



ISSN 1311-0829

ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ-СОФИЯ

Том 65, книга 2, 2015

Юбилей “70 ГОДИНИ ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ“



PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA

Volume 65, Issue 2, 2015

Anniversary “70 YEARS TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA“

РЕДАКЦИОННА КОЛЕГИЯ

главен редактор

проф. дтн Емил НИКОЛОВ

зам. главен редактор

проф. дтн Елена ШОЙКОВА

членове

проф. дтн Георги ПОПОВ

проф. дтн Иван КОРОБКО

проф. дфн Иван УЗУНОВ

проф. дтн Иван ЯЧЕВ

проф. дтн Кети ПЕЕВА

проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ

проф. д-р Бончо БОНЕВ

проф. д-р Евелина ПЕНЧЕВА

проф. д-р Иво МАЛАКОВ

проф. д-р Младен ВЕЛЕВ

проф. д-р Огнян НАКОВ

секретар-организатор

инж. Мария ДУХЛЕВА

EDITORIAL BOARD

Editor -in -Chief

Prof. D.Sc. Emil NIKOLOV

Editor -in -Vice -Chief

Prof. D.Sc. Elena SHOYKOVA

Editors

Prof. D.Sc. Georgi POPOV

Prof. D.Sc. Ivan KOROBKO

Prof. D.Sc. Ivan UZUNOV

Prof. D.Sc. Ivan YACHEV

Prof. D.Sc. Keti PEEVA

Prof. D.Sc. Gantcho BOJILOV

Prof. Ph.D. Boncho BONEV

Prof. Ph.D. Evelina PENCHEVA

Prof. Ph.D. Ivo MALAKOV

Prof. Ph.D. Mladen VELEV

Prof. Ph.D. Ognyan NAKOV

Organizing Secretary

Eng. Maria DUHLEVA

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

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



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

ISSN 1311-0829

СЪДЪРЖАНИЕ том 65, книга 2

1. Ивайло Атанасов, Анастас Николов, Евелина Пенчева.	9
<i>Проектиране на Rest Уеб услуги за енергиен мениджмънт в информационни системи за интелигентно отчитане</i>	
2. Ивайло Атанасов и Евелина Пенчева.	19
<i>Управление от трета страна на услуги за излъчване на мултимедийни съобщения в EPS</i>	
3. Румен Йорданов	29
<i>Експериментално изследване на шумовите параметри на четирисензорна структура от MEMS инерциални сензори</i>	
4. Светозар Андреев	35
<i>Влияние на конфигурацията на електролизната клетка върху разсейващата способност на електрохимични системи за помедняване</i>	
5. Светозар Андреев	45
<i>Алтернативен метод за опроводяване на многослойни печатни платки</i>	
6. Симона Петракиева, Захари Иванов, Галя Георгиева-Таскова	53
<i>Възможности за аналитично представяне на електрическите и светлотехнически показатели на разрядни лампи в зависимост от захранващото напрежение</i>	
7. Александър Захариев.	61
<i>Модифициране на анодното фолио за алуминиеви електролитни кондензатори – най-нови разработки (кратък обзор)</i>	
8. Тихомир Брусев	67
<i>Проектиране на двуфазен превключващ преобразувател на напрежение за комуникационни приложения с Cadence на CMOS 0.35 μm технология</i>	
9. Емил Николов.	77
<i>Изследване на робастни фрактални филтри в системите с условна обратна връзка - част I</i>	
10. Емил Николов.	87
<i>Изследване на робастни фрактални филтри в системите с условна обратна връзка - част II</i>	
11. Ивайло Иванов, Дияна Господинова, Петър Динев.	97
<i>Фосфорни забавители на горенето като средство за изучаване на плазмено-подпомогнатата повърхностна импрегнация</i>	
12. Георги Венков.	107
<i>Решение от тип основно състояние на нелинейно елиптично уравнение със сингулярни коефициенти</i>	
13. Димитринка Владева, Иван Трендафилов.	117
<i>Диференцирания в тетраедър - I част. Проекциите върху триъгълници на тетраедър са диференцирания</i>	
14. Димитринка Владева, Иван Трендафилов.	127
<i>Диференциранията в тетраедър - II част. Проекциите върху триъгълници на тетраедър са диференцирания</i>	

15. Нина Николова	137
<i>Приложение на репетитивни хиперболични филтри в системите за управление - I част</i>	
16. Нина Николова	147
<i>Приложение на репетитивни хиперболични филтри в системите за управление - II част</i>	
17. Борис Грасиани.	157
<i>Изследване на робастни репетитивни системи за управление с вътрешен модел и параметрична компенсация</i>	
18. Димитър Бучков, Венцеслав Тошков.	167
<i>Технологии, материали и инсталации, разработени и внедрени от научноизследователската лаборатория „ЕФТТОМ” към ТУ-София</i>	
19. Асен Тодоров, Стефан Киранов	187
<i>Моделиране динамиката на процеса ректификация в колона за атмосферна дестилация на нефт</i>	
20. Николай Петров.	197
<i>Академизмът в науката и истината като висша ценност и проблем</i>	
21. Весела Карлова-Сергиева.	207
<i>Управление на обекти с променливи параметри и неустойчива динамика (част I)</i>	
22. Весела Карлова-Сергиева.	217
<i>Управление на обекти с променливи параметри и неустойчива динамика (част II)</i>	
23. Дочо Цанков	225
<i>Управление на вентилаторни конвектори с минимизиране на шума</i>	
24. Дочо Цанков	233
<i>Разширяване диапазона на регулиране на ефективността при ротационни рекуператори в режим на естествено охлаждане</i>	
25. Александър Ефремов, Павел Николов.	239
<i>Клъстеризация в подготовката на данните при автоматичното вземане на решения</i>	
26. Борис Киров	245
<i>Приложение на микрофлуидните технологии в биологичното инженерство</i>	
27. Станислав Енев.	251
<i>Лабораторен стенд „въздушно-витлово махало“ - описание и първи експерименти</i>	
28. Илиана Маринова, Валентин Матеев, Анелия Терзова.	257
<i>Методи за определяне на магнитната проникваемост на нано-ферофлуидни материали</i>	
29. Емил Николов.	267
<i>Научното списание „ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ“ на 65 години (бележки на главния редактор)</i>	

CONTENTS volume 65, Issue 2

1. Ivaylo Atanasov, Anastas Nikolov, Evelina Pencheva	9
<i>Design of Rest Web Services for Energy Management in Smart Metering Information Systems</i>	
2. Ivaylo Atanasov and Evelina Pencheva	19
<i>Third Party Control on Multimedia Message Broadcast Services in EPS</i>	
3. Rumen Yordanov	29
<i>Experimental Study of the Noise Parameters of Quad Sensor Structure from MEMS Inertial Sensors</i>	
4. Svetozar Andreev	35
<i>Effect of the Electrolytic Cell Configuration on the Throwing Power of Copper Electrodeposition Systems</i>	
5. Svetozar Andreev	45
<i>Alternative Method for Lay-Out Fabrication in Multilayer PCBs</i>	
6. Simona Petrakieva, Zahari Ivanov, Galia Georgieva-Taskova	53
<i>Analytical Presentation of the Electrical and Lighting Characteristics of the Discharge Lamps under the Fluctuation of the Supplying Voltage</i>	
7. Alexander Zahariev	61
<i>Modification of the Anode Foil for Aluminum Electrolytic Capacitors - Recent Developments (a Short Review)</i>	
8. Tihomir Brusev	67
<i>Design Of Two-Phase Switching-Mode Converter for Communication Applications with Cadence on CMOS 0.35 μM Technology</i>	
9. Emil Nikolov	77
<i>Study of Robust Fractional Filters in Systems with a Conditional Feedback - part I</i>	
10. Emil Nikolov	87
<i>Study of Robust Fractional Filters in Systems with a Conditional Feedback - part II</i>	
11. Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova, Peter Dineff	97
<i>Phosphorous Flame Retardants as Tools to Study Plasma-Aided Surface Impregnation of Wood</i>	
12. George Venkov	107
<i>Ground State Solution to Nonlinear Elliptic Equation with Singular Coefficients</i>	
13. Dimitrinka Vladeva, Ivan Trndafilov	117
<i>Derivation in a Tetrahedron - I part. The projections on triangles of a tetrahedron are derivations</i>	
14. Dimitrinka Vladeva, Ivan Trndafilov	127
<i>Derivation in a Tetrahedron - II part. The projections on triangles of a tetrahedron are derivations</i>	

15. Nina Nikolova.	137
<i>Application of Repetitive Hyperbolic Filters in Control Systems - part I</i>	
16. Nina Nikolova.	147
<i>Application of Repetitive Hyperbolic Filters in Control Systems - part II</i>	
17. Boris Grasiani.	157
<i>Study of Robust Repetitive Internal Model and Gain Scheduling Control Systems</i>	
18. Dimitar Buchkov, Ventsislav Toshkov.	167
<i>Technologies, Materials and Installation Developed and Implemented by the Scientific and Research Laboratory "EFTTOM" at TU-Sofia</i>	
19. Asen Todorov, Stefan Kiranov.	187
<i>Dynamic Modeling of a Crude Oil Distillation Column</i>	
20. Nikolai Petrov.	197
<i>Academicism in Science and Truth as a Supreme Value and Problems</i>	
21. Vessela Karlova-Sergieva.	207
<i>Design of Controllers for Unstable Uncertain Plants (part I)</i>	
22. Vessela Karlova-Sergieva.	217
<i>Design of Controllers for Unstable Uncertain Plants (part II)</i>	
23. Docho Tsankov.	225
<i>Control Fan Coils with Minimization of Background Sound</i>	
24. Docho Tsankov.	233
<i>Extension of the Regulation Range of Thermal Wheel Efficiency in Cooling Mode</i>	
25. Alexander Efremov, Pavel Nikolov.	239
<i>Clustering as a Preprocessing Tool in Auto Decision Making</i>	
26. Boris Kirov.	245
<i>Application of Microfluidics Technology in Bioengineering</i>	
27. Stanislav Enev.	251
<i>Laboratory Propeller-Driven Pendulum Testbed - Description and First Experiments</i>	
28. Iliana Marinova, Valentin Mateev, Aneliya Terzova.	257
<i>Methods for Magnetic Permeability Determination of Nano-Ferrofluid Materials</i>	
29. Emil Nikolov.	267
<i>65-th Anniversary of the Scientific Journal "PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA" (editorial)</i>	

Author's Index - Volume 65, Issue 2

<i>author</i>	<i>page</i>	<i>author</i>	<i>page</i>
1 Aneliya Terzova	257	18 Ivaylo Atanasov	9, 19
2 Alexander Efremov	239	19 Ivaylo Ivanov	97
3 Alexander Zahariev	61	20 Nikolai Petrov	197
4 Anastas Nikolov	9	21 Nina Nikolova	137, 147
5 Asen Todorov	187	22 Pavel Nikolov	239
6 Boris Grasiani	157	23 Peter Dineff	97
7 Boris Kirov	245	24 Rumen Yordanov	29
8 Dilyana Gospodinova	97	25 Simona Petrakieva	53
9 Dimitar Buchkov	167	26 Stanislav Enev	251
10 Dimitrinka Vladeva	117, 127	27 Stefan Kiranov	187
11 Docho Tsankov	225, 233	28 Svetozar Andreev	35, 45
12 Emil Nikolov	77, 87	29 Tihomir Brusev	67
13 Evelina Pencheva	9, 19	30 Valentin Mateev	257
14 Galia Georgieva-Taskova	53	31 Ventsislav Toshkov	167
15 George Venkov	107	32 Vessela Karlova-Sergieva	207, 217
16 Iliana Marinova	257	33 Zahari Ivanov	53
17 Ivan Trndafilov	117, 127		

Volume 65 Issue 2

pages

articles

authors

262

30

33

ПРОЕКТИРАНЕ НА REST УЕБ УСЛУГИ ЗА ЕНЕРГИЕН МЕНИДЖМЪНТ В ИНФОРМАЦИОННИ СИСТЕМИ ЗА ИНТЕЛИГЕНТНО ОТЧИТАНЕ

Ивайло Атанасов, Анастас Николов, Евелина Пенчева

Резюме: *Интелигентното отчитане е една от основните области на приложение на комуникациите между машини (M2M). Статията представя структурен метод за дефиниране на ресурси, които могат да бъдат използвани за двупосочна комуникация между система за интелигентно отчитане и заинтересованите крайни потребители, осигурявайки данни за качеството на предоставяната енергия. Методът е приложим при проектиране на RESTful уеб услуги, където ресурсите са представени от техните състояния, може да се адресират чрез уникални идентификатори и манипулират със стандартни HTTP операции.*

Ключови думи: *комуникации между интелигентни обекти, отдалечен мениджмънт, интелигентно отчитане, уеб услуги*

DESIGN OF REST WEB SERVICES FOR ENERGY MANAGEMENT IN SMART METERING INFORMATION SYSTEMS

Ivaylo Atanasov, Anastas Nikolov, Evelina Pencheva

Abstract: *Smart metering is one of the main application areas of Machine-to-Machine communications (M2M). The paper presents a structural method to definition of resources which may be used for two way communication between smart metering system and interested end users providing power quality and outage management data. The method is applicable in design of RESTful web service, where resources are presented by its state, addressed by uniform resource identifiers and manipulated by standard HTTP operations.*

Key words: *Machine-to-Machine (M2M) communications, remote entity management, smart metering, Web Services*

1. INTRODUCTION

Smart metering is aimed to improve energy efficiency for the end users and thus to reduce energy consumption. Smart meters are utility meters that may provide accurate information to customers in making smarter decisions about energy usage, to energy suppliers in serving customers, and to distributors in efficient management of their networks. Among the others, smart metering information systems need to provide functionality for uploading data and information to permit e.g. monitoring of supply

quality, outages of electricity and identification of possible meter malfunction like tamper and fraud detection, diagnostics (mainly for electronic components) and meter/metering system status (e.g. battery condition, credit/prepayment mode). In addition, smart metering information systems need to allow remote control and configuration of supply limitations and supply enabling and disabling through configurable parameters set at the meters [5]. Smart metering uses advanced ICT technologies like Machine-to-Machine communications (M2M) [7]. M2M applications for smart metering are aimed to provide the following functionality: remote reading of metrological registers and provision to designated market organizations [4], [9]; communication between the metering system and designated market organizations [6], [10], [12]; advanced tariffing and payment; remote disablement and enablement of supply; communicating with (and where appropriate directly controlling) individual devices within the home/building; and meter providing information via portal/gateway to an in-home/building display or auxiliary equipment [2], [8].

REST (representational state transfer) architecture style is adopted for M2M communications [1], [11]. The main concept in REST is that a distributed application is composed of resources. The resource has a particular state that may be manipulated by four interactions: CREATE, UPDATE, DELETE and RETRIEVE. REST relies heavily on HTTP, where resources are web-accessible. Each resource in REST can be addressed using HTTP URI (uniform resource identifier).

The aim of the current research is to investigate on the kind and amount of semantic information related to monitoring of supply quality, outages of electricity and identification of possible meter malfunction that may be shared by different applications. Research focus presented in the next sections is on the following: (1) identification of information required for remote energy management in smart metering information systems; (2) structuring the information as resources that can be manipulated by RESTful web service; (3) study on use cases that illustrate provisioning and usage of resource structures. The ETSI resource structure defined in TR 102 690 is followed.

2. RESOURCE STRUCTURE FOR SMART METERING

The M2M functional architecture is defined in ETSI TS 102 690. The NSCL (Network Service Capability Layer) is operated by an M2M service provider. The root for the resources hosted by the NSCL is addresses by <http://smartMeteringREM.utilityY.com>. A Network application (NA) needs to be registered to the NSCL. The **smartMeteringMng** NA is as a smart metering application used for monitoring of power quality data and management of outage data. It is registered with NSCL and addressable through <http://smartMeteringREM.utilityY.com/applications/supplyApplication>. A particular smart meter XXXX which is installed runs a supply quality application which generates meter's supply quality measurements on a half hourly base. The smart meter XXXX runs a DSCL (Device Service Capability Layer) configured with *<sclBase>* of <http://meterXXX.utilityY.com/>. The **smartMeteringMng** NA subscribes for registering smart meters and creates a subscription instance **newMeter** under the resource <http://smartMeteringREM.utilityY.com/scls/subscriptions> in order to monitor the creation of an *<scl>* instance. On registration of the smart meter XXXX

to the NSCL, the NSCL creates a `<scl>` resource under the `scls` collection resource addressable by the link <http://meterXXXX.utilityY.com/scls/meterXXXX>. When the device application (DA) registers to its DSCL it creates a resource under the <http://meterXXXX.utilityY.com/applications/> collection with identifier `powerQualityData` for the application collection instance. This resource is addressable through the link <http://meterXXXX.utilityY.com/applications/powerQualityData>. The announcement of the registered DA allows the NA to discover all the smart meter applications that are operational. The announced resource is addressable through the link <http://smartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/applications/powerQualityData>.

Fig.1 provides a graphical representation of the DSCL and NSCL resource structure.

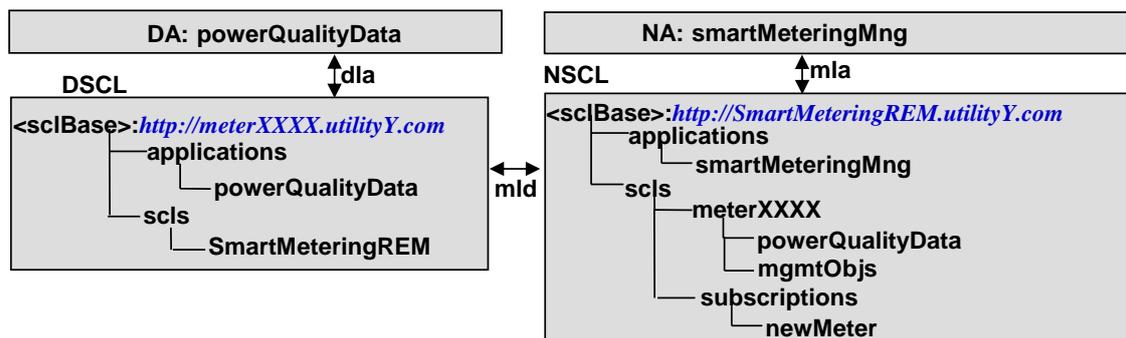


Fig.1. Tree structure model of smart metering resources

3. MANAGED OBJECTS FOR POWER QUALITY MONITORING AND OUTAGE MANAGEMENT

As to ANSI C12.19-2008, the minimal operational data and functionality requirements to residential, single phase meters include the following: outage/restoration reporting, tamper detection reporting, voltage min/max during reporting period, integrated voltage for period (average voltage), instantaneous voltage, and others. Smart meters include sensors for power quality monitoring, phasor measurements and can record disturbances. Typical disturbances causing power quality degradation may include interruption, under voltage/over voltage, voltage/current unbalance, voltage sag and swell, outages etc. [3].

A specific `<mgmtObj>` resource in the hosting NSCL is created for each of the supported quality of service measurements by the smart meter (e.g. power quality measurement and waveform capture). The aim is to expose at configuration-time the corresponding management function of a remote entity (M2M device) over mIa reference point between NA and NSCL.

The RESTful operations performed on the created `<mgmtObj>` resource shall be converted by the NSCL into a corresponding device management action performed on the managed object in the remote entity over mId reference point. The mId reference point is defined between DSCL and NSCL and supports existing device management protocols. The NA (`smartMeteringMng`) requests to create a new `<mgmtObj>` resource e.g. `minVoltageConf` resource by using a CREATE verb. The request addresses an `mgmtObjs` collection resource of the NSCL. The request provides also the attributes and as the `minVoltageConf` resource contains one or more `<parameters>` sub-

resources which also contain *<parameters>* recursively, the NA creates each of the *<parameters>* sub-resource gradually by sending the CREATE request addressing the parent resource of *<parameters>* sub-resource.

Fig.2 shows a part of the tree structure modeling the *<mgmtObjs>* resource at the NSCL **SmartMeteringREM**. Most devices are designed to operate within a range of working voltages that is usually in the range of +/- 5% to 15% of the nominal voltage. The **minVoltageConf** resource has parameters **periodicReporting** and **triggeredReporting**. The **periodicReporting** parameter is used to configure remotely the smart meter to report the min voltage value within a specified period defined with the parameter **period**. The **triggeredReporting** parameter is used to configure remotely the smart meter to report when the min voltage magnitude is below the acceptable value defined with the parameter **acceptableMinValue** (e.g. below -5% to -15% of 220V). The **maxVoltageConf** resource has also parameters **periodicReporting** and **triggeredReporting**. The **periodicReporting** parameter is used to configure remotely the smart meter to report the max voltage value within a specified period defined with the parameter **period**. The **triggeredReporting** parameter is used to configure remotely the smart meter to report when the max voltage magnitude is over the acceptable value defined with the parameter **acceptableMaxValue** (e.g. over 5% to 15% of 220 V). The same template is followed for the definitions of the following *<mgmtObj>* resources: **voltageSagConf** and **voltageSwellConf**. The **voltageSagConf** resource is used to measure the reduction in RMS voltage over a range of 01.-0.9 pu for a duration greater than 10 ms but less than 1 s.

The **voltageSwellCong** resource is used to measure the increase in RMS voltage over a range of 01.-0.9 pu for a duration greater than 10 ms but less than 1 s. The **outageConf** resource is used to count the power interruptions for not exceeding 60 s duration due to fault within a specified period. The **smartMeteringMng** NA may use RETRIEVE procedure to read all or part information from existing *<mgmtObj>* resource or its parameters sub-resource. For example, if the NA requires information about the period of reporting the min voltage magnitude, it shall use RETRIEVE verb addressing the **period** sub-resource of the **minVoltageConf** resource. The UPDATE procedure allows NA to update all or part of information about an existing *<mgmtObj>* resource or its parameters sub-resource. For example, if the NA requires changing the **acceptableMinValue** for triggered reporting of the **maxVoltageConf** resource, it shall use the verb UPDATE addressing the corresponding sub-resource.

Being configured to do measurements, the smart meter measures the power quality parameters and sends its measurements to the hosting NSCL **SmartMeteringREM** by existing device management procedures (OMA LightweightM2M v1.0, 2013; Broadband Forum TR-069 v1.4, 2013). Specific *<mgmtObj>* resources are defined to collect historical or statistical performance/fault data and to set diagnostic trap events notifications. The **minVoltagePerfLog** resource is created by the Smart meter SCL **meterXXXX**. The **meterXXXX** first collects local managed object data related to min voltage magnitude for the specified time period. The data are to be exposed by the **minVoltagePerfLog** resource. To create the **minVoltagePerfLog** resource, the **meterXXXX** issues a CREATE request with collected min voltage data to the NSCL **SmartMeteringREM**.

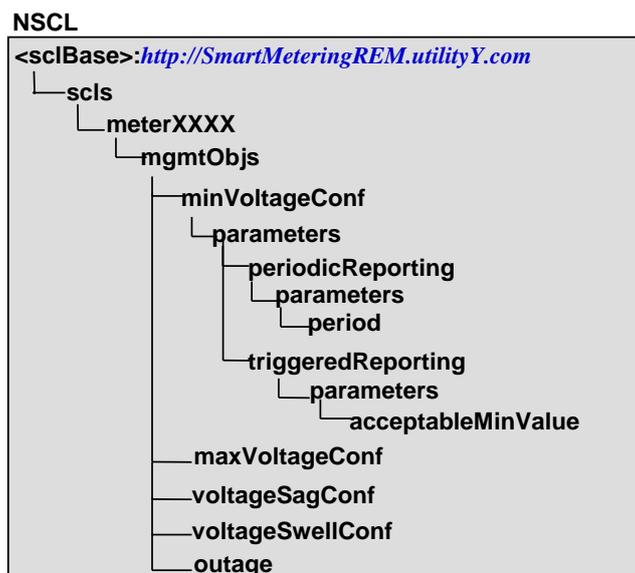


Fig.2. Resource stricture of the managed objects used for configuration of the reporting mode of the power quality parameters

If the creation is allowed, a **minVoltagePerfLog** resource is created in the NSCL **SmartMeteringREM** with the provided managed object data and other required attributes (e.g. "originalMO", "moID"). A response is returned to **meterXXXX** Smart meter SCL. If the creation is not allowed, the **minVoltagePerfLog** resource shall not be created, and a proper error code shall be returned to the DSCL.

To read the min voltage magnitude data from a **meterXXXX**, the **smartMeteringMng** issues a RETRIEVE request to the **SmartMeteringREM** to retrieve the corresponding **minVoltagePerfLog** resource. The **SmartMeteringREM** checks if the issuer has the RETRIEVE permission on the addressed **minVoltagePerfLog** resource (or the *<parameters>* sub-resource in the case of sub-resource retrieval). Upon successful validation, the **SmartMeteringREM** retrieves the corresponding **minVoltagePerfLog** resource including all attributes and references to all its child resources from its repository and send them to the **smartMeteringMng** with the appropriate generic responses. If the requested information of the **minVoltagePerfLog** or *<parameters>* resource is not available on the **SmartMeteringREM**, the **SmartMeteringREM** shall identify the corresponding managed object data on the remote entity (**meterXXXX**) according to the mapping relationship it maintains, and send the management request over mId reference point to get the corresponding data from the **meterXXXX** based on existing device management protocol, then return the result to the issuer.

Fig.3 shows the structure of the **minVoltagePerfLog** resource which is defined as a *<mgmtObj>* resource under the *<mgmtObjs>* resource defined at the NSCL. The **creationTime** attribute indicates the time of creation of the log, **accessRightID** attribute describes the access right resource, **logTypeID** identifies the type of the log and **logData** attribute contains the min voltage magnitude logged upon event of interests defined by configuration function (e.g. periodic reporting or triggered reporting). The **subscriptions** resource keeps track of subscriptions to a subscribe-able resource, e.g. the **smartMeteringMng** NA. Having active subscriptions, network applications will

be notified about the change of the parent resource (**minVoltagePerfLog**). The **perfLogActionStatus** attributes indicates the status of the action, and the **perfLogAction** sub-resource allows indicating the start and end of the log, corresponding to the **logTypeID**.

The same resource structure is used to gather and report performance/fault data about max voltage magnitudes, voltage sags, voltage swells, and outages.

Trap events managed objects are defined to allow network applications to be notified about events of interest, e.g. when the measured voltage magnitude drops under acceptable min value. The **minVoltageTrapEvent** resource is defined as a *<mgmt>* resource under the *<mgmtObjs>* resource defined at the NSCL. The **trapInstance** sub-resource contains information about one trapEvent supported by a smart meter. The **trapID** attribute specifies the meaning of the trap event. The **eventOccured** attribute indicates the event occurrence. The **SmartMeteringREM** NSCL has been informed by the underlying management system that the event was raised in the smart meter and informs the **smartMeteringMng** NA by using this attribute. The content of this attribute for the **minVoltageTrapEvent** resource is for example the value of the min voltage. The **trapEventEnable** and **trapEventDisable** attributes enables and disables respectively the trap mode which allows preventing the network applications from overloading with notifications. Fig.4 shows the structure of the **minVoltageTrapEvent** resource.

The same resource structure pattern is used to define trap events about max voltage magnitudes, voltage sags, voltage swells, and outages, and tamper attempts.

4. USE CASE FOR MONITORING POWER QUALITY DATA AND OUTAGE MANAGEMENT

The end users that may be interested in power quality information and outage management include asset entity, distribution network operator and consumer. The asset entity is organization responsible for the installation, configuration and management of the smart meters. The distribution network operator is organization responsible for managing the network electricity provision to the customer premises. The consumer is organization or a person consuming the electricity.

The preconditions suggest that the smart electricity meters are installed, and the end users are recognizable, in particular the smart meter at the customer premises is installed, its **powerQualityData** DA is registered to the DSCL, and the **meterXXXX** DSCL is registered to the **SmartMeteringREM** NSCL.

The distribution network operator wants to configure the smart electricity meter XXXX at the consumer premises using the **smartMeteringMng** NA, which is registered to the **SmartMeteringREM** NSCL. The **smartMeteringMng** NA validates the request by the distribution network operator and creates a managed object using consecutive POST requests. Let us assume that each HTTP request is accepted and the response by the **SmartMeteringREM** NSCL is HTTP 200 OK. Fig.5 shows the HTTP requests which are used to set a period of 30 seconds for periodic reporting of the values of min voltage magnitude.

