Съгласно (14), за управляващото въздействие приложено върху обекта имаме:

$$\mu = \int_{0}^{t} u dt = k_0 \int_{0}^{t} \varepsilon dt - k_1 \theta_3 - k_2 \frac{d\theta_3}{dt} + k_3 \frac{d^2 \theta_3}{dt^2}$$
(17)

Вижда се, че полученият закон за управление съдържа интеграл от грешката, и по същество представлява ПИДД<sup>2</sup>-закон за управление, като освен интегралната, всички останали съставки са изчислявани по изхода на обекта. Интегралът от грешката, като съставка в управляващото въздействие, произтича естествено от начина на въвеждане на спомагателната управляваща променлива (14), докато самият той, от друга страна, е обусловен от необходимостта да бъде елиминирана константата (заданието) в дясната част на (13). Така, по естествен път, в закона за управление се появява интегралната съставка, необходима за стабилизирането без наличие на грешка в установен режим, на ненулеви равновесни положения.

#### 5. Реализация на управлението в каскадна схема с използване на типови регулатори

Съгласно фиг.1. и полученото в т. 3 описание на обекта, за реализирането на закона за управление (17), регулаторът във външния контур следва да използва пълната си функционалност, т.е. да реализира ПИД-закон за управление. Допълнителната степен на свобода в (17) може да бъде получена чрез реализиране на П-закон за управление във вътрешния контур. Така, структурната схема на каскадната САР добива вида, показан на фиг.4.



Фиг.4

Въпреки, че и диференциалната съставка се изчислява по грешката в наличния регулатор, ограничението върху управляващото въздействие ( $0 \le \mu \le 1$ ) на практика води до показаната структура. Така, при  $r(p) = \theta_3^{3ao} p^{-1}$ , за образа на сигнала на грешката имаме:

$$\varepsilon(p) = \theta_{3}^{3ao} \frac{p^{3} + (a_{3} + k_{p2}c_{2})p^{2} + (a_{2} + k_{p2}c_{1} + k_{p1}k_{p2}bT_{D1})p + (a_{1} + k_{p2}c_{0})}{p^{4} + (a_{3} + k_{p2}c_{2})p^{3} + (a_{2} + k_{p2}c_{1} + k_{p1}k_{p2}bT_{D1})p^{2} + (a_{1} + k_{p2}c_{0} + k_{p1}k_{p2}b)p + k_{p1}k_{p2}bT_{D1}^{-1}}$$
(18)

където, съгласно (8):  $c_2 = \frac{k_{o1}T_1^z T_2^z}{T_1 T_2 T_3}$ ,  $c_1 = \frac{k_{o1}(T_1^z + T_2^z)}{T_1 T_2 T_3}$ ,  $c_1 = \frac{k_{o1}}{T_1 T_2 T_3}$ .

След приравняване на коефициентите в (16) с тези от характеристичния полином на (18), за параметрите на двата регулатора се получават следните изрази:

$$k_{P1} = \frac{k_1 c_2 - k_3 c_0}{k_3 b}, \ T_{I1} = \frac{k_1 c_2 - k_3 c_0}{k_0 c_2}, \ T_{D1} = \frac{k_2 c_2 - k_3 c_1}{k_1 c_2 - k_3 c_0}, \ k_{P2} = \frac{k_3 b}{c_2}$$

За времеконстантите на регулатора във вътрешния контур имаме:  $T_{I_2} \rightarrow \infty$ ,  $T_{D_2} = 0$ От структурната схема на фиг.4 се вижда, че при наличните регулатори, и пропорционалната съставка в закона за управление е изчислявана по грешката, за разлика от случая в (17). Въвеждането на (17) би довело до характеристичния полином в (18), т.е. до същия характеристичен полином, но до числител, различен от този в (18). При стъпални изменения на заданието, реализирани при вече установен режим, тази разлика в законите за управление може да бъде интерпретирана като разлика в началните условия съгласно (16). Така, при закона за управление (17), преходният процес ще бъде определен от (16) при начални условия  ${}^1x_0$ , докато, при така въведения, съгласно фиг.4, закон за управление, началните условия ще са дадени от  ${}^2x_0$ , със:

 ${}^{1}\boldsymbol{x}_{0} = [\theta_{3}^{3a\partial}, 0, 0, 0]^{T}, {}^{2}\boldsymbol{x}_{0} = [\theta_{3}^{3a\partial}, 0, 0, -\theta_{3}^{3a\partial}bk_{P1}k_{P2}]^{T}$ 

Законите за управление на двата регулатора в съществуващата система се реализират в дискретен вид с период на дискретизация - 1s. Основният период на широчинно-импулсната модулация има същата стойност. Предвид отношението на периода на дискретизация и времеконстантите на обекта (най малката  $\approx 43 s$ ), може да се твърди, че свойствата на дискретния закон за управление са практически идентични с тези на непрекъснатия в честотната лента на обекта и на САР, което не налага допълнителен анализ и евентуални модификации на получените настройки.

#### 5. Симулационни резултати

На фиг.5 са представени преходни процеси, получени по симулационен път с използване на получения модел на обекта. Съответните закони за управление са синтезирани съгласно (10) с използване на функцията "lqr", налична в *Control System Toolbox* на програмния продукт *Matlab*. Моделът на САР, съгласно Фиг. 4 е изграден в средата *Simulink*.

#### 6. Заключение

В работата е разгледана задачата за настройка на типови регулатори в каскадна схема, при управлението на лабораторен топлинен обект. Показана е възможността за реализация на оптимално управление за конкретния случай, при тази типична конфигурация на индустриална САР. Получен е модел на обекта с използване на комбиниран аналитично-експериментален подход. Резултатите от идентификационната процедура показват адекватността на предложената струк-

тура на модела и на съответните допускания при формирането на балансните уравнения.

Предвидени са допълнителни експерименти, свързани с валидацията на предложената структура на математическия модел при различни режими на работа на обекта, както и експерименталната реализация и проверка на различни закони за управление, въведени по предложената схема.



#### Литература

[1] O'Dwyer A. (2006), *PI and PID controller tuning rules: an overview and personal perspective*, Proceedings of the IET Irish Signals and Systems Conference, Dublin Institute of Technology, 2006, pp. 161-166.

[2] System Identification Toolbox User's Guide, Mathworks Inc.

[3] Маджаров Н. (1999), *Линейни системи за управление*, Технически Университет-София, София, 1999.

[4] Vegte J. V. (1994), *Feedback Control Systems*, Prentice Hall, New Jersey, 3rd edition, 1994.

[5] Franklin G. F., Powell J. D., Emami-Naeini A. (2002), *Feedback Control of Dynamic Systems*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 4th edition, 2002.

**Автор:** Станислав Енев, гл. ас. д-р, катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *sta\_enev@yahoo.com* 

Постъпила на 09.11.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



# УПРАВЛЕНИЕ НА РЕЗЕРВОАРНО СТОПАНСТВО ЗА ПЕТРОЛНИ ПРОДУКТИ

## Асен Тодоров, Алпер Мехмед, Антон Тодоров

**Резюме** : В работата е развита идеята за синтез на система за управление на потоците в едно резервоарно стопанство и контрол на технологичните процеси.

**Ключови думи:** резервоарно стопанство, комуникация, дискретно събитийни системи

## TANK FARM MANAGEMENT FOR PETROLEUM DERIVATIVES

## Assen Todorov, Alper Mehmed, Anton Todorov

Abstract: Architectural design of tank farm, which includes flow management (data and fluid). This will be achieved by automation of measurement, processes and communication between intelligent actuators, local control units and SCADA system (both logical and batch management). The overall system architecture is based on Stardom system, product of Yokogawa, which is one of the leading companies in this area

Key words: tank farm, communication structure, fluid regime, batch management.

## 1. Увод

С увеличаване на цената на суровия петрол в последните години и повишаване на изискванията относно замърсяванията от петролни бази, рафинерии и складови стопанства за петрол и петролни продукти се появява нуждата от оптимално управление на резервоарните складови стопанства. Това управление включва оптимизация на потоците: информационни и флуидни. От съображения за сигурност и противопожарна безопасност се налага да се реши и проблема с резервиране на информацията и пътищата на продуктовите потоци.

В материала се предлага техническо решение на система за измерване на технологичните величини, управление на материалните потоци на резервоарно стопанство и комуникационна йерархична мрежа, за пренасяне на данните до и от централната SCADA система за обработка, управление на събития и разработка на примерен човеко-машинен интерфейс. Архитектурата и по-голямата част от полевите устройства за измерване и/или управляване на събития се базират на елементи от производствената листа на водещи тази област фирми.

# 2. Информационна архитектура

Технологичният процес в един резервоар може да се определи чрез измерване на основни величини, като: ниво на флуида, налягане, температура, ниво на водата на дъното на резервоара, плътност, проверка за теч и корозия. Тези основни за процеса величини са съпътствани с допълнителни измервания на газовите среди над течността (налягане и състав), анализ на ситуации за разпознаване на пред-аварийни и аварийни ситуации (опасност от пожар, взрив, прегряване, превишаване на допустими налягания или вакуумни нива и др.). Обикновено изборът на метод за измерване и защита зависи сериозно от конструкцията на резервоара: вида на покрива (стационарен или плаващ), наличие на понтон (единичен или двоен), цилиндричен или сферичен и др. Едно от предизвикателствата при измерване на нивото е и избор на метод на измерване.

Измервани величини. В днешно време за автоматично измерване на нивото на флуида се използват два основни метода: измерване чрез серво-система (фиг.1) и радарно измерване (фиг.2). Всяка една от системите си има своите плюсове и минуси, но според последните изследвания измерването чрез серво система се определя като по-надеждно. Основните му предимства пред радарната технология е опростената процедура за калибриране, не се влияе от околната температура или температурата на флуида. Ако покрива е стационарен, с поставяне на различни по вид поплавъци могат да се измерват нива на няколко различни пласта. При плаващ покрив този ефект не може да се използва. Освен основния датчик измерване на нивото се използват и датчици за ниско минимално и високо максимално ниво (фиг.3). Според наредбите за сигурност се налага използването и на дублиращ механичен датчик. Двата датчика за минимално и максимално ниво работят на принципа на промяна на честотата на трептене във въздушна и флуидна среда.





Фигура 1 : Серво

Фигура 2 : Радар

Когато датчика е потопен във флуида лъжичката трепти с честота  $f_1$ , докато е извън флуида с честота  $f_2$ . Механичния датчик може да се използва с две цели, да предупреждава за съответното ниво, и ако поплавъка се движи по предварително разграфена линия (положена от външната страна на стената на резервоара) нивото да се наблюдава и в реално време.



Фигура 3 : Датчик за ниво



Фигура 4 : Датчик за налягане

При стационарен покрив от голямо значение е измерването на налягането (фиг.4) на газовете над течността. При прекалено големи разлики в налягането има опасност от деформиране на покрива. Като датчици се използват два вида : стандартни датчици за измерване на налягане и чисто механични. Използването на чисто механични датчици е поради опасност от прекъсване на захранването на стандартния датчик и от там на несработване на предпазните устройства. При механичните отварянето и затварянето на клапата зависи само от неговата настройка. Освен измерване на налягането на газовете е нужно и измерване на налягането на флуида. Неговата стойност служи за косвено определяне на нивото и/или плътността на флуида.

Важна величина е и температурата на флуида. Тя се измерва чрез многоточков термометър . Броят на точките за измерване, разположени по вертикалата на резервоара зависи от предписанията на проектанта, но не е по-малък от 4. Към този датчик се прикрепя и датчика за нивото на утаената на дъното водата. Полагането на тези два датчика става по два метода: директно във флуида, като към датчика за ниво се прикрепя тежест или в тръба. Изборът зависи от вида на покрива и типа на флуида и др. Очевидно е, че при плаващ покрив е немислимо да се използва вторият метод, макар че в последно време фирмата Endress-Hauser предлага интересни конструктивни решения, като в случая става дума за променлива дължина на датчика за температура, която зависи от нивото на плаващия покрив (понтона).

За недопускане на разлив на флуид или теч в околната среда дъното на резервоара е двойно. Проверката за теч се осъществява чрез измерване на налягането (вакуума) между двете дъна. За тази цел е монтиран подходящ датчик за измерване на вакуума.

Основната разлика (освен вида на покрива) е измерване на ниво чрез радар. При резервоара със стационарен покрив отразяващата част е самият флуид, докато при резервоара с плаващ покрив излъчвателят се полага върху понтона.

Система за събиране и обработка на данни от резервоара. За целта се изгражда локална мрежа (фиг.5), която събира данните от един резервоар. За намаляване на окабеляването, получената информация се събира в буфера на предавателя (DAU), който е свързан към локалното управляващо устройство, което най-често е програмируем логически контролер (PLC - FCU). Той от своя страна е свързан към информационна шина от по-горно ниво.



Фигура 5 : Архитектура за измерване на величини в резервоар

В примера са използвани два модула за събиране на данните. В първия се събират сигналите от датчиците от налягането в двойното дъно (vacuum), минимално ниско (LL) и максимално горно (HH) ниво на флуида. Вторият модул обединява сигналите от датчиците: за налягане (Pressure), много-точковия термометър (MST), нивото на утаената вода (WLS) и текущото ниво на флуида (Radar), като вместо радарна система може и е препоръчително да се използва серво система.

Събраната в тези два модула (JB - junction box) информация се изпраща едновременно към локалното устройство за събиране на данни (DAU) и локалното устройство за управление (FCU).



Фигура 6 : Информационна архитектура на стопанството

Проектираната за случая информационна архитектура се състои от три основни йерархични нива (фиг.6):

- управленческо: на това ниво се взимат всички решения относно управление на потоците, преразпределение на флуидите и се решават възникнали проблемни ситуации;
- супервайзорно управление, събиране и обработка на данни (SCADA): системата реализира супервайзорното управление на резервоарите, помпите и пожаро-известителната система; към тази част от информационната система са свързани и двата сървъра: сървър за данни и сървър за връзка с интернет пространството;
- локално управление: към това ниво се свързват датчици, изпълнителни, записващи и показващи устройства и т.н..

Протоколи за комуникация. След определяне на архитектурата за обмен на данни се определят протоколите за този обмен. Голяма част от периферните (крайни) устройства в съвременните технически решения спадат към тъй наречените интелигентни устройства и се свързват към мрежа от типа Profibus или Modbus.



Фигура 7 : Структура на протокола V-net

При необходимост да се използват старите технически устройства, допълнени нови в случай на модернизация, комуникацията с локалното управляващо устройство най-често се осъществява по токов кръг (0-20mA). За целта се използва HART протокол или негови модификации като например цифров HART.

Към по-горната в йерархията мрежа, към която се свързват локалните управляващи устройства от по-долно ниво (FCU и APCS) и елементите на SCADA системата от по-горно (OPC, HIS и др.), често се използва V-net протокола (фиг.7, фиг.8) на фирмата Yokogawa.

Тази мрежа се състои от два канала за предаване на информацията:

- за комуникация с локалните управляващи устройства;
- за комуникациите от по-горно ниво.

V-net протокола е така организиран, че при прекъсване на един от двата канала другият автоматично поема и неговите функции. Устройствата, които се намират в домейна се свързват в топология звезда (фиг.9) като се използва комутатор от ниво 2 (L2SW - 100 Mbps или 1 Gbps) за централно устройство.



Фигура 8 : OSI модел на Vnet/IP протокола

Поради факта, че дуплексната Vnet/IP мрежа е разделена на две независими подмрежи е необходимо на всяка една магистрала да се инсталира комутатор от ниво 2.



Фигура 9 : Топология тип звезда при V-net мрежата

# 3. Управление на флуидните потоци

Към системата за управление на информационния поток се добавя и системата за управляване на флуидния поток. Задачата е да се създадат тъй наречените "рецепти" за управление на флуидните потоци, съобразени с особеностите на тръбните разводки, хидростатичните налягания и съпротивления, технологията и т.н. След изчисляване на броят и параметрите на резервоарите и отстоянията им, последните се групират, а тръбната мрежа и арматурата й се оптимизират с цел да се намалят разходите за тръби, помпи и консумативи и премахването на нежелани физически явления като кавитация, хидравлични удари и др. Примерна схема на част от тръбната инсталация, която включва само един резервоар, е показана на фиг.10. От фигурата се установява, че освен входно-изходните тръбопроводи за основния флуид се използва и тръбопровод за извличане на утаената вода.

Тази утаена вода може да се изпрати директно към пречиствателната станция или да се прехвърли в утаител-разделител, където водата и основния флуид се разделят и след това водата се изпраща за пречистване. При тази технология може да се намали капацитета и повиши ефективността на пречиствателната станция.

*Резервираност.* От съществено значение за надеждното, непрекъснато и ремонтопригодно функциониране на системата като цяло е необходимо въвеждането на резервираност на тръбопроводните инсталации (фиг.11. и фиг.12).



Фигура 10 : Тръбни разводки

В някои приложения с цел икономия може да се използва само една резервна помпа за всички еднотипни флуиди.







Фигура 12 : Резервираност на помпите

Управлението на потоците може да се обобщи в следната йерархична структура с 4 нива:



- General : Определя предназначението, целите и задачите на складовото стопанство като цяло. Дефинира основните процеси и стратегията на управление;
- Site : Включва в себе си информацията за промяната на предназначението на технологичното оборудване в дългосрочен план (промяна на оборудването, вида на продукта, елементната база, наст-

ройките и др.). Промяната се определя от физическите, географските, ло-гическите и пазарни условия;

• Master : Включва в себе си всички технологични предписания (рецепти) за управлението на всеки от потоците;

• Control : Определя коя част от технологичната база следва да се активира и в какъв порядък за физическо реализиране на желания пренос на даден флуид т.е. управлява преноса в реално време.