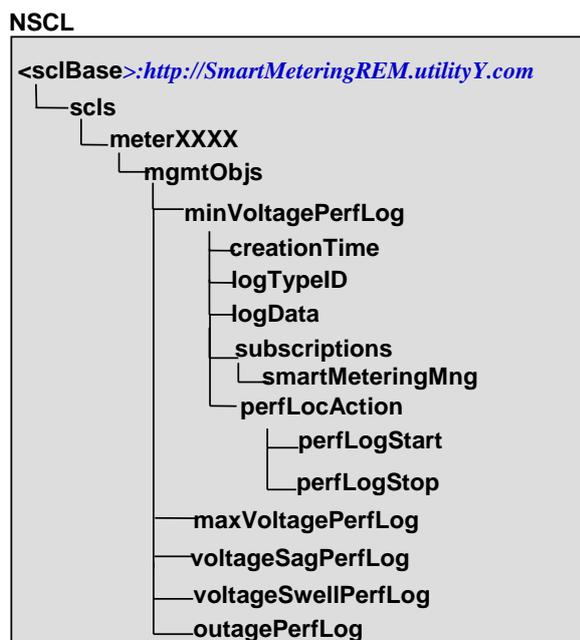


Fig.3. Resource structure of the managed objects used performance/fault data statistics

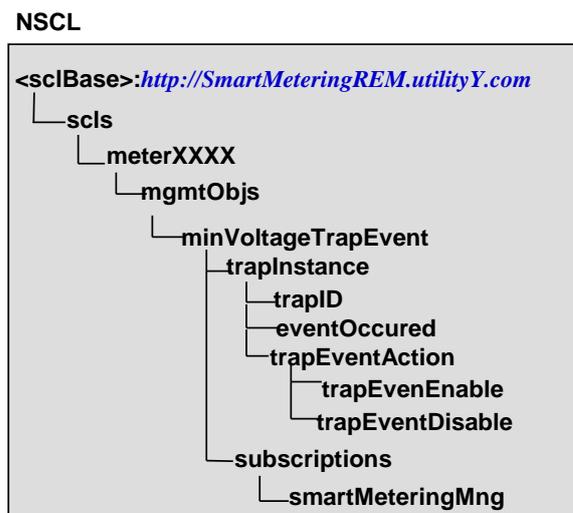


Fig.4. Resource structure of the managed object used to set trap event notifications

Using POST requests the **smartMeteringMng** NA create the other parameters of the **minVoltageConf** resource, as well as create other resources under **<mgmtObjs>** resource. The **SmartMeteringREM** NSCL creates a managed object to the smart meter **XXXX** using the OMA device management procedure.

```

POST http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs HTTP1.1
POST http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageConf HTTP1.1
POST http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageConf/parameters HTTP1.1
POST
http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageConf/parameters/periodicReporting
HTTP1.1
POST
http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageConf/parameters/periodicReporting/pa
rameters HTTP1.1
POST
http://SmartMeteringREM.utilityY.com/scls/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageConf/parameters/periodicReporting/pa
rameters/period HTTP1.1
duration=30

```

Fig.5. HTTP requests used for setting period reporting of min voltage magnitude

To do this, the **SmartMeteringREM** NSCL sends an HTTP POST request where the request body contains the managed object details. Fig.6 shows a part of the request body.

Next the **smartMeteringMng** NA needs to create resources for setting diagnostic trap events notification and resources for logging statistical performance/fault data. Again consecutive HTTP POST requests are used to create a **minVoltagePerfLog** and **minVoltageTrapEvent**.

The distribution network operator is informed about the result of the request for configuration of monitoring and reporting mode related to power quality parameters.

Being configured to do power quality measurements, the smart electricity meter **XXXX** at the consumer premises measures the respective parameters and sends re-

ports according to configured parameters. The reports are sent by using OMA device management procedures. The consumer uses the **smartMeteringMng** NA to send a request in order to obtain power quality information. The **smartMeteringMng** NA validates the request and retrieves the logs for the min voltage magnitude by issuing the following HTTP request to the **SmartMeteringREM** NSCL:

GET

<http://SmartMeteringREM.utilityY.com/slcs/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltagePerfLog>

HTTP1.1

The measurements are sent in the body of the HTTP 200 OK response.

```
<mgmtObjs>
  <minVoltageConf>
    <parameters>
      <periodReporting>
        <period>
          <5>
        </period>
      </periodReporting>
      <triggeredReporting>
        <trapEvent>
          <110>
        </trapEvent>
      </triggeredReporting>
    </parameters>
  </minVoltageConf>
  <!definitions of other managed
objects>
</mgmtObjs>
```

Fig.6. XML description used for configuration of measurements mode of a remote smart meter

Having an active subscription the **SmartMeteringREM** NSCL notifies the **smartMeteringMng** NA about a drop in min voltage magnitude under acceptable tolerance value by

PUT

<http://SmartMeteringREM.utilityY.com/slcs/meterXXXX/mgmtObjs/minVoltageTrapEvent/trapInstance>

HTTP1.1

The consumer then may access the information about measured values of min voltage magnitude.

The distribution network operator, consumer or bill entity responsible for billing the consumer may receive information about unplanned outages. The request to obtain outage information sent by the **smartMeteringMng** NA is validated. The **smartMeteringMng** NA request reading outage data sending a request to the **SmartMeteringREM** NSCL:

GET

<http://SmartMeteringREM.utilityY.com/slcs/meterXXXX/mgmtObjs/outagePerfLog>

HTTP1.1

The outage information is sent in the HTTP response body and then forwarded to the interested entity. The date/time stamps may be retrieved from the creationTime attribute of the outagePerfLog attribute.

By defining a new *<mgmtObj>* resource under the *<mgmtObjs>* resource, namely **plannedOutages**, the distribution network operator may provide information about a planned outage. For example, the following request creates an instance of planned outage on the January 1st, 2015:

POST

<http://SmartMeteringREM.utilityY.com/slcs/meterXXXX/mgmtObjs/plannedOutages/outageInstance>

HTTP1.1

date=20150101

time=00.00

As a result, the interested end users receive the requested power quality information and may be aware that a failure has occurred (e.g. the measured power quality parameters are beyond acceptable tolerance levels).

5. CONCLUSION

The paper presents a method for structuring resources related to management of smart electricity metering. The method models data required for detecting faults in electricity supply, as well as monitoring of performance indicators. The method allows retrieving information about supply quality, meter status and non-metrological data that may be available to the designated end users. Managed objects are defined which may be used for smart meter configuration, gathering statistical power quality data and notification about supply quality events of interest. The resources represented by managed objects may be manipulated using standard HTTP requests. The method applicability is demonstrated by use cases that illustrate addressing of REST resources. The definition of resource structure is an important step forward for providing reusable service bricks with functionality for remote entity management in the area of smart metering.

REFERENCES

- [1] Asad, O., M. Erol-Kantarci, H. Mouftah. "Survey of Sensor Web Services for the Smart Grid", *Journal of Sensor and Actuator Networks*, 2013, pp. 98-108
- [2] Anwaarullah, S., S. V., Altaf. "RTOS based Home Automation System using Android", *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, 2013, vol. 2, pp. 480-484
- [3] Chattopadhyay, S. et al, "Electric Power Quality", *Power Systems*, Springer, 2011, pp. 5-12
- [4] Chattopadhyay, D., Dasgupta, R., Pal, A., "Sensor data modeling for smart meters – A methodology to compare different systems", *Proc. of International Conference on Computing, networking and Communications (ICNC)*, 2013, pp. 215-221
- [5] Hoenkamp, R., "Good standards for smart meters", *Proc. of International Conference on European Energy Market (EEM)*, 2012, pp.1-6
- [6] Kadar, P., "Smart meter based energy management system", *Proc. Of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ)*, 2011, Available at: <http://www.icrepq.com/icrepq'11/585-kadar.pdf>

- [7] Khan, M., Jain, A., Arunachalam, V., Paventhan, A., “Communication technologies for smart metering infrastructure”, *Proc. of IEEE Student’s Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, 2014, pp.1-5
- [8] Piyare, R., “Internet of Things: Ubiquitous Home Control and Monitoring System using Android based Smart Phone”, *International Journal of Internet of Things* 2013, vol.2, issue 1, pp. 5-11
- [9] Tasdighi, M., Ghasemi, H., Rahimi-Kian, A., “Residential Microgrid Scheduling Based on Smart Meters Data and Temperature Dependent Thermal Load Modeling”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol.5, no.1, 2014
- [10] Wigan, M. “User Issues for Smart Meter Technology”, *Technology and Society Magazine*, 2014, vol.33, issue 1, pp.49-53
- [11] Wang, M., C. Fan, Z. Wen, S. Li, J. Liu, “Implementation of Internet of Things Oriented Data Sharing Platform Based on RESTful Web Service”, *Proc. of International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM)*, 2011, pp.1-4
- [12] Zheng, J., Gao, D., Li Lin, “Smart Meters in Smart Grid: An overview”, *Proc. of IEEE Green Technologies Conference*, 2013, pp.57-54

Authors: Ivaylo Atanasov, Professor, PhD, Department of Communication Networks, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, E-mail address: iia@tu-sofia.bg; Anastas Nikolov, PhD student, Department of Communication Networks, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia; Evelina Pencheva, Professor, DSc, Department of Communication Networks, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, E-mail address: enp@tu-sofia.bg

Received 12 January 2015

Reviewer: Assoc. Prof., PhD Alexander Tzenov

УПРАВЛЕНИЕ ОТ ТРЕТА СТРАНА НА УСЛУГИ ЗА ИЗЛЪЧВАНЕ НА МУЛТИМЕДИЙНИ СЪОБЩЕНИЯ В EPS

Ивайло Атанасов и Евелина Пенчева

Резюме: Управлението от трета страна разрешава на външни приложения да извикват функции в телекомуникационната мрежа като изпращане на съобщения, изграждане на повиквания и достъп до мрежови данни. В статията е представен метод за моделиране на поведението на мрежов възел, който осигурява достъп на трета страна до услуга за излъчване на мултимедийни съобщения в еволюирала пакетна система. Приложенията на трета страна може да управляват излъчването на мултимедия, като използват интерфейсите на уеб услугите на Parlay X. За да предостави отворен достъп до мрежата, телекомуникационният оператор трябва да осигури център на услугата (шлюз), който 'говори' на езика на Parlay X интерфейсите от страна на приложенията и 'разбира' управляващите протоколи на мрежата. В статията са предложени модели на поведение на шлюз за отворен достъп до излъчване на мултимедия, които са описани чрез формализма на системите с именуване преходи. Използвано е понятието за слаба бисимулация, за да се докаже, че моделите излагат еквивалентно поведение т.е. те са синхронизирани.

Ключови думи: излъчване на мултимедия, уеб услуги, крайни автомати, формално описание, еквивалентно поведение

THIRD PARTY CONTROL ON MULTIMEDIA MESSAGE BROADCAST SERVICES IN EPS

Ivaylo Atanasov and Evelina Pencheva

Abstract: Third party control allows applications in an enterprise domain to invoke communication network functions such as messaging, multimedia calls and to access network data. In this paper, it is presented a method for modeling the behavior of a network node which allows third party control on multimedia broadcast service in the Evolved Packet System. Third party applications can access multimedia broadcasting capabilities by using Parlay X Web Service interfaces. In order to provide open access to the network, telecom operator needs to deploy Broadcast Multicast Service Centre (Service Capability Server) which exposes Parlay X interfaces toward applications and control protocols toward the network. The paper presents behavior models regarding the multimedia broadcasting, which are formally described using the notation of Label Transition Systems. The concept of weak bisimulation is used to prove that models expose equivalent behavior i.e. they are synchronized.

Key words: Multimedia broadcasting, Web services, Finite state machine, Formal Description, Bisimulation

1. INTRODUCTION

The Evolved Packet System (EPS) is standardised to provide ubiquitous access to multimedia services from any end-user device. It encompasses both access network and core network. The multimedia packet core network plays an important role in providing superior user experience from services and applications.

Multimedia broadcast/multicast service (MBMS) allows data to be transmitted to multiple endpoints. The broadcast mode is a unidirectional point-to-multipoint transmission of multimedia data (e.g. text, audio, picture, video) from a single source entity to all users in a broadcast service area. A broadcast service received by the end user device, involves one or more successive broadcast sessions. A broadcast service might, for example, consist of a single on-going session (e.g. a media stream) or may involve several intermittent sessions over an extended period of time [1], [2].

The broadcast mode is intended to efficiently use EPS resources. Current research on MBMS covers different aspects related to optimisation of radio technology used for data transmission [3], [4], [5], [6]. Relatively low attention is paid on MBMS third party control, which allows third party providers from an IT domain to create applications that use network connections, streaming, messaging and multimedia [7]. High level considerations related to implementation of a session controller supporting application programming interfaces for message broadcasting/multicasting are provided in [8].

In this paper, we discuss some model aspects of deployment third party control on multimedia message broadcast service in EPS. After presenting the broadcast service architecture in EPS where the Broadcast Multicast Service Centre (BM-SC) mediates between third party applications and the network infrastructure, the Parlay X Message Broadcast Web Service functionality is analyzed. The behavior of BM-SC is modeled by formal descriptions of MBMS session state and message broadcast status and it is proved that both models are synchronized.

2. BROADCAST SERVICE ARCHITECTURE IN EPS

The referenced architecture of MBMS for EPS is shown in Figure 1. The multimedia content that has to be broadcasted is provided by an Application Server. The Broadcast Multicast Service Centre (BM-SC) stores multimedia content to be transmitted and controls the multimedia broadcast service. The MBMS Gateway (GW) distributes the data received from the BM-SC to the relevant eNodeBs in the access network [9].

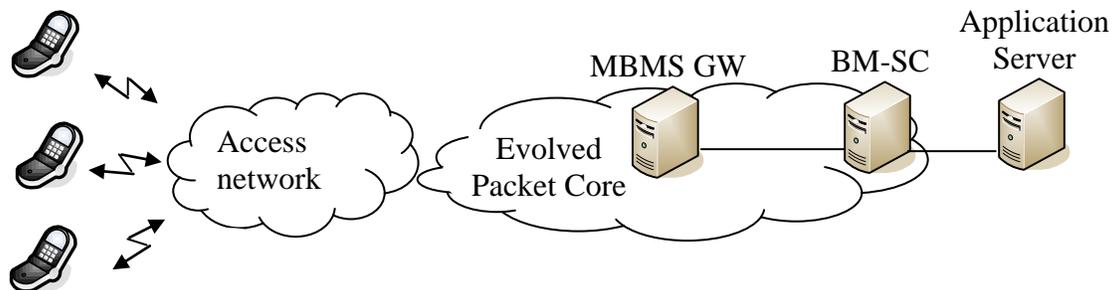


Figure1. Reference architecture of MBMS for EPS

The end users discover the MBMS available services by service announcement, which provides information about services. An MBMS service may contain multiple distinct multimedia streams and it is provided by session setup and termination. Each session is bundled with bearer establishment and release. Signaling procedures related to MBMS session initiation, update and termination are specified in [9].

3. PARLAY X MESSAGE BROADCAST WEB SERVICE

The Parlay X Message Broadcast WS allows third party applications to send messages to terminals in a specific geographical area [10]. It provides interfaces for sending a broadcast message to the network, monitoring the delivery status of a sent broadcast message and for notifications about the message delivery status.

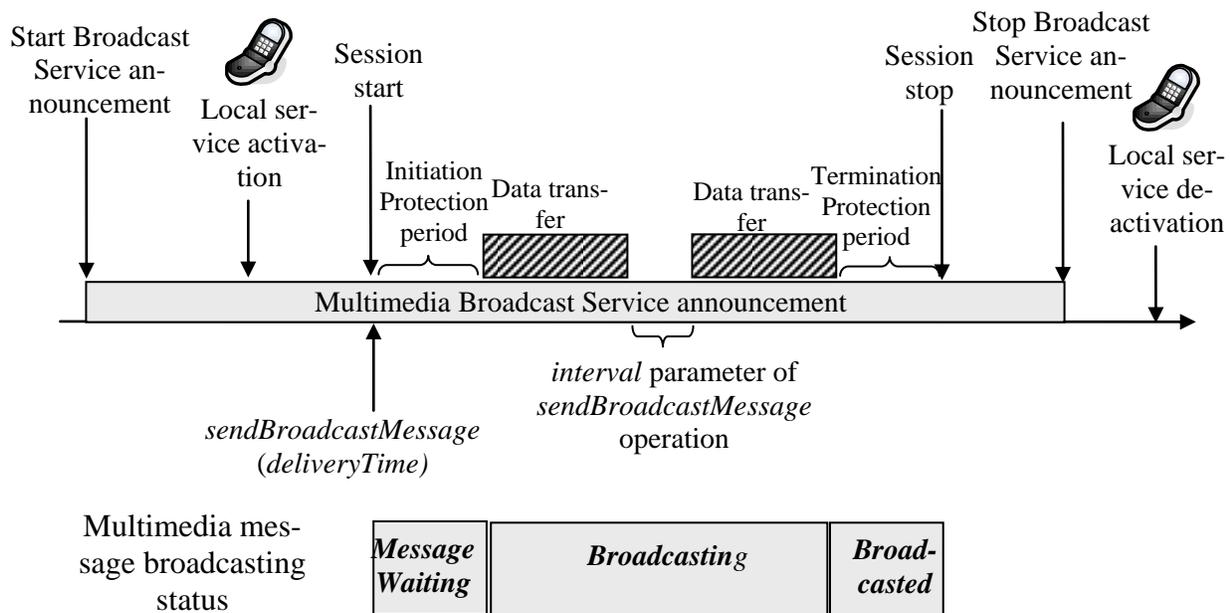


Figure 2. Multimedia Broadcast service time line and the parameters of *sendBroadcastMessage* operation

The *sendBroadcastMessage* operation is used to send a broadcast message into the designated area(s). The *deliveryTime* parameter specifies the time at which message delivery should be initiated by the operation. The *totalBroadcasts* parameter specifies how many times the message should be broadcasted to each of the designated area(s). The *interval* parameter specifies the time duration between the broadcasts.

The *getBroadcastStatus* operation is used by the third application to retrieve the status of sent broadcast message. The broadcast status values are as follows:

- *MessageWaiting* - the message is still queued and not delivered to the network yet.
- *Broadcasting* - the message is being broadcasted as many as requested in the *totalBroadcasts* of the send operation.

- *Broadcasted* – the message is successfully delivered to network as many as requested.
- *BroadcastImpossible* - This indicates a final state that delivering broadcast message is impossible due to specified reasons.
- *BroadcastUnknown* – The message delivery state is unknown.

The *cancelBroadcastMessage* operation may be used by the third party application to cancel message broadcasting. The operation affects the subsequent broadcast message delivery.

The *notifyBroadcastDeliveryReceipt* operation is used to notify the third party application about the delivery status of the message. In order to receive notification the third party application needs to start notifications using *startDeliveryReceiptNotification* operation. Using the *stopDeliveryReceiptNotification* operation the application may end the receipt notifications.

Figure 3 shows the simplified state diagram for message broadcast, which considers only normal message broadcasting.

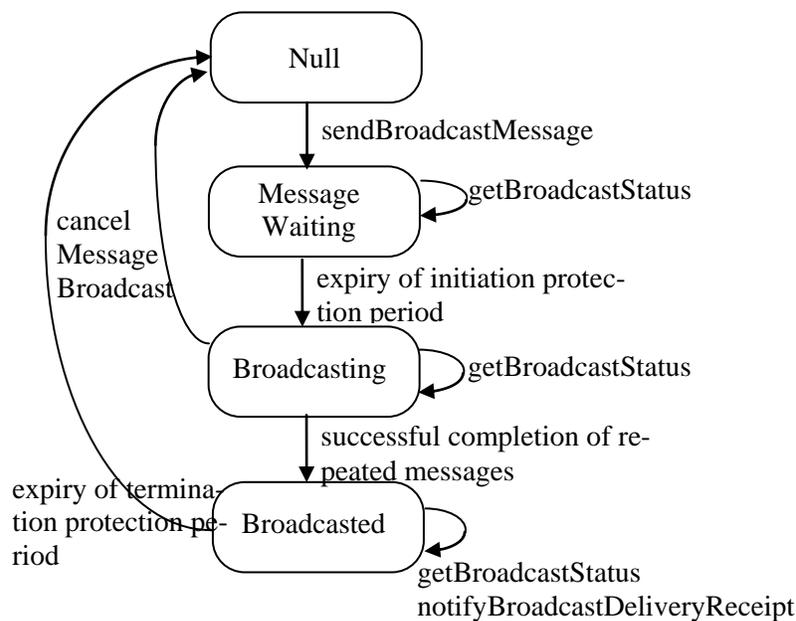


Figure 3. Message broadcast state diagram

4. MODELING ASPECTS OF BROADCAST MULTICAST SERVICE CENTER

BM-SC needs to maintain both the MBMS session state and Message broadcast state in a consistent way as shown in Figure 4. It has to transform the Message Broadcast WS operations and to control the MBMS session appropriately. In practice, both models should expose close correspondence between the transitions and the information they provide, i.e. they have to expose equivalent behavior.

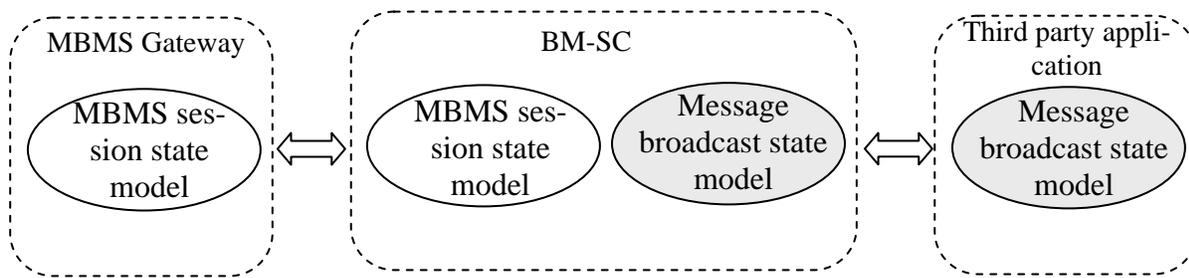


Figure 4. Synchronization of state models in BM-SC

Typical information flows related to multimedia message broadcasting with notification about message broadcast status is shown in Figure 5.

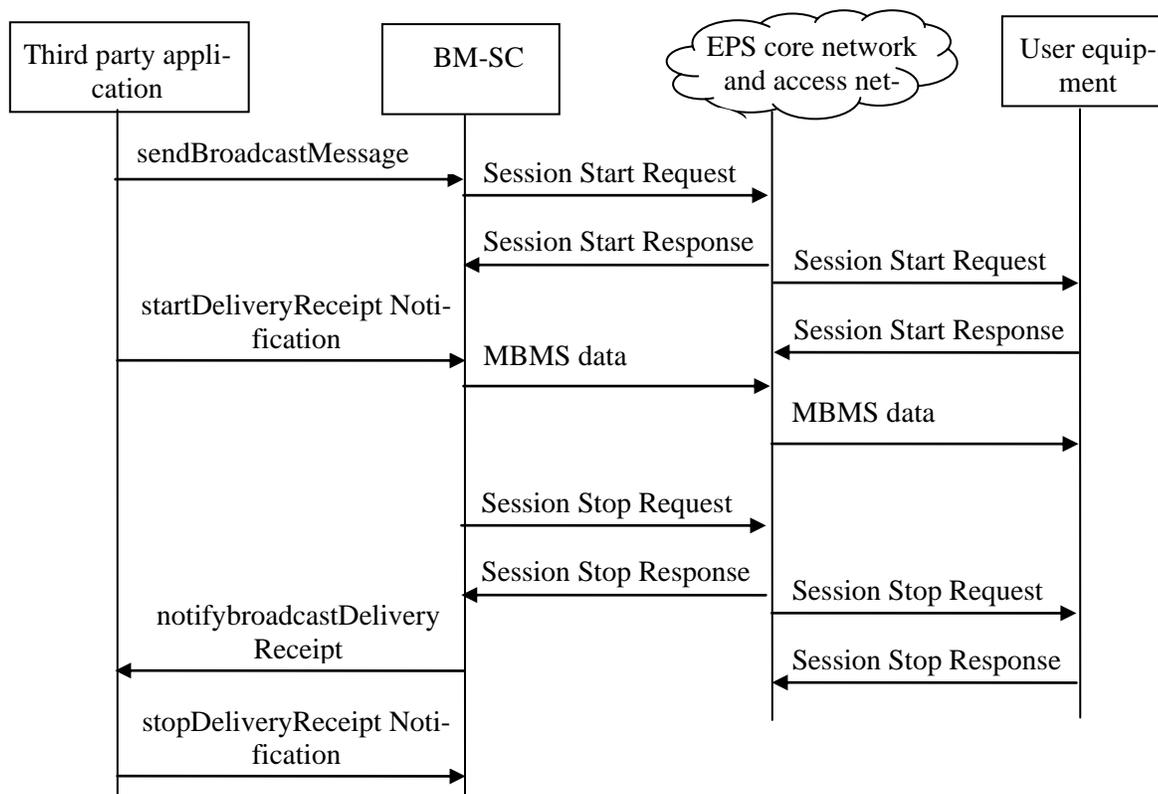


Figure 5. Typical message flow for multimedia message broadcasting with notification about message broadcast status

Intuitively, in terms of observed behavior, two state machines are equivalent if one state machine displays a final result and the other state machine displays the same result. The idea of equivalence is formalized by the concept of bisimilarity [11]. Strong bisimilarity requires existence of homomorphism between transitions in both state machines. In practice, strong bisimilarity puts strong conditions for equivalence which are not always necessary. For example, internal transitions can present actions, which are internal to the system (i.e. not observable). In weak bisimilarity, internal transitions can be ignored.

The concept of weak bisimilarity is used to discuss some modeling aspects of BM-SC. Let us present formally both state machines as Labeled Transition Systems (LTS). LTS is a tuple $((S, Act, \rightarrow, s_0)$, where S is an enumerated set of states, Act is an enumerated set of elementary actions, $\rightarrow \subseteq S \times Act \times S$ is a set of transitions, and $s_0 \in S$ is the initial state.

By $T_{MS} = (S_{MB}, Act_{MB}, \rightarrow_{MB}, s_0')$ it is denoted an LTS representing the BM-SC view on message broadcast state where:

- $S_{MB} = \{ \text{Null, MessageWaiting, Broadcasting, Broadcasted} \};$
- $Act_{MB} = \{ \text{sendBroadcastMessage, getBroadcastStatus, notifyBroadcastDeliveryReceipt, cancelMessageBroadcast, initialPotectionTimer, terminationProtectionTimer, successfulMessageCompletion} \};$
- $\rightarrow_{MB} = \{ \text{Null sendBroadcastMessage MessageWaiting, MessageWaiting getBroadcastStatus MessageWaiting, MessageWaiting initialPotectionTimer Broadcasting, MessageWaiting cancelMessageBroadcast Null, Broadcasting successfulMessageCompletion Broadcasted, Broadcasting cancelMessageBroadcast Null, Broadcasting getBroadcastStatus Broadcasting, Broadcasted terminationProtectionTimer Null, Broadcasted getBroadcastStatus Broadcasted, Broadcasted notifyBroadcastDeliveryReceipt Broadcasted} \};$
- $s_0' = \{ \text{Null} \}.$

The MBMS session has two states. In Idle state, the MBMS session does not exit and the message broadcasting is impossible. In Active state, the MBMS session is established and the broadcasting of media streams takes place. By $T_{BSession} = (S_{BSession}, Act_{BSession}, \rightarrow_{BSession}, s_0'')$ it is denoted an LTS representing an abstract MBMS session state machine where:

- $S_{BSession} = \{ \text{Idle, Active} \};$
- $Act_{Protocol} = \{ \text{startSession, stopSession} \};$
- $\rightarrow_{BSession} = \{ \text{Idle startSession Active, Active stopSession Idle} \}$
- $s_0'' = \{ \text{Idle} \}.$

Two labeled transition systems $T = (S, A, \rightarrow, s_0)$ and $T' = (S', A, \rightarrow', s_0')$ are *weekly bisimilar* if there is a binary relation $U \subseteq S \times S'$ such that if $s_1 U t_1 : s_1 \subseteq S$ and $t_1 \subseteq S'$ then $\forall a \in Act$:

- $s_1 \xrightarrow{a} s_2$ implies $\exists t_2 : t_1 \xrightarrow{\hat{a}} t_2$ and $s_2 U t_2$;
- $t_1 \xrightarrow{a'} t_2$ implies $\exists s_2 : s_1 \xrightarrow{\hat{a}} s_2$ and $s_2 U t_2$.

So, in order to prove that both LTS expose equivalent behavior, it is necessary to identify a binary relation between the states of MBMS session and Multimedia message broadcast that satisfies the above conditions.

Proposition: The labeled transition systems T_{MS} and $T_{BSession}$ are weakly bisimilar.

Proof: To prove the bisimulation relation between two labeled transition systems, it has to be proved that there is a bisimulation relation between their states. With U it is denoted a relation between the states of T_{MS} and $T_{BSession}$ where $U = \{(\text{Null, Idle}), (\text{Active, Broadcasting})\}$. From the broadcasting session point of view, the Broadcasted, BroadcastImpossible, and BroadcastUnknown message broadcast states are equivalent to Null state as in the states the session is not active.

Table 1 represents the functional mapping between the transitions in the MBMS session state machine and transitions in the message broadcast state diagram.

The following homomorphism may be defined between transitions of T_{MB} and $T_{BSession}$

$h(\text{sendBroadcastMessage}) = \text{startSession}$

$h(\text{successfulMessageCompletion}) = \text{stopSession}$

$h(\text{cancelMessageBroadcast}) = \text{stopSession}$

The `getBroadcastStatus` and `notifyBroadcastDeliveryReceipt` do not change the session state or message broadcast status.

The homomorphism between the T_{MB} operations and $T_{BSession}$ messages shows the action's similarity.

Based on the bisimulation relation between the states of T_{MB} and $T_{BSession}$ and on the homomorphism between their transitions it is proved that both systems expose equivalent behavior.

5. CONCLUSION

The paper presents a study on modeling aspects of a network node that mediates between third party application servers and the evolved packet core of a mobile network. The focus is on third party control on multimedia broadcast services.

To open network interfaces for third party control on MBMS, network operator needs to deploy Broadcast Multicast Service Center, which provides Parlay X application programming interfaces toward applications and 'talks' network protocols toward the network.

Base on the analysis of Parlay X Message Broadcast Web Service interfaces, a functional mapping of interface methods onto MBMS control protocol is presented, and a model of broadcast multimedia session is proposed. The multimedia message broadcasting model and the broadcast multimedia session model are formally described. It is argued that both models have to be synchronized, i.e. they have to exposed equivalent behavior. It is proved that both models are weakly bisimilar.

Table 1.Functional mapping between transitions of T_{MB} and $T_{BSession}$

<i>Transitions in T_{MB}</i>	<i>Transitions in $T_{BSession}$</i>
Null sendBroadcastMessage MessageWaiting, MessageWaiting getBroadcastStatus MessageWaiting, MessageWaiting initialPotectionTimer Broadcastsing	Idle startSession Active
Broadcasting getBroadcastStatus Broadcasting, Broadcasting successfulMessageCompletion Broadcasted, Broadcasted terminationProtectionTimer Null	Active stopSession Idle
Broadcasting cancelMessageBroadcast Null	Active stopSession Idle
Broadcasting successfulMessageCompletion Broadcasted, Broadcasted notifyBroadcastDeliveryReceipt Broadcasted, Broadcasted terminationProtectionTimer Null	Active stopSession Idle

The utilization of standardized application programming interfaces provides a unified approach for application management and provisioning and allows development of converged value added service in a way which is independent of the underlying access technologies.

REFERENCES

- [1] D. Lecompte, F. Gabin, Evolved Multimedia Broadcast/Multicast Service (eMBMS) in LTE-Advanced: Overview and Rel-11 Enhancements, IEEE Communication Magazine, vol.50, issue 11, 2012, pp.68-74.
- [2] Calabuig, J. , Monserrat, J.F., Gozálvez, D., Klemp, O., Safety on the Roads: LTE Alternatives for Sending ITS Messages, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol.9, issue 4, 2014, pp.61–70.
- [3] F.X. Ari Wibowo, A. A. P. Bangun, A. Kurniawan, Temmy Hendrawan, Multimedia Broadcast Multicast Service over Single Frequency Network (MBSFN) in LTE based Femtocell, International Conference on Electrical Engineering and Informatics, ICEEI 2011, 2011, pp.1-5.
- [4] Alexious, A., Bouras, C., Kokkinos, V. Papazois, A. Efficient MCS selection for MBSFN transmissions over LTE networks, IFIP Wireless Days (WD), 2010, pp.1-5.
- [5] Seok Ho Won. Graceful Degradation FEC Layer for Multimedia Broadcast/Multicast Service in LTE Mobile Systems, ETRI Journal on Information, Telecommunications & Electronic, vol. 35, No. 6, 2013, pp. 1068-1074.

- [6] N. D. Nguyen, R. Knopp, N. Nikaiein, C. Bonnet, Implementation and Validation of Multimedia Broadcast Multicast Service for LTE/LTE-Advanced in OpenAirInterface Platform, IEEE International Workshop on performance and Management of Wireless and Mobile Networks, 2013, pp.70-76.
- [7] Yi-han Xu, Chee-Onn Chow, Mau-Luen Tham, Hiroshi Ishii, An enhanced framework for providing multimedia broadcast/multicast service over heterogeneous networks, Journal of Zhejiang University Science C, 2014, vol.15, issue 1, pp.63-80.
- [8] Jeong Hwan Kim, Sang Ki Kim, Byung Sun Lee, Message service method and message service system, US Patent 8478313 B2, 2013.
- [9] 3GPP TS 23.246, Multimedia broadcast/Multicast Service (MBMS); Architecture and functional description, Release 13, 2015.
- [10] 3GPP TS 29.199-15, Open Service Access (OSA); Parlay X Web Services; Part 15: message broadcast, Release 9, 2009.
- [11] Liu Fuchun, Zhang Qiansheng, Chen Xuesong, Bisimilarity control of decentralized nondeterministic discrete-event systems, Control Conference CCC, 2014, pp.3898-3903.

Authors: Ivaylo Atanasov, Professor, PhD, Department of Communication Networks, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, E-mail address: iia@tu-sofia.bg; Evelina Pencheva, Professor, DSc, Department of Communication Networks, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, E-mail address: enp@tu-sofia.bg

Received 24 September 2015

Reviewer: Assoc. Prof., PhD Kamelia Nikolova

ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ШУМОВИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ЧЕТИРИСЕНЗОРНА СТРУКТУРА ОТ MEMS ИНЕРЦИАЛНИ СЕНЗОРИ

Румен Йорданов

Резюме: В работата е извършен сравнителен анализ на шумовите характеристики на единичен MEMS инерциален сензор и четирисензорна структура от сензори, като е показано, че използването на синхронния режим на работа на сензорите в структурата води до намаляване на нивото на нулевото отместване и случайния дрейф на скоростта след интегриране на инерциалните данни.

Ключови думи: инерциални сензори, честотен анализ

EXPERIMENTAL STUDY OF THE NOISE PARAMETERS OF QUAD SENSOR STRUCTURE FROM MEMS INERTIAL SENSORS

Rumen Yordanov

Abstract: The comparison analysis of the noise parameters of a single MEMS inertial sensor and quad sensor structure in the frequency domain is accomplished in this work. It is shown that the synchronous mode of the quad sensor structure reduces the bias level and the random walk after inertial data integration.

Keywords: inertial sensors, frequency analysis

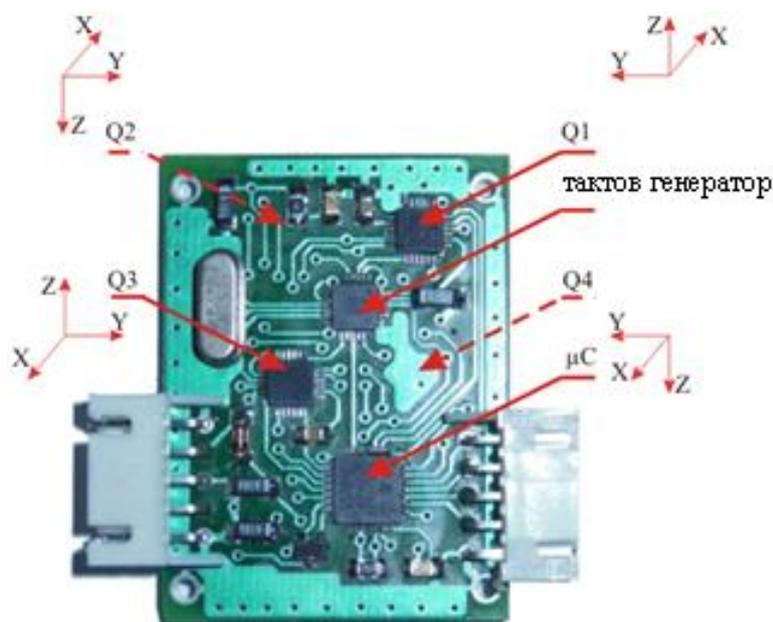
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Инерциалните сензори, жirosкопите и акселерометрите са широко използвани в съвременните електронни системи. Основният стремеж при разработването и използването на инерциални сензори е към подобряване на техните параметри, което води до намаляване на грешките от техните измервания и пряко влияе върху продължителността на точна работа на инерциалните навигационни системи. Два основни параметъра определят качеството на тези сензори – нулевото отместване и неговата нестабилност във времето и случайното “плаване” на скоростта при акселерометрите и ъгловото завъртане при жirosкопите. Ефектът от тяхното неточно определяне и компенсиране се състои в квадратично нарастване на грешките в измерените разстояния и линейно при определяне на скоростта. Поради това тези фактори винаги се определят от първостепенна важност в стремежа за подобряване на параметрите на сензорите. Тези два параметъра могат да бъдат анализирани с помощта на два метода – честотен анализ [1] – [4] и метода за определяне на дисперсията по Алан [3]-[7].

В настоящата работа е използван честотен анализ за определяне на параметрите на единичен инерциален сензор и четирисензорна структура от идентични инерциални сензори.

2. ТЕОРЕТИЧЕН АНАЛИЗ

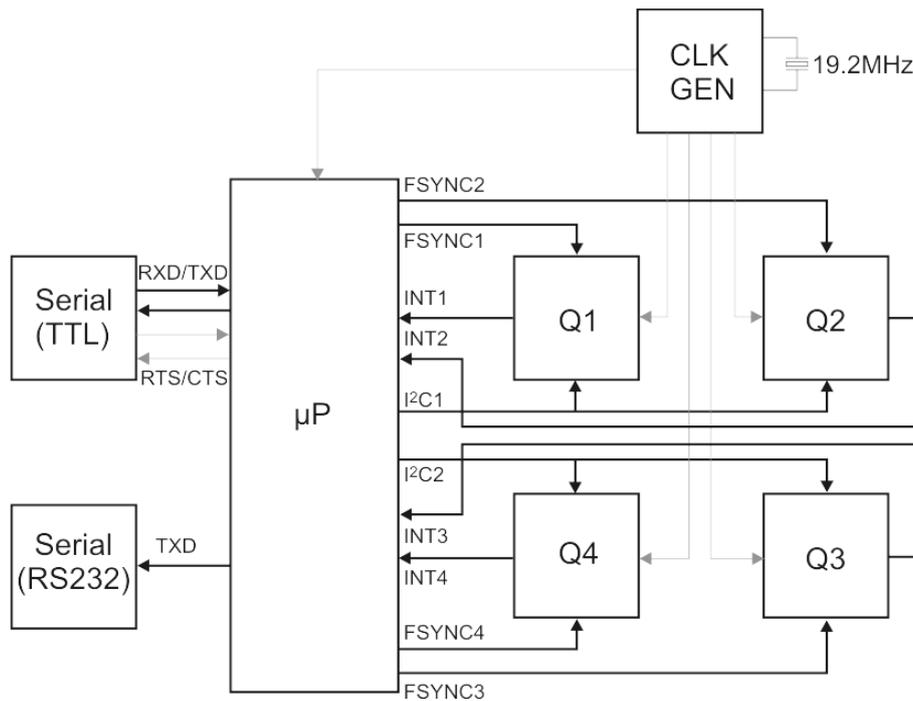
За определяне на нулевото отместване и неговата нестабилност във времето и случайното “плаване” на скоростта при акселерометрите е използвана измервателна система, реализирана от инерциална измервателна система [8] и компютър. Инерциалната система (фиг.1) може да измерва линейни ускорения и ъглови скорости по три оси. Тя е реализирана на базата на четири идентични сензора MPU-6000 [9] произведени по MEMS технологията. Те са разположени на една печатна платка по определена схема, така че посредством комбинация на сигналите от тях се получава резултантен сигнал, който е с по-малка шумова компонента, по-добра стабилност на нулевото отклонение и подобрени статистически параметри. Системата посредством вградения микроконтролер и RS232 интерфейс комуникира с преносим компютър, откъдето се стартира и спира измерването и се записват получените от него данни. Те се записват в текстови формат, което дава възможност за тяхната последваща обработка в различни програмни среди, в зависимост от конкретната необходимост.



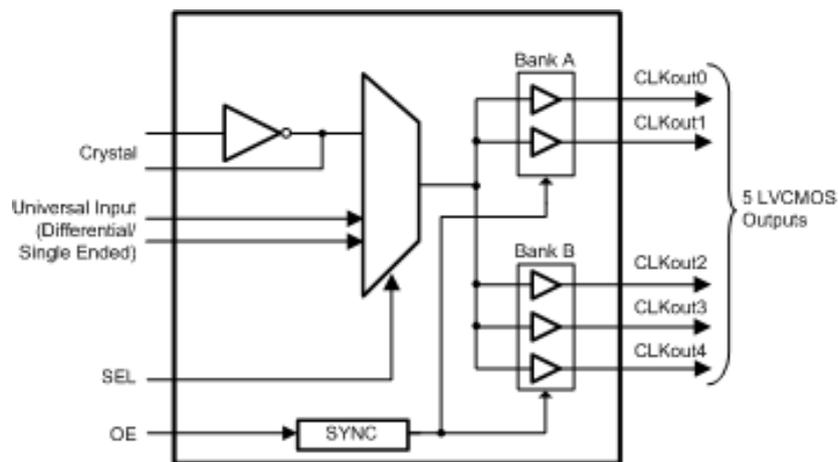
Фиг.1. Постановка за експериментално изследване на параметрите на четирисензорна структура

За целите на експерименталното изследване се използва синхронният режим на работа, който се отличава със стартиране на процеса на измерване на всички 4 сензора в един и същи момент. Това се реализира чрез едновременно подаване на активен фронт на входовете за управление FSYNC на MEMS сензорите (фиг.2). Тъй като всички FSYNC входове са свързани към PORTA на микроконтролера, то е възможно едновременното им активиране чрез запис на нова стойност в изходния регистър на този порт. Осигуряването на едновременното из-

мерване на ускоренията се осъществява чрез използване на един тактов генератор (CLK GEN), изграден на базата на LVCMOS интегралната схема LMK0105 [10], която притежава 5 буферирани изхода с изключително ниско ниво на джигитера (фиг.3). По този начин както микроконтролерът μP , така и четирите MEMS сензора Q1÷Q4 се тактуват синхронно с тактова честота 19.2 MHz. Допълнително инерциалните сензори са свързани по двойки към двата хаердурни I²C порта на микроконтролера, което позволява едновременното четене на данните за ускоренията, а оттам и намаляване на времето за прочитане на данните.



Фиг.2. Блокова схема на системата



Фиг.3. Блокова схема на тактовия генератор [10]

Ускоренията по всяка ос са сума от линейните ускорения, предизвикани от движението, (a_x, a_y, a_z) , земното ускорение (g_x, g_y, g_z) и нулевото отместване a_i на i -тия сензор:

$$\begin{aligned}
A_x &= \frac{a_1 + a_2 - a_3 - a_4}{4} + g_x + a_x \\
A_y &= \frac{a_1 - a_2 - a_3 + a_4}{4} + g_y + a_y, \\
A_z &= \frac{a_1 - a_2 + a_3 - a_4}{4} + g_z + a_z
\end{aligned} \tag{1}$$

Всички ускорения (a_x, a_y, a_z) в (1) са взети със съответния знак съгласно разположението на инерциалните сензори от фиг.1.

За анализ на параметрите на инерциалните сензори е използван методът на периодограмите. Методът се прилага при детерминирани входни сигнали и се състои в изчисляване на DFT за рамките на “прозореца” $w(n)$ [11]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)w(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, 0 \leq k \leq N-1 \tag{2}$$

като се определя т.нар. “периодограма”:

$$P(k) = \frac{|X(k)|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} w(n)}. \tag{3}$$

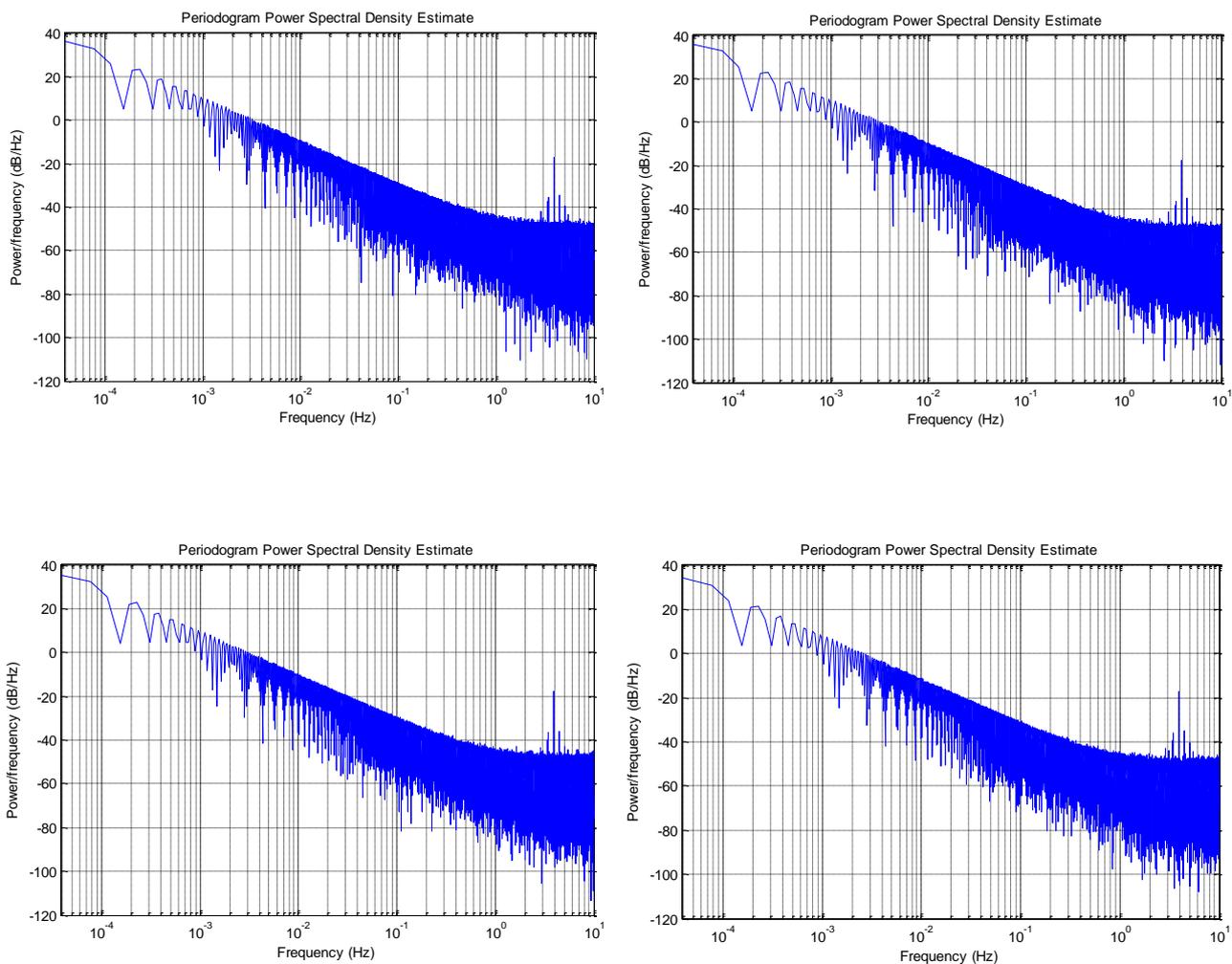
Оценката на енергийния спектър се получава като се усреднят всички периодограми:

$$\hat{S}(k) = \frac{1}{N_x} \sum_{i=1}^M P_i(k). \tag{4}$$

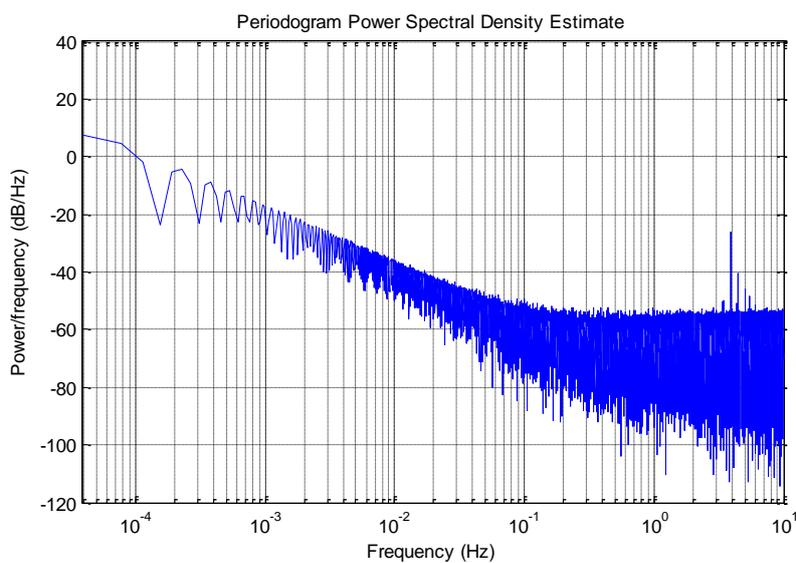
3. АНАЛИЗ НА РЕЗУЛТАТИТЕ

Експерименталните данни за определяне на параметрите на инерциалните сензори са получени чрез използване на синхронен режим на четирисензорната структура, честота на дискретизация 20Hz и време на запис на данните от 4h. За определяне на спектралния състав на получените данни е направен честотен анализ с алгоритми, разработени в средата на Матлаб, като прозоречната функция $w(n)$ в израз (2) и (3) е правоъгълен прозорец (прозорец на Дирихле).

Получените резултати показват, че спектрограмите на четирите инерциални сензора поотделно са напълно идентични (фиг.4). След прилагане на обработка на сигналите от четирите сензора в четирисензорната структура съгласно израз (1) се постига значително намаляване на нивото на спектралните съставки, като редуцирането на нивата им варира от 6dB при честоти между 1 и 10Hz до 20dB при много ниски честоти (фиг.5). Това се постига на базата на намаляване на дисперсията и математическото очакване на резултантния сигнал [8]. Аналогични резултати се получават и за линейните ускорения и по другите две оси на акселерометъра.



Фиг.4. PSD на линейните ускорения A_z на четирите инерциални сензора от четирисензорната структура



Фиг.5. PSD на резултантното ускорение A_z от четирисензорната структура

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата работа е реализиран честотен анализ на шумовите параметри на MEMS инерциални сензори при индивидуална работа и в синхронен режим в рамките на четирисензорна структура. Полученото резултатно ускорение от сумирането на сигналите със съответния знак съгласно тяхното пространствено положение в структурата се отличава със значително по-ниска нулева стойност, която теоретично може да бъде равна дори на нула, като и по-ниска стойност на случайния дрейф на стойностите на скоростта. Това ще доведе до значително подобряване на различни системи (роботехника, навигационни системи и др.), които използват инерциални сензори за определяне на скоростта и местоположението на подвижни обекти.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Julius S. Bendat, Allan G. Piersol: *Random Data Analysis and Measurement Procedures*, Third edition, John Wiley & Sons, New York, 2000
- [2]. Titterton, D.H., Weston, J.L.: *Strapdown Inertial Navigation Technology*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, 2009
- [3]. IEEE Std 1293-1996, IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Linear, Single-axis, Nongyroscopic Accelerometers, IEEE 1996.
- [4]. IEEE 952-1997, IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros
- [5]. Haiying Hou: *Modeling Inertial Sensors Errors Using Allan Variance*, A Thesis, Department of Geomatics Engineering, Calgary, Alberta, 2004
- [6]. David W Allan and James A Barnes: *A Modified "Allan variance" with increased oscillator characterization ability*, Proc. 35 Ann.Freq. Control Symposium, USAERADCOM Ft. Monmouth, NJ 07703, May 1981.
- [7]. Songlai Han, Jinling Wang, Nathan Knight: *Using Allan variance to determine the calibration model of inertial sensors for GPS/INS integration*, 6th International Symposium on Mobile Mapping Technology, Presidente Prudente, São Paulo, Brazil, July 21-24, 2009
- [8]. Emil Iontchev, Radostin Kenov, Rossen Miletiev, Ivaylo Simeonov: *Hardware implementation of quad microelectromechanical sensor structure for inertial systems*, 37th International Spring Seminar on Electronics Technology, May 7-11, 2014, Drezden, Germany
- [9]. MPU-6000/6050 datasheet - <http://invensense.com/mems/gyro/documents/PS-MPU-6000A-00v3.4.pdf>
- [10]. LMK00105 datasheet - <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmk00105.pdf>
- [11]. Stoica, P., and R.L. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*, Prentice-Hall, 1997, pp. 24-26

Автор: Румен Стоянов Йорданов, гл.ас. д-р инж., катедра “Микроелектроника”, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет - София; E-mail address: yordanov@tu-sofia.bg

Постъпила на 22.03.2015

Рецензент доц. д-р Росен Милетиев

ВЛИЯНИЕ НА КОНФИГУРАЦИЯТА НА ЕЛЕКТРОЛИЗНАТА КЛЕТКА ВЪРХУ РАЗСЕЙВАЩАТА СПОСОБНОСТ НА ЕЛЕКТРОХИМИЧНИ СИСТЕМИ ЗА ПОМЕДНЯВАНЕ

Светозар Андреев

Резюме: Настоящата статия представя резултатите от изследвания, свързани с равномерността на покрития от мед, получени чрез електрохимично отлагане. Проведени са експерименти, при които е променяна конфигурацията на електролизната система, а по-конкретно – на площта и геометричното разположение на анода спрямо катода. При всяка конфигурация е използвана еднаква еталонна подложка, върху която е осъществено електрохимично отлагане и са отчетени дебелините на полученото покритие в три точки от подложката с цел оценка на равномерността на покритието. Резултатите и изводите, представени в статията, обобщават изследването на пет конфигурации на електролизната клетка при четири различни вида електролити и три токови режима.

Ключови думи: селективно електрохимично отлагане, електролизна клетка, електролит, разсейваща способност.

EFFECT OF THE ELECTROLYTIC CELL CONFIGURATION ON THE THROWING POWER OF COPPER ELECTRODEPOSITION SYSTEMS

Svetozar Andreev

Abstract: This paper presents the results of investigations, related to the planar uniformity of electrodeposited copper films. Experiments are conducted, where the configuration of the electrolytic system was changed, and more precisely – the area and the geometrical disposition of the anode versus the cathode. With each configuration, electrochemical deposition is performed on a standard substrate and the thickness of the deposited film is measured in three points of the substrate in order to estimate the copper uniformity. The presented investigation generalizes the experimental results of five types of the electrolytic cell configurations, four types of electrolytes and three current regimes.

Keywords: selective electrodeposition, electrolytic cell, electrolyte, throwing power.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Електрохимичните процеси се оказват неизменна част от технологичния ред при изготвянето на различни функционални слоеве, структури, системи и дори цели изделия в областта на микроелектрониката и микромеханиката. Основните предимства като висока производителност, висок рандеман, ниска цена на апа-

ратурата и материалите, лесно обслужване на процесите, съвместимост с останалите операции в технологичните цикли, правят електрохимичните методи и технологии изключително приложими и удобни. Същевременно, изискванията за качеството на изделията налагат нуждата от възможност за контролиране на параметрите на електрохимичните процеси и съответно, характеристиките на получените структури. От съществено значение за правилното електрохимично отлагане е точният подбор на състав на електролита, режим на токоподаването, формата и разположението на анода спрямо катода и др.

Използването на електрохимичния метод за нанасяне на метални покрития с приложение в микроелектрониката и МЕМС изисква съобразяване с някои специфични особености, свързани с размера и релефа на покриваните повърхности, сложната по конструкция и състав подложка, както и с високите изисквания към структура, механични и физични свойства на получаваните слоеве. В тези случаи от изключително значение е осигуряване на равномерно отлагане на метал както върху целия образец, така и при всеки отделен елемент от схемата. Поради редица причини като например различни условия на пренос на метални йони към отделните участъци, разпределението на тока на практика е с известна неравномерност. Този факт налага провеждането на изследвания, които да подобрят електрохимичното отлагане в различни специфични случаи.

2. ЦЕЛИ

Един от най-характерните случаи при реализирането на изделия или части от тях за целите на микроелектрониката и микромеханиката е селективното електрохимично израстване на метални структури във фоторезистивна матрица. От гледна точка на отделен елемент от схемата, разпределението на тока в началния етап на запълване на отвор е еднакво, но с напредване на процеса започва все по-изразено да се наблюдава радиално разпределение на дифузията, което води до повишаване на тока откъм ръба на отвора. Това явление може да се прояви в локално повишаване на скоростта на нарастване и в случай на отлагане на сплави, в локална промяна на състава.