*Цялостна преносна схема*. Преносната схема на цялата система може да се раздели на няколко технологични цикъла фиг.13:



Фигура 13 : Цялостна преносна структура на стопанството

- Пренос на флуидите от вход (разтоварни пунктове на ж.п.- и автоцистерни, баржи) до резервоарите ;
- Рециркулиране, пренос на продукт от един резервоар към друг (за утаяване, блендинг или при авария);
- Пренос на флуидите от резервоари към изходите на стопанството (товарни пунктове на ж.п.- и автоцистерни, баржи).

Ако резервоарното стопанство е част от рафинерия се добавят още два основни технологични цикъла:

- Пренос на флуидите от резервоарното стопанство към производствената част (рафинерията);
- Пренос на флуидите от производствената част към резервоарното стопанство.

Управлението на флуидите е предоставено на автомат-диспечер, чиято входната азбука  $p = (p_1, p_2, ..., p_\kappa)$  се конвертира във вектор *x* с мощност *n*, съставен от булеви променливи  $x_1, x_2, ..., x_n$ . Компонентите на *X* кодират двоично измерените стойности на сигналите в информационните точки на процеса -  $It_1, It_2, ..., It_s$  и дефинират еднозначно състоянията  $S_i$  (*i*=1 до *s*) на технологичния процес. Пре-

ходите от едно състояние  $S_i$  в друго  $S_j$  се определят от променящите се логиковременни условия  $L_{ji}$ . Функционирането на системата за управление на потоците може да се представи с насочен граф –  $G^s = (V, \{S_i\}; U, \{L_{ji}\})$  с върхове Vи дъги U. При преход от състояние  $S_i$  в състояние  $S_j$  управляващия автомат излъчва изходни сигнали, еквивалентни на дума  $\lambda_i$  (i=1 до z) от изходната азбука  $\Lambda$ . В случая изходните думи са кодирани чрез двоичните променливи  $y_i$  (i=1 до m), компоненти на вектора Y – физическите изходи на автомата.

С цел икономия на памет в компютъра и компактно представяне на информацията се съставя процедурен модел M на дискретния процес, който се състои от комплект таблици C - на състоянието, X - на входните сигнали, Y - на изходните сигнали, A - на авариите и L - на автоматната логика, съответно с мощности  $c_s$ ,  $x_n$ ,  $y_m$ ,  $a_q$ ,  $l_g$ .

$$M = \langle C, X, Y, A, L \rangle$$
.

Всеки от редовете в тези таблици се заменя с идентификатор J съответен на състоянието  $J^s$ , на входните сигнали  $J^x$ , на изходните сигнали  $J^y$ , на авариите  $J^a$  и на автоматната логика  $J^l$ . Логиката на функциониране се определя от идентификаторът  $J^l$ :

$$\mathbf{J}^{l} = < \mathbf{J}^{s}_{(t)}; \, \mathbf{J}^{x}_{(t)}; \, \mathbf{J}^{y}_{(t)}; \mathbf{J}^{s}_{(t+1)} >.$$

Идентификаторът на авариите  $J^a$  има следната структура:

$$J^{a} = \langle J^{x}_{(t)}; J^{y}_{(t)} \rangle$$
.

Поредният номер на  $J^a$  определя и приоритета на аварията. В началото на таблицата респективно  $J^a$  с индекси, които съответстват на по-малките цели числа от естествения ред, дефинират по-сериозна авария. Кортежите на X и Y векторите не е задължително да са пълни (може да се окаже, че само една или няколко двоични променливи  $x_i$  дефинират аварийната ситуация, като в същото време реакцията на автомата е насочена към част от изходните въздействия  $y_i$  за предотвратяване на конфликтната ситуация).

#### 4. Заключение

В работата е предложено техническо решение на система за управление на потоците в едно резервоарно стопанство и контрол на технологичните режими. Синртезирана е структурата на системата за събиране на данни и управление на технологичните процеси и флуидните потоци. Споменати са съпътстващите системи за безопасна работа на стопанството: защита от пожар, мълнии, потенциални разлики и корозия. Предложеното решение на системата зауправление на резевроарно стопанство е базово и не засяга специфични резултати, продиктувани от конкретни условия. Въпреки фпечатлението, че задачата е тривиална, реалните условия могат да доведат до съществени промени както в структурата така и в технологията и настройките на технологичните контури и потоци.

## Абревиатури

APCS	- система за управление на процеси от горно ниво
DAU	- устройство за събиране на данни
FCS	- локална система за управление
FCU	- локално устройство за управление
JB	- кутия за връзка
HIS	- човеко-машинен интерфейс
MST	- много-точков термометър
OPC	- обектно свързано управление
PLC	- програмируем логически контролер
SCADA	- система за супервайзорно отдалечено управление
WLS	- датчик за измерване на нивото на водата

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] http://www.yokogawa.com/
- [2] http://www.endress.com/

[3] Park J., Mackay S., Data Acquisition for Instrumentation and Control Systems, Practical series, 2003

[4] Park J., Mackay S. Data Communication for Instrumentation and Control, Practical series, 2003

[5] Ahmed T., Reservoir Engineering Handbook, Second Edition, 2001.

Автори: Асен Тодоров, доц. д-р, катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *assent@tu-sofia.bg*; Алпер Мехмед, маг. инж. катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София; Антон Тодоров, маг. инж. фирма "Галлус-консултинг".

Постъпила на 09.11.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов



## МОДЕРНИЗАЦИЯ НА ТЕКСТИЛНИ МАШИНИ

## Асен Тодоров, Алпер Мехмед

**Резюме** : В работата е предложено техническо решение на система за управление на текстилна машина, която позволява да се увеличи производителността и надеждността на работа.

**Ключови думи:** текстилни машини, серво система,комуникация, дискретно събитийни системи

# **TEXTILE MACHINE MODERNIZATION**

# Assen Todorov, Alper Mehmed

Abstract: Design of textile machine control system including software modernization and replacing the old hardware with servo system.

Key words: textile machine, servo system, communication, batch management.

## 1. Увод

Нарастването на изискванията относно качеството на произвежданите текстилни продукти и нуждата от намаляване на производствените разходи неизбежно водят до оптимизация на целия производствен процес. В текстилната или друга индустрия оптимизацията може да се направи в две направления :

- Модернизиране на машините: това може да доведе до увеличаване на скоростта на производство, подобряване на точността респективно качеството и/или намаляване на дефектните продукти;
- Намаляване на обслужващия машините и управляващия производствения процес персонал с въвеждане на автоматичен контрол и самодиагностика.

В статията се акцентира върху първата възможност. В държави като България, Турция, Румъния и др. се използват предимно стари тъкачни машини. Тези машини са произведени през 70<sup>-те</sup> години на миналия век и с всяка изминала година разходите им по поддръжка се увеличават. Недостигът на резервни части и квалифициран персонал по поддръжката са сериозен проблем. В повечето случаи тъкачните машини са собственост на хора, които преди това са работили в страни като Австрия, Германия и Швейцария и са усвоили тънкостите на работа и поддръжката.

## 2. Нужда от модернизация

Съвременните условия на производство и конкуренцията на пазара определят нуждата от оптимална оценка на необходимостта от ремонт, реконструкция или подмяна на старите машини с нови. Текущото състояние на икономиките и цените на новите машини, които варират от 30 000 €до 40 000 € все по-често налагат търсенето на решение за подходяща ефективна реконструкция и модернизация на съществуващите тъкачни машини.

В статията под модернизация ще се разбира:

- Замяна на морално остарелите и износени механични блокове и системи с подходящи от ново поколение;
- Замяна на управляващите системи в хардуерно и софтуерно отношение с нови такива.

Замяната на старите механични части се прави поради увеличаване на разходите по ремонта и поддръжката. Освен това новите механични блокове са по-компактни и значително по-безшумни. Ако в дадено помещение са били монтирани 10 машини от стария тип и се заменят с нови, нивото на шума рязко спада и това увеличава комфорта на работната среда, което косвено повишава производителността. Все още в голяма част от тъкачните/броде машини заданието се въвежда с перфокарти. В малка част от тях се използва софтуерен продукт. Средата под която работи този софтуерен продукт много често е Windows 98 и поддръжката на тези компютри след определено време става трудно изпълнима задача. Като се добави и фактът, че комуникациите между компютър и периферия по машината от ниво паралелен порт минават на ниво USB или Ethernet, а дъните платки на старите компютри често нямат тези изходи и карти, се налага смяна на операционната система, а това води и до несъвместимост на стария софтуер с новата среда.

На първо време ефективност при решаването на описаните по-горе проблеми може да се постигне чрез модернизиране на хардуера и софтуера на управляващата част на машината.

За целта се предлага нов софтуер, който използва старите задаващи файлове, но е съвместим с операционни системи (OC) от типа Windows XP, Windows Vista и Windows 7. Новият софтуер може да работи и с 64 битовите им версии на OC, докато старите програми работят само с 16 битовите версии.

Управлението на машината е предоставено на PLC (фиг.3), към което са свързани двата серво управляващи модула за позициониране на серво двигателите. Освен системата за управление по координатните оси се въвеждат и други промени. На фиг.1 е показано началното състояние на машина за бродиране. Както се вижда от фигурата, заданието на машината се осъществява чрез перфокарта, а самото карточетящо устройство е доста обемисто и шумно.



Фиг.1

При модернизацията се премахва карточетящият автомат. Новата управляваща система използва софтуер, който работи под управлението на операционна система Windows XP и следващите операционните системи от по-ново поколение. След отчитане на опита на обслужващия персонал на машините и техническите характеристиките на технологичното оборудване, се синтезира нова система, която трябва да е максимално оперативна, бързодействаща и да поеме едновременно управлението на процесите по бродиране и машината като цяло с необходимите защити, за да не се допускат нерегламентирани аварийни ситуации.

Под управление на машината като цяло се разбира :

- Следене на параметрите на компресора за сгъстен въздух;
- Следене на работата на машината за достигане на минимално ниско и максимално високо ниво на стана; следене на състоянието на конеца и при евентуално скъсване да сработи аларма и процесът да спре автоматично;
- Следене на параметрите на основния мотор и добавените 2 серво мотора.



Тези допълнителни изисквания налагат добавяне на PLC (програмируемо логическо устройство) към системата. В случая не е необходимо да се следят и изобразяват всички допълнителни параметри и величини от разработения софтуерен продукт. На фиг.2 е показан външният вид на реконструираната машина.

На мястото на карточетящото устройство се появява сервосистема, свързана с индустриален компютър.

Фиг.2

#### 3. Описание на системата

Системата като цяло може да се раздели на две основни части (фиг.3): система компютър-PLC, състояща се от :

- (1) Компютър;
- (2) RS 232С връзка;
- (3) PLC;

и система PLC - Периферни устройства :

- (4) RS 485 връзка;
- (5) Серво управляващи устройства;
- (6) AC Driver;



Фиг.3: Архитектура на системата

- (7) Комуникационна връзка между серво управляващо у-во и серво мотор;
- (8) Серво мотор;
- (9) Асинхронен двигател;
- (10) Комуникационна връзка между логическото устройство за управление;
- (11) Логическо устройство за управление на алармите;
- (12) Въртящ се енкодер

Пространството на основния прозорец на операторската станция е разделено на 4 зони (фиг.4):

- Зона (1): Меню за работа с програмата, което съдържа команди за изпълняване на процедури като : зареждане на шарка от файл; стартиране на процеса бродиране; матрични манипулации върху шарката отместване в 4 посоки, завъртане в часовникова посока или обратно, функция мащабиране. Освен тези основни функции менюто съдържа и няколко спомагателни като статистика и настройки на програмата;
- Зона (2): съдържа модул за изобразяване и обработка на заданието;
- Зона (3): модул за изобразяване на стъпките при изграждане на шарката;
- Зона (4): която съдържа информация за текущия потребител, скорост на основния вал, оставащо време за завършване на шарката и общия брой стъпки за деня.

*Комуникация:* Комуникацията се осъществява чрез RS-232C. Пакетът, който се изпраща и приема има предварително определена структура:

- Начало (ENQ);
- Уникален идентификатор на станция;
- Команда : четене (R) /запис (W);
- Тип на командата: еднократно (SS) или продължително (SB);
- Данни;
- Край (ЕОТ).



Фиг.4: Основен прозорец на операторската станция

Пример за прочитане на информация от определен адрес е :

ENQ-H01-R-SS-H01-H06-%MW020-EOT,

където %*MW020* е адресът от който се прочита съответната информация. Освен четене програмата изпраща и команди за записване на информация в предварително определени адреси, намиращи се в паметта на PLC. Пример на команда за запис е :

# *ENQ-H01-W-SS-H01-H06-%MW020-EOT.*

При подаване на заявка към релето за определен тип команда има и съответен отговор. При команда четене отговорът е стойността на адреса а в случай на грешка отговорът е съответният код за грешка.

Успешна команда : ACK-H01-W-SS-Data-EXT

Грешка в командата: NAK-H01-W-SS-Error-EXT

*Задание* : Следващата част от алгоритъма е зареждане на заданието. Под задание се има в предвид следната структура :

- Позиция по абсцисата;
- Позиция по ординатата;
- Скорост на основния мотор: бързо или бавно;
- Положение на иглите: за пробиване или за бродиране;
- Тип на бродиране: тясно или широко.

*Следене:* Този модул на програмата следи състоянието на програмируемото реле и следните променливи :

- Скорост на въртене на основния вал;
- Отчитане на брой стъпки за деня;
- Отчитане на брой стъпки за определен период от време.

Отчитането на брой стъпки е свързано с отчитане на производителността на машината. Това позволява добавянето на модул за определяне и на интензитетът на работа на обслужващия персонал, а от там и определяне на надницата.

*Комуникация между компютри:* Модула за комуникация PC-PC, който използва етернет връзка, е разработен с цел отдалечено следене на работата на отделните машини, като определената информация - брой стъпки, аварии и други параметри се изпращат към основния компютър, който може да се определи и като сървър. Така собственика на цеха или главният инженер може да следи поведението на всички машини от едно място и в същото време има възможност да сравнява работата на машините и обслужващия ги персонал.

Освен програмата, работеща в средата на операционната система, има и програма, въведена в програмируемото реле, за следене на:

- Модула за управление на алармите;
- Датчика, който следи въртенето на основният вал.

Изходите на програмируемото реле управляват :

- Драйверите на серво устройства;
- Скоростта на основния мотор;
- Положението на иглите за тясна или широка бродерия;
- Модула за управление на алармите.

Серво системата се състои от два серво-управляващи модула и двата серво- двигателя, като единият отговаря за отместване по абсцисата а другият - за отместване по ординатата.

*Настройка на серво-управляващата система* : За синтез и настройка на системата за управление на серво двигател е използвана програмната среда Матлаб©.

Серво-двигателят се представя със следния линеен модел :

$$T_s = \frac{RJ}{\beta R + K_e K_m}, \qquad K_{sm} = \frac{K_m}{\beta R + K_e K_m}$$

където Т<sub>s</sub> е времеконстантата а К<sub>sm</sub> е коефициентът на модела.

Предавателна функция по скорост

Предавателна функция по ъгъл

$$G(p) = \frac{K_{sm}}{T_s p + 1} \qquad \qquad G(p) = \frac{K_{sm}}{p(T_s p + 1)}$$



Фиг.5 : Диаграма на двигател за постоянно напрежение

За определяне стойностите на параметрите на модела се използват два подхода : чрез заместване на стойностите показани на фиг.5, които могат да се намерят от спецификацията на серво мотора, или чрез идентификация на параметрите.



За идентификация на параметрите е използван графо-аналитичният метод на Бройда. За тази цел е получена преходната характеристика (фиг.6) на обекта (серво- двигателя ).

След определяне стойностите на параметрите, използваният ПИД регулатор се настройва по метода "*разполагане на полюсите*".

Характеристичното уравнение на системата има вида :

$$s^{2} + s \frac{1 + K_{s}k_{2}}{T_{s}} + \frac{K_{s}k_{1}}{T_{s}} = 0$$

След нужните преобразувания, като краен израз за параметрите  $k_1$  и  $k_2$  се намират следните зависимости :

$$k_1 = \frac{s_1 s_2 T_s}{K_s}, \qquad k_2 = -\frac{(s_1 + s_2)T_s + 1}{K_s}$$

Поведението на системата при така настроени параметри на регулатора е показана на фиг.7.



Фиг.7: Следене на заданието

Управление на алармените състояния : Старата структура за управление на алармените ситуации се състоеше от 6 модула. Изхода на всеки един от тях беше свързан към вход на PLC и генерираше определена аларма, респективно реакция на системата за защита.

Новата структура на системата (фиг.8) за управление на алармените състояния обединява старите 6 модула в един. Модулът се управлява от микроконтролер и се състои от галванично разделени входове (2) и изходи (1); модул за комуникация (3) и модул за връзка към монитор или дисплей (4). Логическите входовете и изходите на модула са стандартизирани: 24V DC.



Фиг.8

Изходите на модула се използват за аварийно спиране на машината и звукова и/или светлинна сигнализация. Входовете са 14 на брой, като 10 от тях са за алармените ситуации, а останалите 4 са свързани с бутони. С тези бутони се задават командите, заложени в микроконтролера.

Управлението на алармените ситуации се осъществява чрез обработка на входните сигнали и формирането на вектор на алармите по следната логика: при N на брой алармени състояния за всяко състояние се вдига флаг, последван от стойност кратна на 2, т.е  $2^0$ ,  $2^1$  до  $2^{N-1}$ , различна за всеки флаг. Общият вектор на аварията се получава чрез обединяване на алармените състояния по схема логическо ИЛИ.

Пример: при сигнал на 1<sup>ия</sup> и 3<sup>тия</sup> вход на модула за управление на алармите следва: *Вектор на алармата = 000001+000100 = 000101*,

което в десетичен формат е числото 5. В резултатът компютърът обработва авария № 5.