От гледна точка на целия образец е установено, че в областите с по-ниска плътност на схемата за запълване, средната плътност на катодния ток е по-висока. Следователно още при проектирането на схемата за МЕМС трябва да се цели постигане на максимално възможната еднородност в плътността на близки по размер елементи. Нарастване на плътността на тока се наблюдава и при ръбовете на работния образец. Този проблем обикновено се избягва или чрез използване на допълнителни катода, разположени на оптимална позиция или чрез избягване на поставяне на схеми в периферията при проектирането. Изобщо моделирането на разпределението на тока е необходимо, за да се достигне задоволително качество и еднородност върху целия работен детайл [1].

Авторите Арнаудов и Видеков [2], например, представят изграждането на тримерни микроконтакти от мед с цилиндрична форма с диаметър 200 μm и височина 150 μm . В работата са разгледани и проблеми при електрохимичното израстване, свързани с равномерността на структурите – наблюдавана е неравномерност във височината на повърхността на цилиндрите, както и различни нива

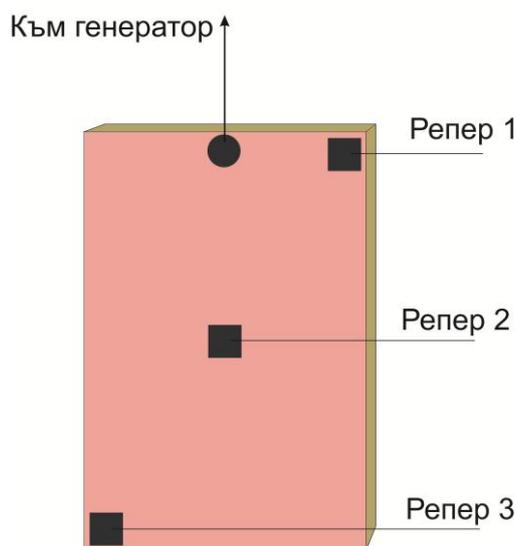
на израстване на цилиндрите в различните части от матрицата. За решаването на този проблем, авторите са провели изследвания за определянето на подходящ състав на електролита и подходящ режим на токоподаването.

В други литературни източници [3,4,5] се посочва също, че конструкцията и размерите на електролизната клетка и вида на токоподаването към работният субстрат са от особено значение за равномерността на покритието в планарен аспект, което определя и равномерността на израстването на отделните елементи.

Целта на изследванията, представени в настоящата статия е да се установи влиянието на конфигурацията на електролизната клетка, върху разсейващата способност на електролитите и следващото от това равномерно нарастване на микро-елементи върху подложката. За решаването на тази задача са изследвани пет конфигурации на една и съща електролизна клетка. Това е реализирано чрез добавянето на допълнителни аноди с различна форма и ориентация, като по този начин са варирани размерите, формата и разположението на медните аноди спрямо катода.

3. МЕТОДИКА НА ИЗСЛЕДВАНЕТО

При изследването са използвани тестови подложки от едностранно фолиран платков материал FR4 с размери 3 x 2 cm. Върху метализираната част на подложките са маркирани три репера с размер 1 x 1 mm, с течен фоторезист. Върху всяка от подложките е проведен процес на електрохимично отлагане при различни конфигурации на клетката и режими на тока, но при еднакво време на процеса 20 min, без прилагане на разбъркване. След това фоторезистът върху реперите е премахнат и са снети дебелините на полученото покритие в тези участъци. Формата на подложките, разположението на реперите върху тях и точката на свързването им към генератора са показани на фиг.1.



Фиг.1. Схема на разпределението на реперите от фоторезист по повърхността на тестовата подложка.

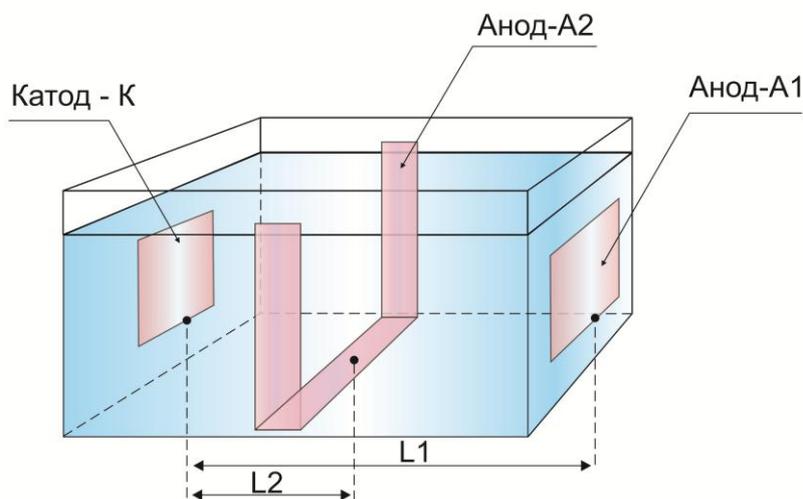
В предишни изследвания по проблема за реализирането на микроконтактни структури от мед [6], два типа електролити (MCU и VCU) и три режима на токоподаването са посочени като най-подходящи. В настоящата работа за провеждането на експериментите са използвани същите токови режими, а диапазонът от изследвани електролити е разширен с още два – това са фирмените състави LPKF и MCCU, които имат доказани качества при метализирането на отворите на печатни платки (PCB). Съставите на изследваните електролити за помедняване са дадени в табл.1.

Табл.1.

Състав на изследваните електролити за помедяване

Означение	MCU	VCU	LPKF	MCCU
Компоненти				
Меден сулфат (g/l)	200	200	75	75
Сярна киселина (g/l)	40-60	40-60	175	175
Натриев хлорид (g/l)	0,07	0,07	0,07	0,07
Омекотител TDIII (ml/l)	-	-	-	0,2
Добавка СП (ml/l)	-	5	-	-
Добавка ТДII (ml/l)	-	-	-	6
Добавка Shine (ml/l)	-	-	2	-
Етилов алкохол (ml/l)	30	-	-	-

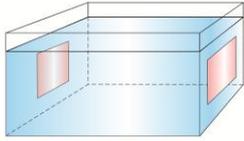
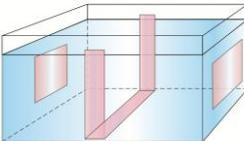
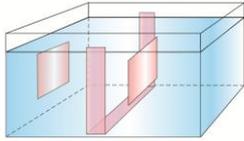
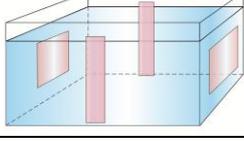
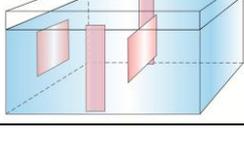
На фиг.2 е представен общият вид на електролизната клетка, обект на изследването в статията. Като катод е използвана тестовата подложка от фиг.1. Анод А1 е с дължина 100 mm, ширина 70 mm и дебелина 5 mm. Анод А2 е конструиран от медни шини с ширина 40 mm и дебелина 3 mm, като неговата дължина е променяна според желания тип конфигурация. Разстоянието между катода и анод А1 е означено с L1, а между катода и анод А2 – с L2.



Фиг.2. Форма и означения на елементите в електролизната клетка.

Изследваните конфигурации на клетката, характерни размери, както и важни разстояния и съотношения са дадени в таблица 2, където с S_a е означена общата площ на анодите, а с S_k – площта на катода.

Табл.2.
Конфигурации на електролизната клетка

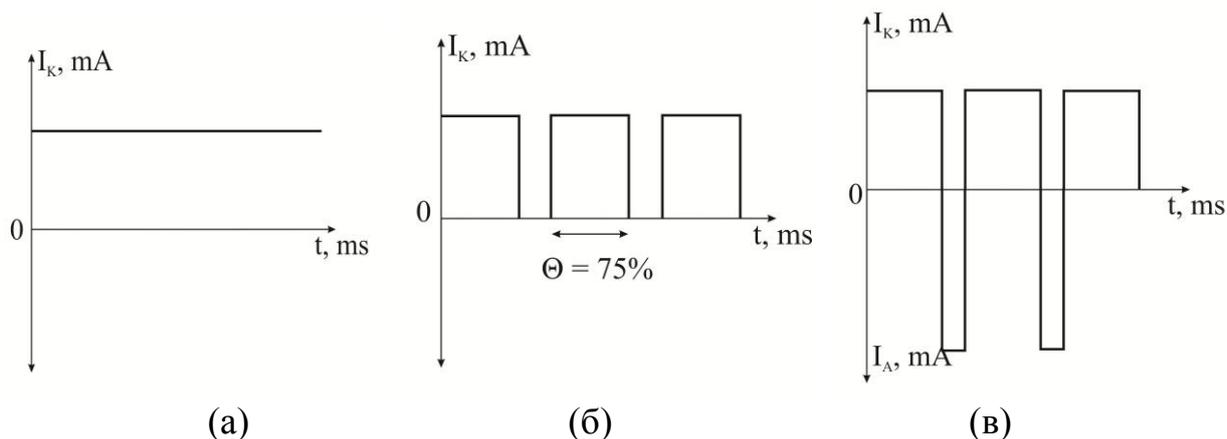
№ на конфигурацията	Схематичен вид на конфигурацията	L1, cm	L2, cm	S_a, cm^2	S_k, cm^2	S_a/S_k
I		12	-	70	6	12:1
II		12	4	202	6	34:1
III		6	4	202	6	34:1
IV		12	4	166	6	28:1
V		6	4	166	6	28:1

От табл.2 се вижда, че в рамките на една клетка с общи размери 140 x 90 x 140 mm е подбрана гама от конфигурации, които позволяват вариране на разпределението на силовите линии по време на електролизния процес.

Режимите на токоподаване, използвани при настоящото изследване, са предварително определени като оптимални [6]. Това са постояннотоков режим (ПР), импулсен режим (ИР), при който се подават правоъгълни импулси с коефициент на запълване $\theta = 75\%$ и импулсен режим с реверс, означен като ИРР2.

Характерно за последния режим е, че при него се редуват отрицателен и положителен правоъгълни импулси, като положителният е по-къс по продължителност от отрицателния, но е с по-голяма амплитуда.

Времедиаграмите на посочените токови режими са показани на фиг.3. За прегледност, катодната съставна на тока е представена над абсцисната ос и е означена с I_k . За всички режими е използвана катодна плътност на тока $2,5 \text{ A/dm}^2$.



Фиг.3. Времедиаграми на токовете режими: (а) – постояннотоков режим, (б) – импулсен режим с коефициент на запълване $\theta = 75\%$, (в) – импулсен режим с реверс.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

В табл.3 са дадени относителните стойности в % на измерените дебелини на получаваните покрития в три точки от повърхността на тестовите образци (точките на реперите), като точката с най-голяма дебелина на покритието е приета за 100%. Данните обхващат конфигурация на клетката I, четирите типа електролит и трите токови режима.

Табл.3.

Относителни дебелини на отложения меден слой в трите реперни точки от различните електролити

Режим, Позиция		Електролит			
		BCU, %	MCU, %	LPKF, %	MCCU, %
ПР	1	25	63	32	94
	2	35	15	74	81
	3	100	100	100	100
ИР 75%	1	90	58	81	100
	2	100	32	69	93
	3	100	100	100	86
ИРР 2	1	90	89	94	100
	2	87	100	83	74
	3	100	100	100	100

От данните в табл.3 се вижда, че най-общо изменението на дебелините във вертикална посока по повърхността на тестовите пластини е два вида: за състав без блясъкообразуваща добавка MCU най-ниски дебелини се получават в средата на покривната повърхност, а отклоненията на дебелините в краищата са значи-

телни. Това най-ясно е изразено при постояннотоков режим, като за системата MSU то е съответно 48% и 85% спрямо дебелината в средата на повърхността. За останалите състави, които съдържат блясъкообразуватели, дебелините на покритията забележимо нарастват във вертикална посока, като максималната девиация в дебелините за системи VCU, LPKF и MSSU е съответно 75%, 68% и 19%. Тези данни показват, че разсейващата способност на всички изследвани системи при конфигурация (I) на електролизната клетка и постояннотоков режим е лоша.

Използването на импулсен токов режим без реверс рязко променя картината. Характерът на изменението на дебелините по повърхността за двата типа системи (с и без блясъкообразувател) се запазва, но отклонението в дебелините за системите VCU, LPKF и MSSU силно намалява и става съответно 10%, 31% и 14%. Във всеки случай това е индикация за подобряване на разсейваща способност на указаните системи, която може да осигури равномерно нарастване по височина на отделните елементи върху цялата подложка. Най-общо използването на импулсен токов режим с реверс не променя съществено картината в сравнение с импулсния режим без реверс. Единствено за системата MSU е регистрирано значително изравняване на дебелините на медния слой при използване на ИРР режим.

Описаните по-горе резултати показват, че по отношение на разсейващата способност в използваната конфигурация на клетката (I) най-хомогенни по дебелина слоеве се отлагат при импулсен режим с и без реверс.

За изследване влиянието на конфигурацията на клетката (брой аноди, разположение, отдалеченост от катода) бе избран електролит VCU. От една страна за този електролит има събрани значително количество предварителни данни [1, 5, 6], което позволява получаване на по-комплексно охарактеризиране на този електролит и от друга страна показва достатъчно силно влияние на режима на отлагане върху равномерността по дебелина на слоя с девиация 75%, 10% и 13% при съответно ПР, ИР и ИРР. В табл.4 е дадено разпределението на дебелината в % на получаваните покрития по повърхността на тестовите пластини при работа с електролит VCU при различните конфигурации на електролизната клетка. Точката с най-голяма дебелина на покритието е приета за 100% при всеки отделен тестов образец.

От представените в табл.4 резултати се вижда, че с промяната на конфигурацията на електрохимичната система настъпват резки изменения в дебелините на получаваните покрития по повърхността на тестовите образци. Преди всичко при варианти II-IV се сменя характерът на изменение на дебелините на покритието в трите точки на повърхността на образеца. И при трите токови режима, почти във всички конфигурации покритията стават по-тънки в средата на пластината, а отклоненията от дебелините в двата края стават забележително по-големи. Това е показание за влошаване на разсейващата способност на системата VCU при конфигурации II, III, и IV, което поставя под съмнение тяхната приложимост при изготвянето на равномерни по височина елементи.

Табл.4.

Относителни дебелини на отложения меден слой от електролит ВСУ в електрохимични клетки с различна конфигурация

Режим на тока	Позиция на измерване	Дебелина на медните покрития при съответните конфигурации на електрохимичната система, μm				
		I	II	III	IV	V
IP	1	25	32	65	69	85
	2	35	86	65	38	92
	3	100	100	100	100	100
IP $\Theta=70\%$	1	90	68	100	69	40
	2	100	24	58	55	43
	3	100	100	64	100	100
ИРР - 2	1	90	57	53	36	100
	2	87	31	42	39	75
	3	100	100	100	100	83

С малки изключения, при конфигурации II, III, IV и V се получават покрития със значително по-голяма дебелина в долния край на тестовите образци. Това би могло да се обясни с нехомогенност в разпределението на полето по време на електрохимичния процес.

По отношение на разсейващата способност на системата ВСУ освен конфигурация I, за добри могат да се считат и резултатите, получени с конфигурация V. Характерно е също, че конфигурация V е удачна и за постоянен ток режим на работа.

Имайки предвид данните, представени в табл.3 и табл.4, бяха проведени експерименти с електролит LPKF при три конфигурации на електролизната клетка (I, III и V) и трите токови режима. Дебелините на покритието, измерени в трите реперни точки на подложката са представени в % в табл.5.

От резултатите в табл.5 се вижда, че при конфигурации III и V на електролизната клетка, отклоненията в дебелините на покритието съществено намаляват в сравнение с конфигурация I, която бе представена в табл.3.

Максималната разлика в дебелината на една подложка е 18% (конфигурация III и режим ИРР-2), а минималната – 7% (конфигурация V и режим IP $\Theta = 75\%$), което показва признак за много добра разсейваща способност на електролита. Забелязва се, че при конфигурация V добри резултати се получават и при трите токови режима.

Табл.5.

Относителни дебелини на отложения меден слой от електролит LPKF в електрохимични клетки с различна конфигурация

Режим на тока	Позиция на измерване	Дебелина на покритието, получено от електролит LPKF при три конфигурации, μm		
		I	III	V
ПР	1	32	100	86
	2	74	88	93
	3	100	100	100
ИР $\Theta = 75\%$	1	81	100	93
	2	69	86	93
	3	100	100	100
ИРР-2	1	94	91	83
	2	83	82	96
	3	100	100	100

5. ИЗВОДИ

От проведените изследвания могат да се направят следните изводи:

- Изследвани са пет конфигурации на електрохимичните клетки, които покриват голяма част от геометрично възможните варианти.
- От изследваните електролити за помедняване, системите с блясъкообразувател дават много по-равномерни покрития (табл.3). Най-ясно изразено е това за електролитите MCCU и LPKF, където разликите в дебелините са малки и при трите режима на тока. Определено предимство е използването на импулсни режими за електролит VCU.
- Установена е най-удачната конфигурация (I и V от табл. 4) на електролизната клетка за електролит VCU. Като се имат предвид обаче, резултатите от табл.3, може да се приеме, че тези конфигурации ще имат много добър резултат и за електролити тип MCCU и LPKF.
- Горното е потвърдено за електролит LPKF с резултатите от изследванията, представени в табл.5. Този тип електролит демонстрира много добра разсейваща способност също и при конфигурация III на клетката.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. Mordechay Schlesinger, Milan Paunovic, *Modern Electroplating, Fifth Edition*, 2010, ISBN 978-0-470-16778-6
- [2]. Arnaudov R. , Avdjiiski B. , Kostov A. , Videkov V. , Andreev S. , Yordanov N., *Novel Microcontacts in Microwave Chip Carriers Developed by UV-LIGA Process*, IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 29, No. 1, pp. 122-130, Feb. 2006
- [3]. Michael Carano, *Electrodeposition and Solderable Finishes*, HDI Handbook, April, 2009
- [4]. B. Lochel, A. Maciossek, M. Konig, H. J. Quenzer, H.-L. Huber, *Galvanoplated 3D Structures for Micro Systems*, Microelectronic Engineering 23 (1994), pp.455-459, Elsevier
- [5]. Арнаудов Р., Ф. Филипов, *Хибридни микромодули в електрониката*, изд. ТУ-София, 1998
- [6]. Светозар Андреев, *Изследване Възможностите на Електрохимичните Методи за Формиране на Тримерни Микроконтакти в Електрониката*, Дисертация за присъждане на образователна и научна степен „доктор”, 2008
- [7]. Svetozar Andreev, Valentin Videkov, Radosvet Arnaudov, Bojidar Avdjiiski, Nikola Yordanov, *Development of horizontal elements in 3-D microcontacts*, Electronics Packaging Manufacturing, IEEE Transactions on (Volume: 29, Issue:2), pp. 69-74, April 2006

Автор: Светозар Кръстев Андреев, гл. ас. д-р инж., катедра “Микроелектроника”, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет - София; E-mail address: svetozar_a@tu-sofia.bg

Постъпила на 05.04.2015

Рецензент: доц. д-р Боряна Цанева

АЛТЕРНАТИВЕН МЕТОД ЗА ОПРОВОДЯВАНЕ НА МНОГОСЛОЙНИ ПЕЧАТНИ ПЛАТКИ

Светозар Андреев

Резюме: Настоящата статия описва алтернативен метод за реализирането на проводящи слоеве върху печатната платка (PCB) за изграждане на ново проводящо ниво, чрез прилагането на селективна електрохимична метализация с мед на повърхността на солдер маската. Вместо стандартната PCB технология, тук се разглежда възможността за използване на солдер маската като диелектрична основа. Върху нея се изгражда нов проводящ меден слой чрез познати химични и електрохимични операции и така се създават нови проводящи шини. Тази статия представя резултати от проведените технологични експерименти в търсенето на подход за оптимизиране и подобряване на топологията, чрез внедряването на електрохимично изградени проводници.

Ключови думи: печатна платка (PCB), солдер маска, селективно електрохимично отлагане, активиране на диелектрик.

ALTERNATIVE METHOD FOR LAY-OUT FABRICATION IN MULTILAYER PCBs

Svetozar Andreev

Abstract: The present article describes an alternative approach for the development of conductive layers on the printed circuit board (PCB) by applying selective electrochemical metallization of the solder mask surface. Instead of the standard PCB technology, in which drilling and metallizing processes are performed for obtaining a double layered structure, here the possibility for usage of solder resist as a dielectric layer basis is discussed. On this resist a new conductive copper film is built by means of well-known chemical and electrochemical operations and new conductors are created. This paper reveals investigations of the conducted technological experiments in research of method for topology lay-out optimization by insertion of electrochemically grown conductive lines.

Keywords: printed circuit board (PCB), solder resist stop mask, selective electrochemical deposition, dielectric surface activation.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Нарастващият брой изводи на свръх големите интегрални схеми (СГИС), увеличава броя на изискванията относно гъстотата на проводящите шини, което води до все по-голямата нужда от многослойни печатни платки с висока плътност на опрОВОДЯВАНЕТО. Тези високи изисквания при използването на съвременните

СГИС се постигат при спазването на строги правила за съгласуване на импеданса за високоскоростните връзки, ниски паразитни капацитети, ниски нива на шум, условия на захранващите вериги.

Многослойните печатни платки [1, 2, 3, 4, 5,] представляват комутационни възли, състоящи се от няколко залепени печатни слоя в пакет, имащи междуслойни съединения или открит достъп до вътрешните слоеве в обема на структурата. Отличават се от еднослойните РСВ по това, че имат висока плътност на монтажа, по-добра топлопроводност, висока устойчивост към климатични и механични въздействия, по-добра шумозащитеност на сигналните шини и площадки и малки утечки. Технологиията за тяхното изготвяне се базира основно на процесите, характерни за едностранните и двустранните платки, като се добавят определени операции веднъж или многократно. По-долу са представени някои от основните технологични методи, като разновидността им се дължи на различните начини на осъществяване на връзките между отделните токопроводящи слоеве.

I. Метод на откритите контактни площадки - до всяка контактна площадка откъдето е нужно, във вътрешните изолационни слоеве има отвор за достъп. Недостатък на метода е малката плътност на монтажа, поради много отвори в структурата.

II. Метод на послойно нарастване - състои се в последователно редуване на изолационни слоеве и печатни рисунки на проводящите слоеве. Преимуществото на метода е високата плътност на монтажа, а като недостатък може да се отбележи сложността и продължителността на процеса.

III. Метод с метализация на пълни отвори - обединява изготвянето на отделните слоеве, пресоването им, пробиване на отвори с последваща ги метализация. Недостатъци на метода са: две фотолитографии; фоточувствителният лак не трябва да се разтваря от разтворителите на защитния лак за пробиване на отворите; ецването на диелектрика е свързано със замърсявания и необходимост от допълнителни почистващи операции.

IV. Метод на пресоване по двойки - всички междуслойни съединения се изпълняват във вида на метализирани отвори по типа на обичайните двустранни платки. Недостатък на метода е дублирането на операциите, което води до удължаване на технологичния процес.

В зависимост от плътността на монтажа платките се разделят на следните три класа. Първият клас включва платки с понижена плътност на монтажа, за които ширината на печатните проводници W и разстоянието между тях S са по-големи от 0,5 mm. Към втория клас се отнасят платките с повишена плътност на монтажа, с ширина на печатните проводници и разстояние между тях по-голямо от 0,25 mm, а в третия клас се обединяват платките с висока плътност на монтажа, за които $W < 0,25$ mm и $S > 0,15$ mm.

Очевидно, задачата за постигането на голяма плътност на монтажа и изграждането на многослойни структури е свързана с компромис между редуциране на размерите на проводниците и разстоянията между тях и усложняването (увеличаването на броя) на технологичните операции. Проблемите при реализирането

на малки размери в РСВ са продиктувани от физиката и възможностите на процесите за производство - разрешаваща способност на фоторезистите, неточности от ефектите на подецване, неточности и ограничения в механичната обработка и др. Последното е особено характерно при пробиването и метализирането на отворите за връзка между отделните нива в многослойните печатни платки [6].

2. ЦЕЛИ

Поставената в настоящата работа цел е реализирането на многослойна структура на печатна платка чрез нов, нетрадиционен технологичен маршрут. В предишни изследвания [7] е разгледана възможността за изграждането на ново функционално проводящо ниво в РСВ чрез алтернативен подход. Основната идея на предложения метод е използването на солдер маска като диелектричен материал, върху който може да бъде изграден допълнителен проводящ меден слой. Обикновено солдер маската се използва предимно в последния етап от производството на печатната платка като функционален слой при процеса на спояване и същевременно консервиращ повърхността. Солдер маските [8] имат отлични диелектрични свойства и се използват като защитна повърхност в технологиите за повърхностен монтаж. Табл.1 показва сравнение на електрическите свойства на солдер маска тип „Elpemer 2467”, използвана в настоящата работа и материал „Prepreg IS400”, използван при стандартната технология за изграждането на многослойни печатни платки [9].

Табл.1.

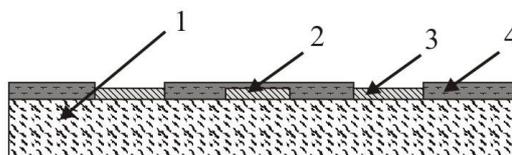
Електрически свойства на солдер маска тип „Elpemer 2467” и материал „Prepreg IS400”

Свойство	Резултат	
	Elpemer 2467 Solder resist	IS400 Prepreg
Диелектрична якост	160 – 190 kV/mm	48 kV/mm
Повърхностно съпротивление	2×10^{14} Ohm	3×10^{12} Ohm
Специфично обемно съпротивление	1×10^{16} Ohm.cm	4×10^{14} Ohm.cm
Изоляционни свойства	Клас Н и Т	-

За да се осъществи метализация върху диелектричния слой на солдер маската е необходимо да се активира (направи проводима) повърхността ѝ, с цел следващо електрохимично отлагане. В [7] това е постигнато чрез нанасяне на течен активатор и последваща електрохимична обработка. Благодарение на проводимостта на активатора става възможно директното метализиране по галваничен път. Опитно е установено, че най-добри резултати се постигат с Activator 310 на фирмата "LPKF Laser & Electronics AG". Активаторът включва воден разтвор на въглеродни частици и органични биндери и има водороден показател (pH) в рамките от 9,6 до 10,4, т.е. лек алкален характер. За да се постигнат електропроводимите свойства, активаторът се нанася върху подложката чрез потапяне в

разтвора за около 5 min и последващо изсушаване при 60°C за 15 min. Формира се черен проводим слой от въглерод, след което се прилага директно електрохимично метализиране. Фиг.1 представя схематично етапите на отлагането на металния слой върху солдер маската.

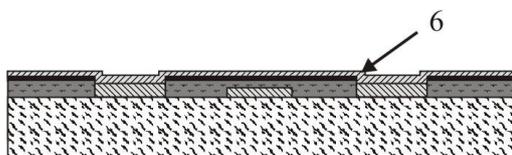
1). Основна подложка на РСВ с изграден първи проводящ слой и нанесена солдер маска.



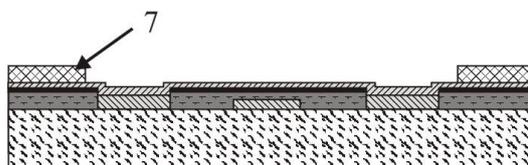
2). Нанасяне на активатор.



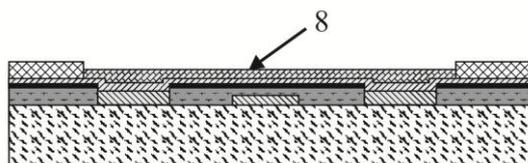
3). Тънко електрохимично метализиране на солдер маската.



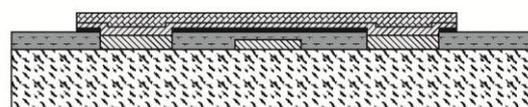
4). Нанасяне на фоторезист за изграждане топологията на второ ниво.



5). Селективно електрохимично удебеляване на топологията.



6). Готова структура със свалени фоторезист и тънка метализация.



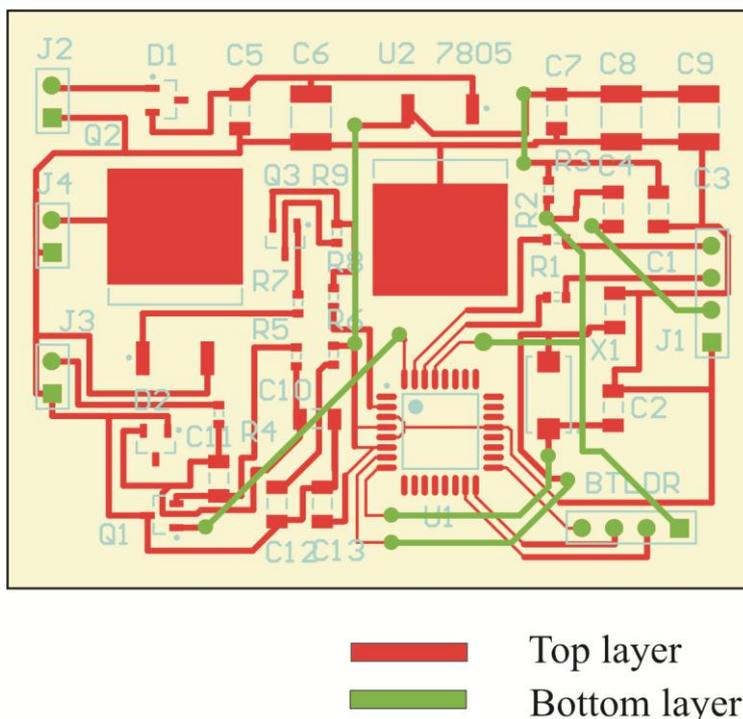
Фиг.1. Технологичен ред. (1) Диелектрична основа; (2) Писти; (3) Контактни площадки; (4) Солдер маска; (5) Активатор; (6) Тънък меден слой; (7) Фоторезистивна маска; (8) Дебел меден проводник.

Изходна за метода е структурата, представена в етап 1. При нея е изградено по стандартната технология първото проводящо ниво на платката и е нанесена солдер маска. Контактните площадки, които трябва да се свържат с новия проводящ слой, са отворени и химически почистени. Следва нанасянето на активатор по вече описаната технология. Следващата стъпка е етап 3 - електрохимично метализиране на солдер маската в електролитната вана. В зависимост от режима и продължителността на процеса се формира слой с различна дебелина. Този слой играе ролята на основа за последващи процеси на електрохимично селективно израстване на втория функционален проводим слой. В общия слу-

чай (етап 4) е необходим допълнителен процес на фотолитография, за да се формират отворите за горния слой на топологията и да се подложат на израстване (етап 5). Готовата структура се потапя в разтвор за премахване на фоторезистивния слой след което се ецва в стандартен етчер за мед – етап 6.

3. МЕТОДИКА НА ЕКСПЕРИМЕНТА

За провеждането на експериментите в работата, а именно – реализирането на многослойна печатна платка по предложени нов метод, е избрана електрическа схема на устройство, включващо маломощни (микроконтролер) и средномощни елементи. Топологията се състои от две нива на опроводяване и е представена на фиг.2.

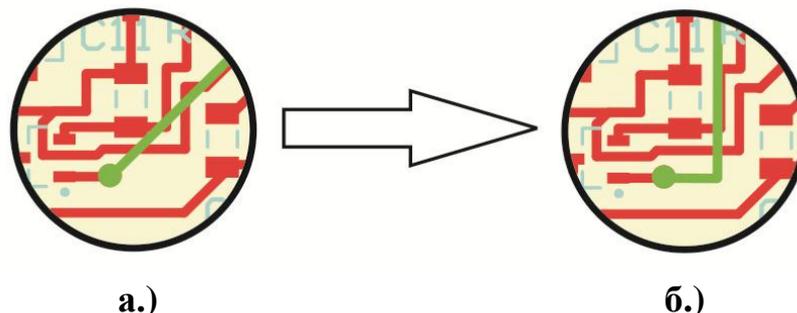


Фиг.2. Топология на изготвената печатна платка.

На фиг.2 с червен цвят (по-тъмният) е означен проводящият слой от страна елементи, а със зелен цвят – проводящ слой страна спойки. За проектирането на топологията е използван софтуерния продукт Altium 13.1. За да бъде приложен новия метод, най-напред следва да бъде изграден единия проводящ слой (в случая – слоя страна елементи) и покрит със солдер маска. Вторият проводящ слой трябва да бъде реализиран чрез метализирането на солдер маската и последващото селективно удебеляване на проводящите писти. Двата слоя ще бъдат свързани през отворите в солдер маската вместо със стандартния метод на метализиране на проходни отвори.

След първоначалното провеждане на експеримента се оказва, че предложеният метод за създаване на ново проводящо ниво на платката налага ограничение. От фиг.2 може да се забележи, че някои от проводящите шини на слоя страна спойки преминават през контактни площадки от слоя страна елементи. Такъв фрагмент е показан на фиг.3.а. Въпреки, че между двата проводящи слоя е нанесена

изолиращата солдер маска, тя не покрива изцяло първото проводящо ниво – в нея са реализирани отвори над контактните площадки, необходими за спояването на компонентите.



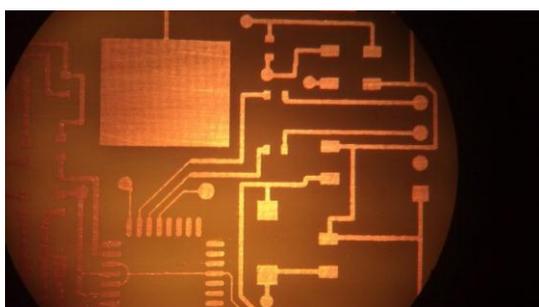
Фиг.3. Пресичане на проводник от второ ниво с контактна площадка от първо ниво (а); решение на проблема (б).

Този проблем е отстранен чрез лека промяна в топологията на второто проводящо ниво, представена на фиг.3.б.

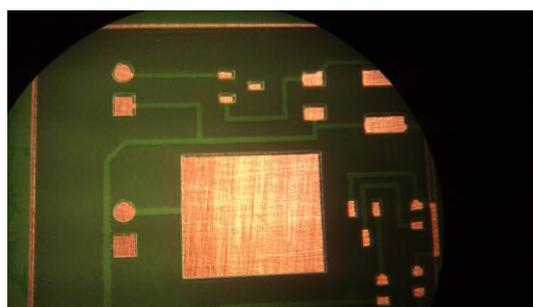
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

За реализирането на поставената задача в работата е използван едностранно фолиран платков материал FR4 и сух негативен фоторезист Laminar 5000 за изготвяне на първия проводящ слой.

За целта са приложени стандартните за РСВ технологията операции на ламиниране, фотолитография, проявяване на фоторезиста и ецване на медното фолио. Резултатът е представен на фигура 4. Следва нанасянето на солдер маска, като тук е използвана Elpremer SD 2467 SM DG. Това също е стандартен и добре познат процес, резултатът от който е показан на фиг.5.

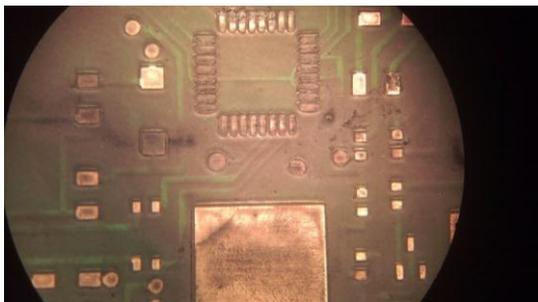


Фиг.4. Подложка с изграден първи проводящ слой.

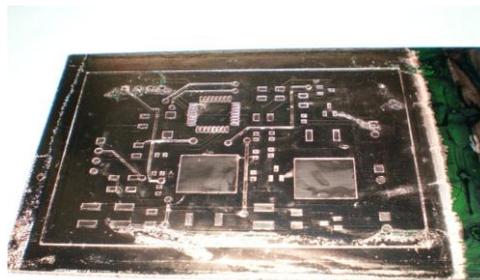


Фиг.5. Първи проводящ слой с нанесена солдер маска.

Следващите етапи в работата са съобразени с представените на фиг. 1 операции. Фиг.6 показва подложката с нанесения върху солдер маската и изсушен активатор. За да се осигури добра адхезия и надеждна електрическа връзка между проводящите нива, активаторът е отстранен селективно над контактните площадки от първия проводящ слой. На фиг.7 е показана снимка на метализираната повърхност на солдер маската. Процесът е осъществен в кисел електролит за блестящо помедняване при постояннотоков режим и катодна плътност $D_k = 2 \text{ A/dm}^2$.

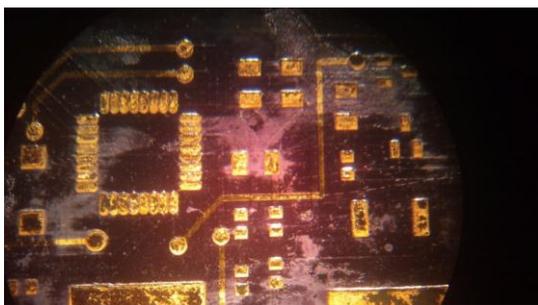


Фиг.6. Подложка с нанесен активатор върху солдер маската.

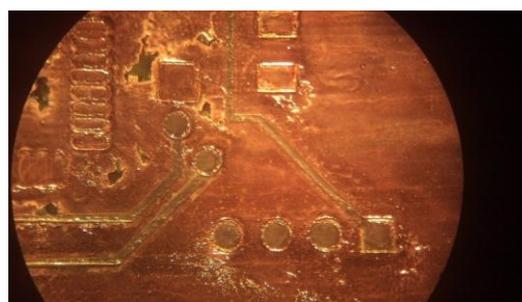


Фиг.7. Метализирана с мед повърхност на солдер маската.

Върху структурата от фиг.7 е проведен втори фотолитографски процес със сух негативен фоторезист за формиране топологията на второто проводящо ниво (фиг.8) и последващо електрохимично селективно удебеляване на щините (фиг.9). След удебеляването с мед, щините са покрити с тънък слой калай, също електрохимично. Този процес е проведен с цел изграждане на метална маска и защита на второто проводящо ниво при процеса на ецване на мед в следващия етап, при който е използван стандартен алкален разтвор.



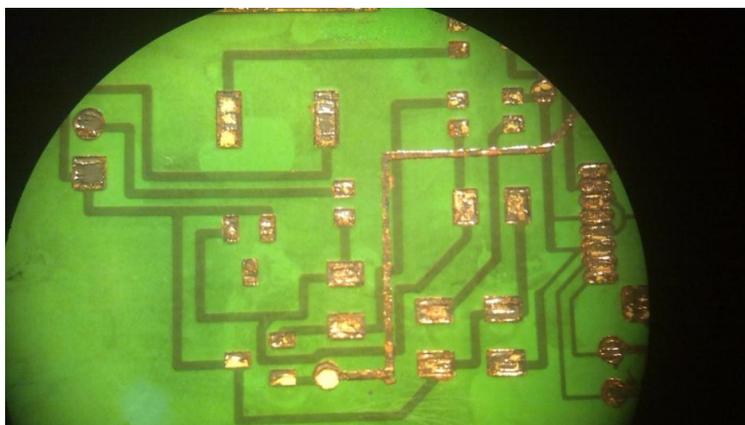
Фиг.8. Фотолитография за втори проводящ слой.



Фиг.9. Удебелени и защитени с калай писти на втори проводящ слой.

Крайният резултат от експеримента е представен на фиг.10.

На фиг.10 ясно се вижда кръстосването на двете проводящи нива и реализираните между тях връзки в областите на контактните площадки, отворени в солдер маската.



Фиг.10.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получените резултати от експериментите, описани в настоящата статия, показват възможността за изграждане на проводящи нива в многослойните печатни платки чрез алтернативен адитивен метод, при който солдер маската се използва за диелектрична основа. В статията е представено и едно ограничение на метода. Като основни предимства могат да бъдат посочени следните факти:

- Предложеният метод не изисква допълнително специално оборудване, той съчетава процеси и материали, стандартни за РСВ технологията.
- Методът позволява реализирането на връзка между две проводящи нива без пробиване и метализиране на проходни отвори.
- Методът преодолява ограничението в размерите на пробитите механично проходни отвори.
- Методът позволява изграждане на допълнително проводящо ниво дори при завършена стандартна многослойна печатна платка.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] IPC-2222, Sectional Design Standard for Rigid Organic Printed Boards, February 1998
- [2] IPC-2615, Printed Board Dimensions and Tolerances, July 2000
- [3] www.micron20.com
- [4] <http://www.setpcb.bg>
- [5] Арнаудов Р., Ф.Филипов, *Хибридни микромодули в електрониката*, изд. ТУ-София, 1998.
- [6] Michael Carano, HDI Handbook: Electrodeposition and Solderable Finishes, April 03, 2009.
- [7] Svetozar Krastev Andreev, Method for Metallization of Solder Resist on a PCB Substrate, Annual Journal of Electronics, 2013, ISSN 1314-0078.
- [8] <http://www.peters.de>
- [9] <http://www.isola-group.com/>

Автор: Светозар Кръстев Андреев, гл. ас. д-р инж., катедра “Микроелектроника”, Факултет Електронна Техника и Технологии, Технически Университет - София; E-mail address: svetozar_a@tu-sofia.bg

Постъпила на 29.05.2015

Рецензент: Доц. д-р Валентин Видеков

ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА АНАЛИТИЧНО ПРЕДСТАВЯНЕ НА ЕЛЕКТРИЧЕСКИТЕ И СВЕЛТОТЕХНИЧЕСКИ ПОКАЗАТЕЛИ НА РАЗРЯДНИ ЛАМПИ В ЗАВИСИМОСТ ОТ ЗАХРАНВАЩОТО НАПРЕЖЕНИЕ

Симона Петракиева, Захари Иванов, Галя Георгиева-Таскова

Резюме: Промяната на захранващото напрежение води до значително изменение на основни електрически и светлотехнически показатели на разрядните лампи като: ток през лампата, напрежение върху нея, светлинен поток. Това налага необходимост от създаване на адекватни прогнозни модели, описващи характера на изменението им. В настоящата работа са предложени аналитични зависимости, апроксимиращи връзките между напрежение, ток и осветеност във функция от захранващото напрежение. Изследвани са НЛВН (210 и 250 W) и ЖЛВН - 250 W. Експериментално измерените данни за всяка от тях са интерполирани чрез полиноми и чрез изрази, базирани на експоненциални функции. За всяка апроксимация са изчислени относителните грешки и коефициентите на корелация. На базата на получените резултати се достига до заключението, че и при трите изследвани лампи апроксимиращите функции чрез полином осигуряват най-малка относителна грешка, която с достатъчна точност се постига с втори ред на полинома.

Ключови думи: светлинни източници, разрядни лампи - натриеви и живачни високо налягане, светлинен поток, апроксимации с аналитични зависимости

ANALYTICAL PRESENTATION OF THE ELECTRICAL AND LIGHTING CHARACTERISTICS OF THE DISCHARGE LAMPS UNDER THE FLUCTUATION OF THE SUPPLYING VOLTAGE

Simona Petrakieva, Zahari Ivanov, Galia Georgieva-Taskova

Abstract: The fluctuation of supplying voltage leads to considerably variation of basic electrical and lighting characteristics of the discharges lamps as: current through the lamp, voltage on it, lighting flow. It insists on creating of the adequate forecasting models, describing its variation. In present work are suggested analytical approximations of the dependences between current, voltage and lighting flow with respect to the supplying voltage. It is analyzed 2 Na lamps (210 and 250 W) and an Hg lamp (250 W). The experimental data for each lamp are interpolated by using polynomials and expressions based on exponential functions. Relative errors and correlation coefficients are calculated for each approximation. Based on the resulting approximations it can made the following conclusion – for each analyzed lamps approximating functions by polynomials leads to the smallest relative error, which achieves with the sufficient accurate using by 2-nd order polynomials.

Keywords: light sources, discharge lamps - Na and Hg lamps high pressure, luminous flux, approximation with analytical expressions

1. ВЪВЕДЕНИЕ

За рационално използване на електроенергията за осветление и намаляване на разходите от изгорели лампи е необходимо ефективно да се следи промяната на захранващото напрежение. При увеличаване на захранващото напрежение над номиналното (230 V) за баласта рязко нараства мощността на комплекта лампа-баласт и се увеличава разхода на електроенергия и значително се намалява продължителността на нормална работа на комплекта лампа - баласт [1].

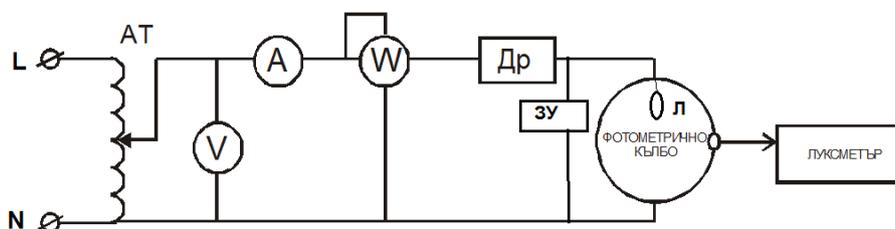
Допустимите граници на вариране на номиналното напрежение съгласно стандарта БДС EN 50160-2010 [2] са $\pm 10\%$ (респ. от 207 до 253 V). В английския и немския вариант на този стандарт (EN 50160) се препоръчва отклоненията да са от (-10 %) до (+6 %) от номиналното напрежение.

Често срещана ситуация в реалните системи за улично осветление е понижаването на захранващото напрежение. По тази причина в настоящия материал се изследва изменението на основни електрически и светлотехнически показатели на разрядните лампи – ток през лампата, напрежение върху нея и светлинен поток в зависимост от промяната в захранващото напрежение.

2. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ И ДЕФИНИРАНЕ НА ПРОБЛЕМА

Направено е изследване на разрядни лампи високо налягане – НЛВН съответни с мощности 210 и 250 W и ЖЛВН с мощност 250 W. Експериментално измерените данни са интерполирани с подходящи математически функции с цел бъдещо прогнозиране.

Изследванията са извършени при следната схема на свързване:



Фиг.1. Схема на свързване на РЛВН

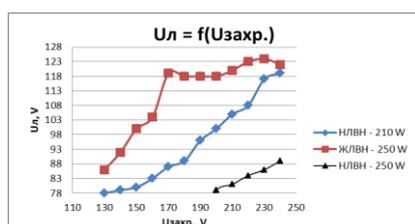
Използвани са измерителен комплект К505 и лабораторен автотрансформатор тип: АТЛ-9 и цифров луксметър тип Peak Tech 5025. Експериментите са извършени по следния начин. Разрядната лампа се поставя във фотометрично кълбо и на базата на многократно отражение в кълбото се измерва с цифровия луксметър осветеността (фиг.1), която е пропорционална на светлинния поток на лампата lm/lx . За осигуряване на достоверност на измерванията е извършено темпериране на лампата и баласта в продължение на 30 мин. след включването.

Изпитванията са проведени при интервал на промяна на захранващото напрежение от 207 V до 244 V (съответно -10% и $+6\%$ от номиналното – 230 V) и при постоянна околна температура 22°C . Резултатите от измерванията са поместени в табл.1 и са визуализирани съответно на фиг.2, фиг.3 и фиг.4.

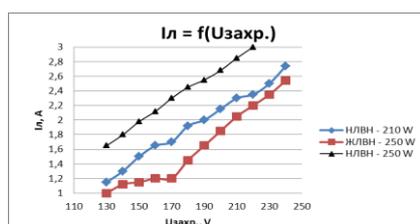
Табл.1.

Изследване на РЛВН

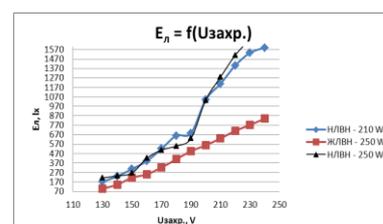
Узахр., V	НЛВН - 210 W			НЛВН - 250 W			ЖЛВН - 250 W		
	U _л , V	I _л , A	E _л , lx	U _л , V	I _л , A	E _л , lx	U _л , V	I _л , A	E _л , lx
130	78	1,15	172	52	1,65	213	86	1	98
140	79	1,3	231	53,2	1,8	235	92	1,12	143
150	80	1,5	307	54	1,98	265	100	1,15	215
160	83	1,65	392	58	2,12	421	104	1,2	251
170	87	1,7	520	59	2,3	508	119	1,2	323
180	89	1,92	660	64	2,45	550	118	1,45	410
190	96	2	685	69	2,55	630	118	1,65	496
200	100	2,15	1039	79	2,68	1035	118	1,85	558
210	105	2,3	1207	81	2,85	1278	120	2,05	630
220	108	2,35	1400	84	3	1509	123	2,2	710
230	117	2,5	1535	86	3,15	1690	124	2,35	772
240	119	2,74	1590	89	3,45	1940	122	2,54	840



Фиг.2.



Фиг.3.



Фиг.4.

От графиките се вижда, че всяка от зависимостите е с изразен нелинеен характер. Следователно възниква необходимост от максимално точното им апроксимиране с подходящи аналитични нелинейни зависимости с цел адекватно прогнозиране на съответните стойности на напрежението върху лампата ($U_{л}$), на тока през тях ($I_{л}$) и на осветеността върху кълбото ($E_{л}$), фиг.1.

3. АПРОКСИМАЦИИ НА ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИТЕ РЕЗУЛТАТИ

Експериментално измерените зависимости $U_{л} = U_{л}(U_{захр.})$, $I_{л} = I_{л}(U_{захр.})$ и $E_{л} = E_{л}(U_{захр.})$, се апроксимират най-точно с два типа зависимости: полином и експоненциални функции. В първия случай са използвани съответно полиноми от 2-ри и от 3-ти ред:

$$y_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 \quad (1.a)$$

$$y_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 \quad (1.б)$$

Апроксимациите с функции, съдържащи експоненциални функции, са следните:

$$y_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1(1 - e^{-bx}) \quad (2.a)$$

$$y_{\text{апрокс.}} = a_1(1 - e^{-bx}) + c_1(1 - e^{-dx}) \quad (2.б)$$

$$y_{\text{апрокс.}} = a_0 + a_1e^{-bx} + c_1e^{-dx} \quad (2.в)$$

Всяка от предложените апроксимации (2.a), (2.б) или (2.в) не е приложима за всяка от характеристиките $U_{\text{л}} = U_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$, $I_{\text{л}} = I_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$ и $E_{\text{л}} = E_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$ за трите типа РЛВН, което е обусловено от характера и количественото изменение на данните, измерени при експеримента.

Количествен показател за точността на използваната апроксимация е големината на относителната грешка (ε , %), която е изчислена съгласно формулата:

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{s=1}^m (y_{\text{апрокс.}}(s) - y_{\text{изм.}}(s))^2} \rightarrow \min, \quad (3)$$

където s е номера на съответните стойности на y – съгласно апроксимацията и от измерването. Друг такъв показател е коефициента на корелация ($0 < r < 1$), който отчита степента на близост между апроксимираните и измерените стойности на y при съответните стойности на x .

Апроксимации с друг вид функции не са целесъобразни, тъй като те водят до големи стойности на грешката (над 100 %), което обезсмисля тяхното използване.

Резултатите от всяка от използваните апроксимации за трите вида РЛВН (НЛВН – 210 и 250 W, ЖЛВН – 250 W) са подробно представени за всяко семейство от характеристики по отделно, като в табличен вид са представени данни за съответните коефициенти, участващи в апроксимиращата функция, стойностите на относителната грешка (ε , %) и на коефициента на корелация (r , -),.

3.1. Апроксимации на $U_{\text{л}} = U_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$

Резултатите от апроксимациите с полиноми от вида (1.a) и (1.б) на тази характеристика за всяка от изследваните РЛВН са показани в табл.2, а съответните резултати от апроксимациите с експоненциални функции от вида (2.a), (2.б) и (2.в) – в табл.3.

Табл.2.

Апроксимации на РЛВН чрез полиноми

Вид лампа	a_0	a_1	a_2	ε , %	Rкор., -	a_0	a_1	a_2	a_3	ε , %	Rкор., -
НЛВН 210 W	89,412	-0,366	0,002	1,480	0,992	239,374	-2,905	0,016	$-0,2525 \cdot 10^{-4}$	1,241	0,995
НЛВН 250 W	27,490	0,056	0,001	2,824	0,967	410,009	-6,421	0,037	$-0,6441 \cdot 10^{-4}$	1,722	0,989
ЖЛВН 250W	-102,576	2,058	-0,005	3,166	0,952	-277,917	5,027	-0,021	$0,2953 \cdot 10^{-4}$	3,165	0,957

Табл.3.

Апроксимации на РЛВН чрез експоненциални функции

	a_0	a	b	$\varepsilon, \%$	Rкор., -		
НЛВН 210 W	52,228	6,933	0,010	1,635	0,990		
НЛВН 250 W	-30,445	48,319	0,004	2,857	0,966		
ЖЛВН 250W	-3541,000	3594,000	0,088	3,375	0,793		
	a	b	c	d	$\varepsilon, \%$	Rкор., -	
НЛВН 210 W	52,228	0,000	6,933	0,010	1,734	0,990	
НЛВН 250 W	0,688	0,006	23,592	0,006	3,065	0,965	
ЖЛВН 250W	6,167	0,003	60,685	0,003	7,433	0,764	
	a_0	a	b	c	d	$\varepsilon, \%$	Rкор., -
НЛВН 210 W	-2,184	54,412	0,000	6,933	0,010	1,854	0,990
НЛВН 250 W	-30,441	21,895	0,004	26,421	0,004	3,240	0,966
ЖЛВН 250W	-727,100	390,200	0,3848-E4	391,500	0,3797-E4	8,214	0,890

На тази основа могат да се направят следните заключения:

1. Относителните грешки при апроксимация на $U_{\text{л}} = U_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$ с функции от вида (1) и (2) са $\varepsilon < 8,21 \%$.
2. Относителната грешка при апроксимация с експоненциални функции слабо превишава тази от апроксимация с полином. Като най-малки стойности на тази грешка са получени при апроксимация (2.а).
3. Апроксимациите с полином от 3-та степен (1.б) осигуряват най-малка относителна грешка при всяка от изследваните РЛВН, но съответните коефициенти a_3 са по-малки от 10^{-4} , което гарантира достатъчно висока точност и при използване на полином от 2-ра степен (1.а) без да се намалява всеобщността на анализа.
4. Коефициентът на корелация r е най-голям (най-близък до 1) за НЛВН с мощност 210 W независимо от използваната апроксимираща функция, което означава, че прогнозираните стойности на $U_{\text{л}}$ за тази РЛВН са в най-голяма степен корелирани с измерените. А стойностите на коефициента на корелация за ЖЛВН с мощност 210 W при апроксимации с експоненциални функции е най-нисък (достига до 0,764).

3.2. Апроксимации на $I_{\text{л}} = I_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$

Резултатите от апроксимациите с полиноми от вида (1.а) и (1.б) на тази характеристика за всяка от изследваните РЛВН са показани в табл.4, а съответните резултати от апроксимациите с експоненциални функции от вида (2.а), (2.б) и (2.в) – в табл.5.

Табл.4.

Апроксимации на РЛВН чрез полиноми

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

Табл.5.

Апроксимации на РЛВН чрез експоненциални функции

	a_0	a	b	$\varepsilon, \%$	Rкор., -
НЛВН 210 W	-21.580	21.130	0.001	0.049	0.992
НЛВН 250 W	-5.729	5.809	0.002	0.045	0.995
ЖЛВН 250 W	0.148	0.223	0.010	0.078	0.983

	a	b	c	d	$\varepsilon, \%$	Rкор., -
НЛВН 210 W	0.049	0.007	0.475	0.007	0.085	0.978
НЛВН 250 W	0.038	0.006	0.747	0.006	0.063	0.991
ЖЛВН 250 W	0.001	0.000	0.293	0.009	0.083	0.983

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

На тази основа могат да се направят следните заключения:

1. Относителните грешки при апроксимация на $I_{\text{л}} = I_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$ с функции от вида (1) и (2) са $\varepsilon < 1 \%$. Следователно е равносилно каква апроксимираща функция ще се използва, тъй като всяка от тях гарантира пренебрежимо малка относителна грешка. Следващите няколко извода са аналогични на тези при апроксимацията на $U_{\text{л}} = U_{\text{л}}(U_{\text{запр.}})$ и ще бъдат направени с цел прецизиране на апроксимациите.
2. Относителната грешка при апроксимация с експоненциални функции слабо превишава тази от апроксимация с полином. Като най-малки стойности на тази грешка са получени при апроксимация (2.а).
3. Апроксимациите с полином от 3-та степен (1.б) осигуряват най-малка относителна грешка при всяка от изследваните РЛВН, но съответните коефициенти a_3 са по-малки от 10^{-5} , което гарантира достатъчно висока точност и при използване на полином от 2-ра степен (1.а) без да се намалява всеобщността на анализа.
4. Коефициентът на корелация r е най-голям (най-близък до 1) за НЛВН с мощност 250 W независимо от използваната апроксимираща функция, което означава, че прогнозираните стойности на $U_{\text{л}}$ за тази РЛВН са в най-голяма степен корелирани с измерените.

3.3. Апроксимации на $E_{л} = E_{л}(U_{запр.})$

Резултатите от апроксимациите с полиноми от вида (1.а) и (1.б) на тази характеристика за всяка от изследваните РЛВН са показани в табл.6, а съответните резултати от апроксимациите с експоненциални функции от вида (2.а), (2.б) и (2.в) – в табл.7.

Табл.6.