# 4. Елементна база

Своеобразен баланс на цена и качество е постигнат чрез избор на:

- Индустриален компютър на фирмата AdvanTech;
- PLC от номенклатурата на фирма LS Industries, серия XGB. Тази фирма предлага и безплатна програмна среда за настройка на продуктите й;
- Серво-двигатели с мощност 1.5kW.

## 5. Алгоритъм на работа на системата за управление

Системата включва две програми, които управляват работата съответно на основния компютър и PLC. Алгоритмът включва следните операции (фиг.9):

- (1) Прочитане на текущия ред, който съдържа информация за следващата позиция на иглите и скоростта на основния двигател;
- (2)Записване на тази информация в предварително определени клетки на PLC и вдигане на флаг за готовност;
- (3) Прочитане на данните и пращане на съответните импулси до серво управляващите устройства и изчакване за достигане на съответната позиция;
- (4)Вдигане на флаг за изпълнена команда и пращане на тази информация до компютъра;
- (5) Прочитане на следващия ред информация и връщане към стъпка 1;
- (6) Ако по време на работа настъпи алармена ситуация, машината се спира и се изчаква до отстраняването й.



Фиг.9 : Работен принцип на системата

#### 6. Заключение

В работата е предложено техническо решение на система за управление на текстилна машина, която увеличава производителността и подобрява условията на работа. Освен това се намаляват разходите по поддръжка на системата поради въведената самодиагностика и предсказване на критичните ситуации. Освен новата структура на системата за управление на текстилна машина е предложена и нова логика на системата за управление на базата данни. С помощта на тези две програми собственика има възможност да взима по-адекватни решения относно бизнеса си и да увеличи своята конкурентоспособност.

Процес	Стара стойност	Нова стойност
1 Скорост	120	200
2 Точност	1мм / 10	1мм / 50
3 Комуникация	38400 kbps	115200 kbps



*Таблица 1* : Сравнение на показатели на старата и новата система

Фигура 10 : Графично сравнение на показателите на старата и новата система

## Абревиатури

PC	- Компютър;
PLC	<ul> <li>Програмируемо логическо реле;</li> </ul>
ENQ	- Изискване за команда;
EOT	<ul> <li>Край на съобщението;</li> </ul>
SCADA	- Система за супервайзорно отдалечено управление.

# Библиография

[1] LSIS, XGB Cnet Communication

[2] LSIS, XGB Hardware

[3] Bryan L, Bryan E, Programmable Controllers - Theory and Application

[4] Tiegelkamp M, John K., *Programming Industrial Automation Systems* 

[5] Makofske D, Donahoo M, TCP-IP Sockets in C#

[6] Schild H., *C# The Complete Reference* 

[7] Rahimi S., Haugh F., Distribute Database Management Systems

[8] Bailey D., Wright E., Practical SCADA for Industry

[9] Hawkins W., Fisher T., *Batch Control Systems* 

[10] O'Dwyer A., Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules

[11] Iserman R., Münchhof M., Identification of Dynamic Systems

[12] Carroll J., Theory of Finite Automata

Автори: Асен Тодоров, доц. д-р, катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *assent@tu-sofia.bg*; Алпер Мехмед, маг. инж. катедра "Автоматизация на непрекъснатите производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София.

Постъпила на 09.11.2011

Рецензент проф. дтн Е. Николов

# МЕТОДИ ЗА ИНТЕЛИГЕНТНО ЕНЕРГОСПЕСТЯВАЩО УПРАВЛЕНИЕ НА ПАРАМЕТРИТЕ НА МИКРОКЛИМАТА НА РАБОТНАТА СРЕДА

## Даниел Меразчиев, Анелия Георгиева

**Резюме.** В съвременните условия на труд особено значение придобива микроклиматът на работното място. Класическите методи за управление на инсталациите за отопление, вентилация и климатизация водят до големи енергийни загуби. В настоящата статия ще бъдат разгледани някои подходи за разширяване структурата на размит регулатор - присвояване на тегла на оптимизационните критерии и селекция на лингвистичните правила. Тези методи за интелигентно управление водят до понижаване на енергийните загуби, като в същото време обезпечават необходимите високи показатели на параметрите на микроклимата.

**Ключови думи:** размито управление, генетични алгоритми, енергоспестяващо управление, микроклимат, ОВК, робастност.

## METHODS FOR INTELLIGENT CONTROL OF PARAMETERS OF THE MICROCLIMATE OF THE WORKING ENVIRONMENT

# **Daniel Merazchiev, Anelia Georgieva**

Abstract. The microclimate at the working place attains special importance in the contemporary working conditions. The classical methods for control of heating, ventilation and air conditioning lead to enormous energy losses. In this article we will examine some approaches to expand the structure of fuzzy controller - assigning weights of optimization criteria and selection of linguistic rules. These methods of intelligent control reduce the energy losses, while at the same time provide the necessary high performance parameters of the microclimate.

**Keywords:** fuzzy control, genetic algorithms, energy saving control, HVAC, robustness.

## 1. Въведение

Системите за отопление, вентилация и климатизация (OBK) се състоят от компоненти, предназначени да кондиционират въздуха в сградите, като предоставят на обитателите комфортна работна среда. Двете основни задачи на OBK са:

- премахване на вредните емисии, причинени от струпване на хора, машини или съоръжения, чрез снабдяване с чист въздух;

- поддържане на добри топлинни условия през всички годишни сезони.

Типична ОВК система в една сграда е показана на фиг.1. Системата се състои от различни компоненти, предназначени да регулират температурата и относителната влажност на въздуха.

Добре проектираните и поддържани ОВК системи са от съществена важност за обитателите, тъй като поддържат необходимото качество на параметрите на микроклимата.

Под микроклимат се разбира качеството на въздуха в работната среда, определено основно от температура, влажност и количество въглероден диоксид. Микроклиматът пряко влияе върху концентрацията и работоспособността на трудещите се или учащи се, както и на тяхното здраве. Това налага построяването на система за автоматизация, която да поддържа качеството на работната среда. От друга страна е известно, че повече от половината енергия, която консумират сградите на територията на ЕС, се изразходва за отопление или охлаждане. ОВК инсталацията е с най-голям потенциал за енергоспестяване. Непрекъснатата вентилация води до високи енергийни загуби. Относителната влажност на въздуха рядко се регулира. За да се реши комплексният проблем с едновременното повишаване комфорта на работната среда и намаляване на разходите за това, са необходими нови подходи, тъй като класическите методи за регулиране не са достатъчно ефективни. Методите за интелигентно управление на основа на теорията на размитите множества, невронните мрежи и генетичните алгоритми успешно се прилагат за решаване на широк кръг проблеми в различни области, където регулируемите обекти са нелинейни и многомерни. В модерните сгради, използването на интелигентни методи за управление води до подобряване качеството на управление и по-малка консумация на енергия, в сравнение с конвенционалните системи [1,2].

Особен интерес предизвикват генетичните алгоритми, които представляват оптимизационни процедури, вдъхновени от Дарвиновата теория за еволюцията и са част от еволюционното програмиране [3,4]. Това са безградиентни методи за намиране на минимум на функция или на подходящо решение при съответните ограничения.

Целта на настоящото изследване е проучване на възможностите за подобряване на показателите на микроклимата при намалени енергийни разходи чрез съчетаване на размито управление с използване на генетични алгоритми за оптимизация на теглата на компонентите в критерия за оптимизация и селекция на лингвистичните правила.

# 2. Размити регулатори за управление на ОВК

Размитото управление е експертна система, работеща в реално време, отчитайки опита на оператора в разпознаване на ситуации и правила за реакции от типа IF-THEN, които съдържат лингвистични променливи и техните стойности, определени чрез размити множества [5,6,7]. Размитите регулатори (Fuzzy Logic Controller - FLC) осъществяват нелинейно управление, базирано върху таблици, просто за изчисление и бързо за прилагане в реално време.



А – Смесителна секция - извършва смесване между външния и изсмукания въздух (прави се с цел енергийна ефективност, за да се използва частично вече обработения въздух), а също така затваря клапите за пресен въздух и отваря рециркулационната клапа при спиране на вентилатора; В – Филтър за пресен въздух (пречиства свежия въздух от твърди частици); С – Рекуператорна секция – извършва обработка на пресния въздух, използвайки енергия от изсмуквания. D – овлажнител – служи за увеличаване на относителната влажност през зимата; Е – охладителна секция – служи за намаляване на въздух след овлажнителя или след овлажняване за изсушаване; G – вентилатор за подаван въздух; H – регулиращи клапи – регулират количеството въздух към помещенията; I – рекуператор; J – смукателен вентилатор.

Фиг.1 Структурна схема на ОВК система

За променливи (регулируеми или регулиращи) на размития регулатор за ОВК обичайно се избират някои от следните:

- очаквана средна степен на комфорт (Predicted Mean Vote - PMV) - вместо да се използва само въздушната температура за определяне на топлинния комфорт, се предлага по-глобалния индекс PMV, обединяващ въздействието на температурата и относителната влажност върху човешкия организъм :

$$PMV = (0.303e^{-0.03M} + 0.028)L \tag{1}$$

където M е скорост на метаболизма, а L – топлинно натоварване;

- разлика между захранващата и зададената температура – в резултат на смущения може да се получи разлика между температурата на подавания въздух и осреднената температура в помещението - параметър от изключителна важност, когато вентилационната система се използва за кондициониране;

- концентрация на въглероден диоксид CO<sub>2</sub> – признак за замърсяването на въздуха, причинено от дишането на обитателите, който може да се управлява с помощта на вентилационната система;

- параметри на външния климат – параметрите на вътрешния климат, зависят от външните климатични условия, които трябва да бъдат отчитани за различните годишни сезони; - консумация на енергия – параметър от особено значение при климатизацията на големи сгради, тъй като оптималните стойности за качество на въздуха и топлинен комфорт са свързани с голяма консумация на енергия.

Обща схема на един размит регулатор е показана на фиг.2. Функцията на блокът "Размиване" е превръщане на входните измерени стойности във функции на принадлежност към съответните лингвистични стойности. Базата знания се състои от база правила и база данни. Системата за извеждане на размито заключение (СИРЗ) взима решение въз основа на зададената база правила. Базата данни съдържа информация за лингвистичните променливи и техните функции на принадлежност. Размитото решение се превръща в управляващо въздействие чрез блока "Деразмиване". Блоковете за предварителна и допълнителна обработка реализират динамичните компоненти на размития регулатор.



Фиг.2. Структура на размит регулатор

При повечето разработки за размито управление на ОВК системи, размитите регулатори се използват за решаване на прости проблеми, като регулиране на температура, без да се разглежда минимизиране консумацията на енергия [1]. В [8] се оптимизира индекса PMV, но отново не се взема под внимание енергийната ефективност и концентрацията на CO<sub>2</sub>. В [9] размит регулатор, използващ седем променливи (пет входни и две изходни), се оптимизира с помощта на еволюционни алгоритми с цел намаляване на енергийната консумация и поддържане на зададена температура.

Възможен начин да се подобри работоспособността на размития регулатор е прилагането на оптимизационна процедура за присвояване на тегла на различните компоненти на критерия за оптимизация и на лингвистичните правила. По този начин размитият регулатор управлява системата за ОВК както по отношение параметрите на микроклимата, така и с оглед показателите за енергоефективност, които се включват като компоненти на критерия.
#### 2.1. Тегловни коефициенти на лингвистичните правила

В [10] са предложени следните компоненти на критерия за оптимизация, чрез който се постигат оптимални параметри на микроклимата при минимална консумация на енергия:

- О<sub>1</sub> горна граница на топлинен комфорт: ако PMV>0.5, О<sub>1</sub>=О<sub>1</sub>+(PMV – 0.5);
- O<sub>2</sub> долна граница на топлинен комфорт: ако PMV<-0.5, O<sub>2</sub>=O<sub>2</sub>+(- PMV 0.5);
- O<sub>3</sub> концентрация на CO<sub>2</sub>: ако CO<sub>2</sub>>0.8‰, O<sub>3</sub>=O<sub>3</sub>+(CO<sub>2</sub> – 800);
- О<sub>4</sub> консумация на енергия;
- О<sub>5</sub> управляващо въздействие.

Тези пет компоненти със съответен тегловен коефициент формират целевата функция:

$$F = \sum_{i=1}^{5} w_i \cdot O_i \to \min$$
 (2)

където О<sub>i</sub> е оптимизационен критерий, а w<sub>i</sub> – тегловен коефициент.

Всяка една от променливите O<sub>i</sub> (PMV, CO<sub>2</sub>, зададена температура, консумация на енергия) и техните производни са представени в базата данни на размития регулатор чрез функции на принадлежност µ от вида, показан на фиг.3.



Фиг.3 Функции на принадлежност за променливите на размит регулатор

Тегловните коефициенти се въвеждат, за да се подобри начина, по който отделните лингвистични правила си взаимодействат и така да се повиши точността на модела [11, 12]. Те са ефективно разширение на конвенционалната размита логика, което позволява настройка на регулатора на ниво правила. Теглото на дадено правило представлява степента, с която правилото участва в процеса на деразмиване. Тегловният коефициент се изменя в интервала [0,1] и показва важността на лингвистичното правило. Базата правила на размития регулатор има вида:

IF 
$$X_1$$
 IS  $A_1$  AND ... AND  $X_n$  IS  $A_n$   
THEN  $Y_1$  IS  $B_1$  AND ... AND  $Y_n$  IS  $B_n$  с тегло  $[w]$  (3)

където  $X_1 \div X_n$ , са входните променливи (PMV, CO<sub>2</sub>, dCO<sub>2</sub>/dt, зададена температура, консумация на енергия);

 $Y_1 \div Y_n$  са изходните променливи (скорост на вентилатора, позиция на вентила);

 $A_1 \div A_n$ , ( $B_1 \div B_n$ ) – съответстващите им лингвистични стойности;

*w* – тегловен коефициент за съответното правило;

За деразмиване се използва разширен метод Средна стойност на максимумите:

$$y^{0} = \frac{\sum_{i=1}^{n} h_{i} . w_{i} . P_{i}}{\sum_{i=1}^{n} h_{i} . w_{i}}$$
(4)

Където: -  $h_i$  е степента на изпълнение на *i*-тото правило

- *w*<sub>i</sub> е тегловният коефициент асоцииран към него

- *P*<sub>i</sub> – стойността, получена по метода Средна стойност на максимумите за *i*-тото правило.

#### 2.2. Селекция на правилата

При управлението на процеси със силно нелинейни входно-изходни характеристики често в базата правила присъстват маловажни правила, особено когато те се определят само от експертно знание. От друга страна, при многомерните проблеми, броят на правилата нараства експоненциално с нарастване на входните променливи. Голямата база правила също може да съдържа рядко използвани правила. В такива случаи тези правила може да се премахнат, като им се присвои тегловен коефициент 0, т.е. извършва се селекция на правилата.

Методите за намаляване на броя на правилата се основават на използването на невронни мрежи [13], клъстерен анализ [14] или генетични алгоритми [15,16, 17]. В [10] се предлага генетичен подход за селекция на правилата и настройка на тегловните коефициенти на останалите правила. Правилата и коефициентите се кодират в една хромозома. За спецификата на разглежданата задача - регулиране на параметрите на микроклимата, обръщайки особено внимание на енергоспестяването, генетичният алгоритъм е с двоично кодиране и целева функция, базирана на тегловните коефициенти на нейните компоненти.

# **2.3.** Генетичен алгоритъм за настройка на теглата и селекция на правилата

Генетичният алгоритъм се стартира с множество от решения (представени от хромозоми), наречени популация. Най-добрите решения от една популация се вземат и използват от новата популация. Това е обосновано от надеждата, че новата популация ще бъде по-добра от старата. Решенията, формиращи новата популация (потомство), са избрани съгласно тяхната жизнеспособност - тези с по-добра жизнеспособност са с по-големи шансове за репродукция. Това се пов-таря докато някое условие (примерно максимален брой популации или намиране на най-доброто решение) не бъде удовлетворено.

За конкретния случай всяка хромозома от популацията на генетичния алгоритъм се състои от две части (C=C<sub>1</sub>+C<sub>2</sub>), където C<sub>1</sub> служи за селекция на правилата, а C<sub>2</sub> за настройка на тегловните коефициенти. C<sub>1</sub> е кодирана чрез двоичен код с дължина *m* определена от броя на размитите правила в разглеждания регулатор. В зависимост от това дали някое правило е активно или не, съответстващият му ген приема стойност съответно 1 или 0. C<sub>2</sub> е низ с дължина *m*, съставен от реални числа, всяко от които показва теглото на съответното правило. Така всяка хромозома има вида:

$$C_{1}^{p} = (C_{11}^{p} \dots C_{1m}^{p}) | C_{1i}^{p} \in \{0,1\}$$

$$C_{2}^{p} = (C_{21}^{p} \dots C_{2m}^{p}) | C_{2i}^{p} \in [0,1]$$

$$C^{p} = C_{1}^{p} \dots C_{2}^{p}$$
(5)

Алгоритъмът стартира с хромозоми, в които всички гени са със стойност 1 и за двете части. Целевата функция се базира на (2), като се въвежда наказателна функция  $\delta_i(x)$ . Целта на наказателната функция е да санкционира някоя от компонентите, ако тя получи по-малка стойност, в сравнение с предишна стойност. За да е възможно това, в  $\delta_i(x)$  е включен наказателен рейтинг, даващ възможност на потребителя да подреди компонентите по даден приоритет. Целевата функция има вида:

$$F' = \sum_{i=1}^{n} w_i . \delta_i(O_i) . O_i \to \min$$
(6)

Методите за кръстосване са различни за двете части на хромозомата – за  $C_1$  се ползва кръстоска в две точки, докато за  $C_2$  се ползва метода BLX- $\alpha$  [13]. Методът за мутацията при  $C_1$  е промяна на стойността на произволен ген, а на съответстващият ген в  $C_2$  се задава произволна стойност в интервала [0,1] За обосновка на ефективността от предложените подходи в [6] са направени серия от експерименти за регулиране на параметрите на микроклимата в тестово помещение при следните условия:

(А) - с използване на двупозиционен регулатор;

(Б) - с използване на размит регулатор с генетична настройка на тегловните коефициентите (само част С<sub>2</sub> от хромозомата);

(В) – размит регулатор с генетична настройка на коефициентите и на селекцията на правилата.