Апроксимации на РЛВН чрез полиноми

Вид лампа	a_0	a_1	a_2	ε , %	Ркор., -	a_0	a_1	a_2	a_3	ε , %	Ркор., -
НЛВН 210 W	8.165	-1.438	0.811	6.577	0.983	8.165	-1.438	0.812	-0.001	6.139	0.990
НЛВН 250 W	6.463	-1.045	0.528	7.724	0.987	6.463	-1.046	0.528	$-0,7117 \cdot 10^{-3}$	7.680	0.989
ЖЛВН 250 W	1.220	-26.374	0.175	1.921	0.997	1.220	-26.374	0.176	$-0,3028 \cdot 10^{-3}$	1.921	0.999

Табл.7.

Апроксимации на РЛВН чрез експоненциални функции

	a_0	a	b	ε , %	Ркор., -		
НЛВН 210 W	-1163.331	496.416	0.007	79.126	0.981		
НЛВН 250 W	-291.956	62.320	0.015	88.703	0.983		
ЖЛВН 250W	-2802.244	2182.608	0.002	14.235	0.997		
	a	b	c	d	ε , %	Ркор., -	
НЛВН 210 W	18.201	0.017	11.437	0.017	126.971	0.957	
НЛВН 250 W	6.230	0.020	11.299	0.020	108.131	0.977	
ЖЛВН 250W	16.806	0.015	9.949	0.015	59.526	0.960	
	a_0	a	b	c	d	ε , %	Ркор., -
НЛВН 210 W	248.980	0.007	247.437	0.007	-1163.333	89.721	0.981
НЛВН 250 W	-291.955	37.331	0.015	24.989	0.015	100.580	0.983
ЖЛВН 250 W	-2802.24	1092.245	0.002	1090.358	0.002	16.141	0.997

На тази основа може да се направи следното заключение:

1. Относителните грешки при апроксимация на $E_{л} = E_{л}(U_{запр.})$ с функции от вида (1) са $\varepsilon < 7,7\%$, а с (2) те превишават в някои случаи 100% , което показва, че използването на показателни функции е неподходящо при апроксимация на зависимостите $E_{л} = E_{л}(U_{запр.})$ за изследваните РЛВН.
2. Апроксимациите с полином от 3-та степен (1.б) осигуряват най-малка относителна грешка при всяка от изследваните РЛВН, но съответните коефициенти a_3 са по-малки от 10^{-3} , което гарантира достатъчно висока точност и при използване на полином от 2-ра степен (1.а) без да се намалява всеобщността на анализа.
3. Коефициентът на корелация r е най-голям (най-близък до 1) за ЖЛВН с мощност 250 W независимо от използваната апроксимираща функция, което означава, че прогнозираните стойности на $E_{л}$ за тази РЛВН са в най-голяма степен корелирани с измерените.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На базата на получените резултати за стойността на относителната грешка ε и на коефициента на корелация r може да се направи следното общо заключение, че и при трите семейства характеристики ($U_{л} = U_{л}(U_{загр.})$, $I_{л} = I_{л}(U_{загр.})$ и $E_{л} = E_{л}(U_{загр.})$) за изследваните РЛВН е най-удачно да се използват апроксимации с полином, като с достатъчна точност това е полином от 2-ри ред, тъй като при полиноми от 3-ти ред намаляването на грешката не е от значение.

По-специално при апроксимации на характеристиката $I_{л} = I_{л}(U_{загр.})$ не е от значение кой вид апроксимация ще се използва (с полином или с експоненциални функции), тъй като винаги относителната грешка е под 1 %, а коефициентът на корелация е над 0,983.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Иванов, З. И., *Пускорегулиращи апарати за разрядни лампи*, ТУ-София, 2003, ISBN 954-998-347
- [2] *БДС EN 50160: 2010 Характеристики на напрежението на електрическата енергия, доставяна от обществените разпределителни електрически мрежи*

Автори: Симона Петракиева, доц. д-р, катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: petrakievas-te@tu-sofia.bg; Захари Иванов, доц. д-р, катедра ЕСЕО, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: zai@tu-sofia.bg; Галя Георгиева-Таскова, ас., катедра Теоретична електротехника, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: gvgt@tu-sofia.bg.

Постъпила на 12.05.2015

Рецензент: доц. д-р Николай Матанов

МОДИФИЦИРАНЕ НА АНОДНОТО ФОЛИО ЗА АЛУМИНИЕВИ ЕЛЕКТРОЛИТНИ КОНДЕНЗАТОРИ - НАЙ-НОВИ РАЗРАБОТКИ (КРАТЪК ОБЗОР)

Александър Захариев

Резюме: Представеният кратък обзор разглежда някои най-нови резултати във връзка с модифицирането на анодно фолио за алуминиеви електролитни кондензатори. Направено е обобщение на някои нови тенденции, свързани с повишаване кристалността на анодния Al_2O_3 филм, формиране на диелектрични слоеве от смесени оксиди (комполитни слоеве), както и с използването на високоефективни корозионни инхибитори за подобряване на микроструктурата на ецваните тунели при процеса на тяхното разширяване.

Ключови думи: алуминиеви електролитни кондензатори, кристален аноден оксиден филм, ецване на анодното фолио, ецвани тунели, композитни диелектрични слоеве.

MODIFICATION OF THE ANODE FOIL FOR ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS - RECENT DEVELOPMENTS (A SHORT REVIEW)

Alexander Zahariev

Abstract: The short review presented considers some recent outcomes in terms of modification of anode foil for aluminum electrolytic capacitors. Several current trends dealing with enhancement of the anodic Al_2O_3 's crystallinity, formation of mixed-oxide (composite) dielectric layers as well as using powerful corrosion inhibitors for improving the microstructure of etch tunnels during the widening process are examined.

Keywords: aluminum electrolytic capacitor, crystalline anodic oxide film, etching anode foil, etch tunnels, composite dielectric layer.

1. INTRODUCTION

Aluminum electrolytic capacitors (AEC) are widely used in electronics industry, because of their very high specific capacitance, e.g. capacitance per unit volume. They have found applications as filter capacitors for power supplies, audio, photoflash, energy discharge as well as LED devices.

The aluminum electrolytic capacitor generally consists of two aluminum foil plates separated by a dielectric material, which in this case is anodic dense (barrier) Al_2O_3 layer. The cathode in AEC is not the negatively polarized, but the electrolyte. The construction of AEC formed this way is further wound up along with two terminals. An important step in AEC production is electrochemical DC etching aluminum foil both for low- and high-voltage AEC, just before “formation”, i.e. anodization of anodic aluminum foil to grow the capacitor’s dielectric layer. During etching huge number of etch tunnels penetrating the foil are formed, each having diameter of about $0.25\text{--}1\ \mu\text{m}$ and a depth between $10\text{--}20\ \mu\text{m}$. Through this procedure up to hundredfold increase of surface area is developed [1, 2]. A simplified scheme of AEC construction is presented in Fig.1.

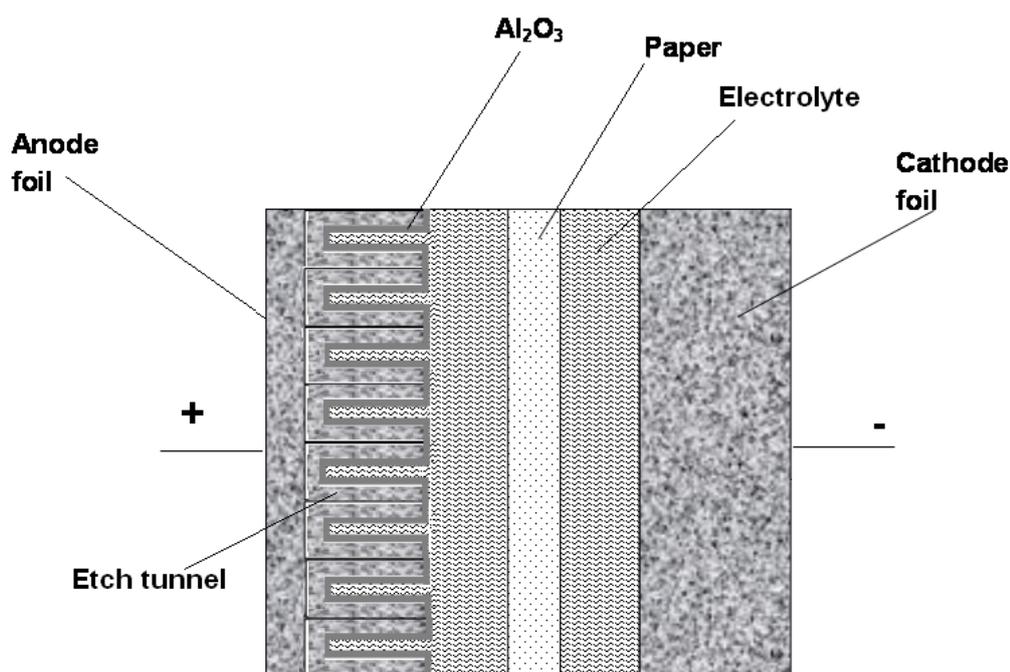


Fig.1. Schematic representation of aluminum electrolytic capacitor

Currently, the most important directions for improvement the AEC performance are as follows: enlargement of the anodic Al foil surface through development of etching parameters, enhancement of the crystallinity of anodic Al_2O_3 and formation of a composite dielectric layer. All these items are conditioned by better dielectric performance of both crystalline alumina and composite coatings and further enlargement of anode foil surface aiming at capacitance enhancement. Crystalline Al_2O_3 can withstand higher voltages at lower thickness, represents higher dielectric constant and lower ion-

ic conductivity than the amorphous one [2]. In that sense, a good solution is to form composite coatings containing an oxide with higher dielectric constant as well. The short review presented has for an object to summarize some interesting results related to definition of appropriate conditions of enhancement the dielectric's crystallinity, formation of composite coatings and improvement of the tunnel shape in widening etch tunnels.

2. DISCUSSION

2.1. *Enhancement of the crystallinity of high-voltage anodic film*

At the present time, there is a widely accepted procedure for formation of anodic film with higher crystallinity. The etched Al foil is further treated in hot deionized water, which results in growth of a hydrated oxohydroxide, called pseudoboehmite $\{\text{AlO}(\text{OH})\cdot\text{H}_2\text{O}\}$. After this procedure the foil is subsequently anodized in boric acid or citric acid electrolyte solution [2,3]. This way barrier layer with higher content of crystalline $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$ could be formed.

Chaolei Ban et al. [4] have performed investigations towards the effect of pretreatment of pseudoboehmite by dilute citric acid solution on the formation of anodic film with higher crystallinity. They have implemented some techniques as transmission electron microscopy (TEM), electron diffraction and X-ray diffraction (XRD) for revealing the microstructure and crystallinity of both pseudoboehmite and anodic oxide. Based on TEM observations the authors have ascertained that pseudoboehmite layer in an etch tunnel consists of two sub-layers – inner dense one and outer fibrous one. TEM observations also depict that treatment of pseudoboehmite in dilute citric acid solution leads to the reduction of fibrous layer thickness and increase of overall pseudoboehmite density. Furthermore, the authors have used TEM and electron diffraction to compare the crystallinity of anodic alumina formed on pseudoboehmite and on pseudoboehmite treated by dilute citric acid. Both anodic aluminas consist of two layers – inner with higher crystallinity and outer with low crystallinity. The anodic film formed on citric-acid-pretreated pseudoboehmite reveals substantially higher crystallinity and this fact is confirmed by electron diffraction and XRD patterns as well. On the other hand, TEM images give the opportunity to determine the anodic film thickness, which for non-pretreated pseudoboehmite is 550 nm and for citric-acid pretreated – 490 nm that guarantees higher electric field strength. Higher field strength also assumes attaining same withstanding voltage by a thinner dielectric layer, and lower thickness is a premise to avoid blocking the narrow etch tunnels. However, the authors have found a lot of “large voids, cavities and slits” within the high crystalline anodic film based on citric-acid pretreated boehmite. These defects appear as a result of “volume shrinkage” and subsequent “tensile stress” and are responsible for lowering the anodic film resistance (R_{ox}) determined by electrochemical impedance spectroscopy (EIS).

The same authors [5, 6] have also performed experiments on anodization of etched aluminum foil in mixed electrolyte solutions in order to form anodic films with higher crystallinity. The composition of mixed solutions is based on boric acid with small amount of citric acid [5] and boric acid with small amount of tartaric acid [6]. Within

these investigations TEM, electron diffraction и XRD have been used (as in [4]) to clarify the peculiarities in anodic film structure and to determine its crystallinity. The results obtained are similar to those outlined in investigations of pseudoboehmite modified by citric acid [4]. According to TEM and electron diffraction images the barrier anodic films grown consist of two layers – inner with higher crystallinity and outer with low crystallinity, but the latter increases during anodization in mixed electrolyte solutions compared to anodization only in boric acid solution. Obviously, using mixed electrolyte solutions there is a stronger trend of transformation of $\text{AlO}(\text{OH})\cdot\text{H}_2\text{O}$ into $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$. As in the case of boehmite transformation [4], anodization in mixed electrolyte solutions [5,6] also depicts an appearance of numerous well outlined “voids, cavities and slits” as a result of phase transition to crystalline $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$. Therefore, the film resistance determined after EIS is lower for anodic film formed in both electrolytes.

2.2. *Widening etch tunnels in the presence of a polymer corrosion inhibitor*

The most common procedure for enlargement of AEC’s anode foil surface is electrochemical DC etching in appropriate hot acidic environment containing chloride anions, which leads to formation of huge number of etch tunnels. Etching process is followed by chemical or electrochemical widening the etch tunnels in hot dilute solutions of nitric or hydrochloric acid [7].

Chaolei Ban et al. [8] have studied the effect of polymer corrosion inhibitor polystyrene sulfonic acid (PSSA) on the etch tunnel morphology, foil thickness and specific capacitance of anodized foil. The authors have found a sharp increase of the specific capacitance using low concentration (0.075 ml l^{-1}) of PSSA and then slight decrease of capacitance during concentration enhancement. Furthermore, for all concentrations of PSSA there is detention of foil thickness and weight loss in comparison with blank solution (3% HNO_3 without any PSSA). Considering foil morphology, tunnel section changes from $1.5 \mu\text{m}$ for blank solution to $1 \mu\text{m}$ for 0.15 ml l^{-1} PSSA and tunnel merging declines from substantial to weak one. It is assumed by the authors that great PSSA molecules could hardly penetrate the tunnel inside and therefore they adsorb on the outer foil surface. This way, widening (dissolution) is concentrated towards inner tunnel surface. Concerning the tapered shape of tunnels widened in 3% HNO_3 from top to bottom, one can expect that the inner tunnel space could be sealed by the thick anodic film and thus the effective surface could decrease. However, after addition of 0.15 ml l^{-1} PSSA the tunnels become cylindrical shaped, which diminishes the tunnel sealing.

2.3. *Application of electrophoretic technique in formation of composite coatings*

The application of electrophoretic technique in formation of composite coatings has been developed by Lan Sun et al. [9] for modification of low-voltage AEC’s anode foil aiming at formation of dielectric layer with much higher dielectric constant. Older techniques for growing composite dielectric coatings on anode foil have revealed some disadvantages. Lan Sun et al. [9] have successfully deposited TiO_2 nanoparticles onto aluminum foil by means of electrophoretic technique and then the foil modified by TiO_2 is anodized in ammonium adipate solution. Measurements of the specific ca-

capacity [9] depict that by increasing the voltage for electrophoretic deposition, capacity raises first but after certain voltage hydrogen evolution occurs. This is a reason for disruption of thin TiO₂ film, whereby capacity decreases. It decreases also during prolonged electrophoresis, because of sealing the etch pits on foil surface by thicker nanoparticle film and thus decreasing the surface area. Generally, after determining the optimal electrophoresis conditions, the authors demonstrate a specific capacitance of 74.5 μF cm⁻² which is greater than that of pure foil (62.0 μF cm⁻²). In this work [9] Lan Sun et al. have also studied the effect of electrophoretically deposited TiO₂ nanoparticles on anodization of etched aluminum foil. It is found that TiO₂-modified anodic Al₂O₃ films grow faster than those on pure aluminum foil, thereby decreasing charge amount for anodic oxide growth.

3. CONCLUSION

Currently, electronic industry has a need of electrolytic capacitors having smaller sizes and thus it is important to produce capacitors with much higher capacity per unit volume. The publications reviewed above describe a lot of successful attempts both to increase the surface area of anode aluminum foil and to form crystalline anodic Al₂O₃ and composite oxides demonstrating improved dielectric performance. Therefore, the results outlined seem to be quite promising for further industrial application.

REFERENCES

- [1] N. F. Jackson, Tunnel etching of aluminum, *Electrocomp. Sci. Technol.*, **2** (1975) 33-44
- [2] A. C. Geiculescu, T. F. Strange, *Thin Solid films*, **426** (2003) 160
- [3] A.C. Geiculescu, J.L. Stevens, T.F. Strange, Nano-Composite Barrier Anodic Aluminum Oxide for ICD Capacitors, *NSTI-Nanotech 2006* **3** (2006) 170-173
- [4] Chaolei Ban, Yedong He, Xin Shao, Liping Wang, Anodizing of etched aluminum foil coated with modified hydrous oxide film for aluminum electrolytic capacitor, *J. Mater. Sci: Mater. Electron.* **25** (2014) 128-133
- [5] C. L. Ban, Y. D. He, X. Shao, Effect of trace tartaric acid on anodizing of etched aluminum foil for high voltage electrolytic capacitor, *J. Mater. Sci: Mater. Electron.* **24** (2013) 3442-3447
- [6] Ban Chaolei, 2, He Ye-dong, Shao Xin, Effect of citric acid on microstructure and electrochemical characteristics of high voltage anodized alumina film formed on etched Al Foils, *Trans. Nonferrous Met. Soc. China* **21** (2011) 133-138
- [7] H.J. Oh, J.H. Lee, H.J. Ahn, Y.S. Jeong, N.J. Park, S.S. Kim, C.S. Chi, Etching characteristics of high-purity aluminum in hydrochloric acid solutions, *Mater. Sci. Eng. A* 449–451 (2007) 348-351

- [8] Chaolei Ban, Yedong He, Xin Shao, Zhishen Wang, Effects of polymer corrosion inhibitor on widening etch tunnels of aluminum foil for capacitor, *Corr. Sci.* **78** (2014) 7-12
- [9] Lan Sun, Junfu Bu, Wenxi Guo, Yingying Wang, Mengye Wang and Changjian Lin, Electrophoresis Deposition of TiO₂ Nanoparticles on Etched Aluminum Foil for Enhanced Specific Capacitance, *Electrochemical and Solid-State Letters*, **15** (2012) E1-E3

Author: Alexander Zahariev, Assist. Prof., PhD Department "Chemistry", Faculty of Electronic Engineering and Technologies, Technical University of Sofia; E-mail address: alexs_zahariev@tu-sofia.bg

Received 22 May 2015

Reviewer: Assoc. Prof. PhD Boriana Rangelova Tzaneva

ПРОЕКТИРАНЕ НА ДВУФАЗЕН ПРЕВКЛЮЧВАЩ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ НА НАПРЕЖЕНИЕ ЗА КОМУНИКАЦИОННИ ПРИЛОЖЕНИЯ С CADENCE НА CMOS 0.35 μm ТЕХНОЛОГИЯ

Тихомир Брусев

Резюме: *Развитието на електронните технологии през последните години доведе до нараствало потребление на безжични преносими комуникационни устройства, захранвани от батерия, такива като: мобилни телефони, таблети и други. Ефективното използване на енергията, доставяна от захранващата батерия, е свързано с преобразуването ѝ от подходящи токозахранващи схеми. В тази статия е представена схема на двуфазен превключващ преобразувател на напрежение, проектирана с помощта на софтуерния продукт за проектиране на интегрални схеми (ИС) Cadence. Изследвани са два метода на управление на системата на преобразувателя, съответно с широчинно-импулсна модулация и с хистерезисно управление. Получените резултати потвърждават приложимостта на двуфазния превключващ преобразувател на напрежение за комуникационни приложения.*

Ключови думи: *двуфазен превключващ преобразувател на напрежение, CMOS технология, Cadence.*

DESIGN OF TWO-PHASE SWITCHING-MODE CONVERTER FOR COMMUNICATION APPLICATIONS WITH CADENCE ON CMOS 0.35 μM TECHNOLOGY

Tihomir Brusev

Abstract: *The electronic and communication technologies have developed rapidly in the last years. This leads to the fast growing market of the battery powered portable wireless communication devices, such like mobile phones, tablets and others. Design and implementation of proper power supply circuits can help to increase the system run-time using more effectively battery's energy. In this is presented two-phase switching-mode interleaved dc-dc converter designed on CMOS 0.35 μm technology with Cadence. Two different types of control respectively pulse-width modulation (PWM) and hysteresis control method have been investigated. The received results prove the applicability of two-phase switching-mode dc-dc converter for wireless communication applications.*

Key words: *two-phase switching-mode dc-dc converter, CMOS technology, Cadence.*

I. INTRODUCTION

Nowadays portable wireless communications devices, like smart phones and tablets, can transfer large data packages in a real time. The peoples have easy access to internet; TV programs; distance controlled home air conditioning systems; and other wireless systems, only with their pocket electronic devices. The increased functionality of the mobile devices is due to the new wireless communication standard called fourth generation Long-Term Evolution (4G LTE). In this standard is used OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) modulation. The signal is transferred by several sub-carrier frequencies, which are summed at the output of modulator, and thus the spectrum is more effectively used.

The disadvantage of the wireless devices using 4G LTE standard is that battery must be recharged more often. The efficiency improving of the power amplifier (PA), which is the most energy consuming stage in the transmitter, will leads to increasing of the time between two consecutive battery recharges. One of the important characteristics of PAs for LTE applications is that those circuits have to be linear to avoid interference with nearby users [1]. The LTE signals have big peak to average power ratio (PAPR). Therefore in order to improve efficiency of non-efficient linear PAs, the supply voltage of the RF output transistor has to be changed as function of LTE envelope signal. The stage which provides the desire energy to transmitter's PA is called envelope amplifier. Fast and high efficient power supply circuit, which can ensure dynamically changeable voltage to PA, could increase his efficiency. The most promising method reported in the literature is envelope tracking method [2], [3]. Envelope tracking power amplifier (ETPA) system is consisted by envelope amplifier and PA. The efficiency of ETPA system is calculated by formula [4]:

$$\eta_{ETPA} = \eta_{EA} \cdot \eta_{PA}, \quad (1)$$

where η_{EA} is the efficiency of the envelope amplifier; η_{PA} is respectively the efficiency of the PA. As can be seen from the formula above the overall efficiency of the ETPA system depends strongly not only from η_{PA} .

This paper is focused over the design of two-phase switching-mode interleaved amplifier and possibilities to be used as envelope amplifier for LTE mobile wireless applications. The investigations are performed on CMOS 0.35 μm technology of Austria-Microsystems (AMS), which is available in ECAD laboratory.

II. ENVELOPE AMPLIFIERS

The envelope amplifiers, which are used to deliver changeable voltage to RF transistor of the PA, have to have fast tracking speed because the envelope frequency of the LTE signal is increasing. In order to satisfy those requirements in most of the cases power supply circuits for battery powered portable wireless communication devices are hybrid combination between switching-mode dc-dc converter and linear amplifiers [5]. The parallel combined switching and linear regulator topology of envelope amplifier is shown in Fig.1. The load resistor R_L represents the current load of RF PA.

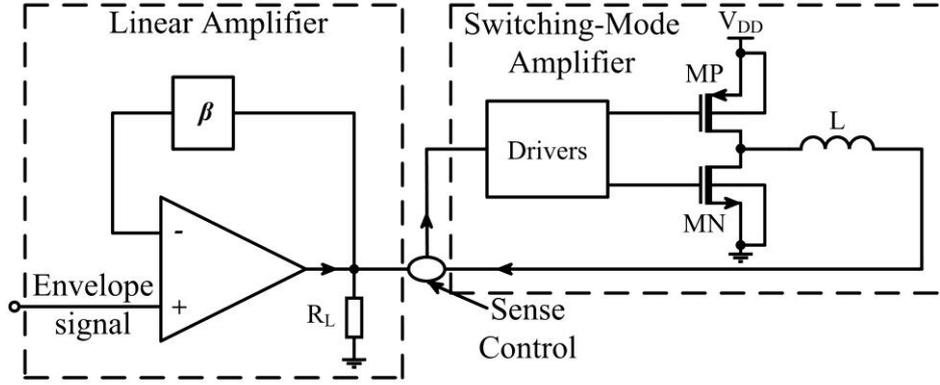


Fig.1. Parallel combined switching and linear regulator topology of envelope amplifier.

This architecture uses low efficient linear amplifiers only when high frequency LTE signal is transferred. The standard PWM controlled dc-dc converters are used when low frequency and dc voltages have to be delivered to PAs. Those converters cannot be used as envelope amplifiers separately because they are low bandwidth circuits. The operating switching frequency f_s of PWM controlled dc-dc converters should be 5 to 10 times higher than the bandwidth of the LTE signal [6]. The results will be unacceptable increasing of power losses in the dc-dc converter, because they are proportional to f_s , decreasing overall efficiency in the system.

III. TWO-PHASE SWITCHING-MODE INTERLEAVED DC-DC CONVERTER

The power stage of single phase dc-dc converter is shown in Fig.2. The single phase dc-dc converters indicate high power losses in the inductor at big values of the inductor current ripple Δi_L . Multiphase converter structure helps to reduce this negative effect. The power stage of two-phase interleaved dc-dc converter is illustrated in Fig. 3. The equation of output current $\Delta i_{out.two-phase}$ of the two-phase interleaved dc-dc converter as ratio of its single phase $\Delta i_{out.single-phase}$ counterpart is [7]:

$$\frac{\Delta i_{out.two-phase}}{\Delta i_{out.single-phase}} = \begin{cases} \frac{1-2D}{1-D} & , D < 0.5 \\ \frac{2D-1}{D} & , D > 0.5 \end{cases} , \quad (2)$$

where D is duty cycle of the converter. The two-phase interleaved dc-dc converter architecture helps for reducing of the output current ripple Δi_{out} of the circuit. The reason is that the phase sifted inductor current ripples respectively of the first and second sub-converter stage Δi_{L1} and Δi_{L2} are summed at the output. Also the current stress in the switching devices and passive components is reduced [8].

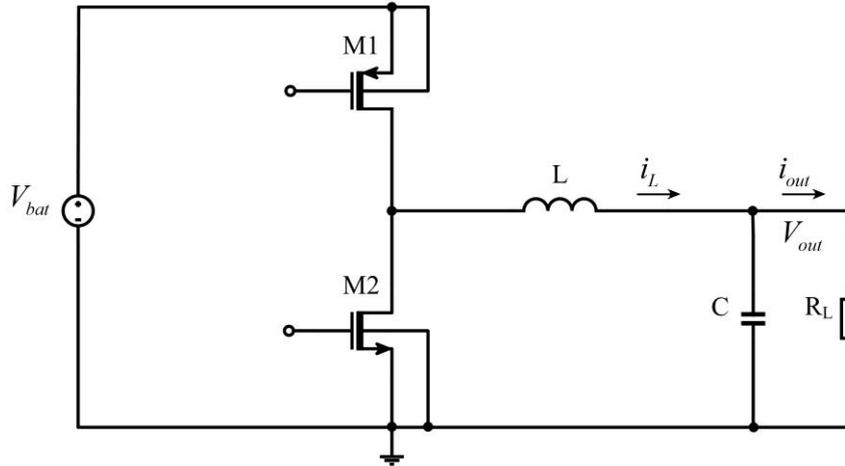


Fig.2. Power stage of single phase dc-dc converter.

The output current ripple Δi_{out} of the two-phase interleaved buck converter with non-coupled inductors can be expressed by formula [8]:

$$\Delta i_{out} = \frac{V_{out}}{L} (1 - 2D) T_s, \quad (3)$$

where T_s is switching period of converter, L is the value of filter inductors (if $L1=L2$, which is the case of the investigated dc-dc converter architecture).

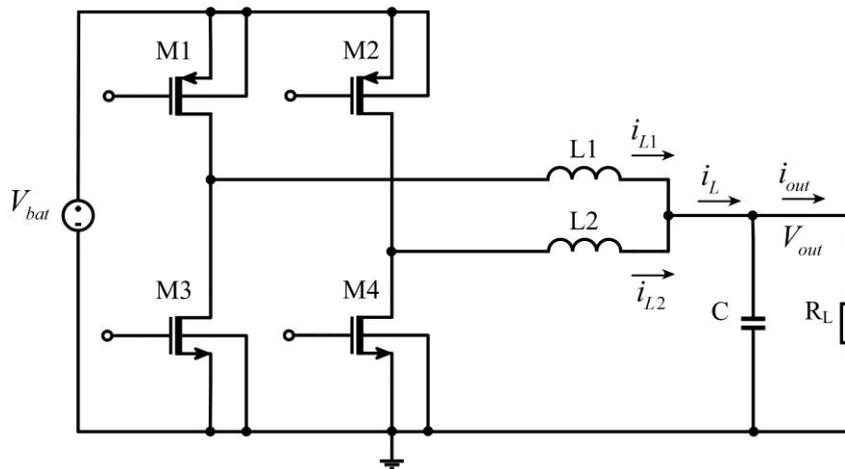


Fig.3. Power stage of two-phase interleaved dc-dc converter.

According to the formula minimum values of the output current ripple Δi_{out} can be received if duty cycle of the converter D is close to 0.5. The inductor current ripples Δi_L of the single phase buck dc-dc converter and two-phase interleaved buck converter with non-coupled inductors have equal values, and can be expressed by formula [8]:

$$\Delta i_L = \frac{V_{out}}{L} (1 - D) T_s, \quad (4)$$

In two-phase interleaved dc-dc converters architectures the equal output current ripples those of single-phase dc-dc converters could be established with smaller values of output filter inductors respectively $L1=L2$. These phenomena could be very useful for LTE applications power supply circuit, when envelope amplifier have to be fast in order to track high frequency envelope signal. The multiphase dc-dc converter can replace the single phase switching-mode regulator in parallel hybrid envelope amplifier structure. Thus most of the energy delivered to power amplifier can be ensured from fast and high efficient switching-mode multiphase dc-dc converter. The portion distributed from low efficient linear amplifier will be smaller, compare to the case when switching-mode amplifier is single phase dc-dc converter, improving the overall efficiency of envelope tracking power amplifier system.

A. PWM Controlled two-phase interleaved dc-dc converter

Two-phase interleaved dc-dc converter PWM controlled system is designed on CMOS 0.35 μm technology. The block circuit diagram is presented in Fig.4.

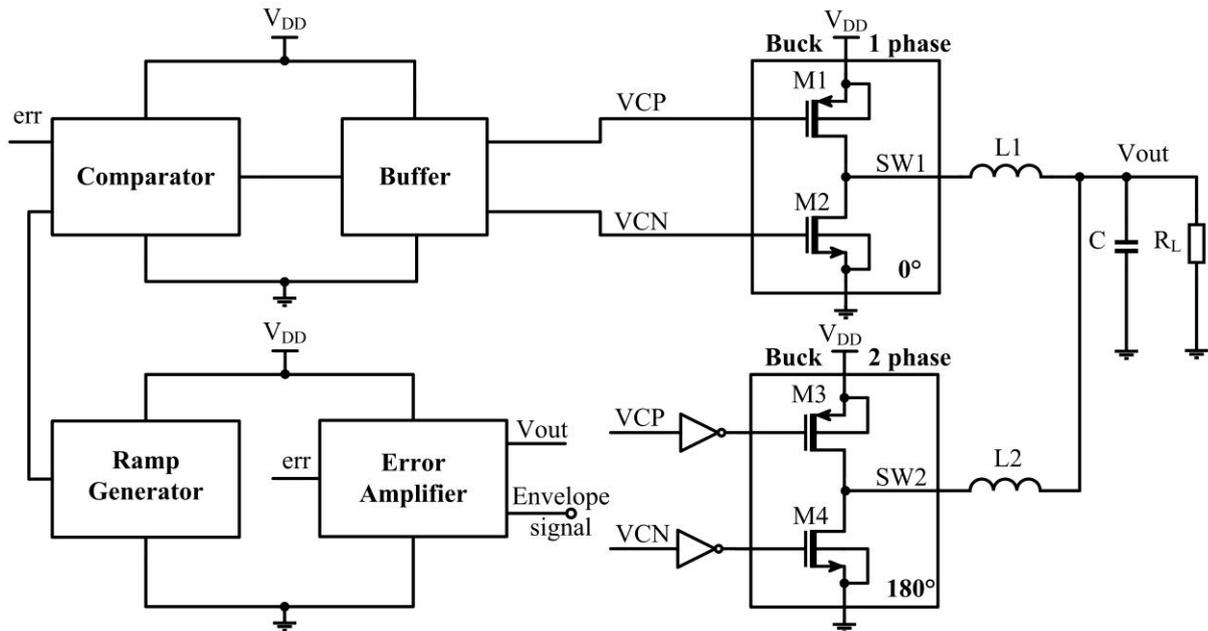


Fig.4. Block diagram of PWM controlled two-phase interleaved dc-dc converter designed on CMOS 0.35 μm technology.

Designed PWM controlled two-phase interleaved dc-dc converter include error amplifier, ramp generator, comparator, buffer and power stage. The both main transistors M1 and M3 of power stage are regulated from control signals, which are phase shifted on 180° . The buffer stage ensures short time when NMOS and PMOS transistors, respectively of the first and second buck power stages, are both switched-off. Thus the outputs stages are prevented from short-circuit losses, which can occur when the both power MOS transistors are switched-on simultaneously. Also this helps to decreasing of power losses in the main transistors of dc-dc converter. The circuit's architecture of the buffer used in the PWM controlled system is shown in Fig.5 [9].

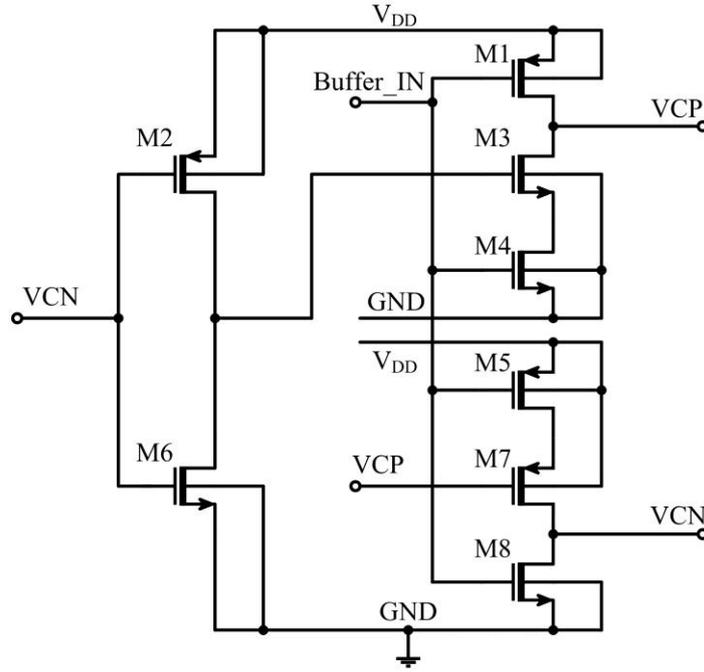


Fig.5. Buffer stage of the PWM controlled two-phase interleaved dc-dc converter.

The supply voltage V_{DD} is equal to the output voltage of the standard lithium-ion batteries, which is 3.6 V. The switching frequency f_s of the designed PWM controlled two-phase interleaved dc-dc converter determined by ramp generator is equal to 76 MHz.

The capacitance value of output filter capacitor C is equal to 5 pF. This value is chosen in order to be investigated behavior of the circuit when two-phase dc-dc converter perform the functions of switching-mode amplifier in parallel combined hybrid architecture of envelope amplifier for LTE applications.

This is the real value of equivalent capacitance of parallel combination of the power transistor of linear amplifier [10].

The values of output filter inductors $L1$ and $L2$ of investigated interleaved dc-dc converter are equal to 125 nH.

The simulation results, which show the waveforms of inductor current ripples (Δi_{L1} and Δi_{L2}) and output current ripple Δi_{out} of two-phase buck dc-dc converter, are presented in Fig.6.

As can be seen from the picture the output current ripples of the two-phase interleaved dc-dc converter Δi_{out} is decreased around 10 times compare to inductor current ripples of the separate sub-converter stages.

This confirms the statement expressed above, that multiphase dc-dc converter architecture can replace the single phase dc-dc converter in the parallel hybrid envelope amplifiers for LTE applications.

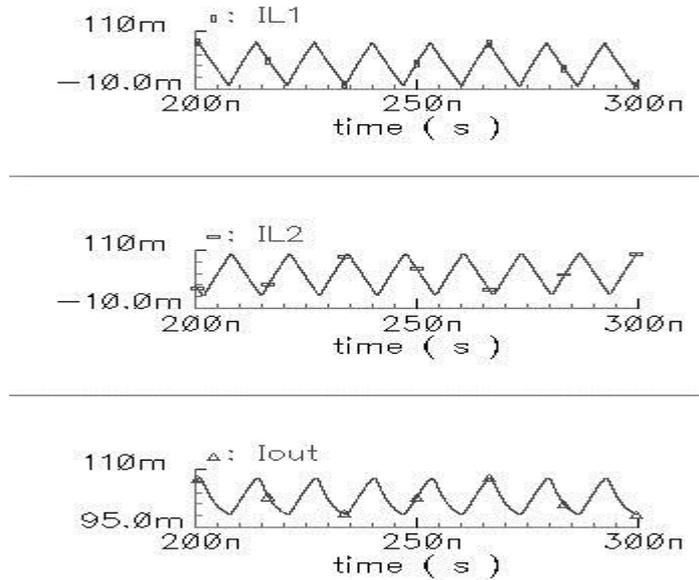


Fig.6. The waveforms of inductor current ripples (Δi_{L1} and Δi_{L2}) and output current ripple Δi_{out} of two-phase buck dc-dc converter designed on CMOS 0.35 μm technology.

To emulate the fast changing LTE envelope signal for the investigation of the designed dc-dc converter system sinusoidal signal with frequency equal to 20 MHz is used. The designed PWM controlled system can deliver to the load energy from 20 mW to 1W. The simulation results presented in the picture above are received when output power of two-phase dc-dc converter is equal to 160 mW.

B. Hysteresis Controlled two-phase interleaved dc-dc converter

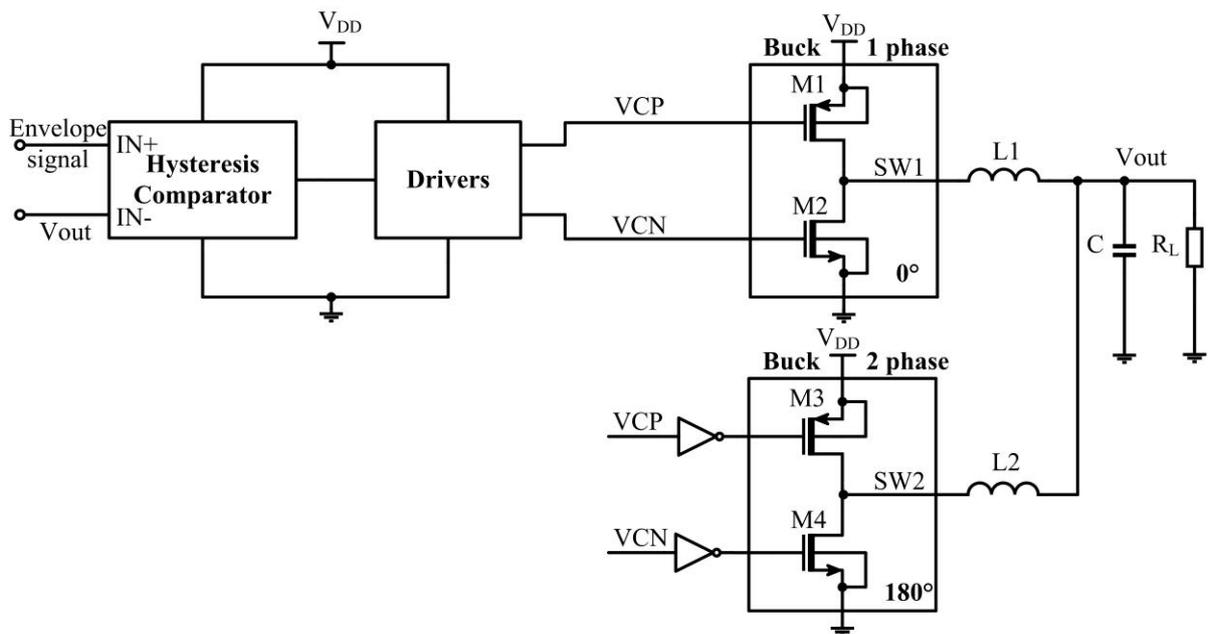


Fig.7. Block diagram of hysteresis controlled two-phase interleaved dc-dc converter designed on CMOS 0.35 μm technology.

Two-phase interleaved dc-dc converter hysteresis controlled system is designed on CMOS 0.35 μm technology. This control method allows increasing the bandwidth of the converter up to switching frequency f_s [6]. Thus using lower f_s , compare to the PWM control technique, the LTE bandwidths could be covered and power losses in the dc-dc converter will be smaller. The block circuit diagram is presented in Fig. 7. The supply voltage V_{DD} is equal to 3.6 V. The values of output filter inductors $L1$ and $L2$ of are equal to 125 nH. The value of output filter capacitor C is equal to 5 pF. The circuit of the hysteresis comparator used in the system is shown in Fig.8.

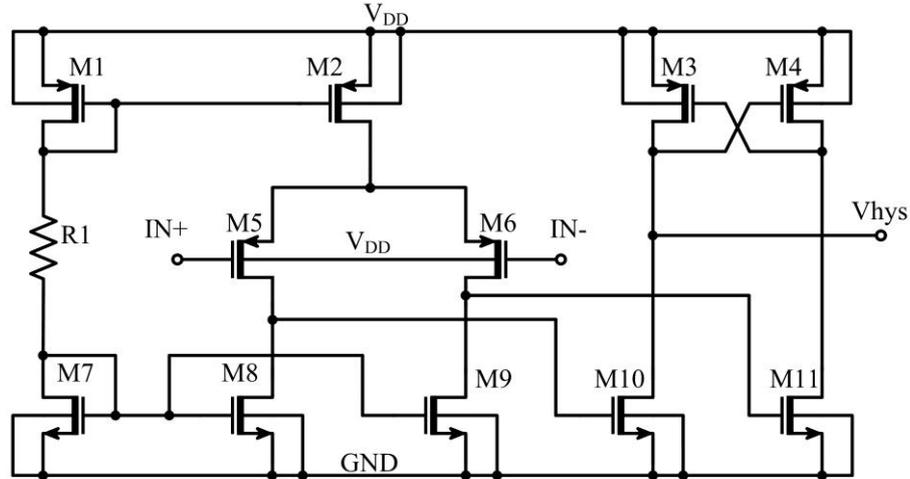


Fig.8. The schematic of the hysteresis comparator.

The designed hysteresis controlled two-phase interleaved dc-dc converter is investigated when the envelope input signal of comparator with hysteresis has a sinusoidal waveform with frequency equal to 20 MHz.

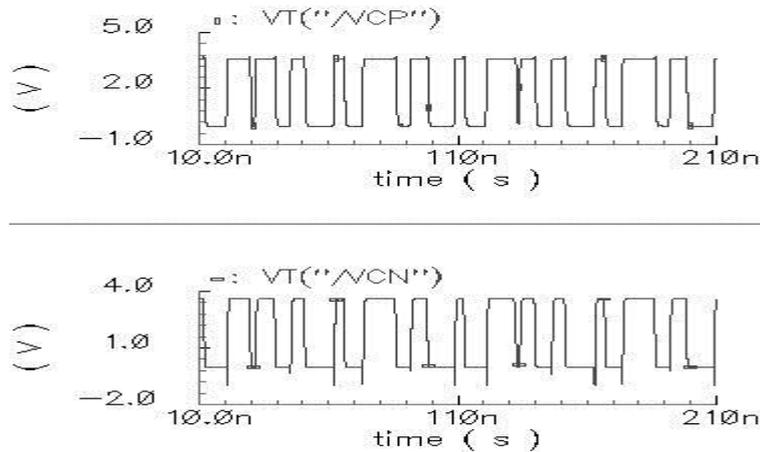


Fig.9. The waveform of the control signal VCP and VCN, when envelope sinusoidal signal has dc voltage equal to 1.2 V and amplitude equal to 500 mV.

The waveform of the control signal VCP and VCN, which regulate respectively the modes of operation of the power transistor M1 and M2 of the first sub-converter are presented in Fig.9. In this particular case the sinusoidal signal, which emulates LTE envelope signal, has dc voltage equal to 1.2 V and amplitude equal to 500 mV.

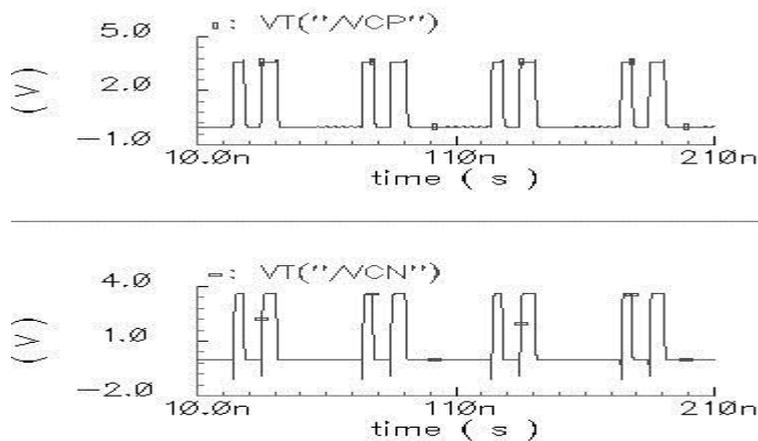


Fig.10. The waveform of the control signal VCP and VCN, when sinusoidal signal has dc voltage equal to 1.8 V and amplitude equal to 500 mV.

The waveform of the control signal VCP and VCN when sinusoidal signal applied to hysteresis comparator has dc voltage equal to 1.8 V and amplitude equal to 500 mV.

IV. CONCLUSION

In this paper is presented two-phase switching-mode interleaved dc-dc converter designed on CMOS 0.35 μm technology with Cadence. Two different controls respectively PWM and hysteresis method have been investigated. The possibilities the designed circuit to be used in parallel hybrid envelope amplifier for LTE applications, as a switching-mode amplifier, is considered. The investigation results show, that output current ripples of the two-phase interleaved dc-dc converter Δi_{out} is decreased around 10 times compare to inductor current ripples of the separate sub-converter stages in PWM controlled system. The reaction of hysteresis control system, when envelope signals with different voltage level are applied, is illustrated. The received results prove the applicability of two-phase switching-mode dc-dc converter for wireless communication applications.

ACKNOWLEDGMENT

The research described in this paper was carried out within the framework of Project 151IP0011 – 07 – 03.2015.

REFERENCES

- [1] M. Hassan, *Wideband high efficiency CMOS envelope amplifiers for 4G LTE handset envelope tracking RF power amplifiers*, University of California, San Diego, 2012
- [2] V. Pinon, F. Hasbani, A. Giry, D. Pache, and C. Gamier, "A single-chip WCDMA envelope reconstruction LDMOS PA with 130MHz switched-mode power supply, in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC), San Francisco, CA, 2008, pp. 564-636

- [3] D. Kim, D. Kang, J. Choi, J. Kim, Y. Cho, B. Kim, *Optimization for envelope shaped operation of envelope tracking power amplifier*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.59, no.7, pp.1787-1795, July 2011
- [4] Y. Li, J Lopez, D.Y.C. Lie, K. Chen, S. Wu, Tzu-Yi Yang, Gin-Kou Ma, *Circuits and System Design of RF Polar Transmitters Using Envelope-Tracking and SiGe Power Amplifiers for Mobile WiMAX*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol.58, no.5, pp.893-901, May 2011
- [5] M. Hassan, L. Larson, V. Leung, and P. Asbeck, *A Combined Series-Parallel Hybrid Envelope Amplifier for Envelope Tracking Mobile Terminal RF Power Amplifier Applications*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.47, no.5, pp.1185-1198, May 2012
- [6] J. Sankman, M. K. Song, and D. Ma, *A 40-MHz 85.8%-Peak-Efficiency Switching-Converter-Only Dual-Phase Envelope Modulator for 2-W 10-MHz LTE Power Amplifier*, Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, June 2014
- [7] G. Zhu, B. McDonald, and K. Wang, *Modeling and analysis of coupled inductors in power converters*, IEEE Transactions Power Electronics, Vol. 26, No. 5, pp. 1355-1363, May 2011
- [8] Lee J. P., H. Cha, D. Shin, K. J. Lee, D. W. Yoo, and J. Y. Yoo, *Analysis and Design of Coupled Inductors for Two-Phase Interleaved DC-DC Converters*, Journal of Power Electronics, Volume 13, No. 3, May 2013, pp. 339-348
- [9] C. F. Lee and P. Mok, *A monolithic Current-Mode CMOS DC-DC Converter With On-Chip Current Sensing Technique*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, No.1, pp. 3-14, 2004
- [10] F. Wang, D. Kimball, D. Lie, P. Asbeck, L. Larson, *A Monolithic High-Efficiency 2.4-GHz 20-dBm SiGe BiCMOS Envelope-Tracking OFDM Power Amplifier*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.42, no.6, pp.1271-1281, June 2007

Author: Tihomir Sashev Brusev, Assist. Prof., PhD, Department of Technology and Management of Communication Systems, Faculty of Telecommunications, Technical University of Sofia, E-mail address: brusev@ecad.tu-sofia.bg

Received 29 June 2015 **Reviewer:** Assoc. Prof, PhD Boyanka Marinova Nikolova

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНИ ФРАКТАЛНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ С УСЛОВНА ОБРАТНА ВРЪЗКА - част I

Емил Николов

Резюме: Целта на това изследване е анализът на функциите на устойчиви робастни филтри в системите за управление с условна обратна връзка в условията на априорна неопределеност. Разгледани са времевите и честотните характеристики на робастни филтри с различна конфигурация, основани на алгоритми от обобщеното дробно смятане. Доказан е ефектът от тяхното приложение в робастното качество на системите за управление с условна обратна връзка. Решени са конкретни задачи, визуализирани са характеристиките на системите, както и резултатите от робастния анализ на системите с предложените филтрите.

Контролни думи: робастни фрактални филтри в системите за управление, робастен анализ на качеството.

STUDY OF ROBUST FRACTIONAL FILTERS IN SYSTEMS WITH A CONDITIONAL FEEDBACK - part I

Emil Nikolov

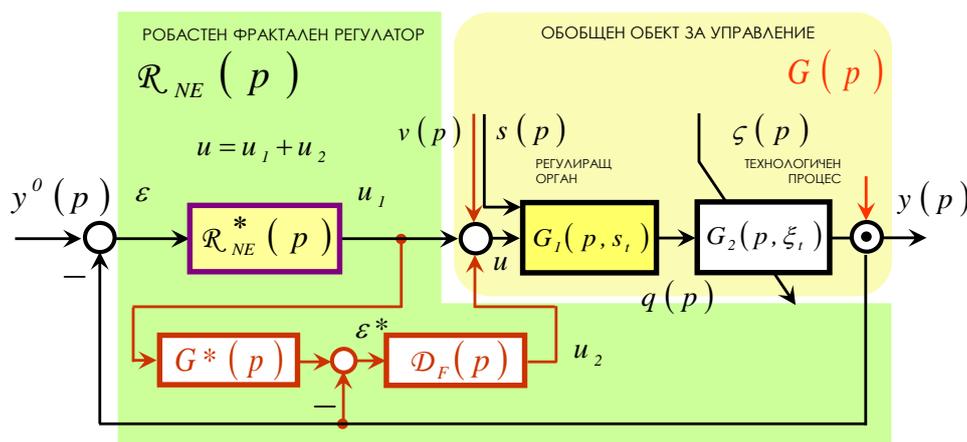
Abstract: The subject of this study is the feature of the robust filters in the control systems under the conditions of a priori uncertainty. The complex, gain-phase frequency and transitional characteristics are examined. It is estimated the effect of their application in the control systems with robust features. The concrete numerical examples are solved, the characteristics of the systems are visualized, and the results of the robust analysis of the systems with the proposed filters are estimated.

Key words: robust fractional filters in the control systems, robust performance analysis.

ВЪВЕДЕНИЕ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

При управление в реални експлоатационни условия свойствата на обектите се променят в резултат на репараметризиращите и реструктуриращите ги промишлени смущения. Зависимостта на регулируемите им величини от регулиращите и от смущаващите сигнални и структурно-параметрични въздействия създава значителни експлоатационни проблеми в постигане и запазване на устойчивостта и качеството на системите за управление с линейни регулатори от пълен ред с фиксирани параметри.

В инженерната практиката управлението (стабилизацията) на такъв клас обекти се реализира с робастни системи или системи с робастни свойства. За разлика от класическите (с регулатор от пълен ред R^* , синтезиран по изискванията за ефективно противодействие на сигнални въздействия), тези системи са проектирани за ефективно противодействие и на външни сигнални (y^o -задание, v -натоварване, s -хидравлично натоварване), и на вътрешни структурно-параметрични смущения ξ . Някои вътрешни смущения са функция на външните смущения, тяхно следствие (като например позицията на работната точка в статичната нелинейна и нееднозначна характеристика на обекта), но източниците на други са в режимите на функциониране, условията и продължителността на експлоатация. Те са неизмерими.



Фиг.1.

Един от класовете робастни системи с вътрешен модел [1] противодейства на ξ с допълнителна съставяща u_2 в управляващото въздействие u . Тяхната структура (фиг.1) използва идеята на системите с условна обратна връзка [2,5,6,7]. Структурата на тези системи съдържа фрактален регулатор \mathcal{R}_{NE}^* (настроен оптимално за априори известния номинален модел на управлявания обект G^* при локален критерий за качество $\sigma = const$) с изходен сигнал u_1 и робастен филтър \mathcal{D}_F , който формира допълнителната съставяща u_2 (1).

$$u = u_1 + u_2 = \mathcal{R}_{NE}^* (1 + G^* \mathcal{D}_F) y^o - (\mathcal{R}_{NE}^* (1 + \mathcal{D}_F) + \mathcal{D}_F) y \quad ; \quad (\mathcal{R}_{NE}^* (p) \underset{\{\sigma = const\}}{\Leftrightarrow} G^*(p)) \quad (1)$$

Целта на настоящата работа е анализът на свойствата на робастните фрактални филтри \mathcal{D}_F и оценка на ефекта от тяхното приложение в системите за управление при априорна неопределеност.

Задачите, поставени пред разработката в изпълнение на поставената цел, са систематизация и изследване на възможностите за структурно и функционално конфигуриране на робастните фрактални филтри \mathcal{D}_F , постановката и решаването на конкретен числен пример за синтеза на система от разглеждания клас (фиг.1) и сравнителна оценка на нейното качество за оценка на ефекта от приложението на \mathcal{D}_F в системите за управление.