Целта е намаляване на консумацията на енергия и общо подобряване на качеството на регулиране на параметрите, когато се използва размит регулатор (експерименти Б и В се сравняват с А).

Анализът на резултатите показва, че в случай (Б) постигането на енергоефективност и минимално изменение на управлението е трудно да бъдат изпълнени едновременно. Всеки опит на алгоритъма да оптимизира един от тях, води до неминуемо влошаване на другия. Освен това, в този случай, пространството на търсенията е много голямо, поради което скоростта на сходимост на алгоритъма е експоненциална и съществува опасност от попадане в локален екстремум.

Независимо от това показателите на системата са подобрени приблизително с 10% в сравнение с използването на двупозиционен регулатор. Топлинният комфорт и качеството на въздуха достигат желаните нива, което е трудна задача, като се има предвид противоречивото им действие върху енергоспестяването и устойчивостта на управлението.

При експеримент (В) се наблюдава намаляване на разхода на електроенергия с 14% и повишаване на работата при постоянно управление с 16%. Показателите за топлинен комфорт и качество на въздуха са на желаните нива според стандарта БДС ISO 7730. Освен това представеният алгоритъм показва добра скорост на сходимост и робастност по отношение на смущенията.

Чрез прилагане на селекция на правилата, много правила отпадат от първоначалната база, което води до опростяване на размития регулатор. При сравняване на резултатите от експерименти (Б) и (В) се вижда, че опростеният чрез намаляване на броя на правилата размит регулатор (В) показва по-добри резултати от този, използващ единствено генетична настройка на теглата (Б).

## 4. Заключение

В настоящото изследване са проучени възможностите за подобряване на показателите на микроклимата при намалени енергийни разходи чрез съчетаване на размито управление с използване на генетични алгоритми за селекция на правилата и оптимизация на тегловните коефициенти, което същевременно води до опростяване на размития регулатор.

Тези две техники са особено подходящи за сложни, многосвързани обекти за управление, каквито са инсталациите за ОВК. За тези обекти липсват несложни и работоспособни класически математически модели и модели за целите на уп-

равлението. Налице е моделна неопределеност и в двата вида модели. Обектът се характеризира с динамична нелинейност, закъснение, инерционност, разпределеност и променливост на параметрите. Това прави подобреното размито управление особено перспективно.

Посочените техники постигат по-добри резултати при енергоспестяващо управление на параметрите на системите за отопление, вентилация и климатизация в сравнение с класически регулатор по следните причини:

- въвеждане на тегловни коефициенти, които подобряват взаимодействието между лингвистичните правила и така повишават общата ефективност на размития регулатор;

- селекция на правилата, което ограничава пространството на търсене и съвместно с въвеждане на тегловни коефициенти подобрява управлението на параметрите на микроклимата и устойчивостта на управлението, като същевременно намалява енергийните разходи на ОВК инсталацията.

## ЛИТЕРАТУРА

[1] Arima, M., Hara, E.H., Katzberg, J.D., A fuzzy logic and rough sets controller for HVAC systems. New York, 1995.

[2] Huang, S., Nelson, R.M. Rule development and adjustment strategies of a fuzzy logic controller for an HVAC system—Parts I and II, analysis and experiment. 1994.

[3] Holland, J.H. Adaptation in Natural and Artificial Systems. The University of Michigan Press, 1975.

[4] Michalewicz, Z. Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs. Springer, Berlin. 1996

[5] Mamdani, E.H., 1974. Applications of fuzzy algorithms for control a simple dynamic plant, 1974.

[6] Driankov, D., Hellendoorn, H., Reinfrank, M. An Introduction to Fuzzy Control. Springer, Berlin. 1993.

[7] Йорданова С., Методи за синтез на размити регулатори за робастно управление на процеси, КИНГ, С., 2011.

[8] Calvino, F., Gennusa, M.L., Rizzo, G., Scaccianoce, G., The control of indoor thermal comfort conditions: introducing a fuzzy adaptive controller, 2004.

[9] Pargfrieder, J., Jörgl, H., An integrated control system for optimizing the energy consumption and user comfort in buildings, Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design. Glasgow, Scotland, 2002.

[10] Alcala, R., Casillas, G., Cordon, O., Gonzalez, A., Herrera, F., A genetic rule weighting and selection process for fuzzy control of heating, ventilating and air conditioning systems, Pergamon Press, Inc. Tarrytown, NY, 2005

[11] Cho, J.S., Park, D.J., Novel fuzzy logic control basedon weighting of partially inconsistent rules using neural network. Journal of Intelligent andFuzzy Systems 8, 2000.

[12] Yu,W., Bien, Z.,. Design of fuzzy logic controller with inconsistent rule base. Journal of Intelligent andFu zzy Systems 2, 1994.

[13] Halgamuge, S., Glesner, M., Neural networks in designing fuzzy systems for real worldapplications. Fuzzy Sets and Systems 65, 1994.

[14] Chiu, S. Fuzzy model identification based on cluster estimation. Journal of Intelligent andFuzzy Systems 2, 1994.

[15] Cordón, O., del Jesus, M.J., Herrera, F. Genetic learning of fuzzy rule-based classification systems cooperating with fuzzy reasoning methods. International Journal of Intelligent Systems 13, 1998.

[16] Ishibuchi, H., Takashima, T. Effect of rule weights in fuzzy rulebased classification systems. IEEE Transactions on Fuzzy Systems 3 (3), 2001.

[17] Chin, T.C., Qi, X.M. Genetic algorithms for learning the rule base of fuzzy logic controller. Fuzzy Sets andSystems 97 (1), 1998.

Автори: Даниел Георгиев Меразчиев, маг. инж., хон. ас., докторант в катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: *merazchiev@gbg.bg;* Анелия Митова Георгиева, маг. инж., хон. ас., докторант в катедра "Автоматизация на Непрекъснатите Производства", Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address *neli4ka@abv.bg* 

Постъпила на 28.07.2011

Рецензент проф. д-р Сн. Йорданова



# МЕТОД ЗА СИНТЕЗ НА ЦИФРОВИ FIR ФИЛТРИ С КОМПРЕСИРАНИ КОСИНУСИ В ЧЕБИШЕВСКА МЕТРИКА

### Петър Апостолов

**Резюме**: В статията е разгледан нов метод за синтез на цифрови FIR филтри. Методът се основава на апроксимация в чебишевска метрика на идеална предавателна функция на нискочестотен филтър. Предложена е нова базисна функция, която компресира функцията косинус. Получен е оптимален полином от четвърта степен, който апроксимира с висока точност идеалната предавателна функция. С предложения метод може да се синтезират цифрови FIR филтри с произволна спецификация с характеристики много близки до идеалната.

**Ключови думи:** Цифров FIR филтър, полином, апроксимация, чебишевска метрика

## METHOD FOR FIR FILTERS DESIGN WITH COMPRESSED COSINE USING CHEBYSHEV'S NORM

## **Peter Apostolov**

Abstract: This paper considers a new method for FIR filters design. The method uses the Chebyshev's optimality norm. A new modulating function which compresses the oscillations of the cosine is proposed. An optimal polynomial by four degree, that approximates an ideal filter's response with high precision is proposed. With the proposed method an FIR filter with arbitrary specifications close to the ideal response can be designed.

Keywords: Digital FIR filter, polynomial, approximation, Chebyshev norm

#### 1. Въведение

Синтезът на филтри е математическа задача за приближение (апроксимация) на идеална функция с правоъгълен контур. Идеалната функция на нискочестотен филтър, показана на фиг.1, има две области: лента на пропускане (ЛП) – функцията е равна на единица и лента на задържане (ЛЗ) - функцията е равна на нула.

Тя се дефинира от израза (1)

$$D(\omega) = \begin{cases} 1, \omega \in [0, \omega_c] \\ 0, \omega \in (\omega_c, \pi] \end{cases},$$
(1)

където  $\omega_c$  е преходната честота.



Фиг.1 Идеална функция на НЧ филтър

При синтеза на цифрови FIR филтри апроксимиращата функция е полином, който е сума от косинуси.

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}}a_0 + \sum_{n=1}^m a_n \cos(n\omega) \Box \sum_{n=0}^m a_n \cos(n\omega)$$
(2)

Коефициентите на импулсната характеристика на филтъра се определят от коефициентите на полинома. Разликата между идеалната функция и апроксимиращият полином определя функцията на грешката

$$E(\omega) = D(\omega) - A(\omega), \ \omega \in [0,\pi].$$
(3)

При оптимална апроксимация графиката на апроксимиращия полином осцилира с еднаква амплитуда около тази на идеалната функция. Амплитудата на осцилациите определя стойността на грешката на апроксимацията.

При синтез на FIR филтри съществуват три най-използвани критерия (метрики) за оценка на функцията на грешката.

1. L<sub>1</sub> критерий - функцията на грешката се определя от

$$\left\|E(\omega)\right\|_{1} = \int_{0}^{\pi} W(\omega) \left|E(\omega)\right| d\omega.$$
(4)

2. L<sub>2</sub> критерий - интегрална грешка на най-малките квадрати

$$\left\|E(\omega)\right\|_{2}^{2} = \int_{0}^{\pi} W(\omega) \left|E(\omega)\right|^{2} d\omega.$$
(5)

3. *L*<sub>∞</sub> критерий - нарича се минимаксен, грешката се дефинира от чебишевското разстояние

$$\left\| E(\omega) \right\|_{\infty} = \max_{\omega \in [o,\pi]} \left[ W(\omega) \left| E(\omega) \right| \right].$$
(6)

В трите посочени случая  $W(\omega)$  е положителна тегловна функция. Когато  $W(\omega)=1$ , максималната грешка в лентата на пропускане и лентата на задържане е с еднаква стойност. В този случай апроксимацията с критерий  $L_{\infty}$  се нарича равновълнова.

На фиг.2 е направено сравнение между апроксимации с изброените критерии с полиноми от 32 степен. Вижда се, че при синтеза на филтри трябва да бъде на-

мерен компромис между две противоречиви изисквания: амплитудата на осцилациите и стръмността на функцията в преходната (транзитна) лента - лентата, в която функцията преминава от единица в нула. При всички критерии функцията има осцилации в лентата на пропускане и задържане. Тези осцилации са нежелателни. Целта при синтеза на филтри е да се получи правоъгълният контур на идеалната функция, т.е. максимално плоски характеристики в лентите на пропускане и задържане и възможно най-тясна преходна лента. При  $L_1$  и  $L_2$  осцилациите нарастват в близост до преходната лента на функцията. Това се дължи на ефекта на Гибс [1].



Фиг.2. Апроксимации с полиноми от 32 степен в  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_{\infty}$  метрика Методът  $L_2$  е подробно изследван в много публикации. Предложени са различни способи за намаляване на ефекта на Гибс: с тегловни функции, въвеждане на нулева тегловна функция в транзитната лента, метод "не ме е грижа за транзитната лента" ("don't care transition band"); оптимална промяна на широчината на преходната лента и т.н.

Създадени са методи за синтез на  $L_2$  FIR филтри, при които се ограничава "отскокът" на функцията в близост до преходната лента [2]-[4]. Това са т.нар. "Constrained Least Square" филтри. Синтезът се извършва с итеративни алгоритми, като се задава максимална стойност на отскока. В резултат на това се получава изравняване на амплитудата на осцилациите в близост до преходната лента. Това води до нейното разширяване. В описаните методи преходната лента не се задава като входен параметър при синтеза, или се задава само една от честотите, които я определят. Широчината на лентата се получава в резултат на апроксимацията и се нарича "индуцирана" преходна лента. В [5] е предложен високоскоростен алгоритъм за изчисление на  $L_2$  филтри.

Създадени са методи за синтез в  $L_2$  метрика, при които се дефинира преходната лента. В [6] алгоритъмът не е сходим за произволна спецификация на филтъра. В [7] може да бъде синтезиран филтър с произволна спецификация, но с приблизително линейна фазова характеристика (nearly linear phase).

С апроксимация в  $L_1$  метрика [8] се получават филтри с по-малка неравномерност на характеристиките, но по-широка преходна лента, както е показано на фиг.2.

Синтезът на цифрови филтри в  $L_{\infty}$  метрика се извършва с известния метод на Паркс и Маклилън [9] [10]. Той е минимаксна, равновълнова апроксимация относно чебишевското разстояние. С този метод преходната лента може да бъде точно дефинирана и произволно тясна. Последното обаче води до увеличаване на грешката на апроксимацията, съответно амплитудата на осцилациите. Важно предимство на метода е, че синтезът се извършва с итеративен алгоритъм на Ремез, който има бърза сходимост и неголяма изчислителна сложност. Установено е, че при еднаква спецификация (неравномерност в ЛП и ЛЗ и еднаква широчина на преходната лента), по метода на Паркс и Маклилън апроксимацията се извършва с полином от най-ниска степен. От това следва, че  $L_{\infty}$  филтрите ще се реализират с най-малък брой коефициенти. В настоящата статия ще бъде показана апроксимация в  $L_{\infty}$  метрика, при която се получават FIR филтри с характеристики близки до тези на идеалния.

#### 2. Теоретична постановка

Както беше отбелязано, при всички критерии апроксимиращият полином е сума от косинуси. Теоретичната основа на  $L_{\infty}$  апроксимацията е теоремата за чебишевски алтернанс [11]. Въз основа на нея могат да бъдат направени следните три твърдения:

- ако една функция  $f(\omega)$  е дефинирана и непрекъсната в затворен интервал, тя може да бъде апроксимирана с тригонометричен полином  $A_m(\omega)$  от степен *m* с базисна функция cos(.);

- полиномът представлява единствено и най-добро приближение, ако функцията на грешката  $E(\omega)$ , има не по-малко от m+2 екстремума в дефиниционната област;

- екстремумите са алтернативни и равни по абсолютна стойност на положително число  $\varepsilon$ .

Такава апроксимация може да бъде направена, ако полиномът е линейна комбинация от полиноми на Чебишев (Фиг.3)

$$A(\omega) = \sum_{n=0}^{m} a_n \cos\left(n \arccos\frac{\omega}{\pi}\right), \quad \omega \in [0,\pi].$$

$$(7)$$

Фиг.3. Апроксимация с линейна комбинация от полиноми на Чебишев

Апроксимацията е оптимална, но неефективна от гледна точка на това, че осцилациите на функцията се сгъстяват в двата края на дефиниционния интервал, а в областта на преходната честота те са най-разредени. По този начин не може да се получи висока стръмност на функцията в областта на преходната лента. От равенство (7) се вижда, че сгъстяването на осцилациите на полинома на Чебишев се определя от градиента на функцията  $\operatorname{arccos}(.)$ , която модулира аргумента на функцията  $\operatorname{cos}(.)$ , както е показано на фиг.4.



Фиг.4. Модулираща функция arccos(.) и полином на Чебишев

Логично е да се предположи, че ако се използва друга "модулираща" функция, с обратен наклон на arccos(.) и по-висок градиент на графиката, ще се получи полином, който има по-голямо сгъстяване на осцилациите в областта на преходната честота. В [12] е дефинирана нова функция, която е наречена "Трета базисна функция"

$$y(x) = \cos\left\{m\frac{\pi}{2}\left[\tanh\left(\beta x - \frac{\beta}{2}\right) + 1\right]\right\}; x \in [0,1].$$
(8)

Модулиращата функция е tanh(.), която съдържа параметър  $\beta$ . Промяната на параметъра определя промяната на градиента на модулиращата функция, а от там и сгъстяването на осцилациите, както е показано на фиг.5.



Фиг.5. Модулираща функция tanh(.) и Трета базисна функция, m = 10

Подобно на метода на Паркс и Маклилън, апроксимиращият полином се изчислява с алгоритъм на Ремез [13]. Във връзка със специфичните изисквания на алгоритъма, полиномът трябва да бъде от четна степен. За нуждите на синтеза на филтри полиномът има вида

$$A_{m}(\omega) = \sum_{k=1}^{m+1} a_{k} \cos\left\{\left(k-1\right)\frac{\pi}{2}\left[\tanh\frac{2\beta(\omega-\omega_{c})}{\omega_{sampl}}+1\right]\right\}; \omega \in \left[0, \omega_{sampl}/2\right], \quad (9)$$

където  $\omega_{sampl}$  е честотата на дискретизация.

Полезният ефект в предложения метод е, че големината на "отскока" на функцията намалява при нарастване на параметъра  $\beta$ , *без да се променя широчината на преходната лента, или увеличава степента на полинома.* При другите методи това не е така. На фиг.6 е показана оптимална апроксимация с полином от възможно най-ниската (четвърта) степен при две стойности на параметъра  $\beta$ .



Фиг.6. Грешка на апроксимацията  $\varepsilon$  в зависимост от параметъра  $\beta$  при фиксирана преходна лента

Неравномерността в лентата на пропускане DP и затихването в лентата на задържане DS се определят от грешката на апроксимацията  $\varepsilon$  както следва

$$DP = 20 \lg \left(1 - |\varepsilon|\right) dB; \tag{10}$$

$$DS = 10 \lg |\varepsilon| \, \mathrm{dB}.\tag{11}$$

#### 3. Примери на синтез на филтри

#### 3.1. Нискочестотен филтър

Ще бъде разгледан синтез на нискочестотен филтър със следната спецификация: Средна честота на транзитната лента  $\omega_c = 0.2\pi$  rad/s; широчина на транзитната лента  $\Delta \omega_c = 0.005\pi$  rad/s; честота на дискретизация  $\omega_{sampl} = 2\pi$  rad/s; затихване в лентата на задържане  $DS \ge 60$  dB, степен на апроксимиращия полином m = 4. Филтърът ще бъде реализиран с равновълнова апроксимация W = 1.

Параметърът  $\beta$  се определя приблизително по емпиричната зависимост

$$\beta = \frac{\omega_{sampl} DS}{32.9 \Delta \omega_c} \approx 730.$$
 (12)

С алгоритъма на Ремез се определят коефициентите на полинома:  $a_1 = 0.5$ ;  $a_2 = 0.5628$ ;  $a_3 = 0$ ;  $a_4 = -0.0628$ ;  $a_5 = 0$  и грешката на апроксимацията  $\varepsilon = 7.82e$ -7. Точните стойности на неравномерността в ЛП и затихването в ЛЗ се изчисляват от (10) и (11); DP = -6.8e-6dB; DS = -61.07 dB. Равенство (9) представлява амплитудно-честотната характеристика (AЧХ) на филтъра. Следва да бъде отбелязано, че коефициентите на импулсната характеристика не се получават директно от тези на полинома, както при другите методи, тъй като аргументът на функцията  $\cos(.)$  съдържа друга, нелинейна функция. Импулсната характеристика може да бъде получена, ако се извърши обратно дискретно преобразуване на Фурие на АЧХ с  $2^N$  стойности.

Филтърът се реализира по метод известен в литературата като "синтез по дискретно зададена честотна характеристика" [14], [15]. В основата му е използването на бързо преобразуване на Фурие (БПФ) в  $2^N$  точки (дискрети), където N е цяло положително число. Изчислява се тегловна функция от  $2^{N-1}$  стойности на АЧХ (9). Извършва се  $2^N$  БПФ на входния сигнал. Извършва се конволюция между първите  $2^{N-1}$  комплексни честоти и тегловната функция, след което спектърът се допълва с  $2^{N-1}$  нули. Следва обратно БПФ. На фиг.7 е показана функционалната схема на филтъра.



Фиг.7. Функционална схема на филтъра

Трябва да бъде отбелязано, че за да се реализира тясна преходна лента е необходимо тя да бъде определена с по-голям брой дискрети. Това означава, че трябва да се използва висока стойност на N. В разглеждания случай е подходящо N = 13. Следователно тегловната функция ще съдържа 4096 стойности, което определя реда на филтъра.

На фиг.8 е показана амплитудно-честотната характеристика.



Фиг.8. Амплитудно честотна характеристика на нискочестотен FIR филтър

Вижда се, че характеристиката е много близка до правоъгълния контур на идеалната предавателна функция. АЧХ е максимално плоска. В големи участъци тя е константа. В ЛП е равна на  $1-\varepsilon$ , а в ЛЗ на  $\varepsilon$ . Тъй като  $\varepsilon$  е много малко число (приблизително 1е-6) може да се приеме, че голяма част от стойността на АЧХ в лентата на пропускане е единица, а в лентата на задържане е нула. Това обстоятелство води до многократно намаление на изчисленията. За да се реализира филтрацията на сигнала е необходимо да се извърши конволюция само на честотите в лента малко по-широка от преходната. Разбира се, в нея трябва да се включат и тези на самата преходна лента. Останалите честоти от ЛП се прехвърлят директно в изходния буфер (все едно са умножени с единица), а тези от лентата на задържане се приемат за равни на нула. На фиг.9 е показана АЧХ на същия филтър, реализиран по посочения начин.



Фиг.9. АЧХ след минимизация на изчисленията

По този начин филтърът от разглеждания пример се реализира само с 32 умножения и може да изпълнява предназначението си.

# 3.2. Лентов филтър

Ще бъде реализиран лентов филтър със следната спецификация:

Средна честота на долната транзитната лента  $\omega_{c1} = 0.15\pi$  rad/s; средна честота на горната транзитната лента  $\omega_{c2} = 0.25\pi$  rad/s широчина на двете транзитни ленти  $\Delta \omega_c = 0.005\pi$  rad/s; честота на дискретизация  $\omega_{sampl} = 2\pi$  rad/s; затихване в лентата на задържане -  $DS \ge 60$ dB; W = 1.

С предложения метод не може да се реализира лентов филтър при директна апроксимация на идеална функция на лентов филтър за произволна спецификация. Това се дължи на характера на Трета базисна функция, която сгъстява осцилациите си по нелинейна зависимост. Получават се филтри със затихване в лентата на задържане от порядъка на 10-15dB. За по високи стойности алгоритъмът на Ремез губи сходимост.



Фиг.10. Лентов FIR филтър

Подходящо е да се използва каскодно свързване на селективни звена, подобно на аналоговите филтри. Лентовият филтър се реализира с тегловна функция, която е комбинация от ВЧ и НЧ филтър от четвърти ред с транзитни честоти равни на зададените. Това позволява да се синтезират филтри с произволна спецификация и характеристики близки до правоъгълен контур, както е показано на Фиг.10.

#### 4. Изводи

С предложения метод за синтез може да се реализират филтри с характеристики, близки до идеалния. Предложена е базисна функция, която компресира осцилациите на функцията cos(.) в областта на преходната честота, откъдето идва името на метода. Степента на компресия се определя от параметър  $\beta$ . Апроксимацията се извършва в L<sub>0</sub> метрика, която апроксимира най-точно прехода единица-нула. Апроксимационният полином се получава с алгоритъм на Ремез, който има бърза сходимост и има неголяма изчислителна сложност. В случая, ниската степен на полинома (четири) предполага итеративно решаване на система от 6 линейни уравнения. При другите методи те са многократно повече, което е важно предимство на предлагания метод. С полином от минималната (четвърта) степен може да се реализира филтър с произволна спецификация при фиксирана преходна лента. Грешката на апроксимацията  $\varepsilon$  зависи от параметъра  $\beta$  и определя неравномерността в ЛП и затихването в ЛЗ. До момента не е известен метод с полином от четвърта, или по-ниска степен, който да апроксимира по-точно идеална предавателна функция. При широчина на транзитната лента равна на нула и параметър  $\beta = \infty$  графиката на полинома ще съвпадне с правоъгълния контур на идеалната функция. Това, разбира се, на практика е невъзможно. Практическите възможности за синтез на филтри се ограничават от изчислителната точност на компютъра. Прилагането на предложения метод има смисъл при синтез на филтри с екстремални характеристики, близки до идеалната. Многократното намаляване на изчислителните операции (фиг.9) е ефективно при апроксимации със стойности на  $\varepsilon$  близки до нула и много тясна преходна лента.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] B. Porat, A Course in Digital Signal Processing. New York: Wiley, 1997.
- [2] I. W. Selesnick, M. Lang and C. S. Burrus "A Modified Algorithm for Constrained Least Square Design of Multiband FIR Filters without Specified Transition Bands," IEEE Trans.on Signal Processing, vol. SP-46, pp. 497-501, Feb. 1998.
- [3] Law, Y.M. and Kok, C.W., Constrained eigenfilter design without specified transition bands. IEEE Trans. Circuits Systems II. 14-21
- [4] J. W. Adams and J. L. Sullivan, "Peak Constrained Least-Squares Optimization," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. SP-46, pp. 306-321, Feb. 1998.
- [5] P. P. Vaidyanathan and T. Q. Nguyen, "Eigenfilters: A new approach to least squares FIR filter design and applications including Nyquist filters," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-34, no. 1, pp. 11–23, Jan. 1987.
- [6] J. W. Adams, "FIR digital filters with least-squares stopbands subject to peak-gain constraints," IEEE Trans. Circuits Syst. Theory, vol. 38, no. 4, pp. 376–388, Apr. 1991
- [7] E. Z. Psarakis, "A weighted <sup>L</sup><sub>2</sub>-based method for the design of arbitrary onedimensional FIR digital filters," Signal Process., vol. 86, pp. 937–950, 2006.
- [8] Liron D. Grossmann and Yonina C. Eldar, "An <sup>L</sup><sub>1</sub>-Method for the Design of Linear-Phase FIR Digital Filters," Signal Process., vol. 55, no. 11, pp. 5253–5265, 2007.
- [9] T. W. Parks, J. H. McClellan, "A Program for the Design of Linear Phase FIR Digital Filters", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU – 20, pp. 196-199, August 1972.
- [10] J. H. McClellan and T. W. Parks, "A unified approach to the design of optimum FIR linear-phase digital filter," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, pp. 697–701, Nov. 1973.
- [11] L. R. Rabiner, J. H. McClellan, and T. W. Parks, "FIR digital filter design techniques using weighted Chebyshev approximations," Proc. IEEE, vol. 63, pp. 595–610, Apr. 1975
- [12] P. S. Apostolov, "Mathematical approximations in the technical communications," DSc thesis, Sofia, 2010.
- [13] E. Ya. Remez, "Fundamentals of numerical methods for Chebyshev approximations, "Naukova Dumka, Kiev, 1969.
- [14] Harris S. P. and Ifeachor E.C. (1988), "Automatic design of frequency sampling filters by hybrid Genetic Algorithm Techniques," IEEE transaction on Signal Processing, 46(12), December, pp. 3304-3314.
- [15] Lynn P. A. (1975) Frequency sampling filters with integer multipliers. Introduction to Digital Filtering, Bogner R. E. and Constantenides A.G. (eds). New York: Wiley.

**Автор:** Петър Стоянов Апостолов, ст.н.с. II ст. дтн от Институт за Специална Техника - MBP, E-mail address: *p\_apostolov@abv.bg* 

Постъпила на 05.04.2011

Рецензент Проф. д-р Георги Димитров Ненов





# ВЪЗМОЖНОСТИ НА ТЕРМОГРАФИЯТА ЗА КОНТРОЛ НА ПРЕДМЕТИ УКРИВАНИ ПОД ДРЕХИ

## Анна Андонова

**Резюме:** В статията са изследвани различните проблеми при използване на термографски подход за контрол на укривани предмети и са представени практически решения. Определен е температурният обхват за който, работещият с инфрачервените образи достоверно да открива наличие на несвойсвени обекти при контрола на укривани под дрехите предмети. Извършено е тестване за изучаване на променливите, които помагат или пречат на използването на термичните модели в прогнозирането на температурното разпределение в инфрачервените образи.

**Ключови думи:** инфрачервени образи, термография, откриване на скрити предмети

# POTENTIALITIES OF THE THERMOGRAPHY FOR INSPECTION OF CONCEALMENT OBJECTS THROUGH CLOTHING

## Anna Andonova

**Abstract:** In the paper different problems of using thermographic approach for concealment objects detection are studied and relevant solutions are given. A temperature range is determined for which an operator viewing infrared images for concealed under clothing specimen detection may be relatively certain of the presence of a foreign object. Testing was also completed to study those variables that affect an infrared image in ways that help or hinder the use of the thermal models in predicting the temperatures that appear in the infrared images.

Keywords: infrared images, thermography, hidden objects detection

#### 1. Introduction

Many different materials are used in making weapons so it is need detectors that are capable of detecting all types of materials. A desirable concealed weapon detection system should detect threats in real time, at long distances, and through clothing or other masking devices.

Two of the most successful methods used to detect threats use millimeter waves or microwaves. These areas of the electromagnetic spectrum have been found to easily

penetrate clothing layers to detect hidden objects. The disadvantage of these sensors is that they work only over short distances and take a relatively long time to detect a threat [1, 2]. Millimeter Waves (MMW) also have much poor resolution than other available sensors. Many times MMW sensors are paired with higher resolution sensors in fusion systems [3]. Terahertz Spectroscopy has been used to detect plastic explosives such as C-4. Like many other sensor technologies this method is an active system. It uses gamma rays from neutron beams to detect the presence of the substance in question. Infrared detectors are passive sensors that create infrared, or thermal, images without having to expose the subject to any amount of radiation. These images show the heat signature that is given off by objects of interest. One advantage of infrared detectors is they work at long ranges. These systems can also work in near real time. These two requirements of the ideal detector are fulfilled, but IR detectors tend to lack the ability to penetrate clothing and other masking systems such as briefcases or thick bags [4]. Independently of the many shortcomings for infrared detectors, it must take a serious look at the technology for use in concealed weapon detection systems due to the advantages of infrared detectors being passive systems, working at long distances, and being non-invasive to the subject under scrutiny [5]. In the paper potentiality of infrared imaging approach for conceal bomb detection are

studied and relevant solutions are given.

## 2. Outline of the infrared sensing difficulties

Infrared detectors will detect radiation that is omitted by the object of interest as well as scattered radiation from the atmosphere. The radiation that originates from the object of interest has two components. One is the radiation that is omitted by the object itself, and the other is the infrared radiation that is omitted by other objects and is perturb the object of interest towards the detector [6]. Figure 1 depicts the radiation sources detected by the infrared camera.

A general form for calculating the object temperature can be formulated from the calibrated camera output as in (1).

$$U_s = C \varepsilon W_s \quad (1)$$

where  $U_s$  – an output signal from the camera;  $\varepsilon W_s$  – a radiation power from a graybody source with emissivity  $\varepsilon$ ; C - a constant.

The general measurement formula that all infrared cameras use is given by (2)

$$U_{0} = \frac{1}{\varepsilon\tau}U_{t} - \frac{(1-\varepsilon)}{\varepsilon}U_{r} - \frac{(1-\varepsilon)}{\varepsilon\tau}Ua \quad (2)$$

where  $\tau$  is the transmittance of the atmosphere,  $U_0$  is the calculated camera output voltage for a blackbody which temperature is equal to the object temperature,  $U_t$  is the measured camera output voltage for the actual case,  $U_r$  is the theoretical camera output voltage for a blackbody of temperature according to the calibration and  $U_a$  is the theoretical camera output voltage for a blackbody of atmosphere.



Fig. 1. Infrared radiation measurement off

It was determined that the objects with higher emissivity cannot be seen from as far away. In these tests the human body was the hottest object in the image, so the coupons show up as cold spots. Figure 2 shows how the emissivity affects the distance at which the object can be seen.



Fig. 2. Effects of emissivity on visible distance

The effects of shielding were tested by imaging the human with varying layers of clothing. The study was repeated at four distances and with striped, one- and many-color and screen printing t-shirts. Figure 3 shows that the effects of distance and t-shirt's color (with both blue and yellow cotton t-shirts) were both negligible.



Fig. 3. External clothing temperature with application of clothing layers

When a weapon is hidden under clothing against the human body the temperature of the weapon will come into equilibrium with the body after a certain time period under stable environmental conditions. It was desired to know the upper and lower bounds of how long this process may take. In order to simulate these cases a test was developed to both speed up and slow down the normal equilibrium process. By adding heat to the simulated bomb package using a medical heating pad it was possible to speed up the equilibrium process. In order to slow the process down a medical cold pack was attached to the package during the imaging process. This allowed measurements to be made for upper and lower bounds on the time required for the temperature equilibrium process.

As shown in Figure 4a the bomb area temperature was generally between 3 and 5 degrees lower than the average temperature of the entire torso. The bomb area average temperature is compared to the overall torso temperature to give a quantitative measure of how distinct the bomb appears in the image to the human eye. The larger the difference in this temperature, the easier it is for the person to distinguish the bomb from the torso. The surface of the thermal observational manikin was held at 32°C while testing the simulated bomb package with a hot pack attached. Just like in the cold pack experiment, the overall average of the torso was found as well as the temperature of the layers directly between the bomb and the camera. For approximately the first hour, the bomb package area was slightly cooler than the average torso temperature calculated by the camera. This is shown in Figure 4b.



Fig. 4. a) Bomb temperatures on manikin with cold pack; b) Bomb temperatures on manikin with hot pack

When tested on the human the simulated package with the hot pack reached a visible equilibrium within 20 minutes. At initial reading there was a 2.61 °C difference between the bomb area temperature and the torso temperature. After ten minutes there was only a 1.22 °C difference between the bomb area and the torso. At twenty-seven minutes there was 0.41°C difference between the bomb area and the torso area. These results are presented in Figure 5. In order to slow the bomb package equilibrium this procedure was repeated with a cold pack attached to the package instead of the hot pack. The results are plotted in Figure 6.



When imaging the metal bomb package while walking outside the temperature increase of the bomb and torso. The thermocouple measurements of the inside and outside of the bomb package measured the same throughout this test. The results are shown on Figure 7. The plastic bomb package temperatures acquired by the IR camera increased at the same rate. This is shown in Figure 8.







Fig. 8. Comparison of image temperature using automatic temperature range with thermocouple measurements of plastic bombs

## 3. Experimental set-up

The infrared camera model used was a FLIR ThermaCAM SC 640. This is a long wave infrared camera that operates between 7,5 and  $13\mu$ m. A manikin as well as people were used in this testing.

Testing was divided into three situations. Situation one focused on the abilities of the camera in an indoor environment. Situation two studied the use of the camera on humans in indoor environment, and Situation three studied the use of the camera on humans in outdoor environment.

Testing of the autofocus features were also accomplished. Outside it is nearly impossible to precisely focus on a subject. Focusing on the subject's face produces the best results since the face has small features the camera can detect. For best results the camera was linked to a computer using the supplied IEEE 1394 cable and used MATLAB®'s video acquisition techniques to display the live image on the computer

screen. This displays the image at full size and allows for the most precise focusing. The camera can also be manually focused.

For the purpose of this research the program FloEFD was used in order to help solve these energy balances. Experiments were done to find the effective operating range of the camera [7]. Specimens of various sizes were placed in front of a warm background in order to simulate a package between the camera and the human body.

A test board was built that held 5cm x 5cm square specimen of different materials so that material with different emissivity could be compared in a single picture. Specimen of copper, aluminum foil, clay, wax, plasticine and three samples of cotton materials were used. The board was allowed to come into thermal equilibrium with the room temperature before it was imaged. The board was placed in front of a blank background that had also come to thermal equilibrium.

Temperatures of the manikin were taken with no shielding, one t-shirt, two t-shirts, and three t-shirts. These measurements were taken at four different distances.

It is assumed that not all bomb packages are in thermal equilibrium when worn by a suicide bomber. It was desired to know the amount of time that it takes these bomb packages to come into equilibrium with the human body. In order to find the difference between the longest and shortest amount of time for these packages to reach an equilibrium external heat sources were used to speed up and slow down the equilibrium times. A medical hot pack (shown in Figure 9) was attached to the simulated bomb package to make it increase from room temperature to its equilibrium temperature faster than normal. A cold pack was used to slow the process down.



Fig. 9. A manikin in different experiments preparation

During next experiments an actual human in the indoor setting was used. These tests were a continuation of the tests with manikin, but they had the added human element. The tests in this phase were conducted with real human subjects instead of the Manikin. It is controlled variables such as radiant heating, temperature variation, air flow over a subject, and other extreme thermal environments. This led to smaller temperature gradients between the test subject and it surroundings. These tests allowed for easier viewing of the simulated bomb package (see some images of implemented tests in Figure 10).



Fig. 10. Some infrared images of a human with conceal bombs' pieces

# 3. Results

In order to investigate the effects on the bomb package image due to walking in an outdoor setting the camera was set up in an outdoor location where the subject could be imaged at particular distances. The camera was set up in the shade while the subject was walking in an area exposed to sun. The subject walked a certain distance and returned to the camera at specified intervals in order to be imaged. The interval used for these experiments was 150 meters.

In all tests the suicide objects bomb package was easiest to detect with tighter shielding clothing. As the amount of clothing covering the package increased the bomb packages became much more difficult to see in the image. This addition of clothing layers makes human visual detection very unlikely using this infrared technology.

When studying the effects of the sun on the infrared images it was found that the direction the subject is facing and whether or not they were shaded had a major impact on the temperature measured and the ability to detect concealed weapons. The highest temperatures were observed when the sun was behind the camera and the subject was unshaded.

In all of the images where the subject is shaded the clothing temperature is significantly lower than in the images where the subject is exposed to direct sunlight. Having the camera in the shade and the subject in the sun has average external torso temperatures almost 5(C) higher than having both camera and subject in the shade. The temperature results have been compiled in Table 1. The data shows larger temperature differences when the subject is in the sun. Larger temperature differences were also measured when the sun was positioned behind the camera. The wide range in temperatures measured due to the differing solar irradiation exposures shows that modeling of the sun's irradiation on the subject is very important when trying to predict clothing temperature.

Table 1. Average temperatures with exposure to sun

#### Average Torso Temperatures with Exposure to Sun Average Torso Temperatures with Exposure to Sun Sun behind subject Sun behind cam-

Sun senna susjeer	Sint sentin	
	era	
31,8	34,7	
30,2	30,7	
32,2	35,3	
30,7	30,0	
	31,8 30,2 32,2 30,7	

## Average Bomb Package Temperatures with Exposure to Sun

	Sun behind subject	Sun behind camera
both in sun	31,6	34,2
camera-sun subject-shade	30,3	30,8
camera-shade subject-sun	32,0	35
both in shade	30,7	30,1

vith Exposure to Sun
۱

Sun behind subject	Sun behind camera
-17,5	-17,3
-17,8	-17,8
-17,6	-17,4
-17,8	-17,8
	<i>Sun behind subject</i> -17,5 -17,8 -17,6 -17,8

#### 4. Results

When the background of an image is comprised of warm temperatures, materials of lower emissivity are visible at longer distances than materials of high emissivity.

Materials with higher thermal conductivities will transfer heat to and from the human body at a quicker rate resulting in changing temperature of the outer layers of clothing. A difficulty arises in trying to model this due to the uncertainty of the bomb material. Demonstrated that background and foreground objects may enlarge the temperature scale, making visibility of the object difficult for humans.

As the number of clothing layers increases, the temperature measured by the camera of the clothing approaches the ambient environmental temperature.

Convective cooling from human movement must be accounted for in thermal models. Temperature difference must be >7% of temperature scale for human to be relatively certain a hidden object exists.

Temperature measurements in outdoor situations are very dependent on irradiation from the sun. Temperatures can vary under consistent irradiation levels due to orientation of the subject and the camera.

Characteristics such as screen printing may cause changes in the thermal signature that can mask other

#### Acknowledgements

This work was supported by National Ministry of Science and Education of Bulgaria under Contract DDVU 02/4-7: "Thermo Vision Methods and Recourses in Information Systems for Customs Control and Combating Terrorism Aimed at Detecting and Tracking Objects and People".

#### REFERENCES

[1] Илиев В., Момчеджиков М. (2006), *Метод за предаване на цифрова информация с помощта на интерфериращи шумови сигнали*, Сборник с доклади и научни трудове на ИСТ-МВР, 2006, стр. хх-хх

[2] Toet A., *Color image fusion for concealed weapon detection*, Proceedings C3I, vol. 5071, 2003, pp. 372–379.

[2] McMillan R.,O. Milton, M. Hetzler, R, Hyde, W. Owens, *Detection of concealed weapons using far-infrared bolometer arrays*, Conference Digest on 25th Infrared and Millimeter Waves, 2000, pp. 259-260.

[3] Chen M., K. Varshney, *Automatic two-stage ir and mmw image registration algorithm for concealed weapons detection*, IEE Proc. Vision, image and signal processing, vol.148, No 4, 2006, pp. 209-216.

[4] Slamani M., *Image processing tools for the enhancement of concealed weapon detection*, Proc. ICIP, vol. 3, 1999, pp. 518 – 522.

[5] FLIR. ThermaCAM SC 640 Operator's Manual, 2008.

[6] Kribus A., I. Vishnevetsky, E. Rotenberg, D Yakir, *Systematic errors in the measurement of emissivity caused by directional effects*, Applied Optics, vol. 42, No 10, 2003, pp. 1839-1846.

[7] Ibarra-Castanedoa C., D. Gonzáleza, M. Kleina, M. Pillaa, S. Vallerand, X. Maldague, *Infrared image processing and data analysis*, Infrared Physics & Technology, vol. 46, No 1-2, 2004, pp. 75-83.

**Author:** Anna Andonova, assoc. professor at Department of Microelectronics, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, E-mail address: *ava@ecad.tu-sofia.bg* 

Постъпила на 13.12.2011

Рецензент доц. д-р Валентин Видеков



# ПРОБЛЕМИ В ИНФРАЧЕРВЕНАТА ТЕХНИКА ПРИ СЛОЖНИ ПОВЪРХНОСТИ

## Анна Андонова

**Резюме:** В статията са предложени различни методи за коригиране на изкривяванията на инфрачервените образи при контрол на обекти със сложна форма. Този проблем е особено важен при различни приложения на термичния контрол, за избягване на грешки при отчитане на точното температурно разпределение от измерването. Изследвани са четири метода като са представени резултати и са разгледани предимствата и недостатъците при използването им.

**Ключови думи:** изменения на дефекти и форма, активна термография, контрол на сложни повърхности

# PROBLEMS IN INFRARED THERMOGRAPHY IN VIEW OF COMPLEX SURFASES

## Anna Andonova

Abstract: In the paper various methods are proposed to correct distortions of the infrared images during inspection specimen with complex surface. This problem is particularly important in different thermal inspection applications, in order to avoid errors of the real surface temperature distribution during measurement. Four different methods are studied, experimental results are shown and advantages and disadvantages are discussed.

**Keywords:** defect and shape variation, active thermography, complex surfaces inspection

## **1. Introduction**

Thermovision in the infrared range is a promising research tool for numerous branches of science and technology, e.g. electrical and mechanical engineering, medicine, civil and military engineering, power engineering etc. [1]. Making use of complicated measurement models allows one to determine precisely the accuracy of temperature determination with thermographic methods.

Within the framework of thermography in infrared range, passive and active procedures can be distinguished. Variations of active thermographic techniques where the objects are continuously or cyclically heated are possible. A specific case of active thermography is active dynamic thermography, when recording is applied to transient temperature field.

In thermography time sequence of images, is recorded to visualize the temperature changes of the inspected surface. The available subsurface defects produce a change in the thermal contrast due to its different thermophysical properties [2].

Since the infrared system measures surface temperatures only, the temperatures measured are influenced by three factors: subsurface configuration, surface condition, and environment. On the other hand, IR thermography (IRT) has some operating limitations that can be roughly classified in three categories: noneven emissivity, no uniform heating, and complex surfaces problems.

#### 2. The complex surfaces problem

IRT techniques are usually used under the assumption that the part being inspected has a planar surface. However, when complex surface objects are examined, the surface geometry produces a signal distortion that may lead to faulty defect detection. Heat emission (as well as heat absorption) is at its maximum when the normal to the surface is parallel to the direction of the flow of energy (see Fig. 1). Therefore, the emitted (or absorbed) signal is weaker when there is an angle between the normal on the surface and the direction of flow. This intensity reduction is caused exclusively by the surface geometrical variations but it can lead to incorrect subsurface defect detection if corrective measures are not adopted. Moreover, the points furthest away from the source (or sensor) will absorb (or will emit) less energy compared to the closer ones. In reference to Fig.1, in addition to the angle between the normal at the point *B* and the direction of flow, point *B* is located further from the source (and from the sensor) in comparison to point *A*. Without shape information on the object, defects located under the surface just below point *B* will be difficult to detect by IRT.



Fig.1. Complex shape inspection problem: the distance R between the camera and specimen, as well as the angle  $\theta$ , between the normal and direction flow, contribute to the distortion of the thermographic data

Several techniques have been proposed to manage the complex surface problem [2]: point source heating, video thermal stereovision, direct calibration, and shape-from-heating.

#### 3. Thermal stimulation setting

The more conventional heating devices such as lamps (wide variety) are used in active thermography.

The heating distribution for the common household bulb can be expressed by the well known  $1/R^2$  relationship

$$\Delta T \approx \varepsilon \frac{P \cos \theta \Delta t}{4\pi R^2 \rho C_p dz} \begin{bmatrix} {}^{\mathrm{o}}\mathrm{C} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $\varepsilon$  – spectral emissivity; P – heating power of the point source [W];  $\theta$  – angle between normal to sample surface and incident stimulating rays [rad];  $\Delta t$  – thermal pulse duration [s]; R – distance between point heating source and sample surface [m];  $\rho$  – specimen density [kg/m<sup>3</sup>];  $C_p$  – specific heat capacity [J/kg°C]; dz,[m] - depth of penetration of heating front during  $\Delta t$ ;  $\alpha = k/\rho C_p$  [m<sup>2</sup>/s] – thermal diffusivity; k – thermal conductivity [W/m°C].

$$dz \approx \sqrt{\alpha \Delta t}$$
 (2)

Only two parameters (R and  $\cos\theta$ ) are particularly involved in the inspection of curved objects and contribute to distort thermograms. The correction mechanism in this case implies to find a way to derive these parameters to have the actual correction taking place. Other heating sources behave differently. For instance, if a parabolic reflector is placed behind a point source, the heating rays are concentrated, so the dependence on distance R may either become linear (on restricted distances) or disappear. Thus the correction process will be simplified.

The presented in the paper results are for a plastic specimen as low diffusivity material. A quartz infrared lamp HELIOSA 11 - 1500 W was used as a stimulation source. In order to obtain "square heating" pulse a shutter door is operated. The duration of heating pulse was about 100ms. For high diffusivity materials as metals it should be used high power flashes for shorter heating pulse with duration about 10ms.

The goal of the correction is to suppress inhomogenities due to shape curvature from the thermograms. On this way can be improved reliability of the subsequent interpretation of the resulted images. If R and  $\theta$  are found independently of the thermographyc testing procedure itself, all thermograms can be corrected. In such case depth of penetration dz (eq.2) becomes important factor to consider. So the first image must be recorded as early as possible, even before the appearance of the shallowest suspected defects to prevent the correction process to reduce visibility of these defects as it does for material with complex surface.

#### 3. Complex surface from heating

The idea is to rely solely on the standard IRT apparatus to perform complex surface shape correction, using only an early recorded IR image before apparition of subsurface defects. In order to use this correction technique the heat flux must be orthogonal to the specimen, if considered flat. This is justified since the thermal profile obtained on a titled plane is a straight line and also since the experimental curve temperature rise versus distance R is linear on IRT working distances. The early thermogram of a specimen is analyzed row by row. Each row is divided in segments which are classified as whether or not they are linear. Two cases may occur.

#### Linear segments

If a segment is linear, this implies that variation of the distance *R* is greater than orientation angle  $\theta$ . This is the case for objects with flat surfaces (Fig.2.). From this Fig.2 and with eq.(1), assuming that initial before heating specimen surface temperature is  $T_i$ , it can be written:

 $T_2 - T_i = (T_1 - T_i) \cos\theta$  and  $T_3 - T_i = (T_4 - T_i) \cos\theta$  (3)

From which can be obtained

$$\cos\theta = \frac{T_2 - T_1}{T_1 - T_4} \quad (4)$$





Notice  $T_1$  and  $T_2$  values are not always available, think to a titled plate for instance. In such case, a variant procedure is to be used as seen on next page.

Providing the experimental curve temperature rise versus distance R is known, slope S becomes a known parameter with the following definition

$$S = \Delta T / \Delta R$$
 (5)

With respect to eqs. (4, 5)

$$\Delta R = \frac{\left(T_1 - T_4\right)}{S} \quad (6)$$

and finally with eqs. (3, 6)

$$\Delta R = \frac{\left(T_2 - T_3\right)}{S\cos\theta} = \frac{\Delta T}{S\cos\theta} \quad (7)$$

Using eq.4, it is possible to compute surface orientation  $\theta$ , while eq.7 relates both orientations to height variation together in an orthogonal projection.

Fig. 3 depicts the case of a single plane segment. From Fig.3, the following relationship is obtained

$$\Delta R = dtg\theta$$
 (8)

where *d* is the length of the projection and is measured by the number of pixel *N* associated with the segment d = N Step being the horizontal distance per pixel in the field of view, at focus. This relationship is only valid for orthogonal projections. Combining eqs. (7) and (8)

$$\sin\theta = \Delta T/dS$$
 (9)

which allows determining orientation  $\theta$  for cases where  $T_1$  and  $T_4$  are not available.



Fig.3. Heating analysis for a tilted plane: a) - experimental configuration; b) - corresponding thermal profile

#### Non-linear segments

In these cases, variations of distance *R* are much less than variations due to orientation  $\theta$ . It is then assumed that, for small segments, temperature variations are only proportional to orientation  $\theta$ :

$$T - T_i = (T_{max} - T_i)\cos\theta \quad (10)$$

where  $T_{max}$  is the local maximum temperature close to pixel of interest which is at temperature *T*. Knowing  $T_i$  before heating initial temperature, it becomes possible to compute local surface orientation (Fig. 4).

Following this scheme, non-linear segments are divided into elementary segments for which local orientation are found with eq. (10). Next segment size is derived using eq. (8) with d = Step for one-pixel-segment size. Complete shape reconstruction proceeds by merging all segments one after one. Image correction can proceed as exposed ones the orientation image is generated.



Temperature profile

Fig.4. Heating analysis of a curved specimen: experimental configuration and corresponding thermal profile

In shape from shading, the question to determine whether or not a surface is convex or concave is a problem. The same problem arises here although the known direction of heating helps, moreover, it is possible to have a priori information on object shape to solve this ambiguity.

Advantage of this reconstruction process is that it only requires a single early recorded thermogram while it is more robust than absolute temperature method to thermal drifts since it is based on temperature differences within the thermograms. This is not the case of point source correction method and based on absolute values. On the other hand only relative heights are computed as in shape from shading technique, hence  $\Delta R$  becomes available, but not *R*. Finally, calibration is not mandatory.

# 4. Advantages and disadvantages of different complex shape problem resolved techniques

When the background of an image is comprised of warm temperatures, materials of lower emissivity are visible at longer distances than materials of high emissivity.

The point source heating correction method is directly derived from eq.1 and on dependence of rising temperature on parameters R and  $\theta$ . In this case at high power lamp (1000W) is used as a thermal stimulation device, it is mounted on top of the IR camera (as in Fig.1, but the used lamp is omnidirectional). In the first step a calibration phase is necessary. This calibration procedure consists to record an early temperature image in the tridimensional inspection volume located in front of the IR camera. After the thermal stimulation is completed (IR image recorded before shallow defects start to perturb surface temperature distribution). Typically, in the calibration phase, the early temperature images are recorded on a plane covered with high emissivity paint (same paint as for the specimens) at various distances in front of the IR camera enabling to constitute a complete data bank of the expected temperature distribution within the inspection volume. The method exposed in [3] is based on a similar calibration technique.

Once the data base is completed, the actual inspection proceeds and the shape correction consist in matching specimen early temperature image with early temperature image of the database on a pixel per pixel basis. This matching produces a range image of the inspected scene which can be further used to correct subsequent thermograms from the specimen. Fig.5 shows result such image conversion.



Fig. 5. Results of the point source heating correction method. a) – raw thermogram recorded on a tilted plastic plane, notice the heating trend with top left corner hotter than bottom right corner; b)- processed distance image where corrected trend appears (closer on the left and further on right)

Disadvantages of this technique are two. A high power source is required and only a fraction of the available power is used due to the inherent spreading of the radiation in the whole space, consequently the inspection volume is restricted. Moreover, the calibration procedure is slow if the calibration plane is to be tested at many distances in front of the camera. Finally, since the method neglects parameter  $\cos\theta$ , it is limited to objects of restricted curvature ( $\cos \theta \sim 1$  for  $\theta = 90 \pm 20^{\circ}$ C).

On the other hand the technique is interesting since it allows from the thermograms to extract information which would not be available otherwise and besides the calibrated database, it does not require extra hardware with respect to the standard IRT procedure. If the geometry of the inspected object is known, parameter  $\theta$  becomes available for more accurate corrections.

One of the main problems of the previous corrected technique is related to the point source like heating device which provides non uniform heating patterns and for which lot of the heating power is lost, thus reducing amplitude of the available thermal contrasts. The dependence on distance of the temperature rise may be unclear, if more than one source is used with each one having a particular orientation. In such case, a better choice for thermograms correction is to relay on some additional hardware (for example a 3D sensor).

Another alternative is based on a video thermal stereovision method first offered in [6].

The principle of working is illistreted on the Fig.6. The reflectance information of the scene present in a visible image makes possible to determine  $\theta$  and assumes that observed surfaces are Lambertian and object opaque [5]. In these conditions

$$L = K\cos\theta + C \quad (11)$$

Where L is the digitized intensity value of the visible image, K and C are the overall calibration constants of the visible imaging system. K and C are specific to a given experimental apparatus and can be foinf experimentally



Fig. 6. Schematic diagram of the experimental set-up needed for the video thermal stereo correction method

Once *K* and *C* have been calibrated for a given apparatus, the orientation image  $\cos\theta$  can be computed with eq. 2 from the visible image of the inspected scene. Before to proceeded to curvature correction of the thermograms, it is necessary to align visible and IR image formats. This is essential to have a direct pixel correspondence between the two images. This registration step is based on the following transformation between the coordinates (*x*,*y*) and (*u*,*v*) for infrared and visible images repectively. For the *u* coordinate

$$u = \sum_{i=0}^{N} \sum_{j=0}^{N-i} a_{ij} x^{i} y^{j} \qquad (12)$$

with N – degree of the polynomial (usually 2),  $a_{ij}$  – polynomial coefficients. The v coordinate is computed in a similar fashion.

A calibration step is required to compute the polynomial coefficients. A set of common points between two images of the same scene, visible and infrared, are selected and eq. (12) is solved. Finally curvature correction of thermograms is done by dividing successive thermograms by  $\cos\theta$  following eq.(1). The main disadvantages of the method are as follow. First, it is necessary to cover specimen surface with a paint having both good pseudo-Lambertian properties in the visible spectrum and acceptance emissivity value in the sensibility band of the IR camera. Second, the illumination device must have limited dependance with parameter R for eq. (2) to be valid.

The idea of the direct thermogram correction method is to decrease the extra hardware as illumination device and video camera respectively required in streo vision correction method while keeping a similar correction scheme.

The idea is as followed. For opaque bodies at close to room temperature, one of the main difference between visible and IR images lies in their formation process, visible images are formed due to a reflection phenomenon while IR images are formed by emission mechanism. Nevertheless, if the heating device provides little dependance on distance R, eq.2 can be adapted to IRT applications with L being the digitized value of the thermogram, K and C being the overall calibration constants of the IR imaging system and  $\theta$  being the angle between normal to surface patch (for a given pixel set x, y) and direction of observation with the IR camera eq.2 thus provides a reasonable estimation of local surface orientation  $\theta$  once parameters K and C have been calibrated using a similar technique as the one exposed upper(using planes of various orientation).

The orientation correction process is next completed using an early recorded IR image after thermal pulse. With calibration parameters K and C and eq.2, the orientation image is formed and all the subsequent thermograms are divided by this orientation image. An important points is that of course thermal pulse specifications (duration, power) must be the same for both calibration and correction steps. Drawback of this method is that heating distance (parameter R) is assumed sufficient large so that local depth variations on the specimen do not affect the IR emission process. But this is not always valid. Nevertheless, there is an obvious interest for such a simple correction process, at least for defect detection purposes

#### **5.** Conclusions

From analysis, it can concluded that complex surface from heating is probably the most attractive method although it requires more complex processing than the other methods, especially for the segmentation task. Attractive fields of application of theses methods are in electrical and mechanical engineering, medicine, civil and military engineering, power engineering. Further work is needed to link these restoratin processes to the inverse procedures for extraction of subsurface defect parameters such as depths, size, thermal resistance.

## Acknowledgements

This work was supported by National Ministry of Science and Education of Bulgaria under Contract DDVU 02/4-7: "Thermo Vision Methods and Recourses in Information Systems for Customs Control and Combating Terrorism Aimed at Detecting and Tracking Objects and People".

### REFERENCES

[1] Maldague X.P, Galmiche F.and Ziadi A., *Advances in Pulsed Phase Thermography*, Infrared Physics & Technology, 43, 2002, 175-181.

[2] Maldague X.P., *Theory and practice of infrared technology for nondestructive testing*, John Wiley & Sons, N.Y., 2001.

[3] Kiiskinen, P. Pakarinen, M Luontama, A. Latitinen, *Using infrared thermography as a tool to analyze curling and cockling of paper*, Thermosense XIV SPIE Proc., vol. 1682, 2002, pp. 134-141.

[4] Nouah A., X. Maldague, F. Robitaille, *Shape correction in transient thermography inspection of non-planar components*, Proc. Quantitative IRT, Eurotherm Seminar 27, 2002, pp. 224-228.

[5] Nandhakumar N., AggarwaK., *Integrated Analysis of Thermal and Visual Images for Scenes Interpretation*, IEEE Trans. Pattern Analysis And Machine Intelligence, 10, 2008, pp.469-481.

**Author:** Anna Andonova, assoc. professor at Department of Microelectronics, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, E-mail address: *ava@ecad.tu-sofia.bg* 

Постъпила на 13.12.2011

Рецензент проф. д-р Александър Бекярски


## ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА МОДЕЛА НА ЕФЕКТИВНАТА СПЕКТРАЛНА ШИРИНА НА ШУМОВАТА МОЩНОСТ ЗА ОПИСАНИЕ НА ОПТИЧЕН УСИЛВАТЕЛ С ЛЕГИРАНО С ЕРБИЙ ВЛАКНО

## Тодор Арабаджиев, Иван Узунов, Цветан Мицев, Калин Димитров

**Резюме:** В настоящата работа е изследвана приложимостта на модела на ефективната спектрална ширина на шумовата мощност за описание на характеристиките оптичен усилвател с легирано с ербий влакно. Експериментално са изучени зависимостта на усилването на слаб сигнал от мощността на напомпващото лъчение, както и ефекта на насищане на усилването при големи мощности на сигналното излъчване. Направеното сравнение между числените резултати и получените експериментални данни показва добро съответствие и в двата режима на работа на усилвателя. Това ни позволява да заключим, че моделът използващ ефективната спектрална ширина на шумовата мощност, може успешно да бъде прилаган при анализ на характеристиките на оптичен усилвател с легирано с ербий влакно.

**Ключови думи:** модел на ефективната спектрална ширина на шумовата мощност, оптичен усилвател с легирано с ербий влакно

### EXPERIMENTAL RESEARCH OF THE MODEL OF THE EFFECTIVE BANDWIDTH OF THE AMPLIFIED SPONTANEOUS EMISSION FOR THE DESCRIPTION OF AN OPTICAL AMPLIFIER WITH ERBIUM-DOPED FIBER

## Todor Arabadzhiev, Ivan Uzunov, Tsvetan Mitsev, Kalin Dimitrov

Abstract: In this paper we have researched the applicability of the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission for the description of the characteristics of an optical amplifier with erbium-doped fiber (EDFA). Experimentally, we have studied the dependence of the gain of a small signal on the power of the pumping light, as well as the effect of gain saturation when the signal power grow up. The comparison we have made between the numerical results and the experimental data derived, shows a good correspondence in both operation modes of the amplifier. This allows us the conclusion that the researched numerical model can be used successfully in the analysis of the characteristics of an optical amplifier with erbiumdoped fiber.

*Key words:* model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission, *EDFA* 

#### 1. Introduction

The amplifiers with erbium-doped fiber (EDFA) have gained ground in the wave division multiplexed multi-channel optical communication systems as well as in the broadband cable communication systems (CATV) [1-6]. The reason for this are their parameters in the C band ( $1525 \div 1565 nm$ ): high gain ( $30 \div 50 dB$ ), broad spectral band ( $\approx 90 nm$ ), low noise coefficient ( $3 \div 5 dB$ ), high level of the output signal (10 - 20 dBm).

The EDFA operation principle is based on the absorption of pumping laser light from the erbium ions doped in the fiber and its reemission in the form of stimulated emission in the amplified optical signal. The stimulated emission defines the optical gain of the amplified optical signal. An amplified spontaneous emission (ASE) appears which defines the noise properties of the amplified signal [1-3].

There are three schemes for optical (laser) pumping of EDFA: same direction, opposite direction and both direction. In the first case, the direction of the pumping light corresponds to the direction of the amplified optical signal, while in the second case these directions are opposite. For the both direction pumping two pumping lights are used. One is given at the beginning of the fiber parallel to the direction of distribution of the amplified signal (forward pump), and the other - at the end of the fiber in a direction opposite the direction of distribution of the amplified signal (backward pump). For the modeling of optical amplifiers on the basis of erbium-doped fiber is used a system of equations describing the distribution of the signals, the pumping and noise powers along the fiber and equations defining the modification speed of erbium ion energy levels populations [1-2]. For the description of the population of the two levels, a model with two levels of the erbium ions in its stationary approximation [1-2] is used. The existing numerical methods for the analysis of the EDFA characteristics have been considered in detail in [1,2,4]. In the most detailed model the spontaneous emission has been described by using many signals (each with spectral width, for example 1nm), which are being distributed in the two directions along the fiber (forward ASE and backward ASE) [3]. This model allows for the detailed research of the complex interrelation between amplified signal, pumping light, generated spontaneous emission (forward ASE and backward ASE), and relative concentration of the active erbium ions [2].

A simple way of measuring the spontaneous emission is the model of the effective spectral width of the noise power [4]. In this model, the spontaneous emission is presented by two signals distributed in opposite directions, each with an equal effective spectral width [4]. We will mark the signal distributed in the direction of signal distribution (forward ASE) with  $P_{ASE}^+$ , and the one distributed in the opposite direction (backward ASE) with  $P_{ASE}^-$ . Using typical values of the parameters of the task, we have researched numerically in [7] the applicability of the effective spectral width of the noise power [4] for the correct description of the features of the gain. It has been shown that the dependencies derived in [7] are well-coordinated with those presented in [2] and derived by the full approach.

The aim of this paper is to check the applicability of the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission when its results are compared to those derived by the experimental research of an optical amplifier with the erbium-doped fiber. In this sense, the paper includes two sub-aims. The first one is the experimental research of the amplifier characteristics. The second one is the comparison between the experimental results with the numerical results derived using the noise power effective spectral width model [4].

## 2. Description and characteristics of the experimental setting and the numerical model

In this paragraph we have set two goals. First, we have presented a description of the existing in Department of Physics of TU-Sofia optical amplifier on the basis of erbium-doped fiber (EDFA) and the implemented empirical scheme for the experimental research of its characteristics. Second, we have introduced the basic equations for the modeling of the amplifier. Special attention has been given to the connecting of the model parameters to the data known for the particular erbium-doped fiber.

## **Description of the experimental setting**

From the company "Amonics"- Hong Kong was delivered in TU-Sofia a fiber amplifier containing the following basic components: a) signal semiconductor laser with distributed feedback (DFB) with basic frequency of 1560 nm with adjustable power up to 1.5 mW. There is an option for temperature readjustment of the generated frequency within the range of 1550-1562 nm.; b) semiconductor pumping laser at the frequency of 980 nm with adjusting power up to 155 mW, additionally provided with an optical power meter; c) erbium-doped fiber (EDF) of the type R37103 with length 2.5 m; and d) photoreceiver. The additional components are: WDM 980/1550 multiplexer, optical isolators at 1550 nm, optical filter at 1560 nm and FC/UPC connectors. There is an option for the connection of a spectral analyzer by an additional connector.

The scheme for connection of all the above components, implementing EDFA is shown in fig. 1.



Fig.1. Mount scheme of the erbium-doped optical amplifier. The signal laser and the detector are connected respectively to the connections marked with IN and OUT.

The scheme presented in fig. 1 works as follows. At the entrance marked as IN is given the signal emission from the semiconductor DFB laser at wavelength 1558-1562nm. The function of isolator-1 is to stop the going back of a reflected light to the signal laser at its operation frequency. The function of the WDM-multiplexor is to gather the signal wavelength  $\lambda$ =1560nm and the pumping wavelength  $\lambda$ =980nm generated by the pumping semiconductor laser in EDF. Isolator-2 stops the going back of a reflected light to EDF. The filter is used to filter ASE around the signal frequency and make easier the defining of the signal output power. The signal from the output marked as OUT enters the optical detector measuring the power of the optical emission.

The fiber R37103 [8] used in the EDFA is additionally alloyed with aluminum and lanthanum. With the additional alloying are reduced the effects from the higher erbium ion concentration and the OH-induced losses. The saturation's parameter of the fiber according to the manufacturer's data is  $\xi = 1.03 \times 10^{16} (ms)^{-1}$ , which means that the concentration of erbium ions is  $N_0 \approx 1.364 \times 10^{25} m^{-3}$ . The spectral dependences of the absorption  $\alpha(\lambda)$  and gain  $g(\lambda)$  coefficients of the fiber, given by the manufacturer, are shown in fig. 2.



Fig. 2. The spectral dependence of the absorption  $\alpha(\lambda)$  and gain  $g(\lambda)$  coefficients the fiber R37103 in the signal spectral area C and L-band (on the left) and in the area of pumping (on the right) [8].

Other parameters of the fiber are given in table 1 [8].

Diameter of the core (typical)	3.1 µm
Diameter of the cladding	$125\pm0.7~\mu m$
Diameter of the coating	$245 \pm 10 \ \mu m$
Peak value of the absorbtin @ 1530	16 - 24 dB/m
nm	840 - 960 nm
Cutoff frequency	$0.25\pm0.02$
Numerical aperture	$5.4\pm0.5\;\mu m$
Diameter of the mode	<10 dB/km
Losses at 1200 nm	

Table 1. Mechanical and physical parameters of the fiber R37103

# **3.** Numerical modeling of the equation system describing the distribution of the pumping, signal and noise power.

For the modeling of the EDFA is used a set of equations describing the distribution of the signals, the pumping and noise power along the fiber, and equations defining the modification speed of the erbium ion energy level populations [1,2]. For a description of the population of the two levels is used a model with two levels of the erbium ions in it stationary approximation [1,2].

In this paper we have studied the gain of one signal with wavelength  $\lambda_s = 1560 nm$ , whose power will be marked by  $P_s$ . We use pumping laser with wavelength  $\lambda_p = 980 nm$ , whose power is marked by  $P_p^+$ .

For the description of the spontaneous emission we have used the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission. The powers of the two signals with equal effective spectral width are marked by  $P_{ASE}^+$  (forward ASE) and  $P_{ASE}^-$  (backward ASE). The equations describing the distribution of the signal, pumping and noise power along the fiber are the following:

$$\frac{dP_s}{dz} = \Gamma_s \left( \sigma_s^E N_2 - \sigma_s^A \left( N_0 - N_2 \right) \right) P_s$$

$$\frac{dP_p^+}{dz} = \pm \Gamma_p \left( \sigma_p^E N_2 - \sigma_p^A \left( N_0 - N_2 \right) \right) P_p^+$$

$$\frac{dP_{ASE}^+}{dz} = \pm \left( \Gamma_s \sigma_s^E N_2 P_0 + \Gamma_s \left( \sigma_s^E N_2 - \sigma_s^A \left( N_0 - N_2 \right) \right) P_{ASE}^+ \right)$$
(1)

where  $\Gamma_s$  and  $\Gamma_p$  are the factors of overlapping of the respective optical distributions with the part of the fiber which is erbium-doped.  $\sigma_s^E, \sigma_p^E$  and  $\sigma_s^A, \sigma_p^A$  are the cross-sections of the transitions when there is emission and absorption for the two wavelengths considered.  $N_0[ions/m^3]$  is the  $Er^{3+}$  ion concentration of the fiber core.  $N_2[ions/m^3]$  is the concentration of exited  $Er^{3+}$  ions .  $P_0 = 2hv_s\Delta v$  is the power of the spontaneous emission, whose direction is the same as the direction of the amplified signal, h is the Planck's constant,  $v_s$  is the frequency of the amplified signal. In correspondence with [4] we have assumed that  $\Delta v = 1250 GHz$  ( $\Delta \lambda = 10nm$ ). The same is the width of the frequency band of transmission of the optical filter in the output of the amplifier. Because we have considered a short erbium-doped fiber, the attenuation of the signals has not been given.

The rate equation in the steady-state approximation of the model with two levels [1-2] relates the ion population density in the upper level  $N_2$  with the field powers and the total ion density  $N_0$ . The  $N_2$  is given by the expression:

$$N_{2} = \frac{\frac{\tau\sigma_{s}^{A}}{Ah\nu_{s}}\Gamma_{s}P_{s} + \frac{\tau\sigma_{s}^{A}}{Ah\nu_{s}}\Gamma_{s}\left(P_{ASE}^{+} + P_{ASE}^{-}\right) + \frac{\tau\sigma_{p}^{A}}{Ah\nu_{p}}\Gamma_{p}\left(P_{p}^{+} + P_{p}^{-}\right)}{\frac{\tau(\sigma_{s}^{E} + \sigma_{s}^{A})}{Ah\nu_{s}}\Gamma_{s}P_{s} + \frac{\tau(\sigma_{s}^{E} + \sigma_{s}^{A})}{Ah\nu_{s}}\Gamma_{s}\left(P_{ASE}^{+} + P_{ASE}^{-}\right) + \frac{\tau(\sigma_{p}^{E} + \sigma_{p}^{A})}{Ah\nu_{p}}\Gamma_{p}\left(P_{p}^{+} + P_{p}^{-}\right) + 1}N_{0} \qquad (2)$$

where  $\tau \approx 10 \, ms$  is the lifetime of the metastable energy level  ${}^{4}I_{13/2}$  of  $Er^{3+}$ , and *A* is the effective cross- sectional area of the distribution of erbium ions.

The combined consideration of the equations (1) and (2), means the solution of a boundary problem in two points. The spontaneous emission which is propagated in the distribution direction of the signal  $P_{ASE}^+$  equals zero at the beginning of the fiber  $(P_{ASE}^+(0)=0)$ , and the spontaneous emission which is distributed in a direction opposite to the signal distribution  $P_{ASE}^-$  equals zero at the end of the fiber  $(P_{ASE}^-(L)=0)$ . The numerical solution of the system of ordinary differential equations (1) and (2) has been done by the Runge-Kutta method, by program products created by using Mathematica software.

The signals considered are distributed in both directions of the fiber, taking into account the limit conditions, while self coordinated solution is found. In this case of forward direction pumping there are 4 signals: amplified signal  $P_s$ , pumping signal  $P_P^+$ , and two noise signals distributed in both directions  $P_{ASE}^+$  and  $P_{ASE}^-$ . For the reaching of self coordinated solution it is applied an appropriate iterative procedure. The simplification related to the application of the noise power effective spectral bandwidth model is the result of the smaller number of noise signals – two, but distributed in different directions.

For the calculation of the cross-sections with absorption  $\sigma_P^A$ ,  $\sigma_S^A$  and emission  $\sigma_S^E$ , for the wavelengths we are interested in we use the spectral dependencies of the coefficients of absorption and amplification represented in fig. 2 [4]. If the  $Er^{3+}$  ions are uniformly distributed in a disk concentric with the fiber core:

$$\sigma_s^A = \frac{\alpha_s}{\Gamma_s N_0}; \sigma_s^E = \frac{g_s}{\Gamma_s N_0}; \sigma_p^A = \frac{\alpha_p}{\Gamma_p N_0}$$
(3)

The values of the parameters of absorption and amplification for the signal and pumping emission are:  $\alpha_s = 1.365m^{-1}$ ,  $\alpha_p = 2.236m^{-1}$   $g_s = 2.335m^{-1}$ . For the calculation of the factors of overlapping  $\Gamma_s$  and  $\Gamma_p$  we use [2,4]:

$$\Gamma_{s} = 1 - e^{-2a^{2}/W_{s}^{2}}; \Gamma_{p} = 1 - e^{-2a^{2}/W_{p}^{2}}$$
(4)

where  $a = 1.55 \mu m$  is the fiber core radius (equal of the radius of the erbium-doped area), and  $W_s, W_p$  are the radii of the Gaussian approximation of the distributions of the modes for the two emissions. In their turn,  $W_s, W_p$  have been calculated by the approximated formula of Desurvire:

$$W_{s} = a \left( 0.759 + \frac{1.289}{V_{s}^{1.5}} + \frac{1.041}{V_{s}^{6}} \right); W_{p} = a \left( 0.759 + \frac{1.289}{V_{p}^{1.5}} + \frac{1.041}{V_{p}^{6}} \right)$$
(5)

where  $V_{s,p} = 2\pi a NA / \lambda_{s,p}$  are the normalized frequencies for the two wavelengths, and *NA* is the value of the fiber numerical aperture in table 1 ( $NA \approx 0.25$ ). For the factors of overlapping  $\Gamma_s$  and  $\Gamma_p$  we derive the following values:  $\Gamma_s = 0.59$ ,  $\Gamma_p = 0.81$ . Finally, for the cross-sections for absorption and emission, for the wavelengths we are interested in, we derive:

$$\sigma_s^A = 1.69 \times 10^{-25} m^2; \sigma_s^E = 2.89 \times 10^{-25} m^2; \sigma_P^A = 2.02 \times 10^{-25} m^2; \sigma_P^S = 0$$
(6)

Because it is impossible to measure them accurately, in the numerical model we have not taken into account the losses when the signal and pumping emission is introduced in the fiber, nor the losses when the signal emission is taken out of the fiber and introduced into the detector. This is the possible reason which has led to a difference between the experimentally measured and numerically calculated values of the amplification coefficient of the order of 4 dB. To compensate for these losses, we have introduced respectively two correction parameters  $k_1$  and  $k_2$ . Their values  $k_1 = 0.29, k_2 = 0.84$ have been derived by comparing the numerical and the experimental data. In the numerical model they have been introduced by correcting the values of the absorption and emission cross-sections as follow:  $k_1 x \sigma_P^A; k_2 x \sigma_S^E$ . Once defined, those parameters do not change when there is variation of the pumping power or the signal emission in the two amplifier operation modes considered: amplification of a weak signal and saturation of the amplification. Using them leads to a good correspondence (difference up to 10%) between the experimental and numerical results.

#### 4. Comparison between the experimental and the numerical results

In this paragraph we have compared the numerical results derived with the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission given by (1)  $\mu$  (2) to the experimental results derived using the experimental setting presented above in the two basic modes of the amplifier: a) when there is small signal gain and b) in a mode of gain saturation.

In the small signal amplification mode, the speed of the transition of the electrons of the metastable  ${}^{4}I_{13/2}$  level in the erbium is much higher than the speed of the spontaneous emission. In this mode, the amplification remains constant with the increasing of the signal strength. We have studied the following dependencies when there is amplification of a small signal: a) variation of the signal emission power when there are two fixed pumping powers (fig. 3); b) variation of the pumping emission power when there is fixed signal power (fig. 4).





The maximum difference between the experimental and numerical result exists for signal powers of the order of -39.4dBm and comprises 5.3%. Below we have presented the curves of amplification depending on the pumping power for four fixed signal powers:  $P_s$ = -39.4, -30.1, -20.7 and -15.3dBm.



Fig. 4. Numerical and experimental data for the amplification of a weak signal with signal powers (see legend) -15.3, -20.7, -30.1, -39.4dBm and variation of the pumping power.

The comparison between the experimental and numerical results presented in Fig. 4 shows a very good correspondence. On the other hand, the experimental and numerical results derived are well-combined with the published ones known in [2].

In the gain saturation regime the pumping power is high enough to exhaust the basic energy level. In this case, when the signal power is increased, the amplification decreases. Below we have presented dependencies of the amplification on the power of the signal emission when there is fixed pumping power.



Fig. 5. Numerical and experimental data when there is saturation of the amplification: for fixed pumping powers of 40 and 150 mW: a) (left) dependence of the coefficient of amplification on the power of the input signal; b) (right) power of amplification saturation.

The power of amplification saturation is the power of the output signal when there is fixed pumping power where the amplification decreases by 3 dB. This parameter is an indicator of the amplification saturation in EDFA where further increasing of the signal power leads to sharp decreasing of the amplification. The results from the numerical modeling show that when the pumping emission is 150 mW, the amplification saturation power is ~10.8 dBm, while the experimental data shows as value for this power ~11.7 dBm. When the pumping power has a power of 40 mW, the amplification saturation power is respectively 4.89 dB in the experiment and 5.35 dB in the numerical modeling. The deviation of the numerical data from the experimental data in both the cases presented does not exceed 10%, which means that even in an amplification saturation mode, there is a relatively good quality correspondence between the numerical model and the experimental results.

#### **5.** Conclusion

In this paper we have studied the applicability of the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission for the description of the characteristics of an optical amplifier with erbium-doped fiber. The comparison made between the basic results derived using this model and the experimental data shows a good quality correspondence in both operation modes of the amplifier: a) amplification of a small signal; and b) in the area of amplification saturation when there are higher powers of the signal emission. On the other hand, both the experimental and numerical results derived here are well-coordinated with the published ones known in [2].

We should not forget that, due to lack of information in our experimental setting on the losses at the time of the insertion of the light into the fiber, and the losses at the time of extraction of the signal out of the fiber and its introduction into the detector in the numerical model, we have introduced two fitting parameters. Irrespective of this circumstance, however, we consider the results presented a reason to claim that the model using the noise power effective spectral width can be applied successfully in the analysis of an optical erbium-alloyed fiber amplifier.

This research is funded by the project 102 ni 122-20 with TU-Sofia.

#### **References:**

[1] E. Desurvire, Erbium-Doped Fiber Amplifiers- Principal and Applications, John Wiley&Sons, Inc., 1994.

[2] P. Becker, N. Olsson, and J. Simpson, Erbium-Doped Fiber Amplifier- Fundamental and Technologies, Academic Press, 1997.

[3] G.P. Agrawal, Fiber-optic communication systems, John Wiley&Sons, Inc., 2002.

[4] C.R. Giles, and E. Desurvire, "Modeling erbium-doped fiber amplifiers", Journal of Lightwave Technology, vol. 9, pp. 271-283, 1991.

[5] J.H. Povsen, A. Bjarklev, O. Lumholt, H. Vendeltorp-Pommer, K. Rotwitt, and T. Rasmussen, "Optimizing gain and noise performance of EDFA's with insertion of a filter or an isolator", in Fiber Laser Sources and Amplifiers, M.J. Digonnet, and E. Snitzer, Ed. Proc. SPIE 1581, pp. 107-113, 1991.

[6] L. Jordanova, and V. Topchiev, "Optimizing the Parameters of Amplifiers used in the optical channel for CATV Systems" Telecom 2008, Conference Proceedings, pp. 206-211, Varna, Bulgaria, 2008.

[7] I.M. Uzunov, "On the application of the model of the effective bandwidth of the amplified spontaneous emission in the investigation of EDFA", Summer School: Advanced Aspects of Theoretical Electrical Engineering Sozopol 2010, edited by Valery Mladenov, Part 1 Plenary lectures, pp. 90-101.

[8]. Erbium-Doped Fibers R37103 - Specification Sheet, OFS company, 2011

**Authors:** Assist. Prof. PhD Todor Arabadzhiev and Prof. DSci Ivan Uzunov, Department of Applied Physics, Technical University of Sofia. Assoc. Prof. PhD Tsvetan Micev and Assoc. Prof. PhD Kalin Dimitrov, Department of Radio communications and video technologies, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia. E-mail for correspondence: *tna@tu-sofia.bg* 

Постъпила на 02.11.2011

Рецензент доц. д-р И. Г. Копринков

## РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор					
проф.	ДTH	Емил	НИКОЛОВ		
зам. главен редактор					
проф.	ΔТΗ	Елена	ШОЙКОВА		
членове					
проф.	ΔТΗ	Георги	ПОПОВ		
проф.	ΔТΗ	Иван	КОРОБКО		
проф.	дфн	Иван	УЗУНОВ		
проф.	ДΤΗ	Иван	ЯЧЕВ		
проф.	ΔТΗ	Кети	ΠΕΕΒΑ		
проф.	ДΤΗ	Ганчо	БОЖИЛОВ		
проф.	д-р	Бончо	БОНЕВ		
проф.	д-р	Евелина	ПЕНЧЕВА		
проф.	д-р	Иво	малаков		
проф.	д-р	Младен	ВЕ∧ЕВ		
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.	lvan	KOROBKO		
Prof.	D.Sc.	Ivan	UZUNOV		
Prof.	D.Sc.	Ivan	YACHEV		
Prof.	D.Sc.	Keti	PEEVA		
Prof.	D.Sc.	Gantcho	BOJILOV		
Prof.	Ph.D.	Boncho	BONEV		
Prof.	Ph.D.	Evelina	PENCHEVA		
Prof.	Ph.D.	lvo	MALAKOV		
Prof.	Ph.D.	Mladen	VELEV		
Prof.	Ph.D.	Ognyan	NAKOV		
Organizing Secretary					
Eng.	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





Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

## СЪДЪРЖАНИЕ том 61, книга 1

МАТЕМАТИКА, АВТОМАТИКА, ЕЛЕКТРОНИКА

1. Иван Трендафилов, Димитринка Владева	9
2. Иван Трендафилов, Димитринка Владева	19
3. Евтим Йончев, Дочо Цанков, Тодор Йонков Модели в реално време за анализ на контролерни системи за климатизация	29
4. Диана Попова, Тодор Йонков, Цанко Георгиев, Евтим Йончев	39
5. Тодор Йонков, Христо Стоянов, Евтим Йончев, Дочо Цанков	49
6. Христо Стоянов, Дочо Цанков, Евтим Йончев, Тодор Йонков Опитна система за експериментална оценка на управлението и енергийна- та ефективност в системи за сградна автоматизация	59
7. Емил Николов	69
8. Емил Николов	79
9. Дамян Дамянов	89
10. Весела Карлова-Сергиева Количествена теория на обратната връзка - методология за синтез на сис- теми за управление - част 1	97
11. Весела Карлова-Сергиева Количествена теория на обратната връзка - методология за синтез на сис- теми за управление - част 2	107
12. Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков	117
13. Василка Стоилова, Цанко Георгиев, Александър Рътков	127
14. Нина Николова	135
15. Нина Николова Робастни ML системи за управление - част 2	143
16. Станислав Енев	147



17. Асен Тодоров, Алпер Мехмед, Антон Тодоров	157
18. Асен Тодоров, Алпер Мехмед Модернизация на текстилни машини	167
19. Даниел Меразчиев, Анелия Георгиева Методи за интелигентно енергоспестяващо управление на параметрите на микроклимата на работната среда	177
20. Петър Апостолов Метод за синтез на цифрови FIR филтри с компресирани косинуси в чеби- шевска метрика	187
21. Анна Андонова Възможности на термографията за контрол на предмети укривани под дрехи	197
22. Анна Андонова	203
23. Тодор Арабаджиев, Иван Узунов, Цветан Мицев, Калин Димитров Експериментално изследване на модела на ефективната спектрална шири- на на шумовата мощност за описание на оптичен усилвател с легирано с ербий влакно	217



Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

# **CONTENTS volume 61, Issue 1**

MATHEMATICS, AUTOMATICS, ELECTRONICS

1. Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva <i>The Endomorphism Semiring of a Finite Chain</i>	9
2. Ivan Trendafilov, Dimitrinka Vladeva	19
3. Evtim Yonchev, Docho Tsankov, Todor Ionkov	29
4. Diana Popova, Todor Ionkov, Tzanko Georgiev, Evtim Yonchev Model Based Predictive Control Algorithm for Temperature Control in Building Automation Systems	39
5. Todor lonkov, Hristo Stoyanov, Evtim Yonchev, Docho Tsankov	49
6. Hristo Stoyanov, Docho Tsankov, Evtim Yonchev, Todor Ionkov Experimental System for Evaluation of Control Quality and Energy Efficiency in Building Management Systems	59
7. Emil Nikolov Strategy and Applications of the Control with Fractional Compensation of Delay - part I (design)	69
8. Emil Nikolov Strategy and Applications of the Control with Fractional Compensation of Delay - part II (analysis)	79
9. Damyan Damyanov	89
10. Vessela Karlova-Sergieva	97
11. Vessela Karlova-Sergieva	107
12. Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov Modeling the Specific Rate of Fed-Batch Fermentation Process for Producing L- Valine with Neural Network - part 1	117
13. Vassilka Stoilova, Tzanko Georgiev, Alexander Ratkov Modeling the Specific Rate of Fed-Batch Fermentation Process for Producing L- Valine with Neural Network - part 2	127
14. Nina Nikolova	135
15. Nina Nikolova	143
16. Stanislav Enev	147



17 Assen Todorov, Alper Mehmed, Anton Todorov	157
18. Assen Todorov, Alper Mehmed	167
19. Daniel Merazchiev, Anelia Georgieva Methods for Intelligent Control of Parameters of the Microclimate of the Working Environment	177
20. Peter Apostolov	187
21. Anna Andonova Potentialities of the Thermography for Inspection of Concealment Objects Through Clothing	197
22. Anna Andonova Problems in Infrared Thermography in View of Complex Surfases	207
23. Todor Arabadzhiev, Ivan Uzunov, Tsvetan Mitsev, Kalin Dimitrov Experimental Research of the Model of the Effective Bandwidth of the Amplified Spontaneous Emission for the Description of an Optical Amplifier with Erbium- doped Fiber	217



Годишник на Технически Университет - София, т. 61, кн.1, 2011 Proceedings of the Technical University - Sofia, v. 61, book 1, 2011

## Author's Index

		author	page			author	page
1	Α.	Ratkov	117, 127	15	H.	Stoyanov	49, 59
2	Α.	Todorov	157, 167	16	I.	Trendafilov	9, 19
3	Α.	Mehmed	157, 167	17	I.	Uzunov	217
4	Α.	Georgieva	177	18	К.	Dimitrov	217
5	Α.	Andonova	197, 207	19	N. G.	Nikolova	135, 143
6	А. А.	Todorov	157	20	Ρ.	Apostolov	187
7	D.	Vladeva	9, 19	21	S.	Enev	147
8	D.	Tsankov	29	22	T.	lonkov	29, 39, 49, 59
9	D.	Popova	39	23	T.	Arabadzhiev	217
10	D.	Tsankov	49, 59	24	T.	Mitsev	217
11	D.	Damyanov	89	25	Tz.	Georgiev	39, 117, 127
12	D.	Merazchiev	177	26	V.	Karlova-Sergieva	97, 107
13	E.	Yonchev	29, 39, 49, 59	27	V.	Stoilova	117, 127
14	E.	Nikolov	69, 79				