ИЗПОЛЗВАНИ МЕТОДИ ЗА РЕШЕНИЕ И АНАЛИЗ НА АЛГОРИТМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ, ОСНОВАНИ НА ОПЕРАТОРИ ОТ ОБОБЩЕНОТО ДРОБНО СМЯТАНЕ

Известна е [2,8] зависимостта (2), на която се основава аналитичният синтез на робастните филтри \mathcal{D}_F (фиг.1) при предварително известни G^* , G^\blacksquare , \mathcal{R}_{NE}^* , където $\mathcal{R}_{NE}^\blacksquare$ (3) е фрактален регулатор, оптимално настроен към модела на “смутения на най-горна граница” обект G^\blacksquare , репараметризиран с ΔG (4). Алгоритъмът за проектиране (2) реализира метода на „**балансното уравнение на устойчивостта**“ за робастен синтез при критерий за оптималност „**робастна устойчивост и минимално отклонение от номиналната траектория на параметрически несмутената система**“.

$$\mathcal{D}_F(p) = \frac{u_2(p)}{\varepsilon^*(p)} = - \frac{\mathcal{R}_{NE}^\blacksquare(p) - \mathcal{R}_{NE}^*(p)}{I + \mathcal{R}_{NE}^*(p)G^*(p)} \quad (2)$$

$$\mathcal{R}_{NE}^\blacksquare(p) \Big|_{\{\sigma = \text{const}\}} \Leftrightarrow G^\blacksquare(p) \quad (3)$$

$$G^\blacksquare(p) = G^*(p) + \Delta G(p) \quad (4)$$

$$\mathcal{R}_I = \zeta \left({}_a I_t^\alpha \right) \quad (5)$$

$${}_a I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d\tau, (\alpha, a \in \mathbb{R}, \alpha < 0) \quad (6)$$

$${}_0 I_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau, (\alpha, a=0, 0 < \alpha < 1)$$

$$\mathcal{R}_D = \zeta_a \left({}_a \mathcal{D}_t^\beta \right) \quad (7)$$

$${}_a \mathcal{D}_t^\beta f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}} d\tau, (n-1 < \beta < n) \quad (8)$$

$${}_0 \mathcal{D}_t^\beta f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}} d\tau, (n-1 < \beta < n)$$

$$\mathcal{R}_I \hat{=} (I^\alpha)_{app} = \left(\frac{1+p(\omega_{bI})^{-1}}{1+p(\omega_{hI})^{-1}} \right)^\alpha \prod_{i=1}^N \left(\frac{1+p(\omega_{Ii})^{-1}}{1+p(\omega'_{Ii})^{-1}} \right), \quad (9)$$

$$\forall \omega(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m) \in [\omega_{IA}, \omega_{IB}], \{0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2\}$$

$$\mathcal{R}_D \hat{=} (\mathcal{D}^\beta)_{app} = \left(\frac{1+p(\omega_{bD})^{-1}}{1+p(\omega_{hD})^{-1}} \right)^\beta \prod_{j=1}^M \left(\frac{1+p(\omega'_{Dj})^{-1}}{1+p(\omega_{Dj})^{-1}} \right) \quad (10)$$

$$\forall \omega(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m) \in [\omega_{DA}, \omega_{DB}], \{0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2\}$$

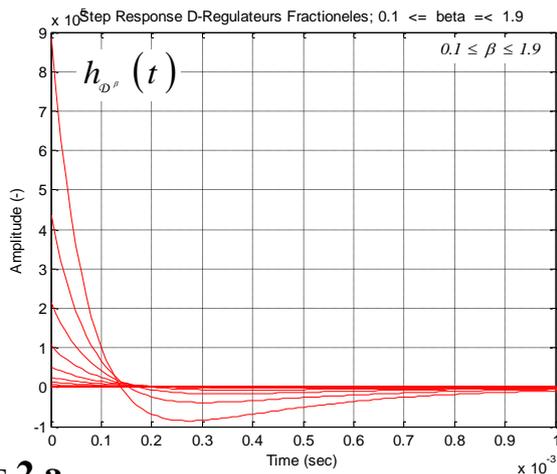
В работата се разглеждат алгоритмите на интегриращи \mathcal{R}_I (5) и на диференциращи \mathcal{R}_D (7) регулатори, основани на оператори от обобщеното дробно смятане [4,5] - за фрактално интегриране ${}_a I_t^\alpha$ (6) от ред α и на диференциране ${}_a \mathcal{D}_t^\beta$ (8) от ред β , където $\Gamma(\cdot)$ е **Гамма-функция** [4]. Практическата реализация на алгоритмите \mathcal{R}_I (5), \mathcal{R}_D (7) се осъществява въз основа на рационалните им апроксимации с $(I^\alpha)_{app}$ (9), съответно с $(\mathcal{D}^\beta)_{app}$ (10) [4]. За представителна извадка от стойности за реда на интегриране α и за реда на диференциране β (табл.1) на

регулаторите (9) и (10), техните преходни функции $h_i(t)$ и честотни характеристики $\mathcal{R}_i(j\omega)$ са показани на фиг.2 и в сравнителен план на фиг.3.

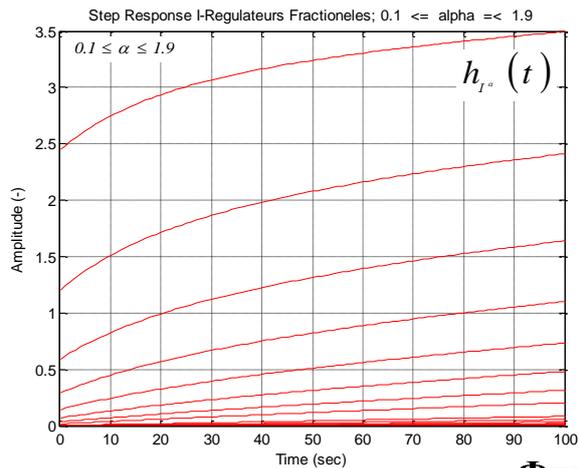
Алгоритмите, чиито характеристики са илюстрираните на фиг.2 и на фиг.3, са синтезирани по метода на *полиномиалната рекурсивна апроксимация* [4,5].

Табл.1

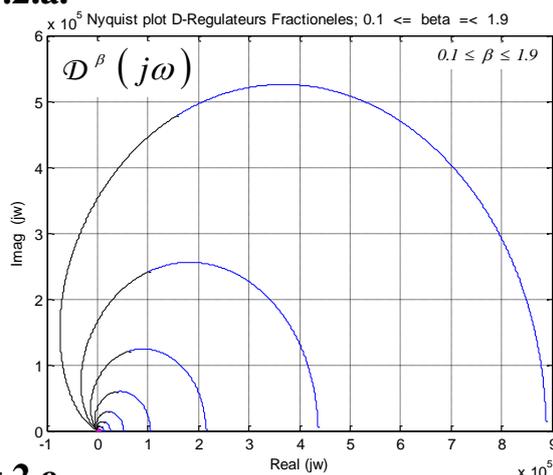
$\alpha = , (\beta =)$	0,111111	0,222222	0,333333	0,444444
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{1}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{3}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{4}{9} \frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	10°	20°	30°	40°
$\alpha = , (\beta =)$	0,555556	0,666667	0,777778	0,888889
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{5}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{6}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{7}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{8}{9} \frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	50°	60°	70°	80°
$\alpha = , (\beta =)$	1,111111	1,222222	1,333333	1,444444
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{10}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{11}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{12}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{13}{9} \frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	100°	110°	120°	130°
$\alpha = , (\beta =)$	1,555556	1,666667	1,777778	1,888889
съответстващо на фаза в радиани	$\frac{14}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{15}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{16}{9} \frac{\pi}{2}$	$\frac{17}{9} \frac{\pi}{2}$
съответстващо на фаза в градуси	140°	150°	160°	170°



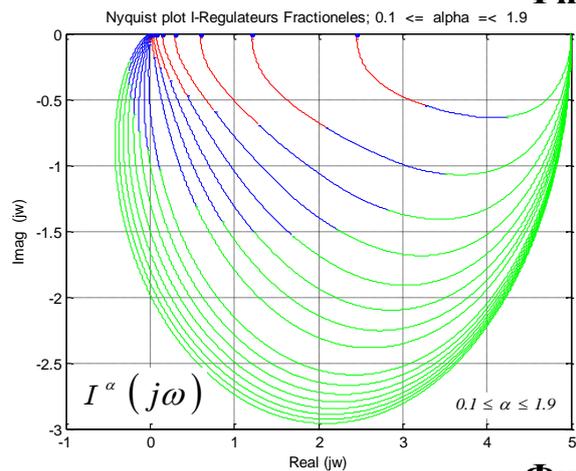
Фиг.2.а.



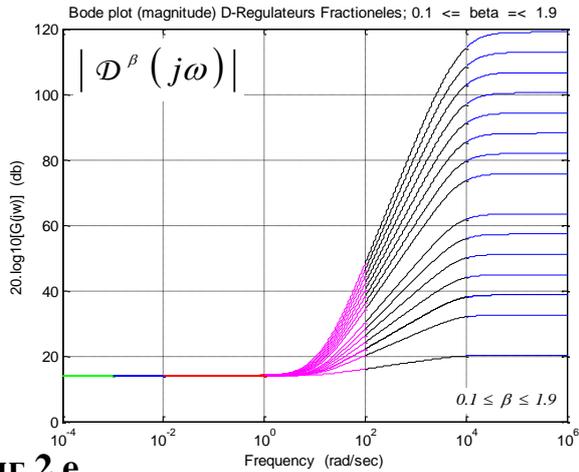
Фиг.2.б.



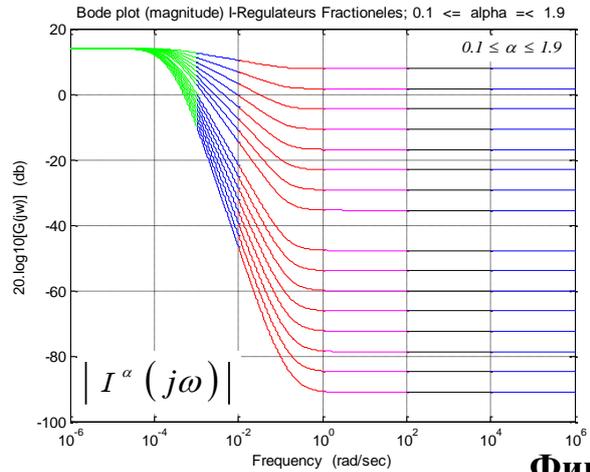
Фиг.2.с.



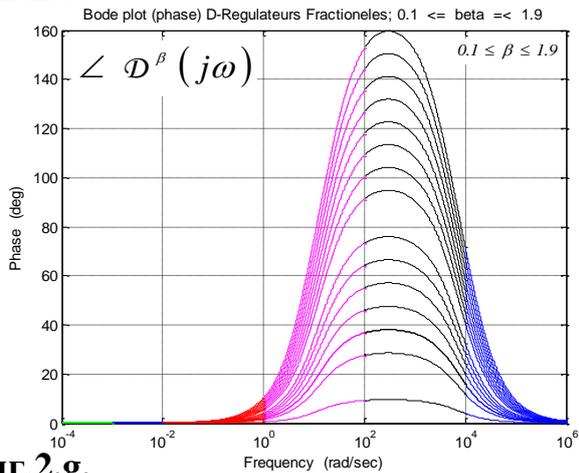
Фиг.2.д.



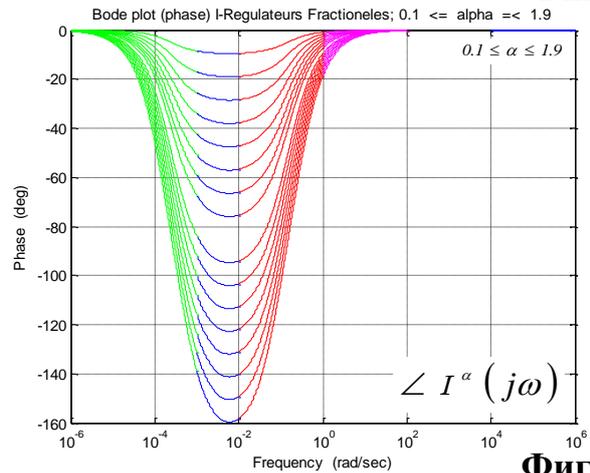
Фиг.2.е.



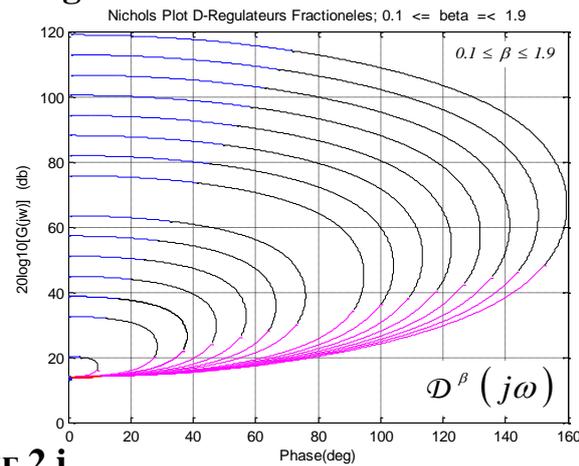
Фиг.2.ф.



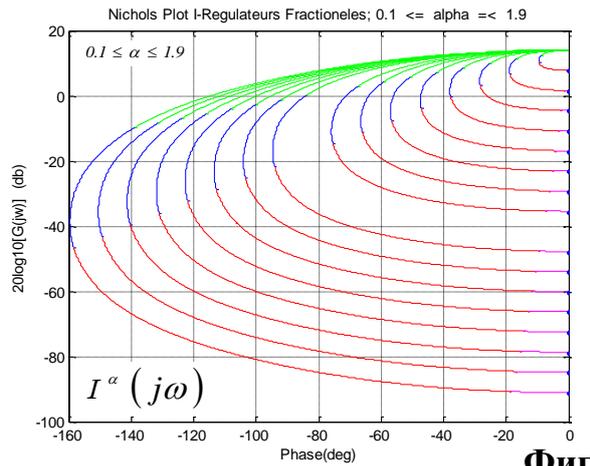
Фиг.2.г.



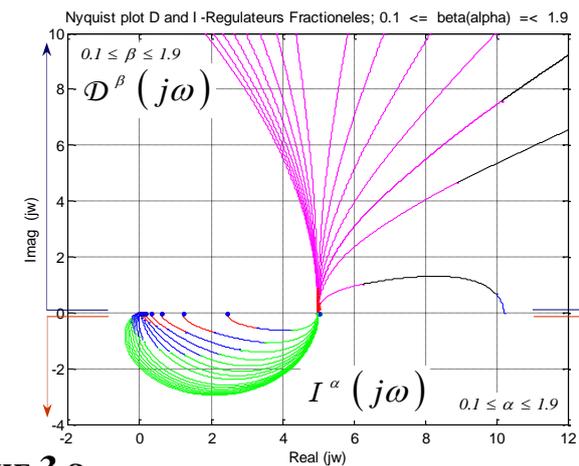
Фиг.2.х.



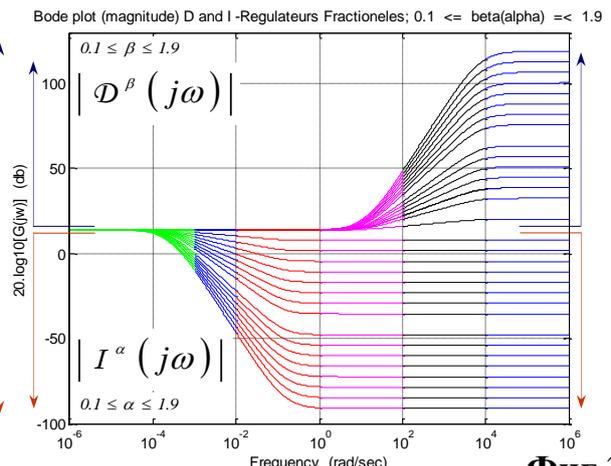
Фиг.2.и.



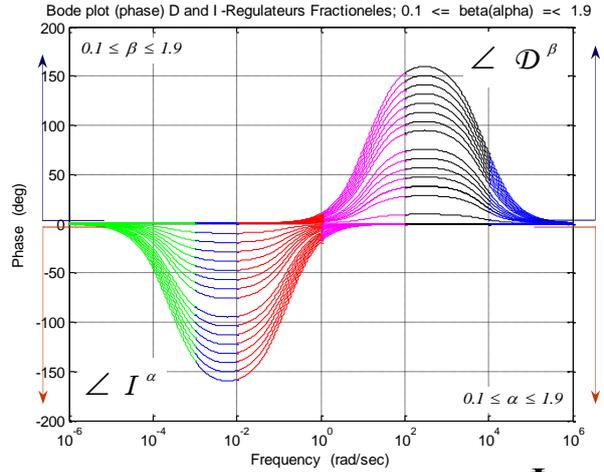
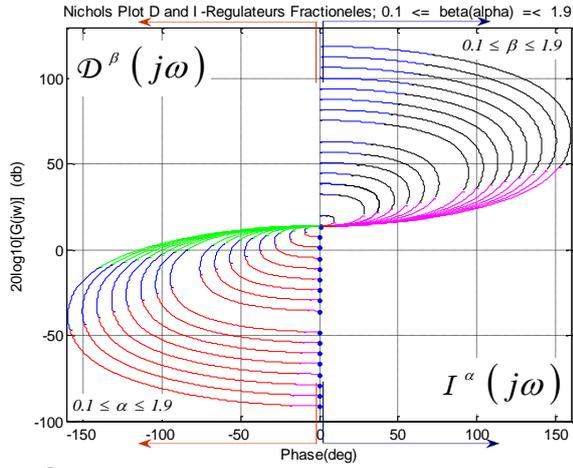
Фиг.2.ж.



Фиг.3.а.



Фиг.3.б.



Фиг.3.с.

Фиг.3.d.

Структурните и функционално възможни схеми (фиг.4) за конфигуриране на рационални фрактални интегро-диференциращи регулатори \mathcal{R}_{ID} (11) са серийната (12), паралелната (13) и комбинираната (14).

$$\mathcal{R}_{ID} = \zeta_a \left(I_a^\alpha, {}_a D_t^\beta \right) \quad (11)$$

$$R_{ID}^{series} \triangleq (I^\alpha D^\beta)_{app} = PI_{SE} \left(\frac{1+p(\omega_{bI})^{-1}}{1+p(\omega_{hI})^{-1}} \right)^\alpha \prod_{i=1}^N \left(\frac{1+p(\omega_{iI})^{-1}}{1+p(\omega'_{iI})^{-1}} \right) \times \left(\frac{1+p(\omega_{bD})^{-1}}{1+p(\omega_{hD})^{-1}} \right)^\beta \prod_{j=1}^M \left(\frac{1+p(\omega'_{jD})^{-1}}{1+p(\omega_{jD})^{-1}} \right), \quad (12)$$

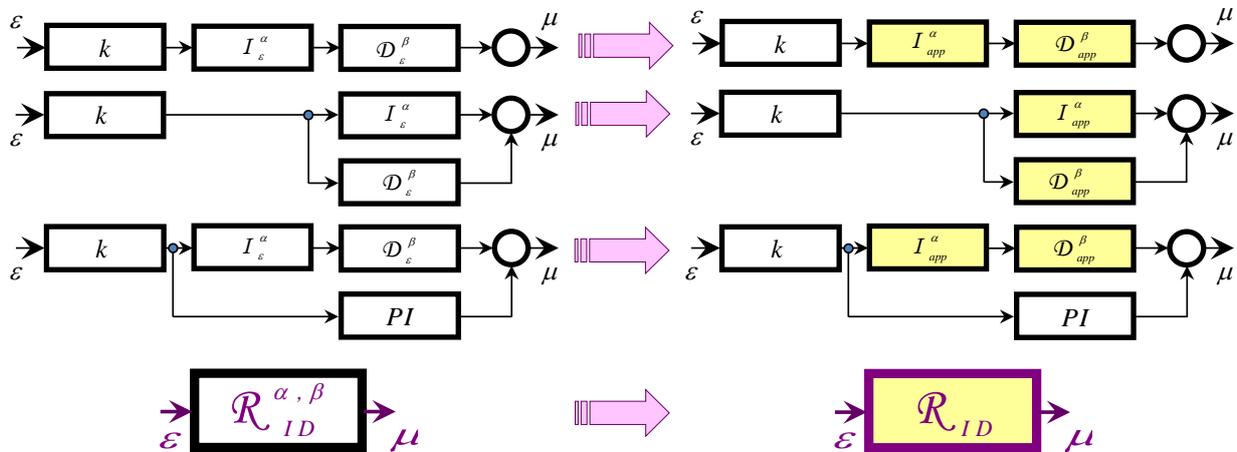
$$\forall \omega(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m) \in [\omega_{IA}, \omega_{DB}], \{0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2\}; \{0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2\};$$

$$R_{ID}^{parallel} \triangleq (I^\alpha D^\beta)_{app} = PI_{SE} \left(\frac{1+p(\omega_{bI})^{-1}}{1+p(\omega_{hI})^{-1}} \right)^\alpha \prod_{i=1}^N \left(\frac{1+p(\omega_{iI})^{-1}}{1+p(\omega'_{iI})^{-1}} \right) + \left(\frac{1+p(\omega_{bD})^{-1}}{1+p(\omega_{hD})^{-1}} \right)^\beta \prod_{j=1}^M \left(\frac{1+p(\omega'_{jD})^{-1}}{1+p(\omega_{jD})^{-1}} \right), \quad (13)$$

$$\forall \omega(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m) \in [\omega_{IA}, \omega_{DB}], \{0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2\}; \{0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2\};$$

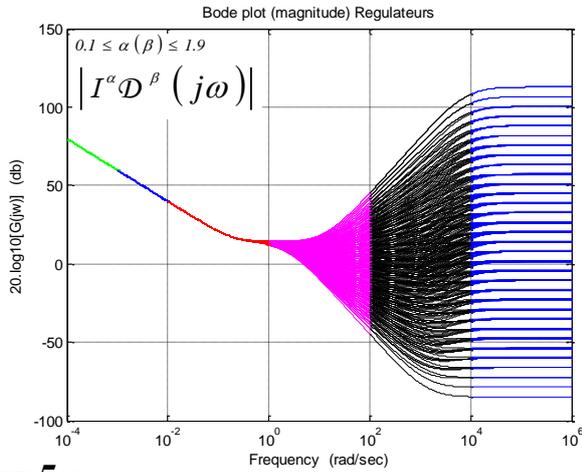
$$R_{ID}^{combine} \triangleq (I^\alpha D^\beta)_{app} = PI_{SE} + \left(\frac{1+p(\omega_{bI})^{-1}}{1+p(\omega_{hI})^{-1}} \right)^\alpha \prod_{i=1}^N \left(\frac{1+p(\omega_{iI})^{-1}}{1+p(\omega'_{iI})^{-1}} \right) \times \left(\frac{1+p(\omega_{bD})^{-1}}{1+p(\omega_{hD})^{-1}} \right)^\beta \prod_{j=1}^M \left(\frac{1+p(\omega'_{jD})^{-1}}{1+p(\omega_{jD})^{-1}} \right), \quad (14)$$

$$\forall \omega(\bar{\ell}_a, \bar{\ell}_m) \in [\omega_{IA}, \omega_{DB}], \{0 < \alpha < 1; 1 < \alpha < 2\}; \{0 < \beta < 1; 1 < \beta < 2\};$$

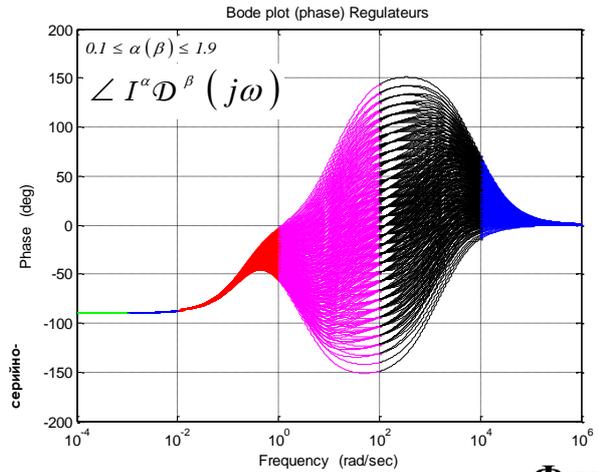


Фиг.4.

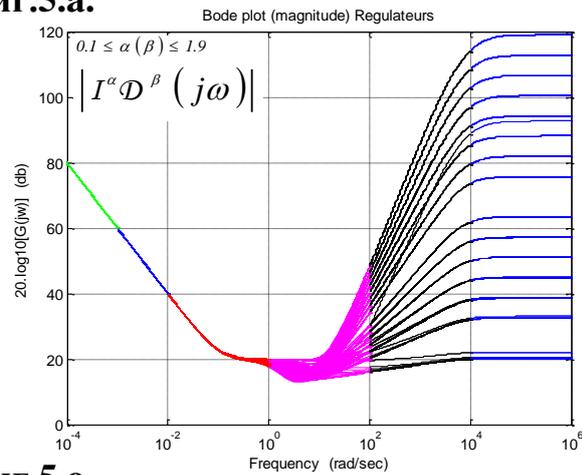
За представителна извадка от стойности на α и на β (табл.1) честотните **Bode**-, **Nyquist**- и **Nichols**-характеристики на фракталните интегро-диференциращи регулатори $\mathcal{R}_{ID}(j\omega)$ (12), (13), (14) са показани на фиг.5, фиг.6, фиг.7 а техните преходни функции $h_i(t)$ и преходни характеристики $\mu_i(t)$ на произволен входен сигнал - на фиг.8 и на фиг.9.



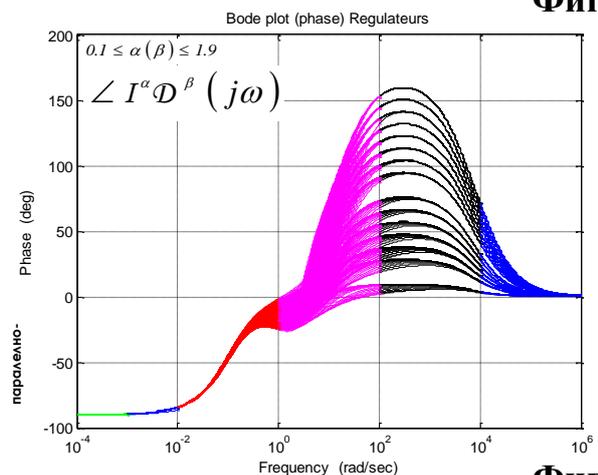
Фиг.5.а.



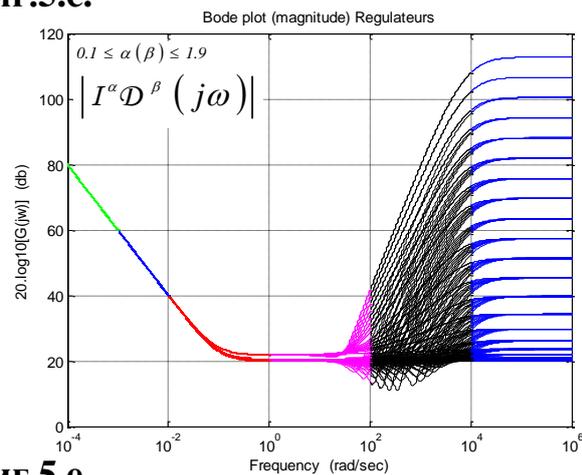
Фиг.5.б.



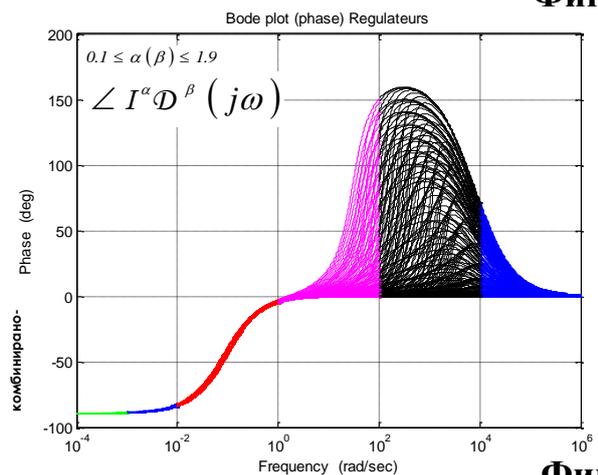
Фиг.5.с.



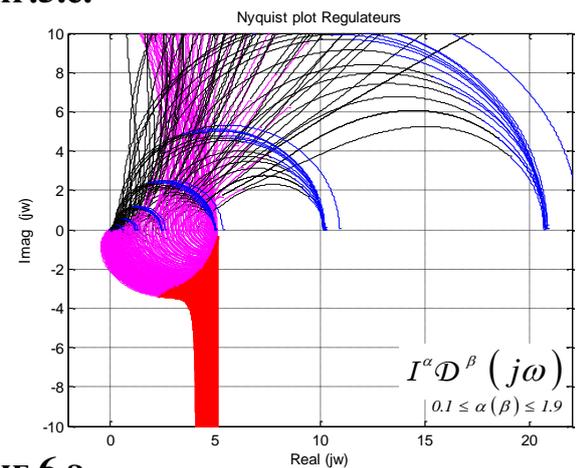
Фиг.5.д.



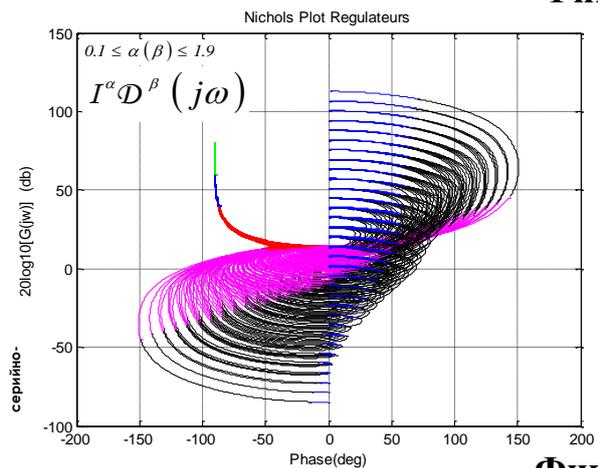
Фиг.5.е.



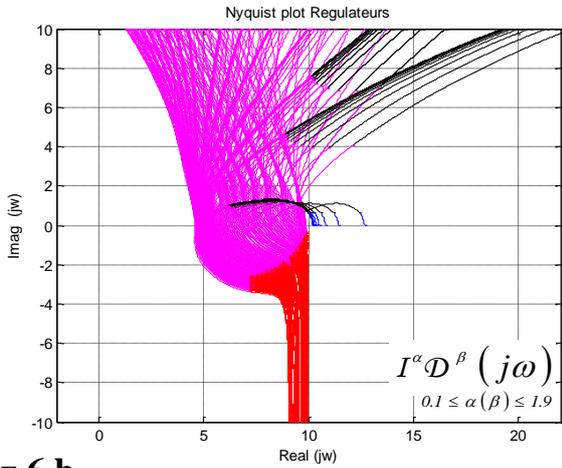
Фиг.5.ф.



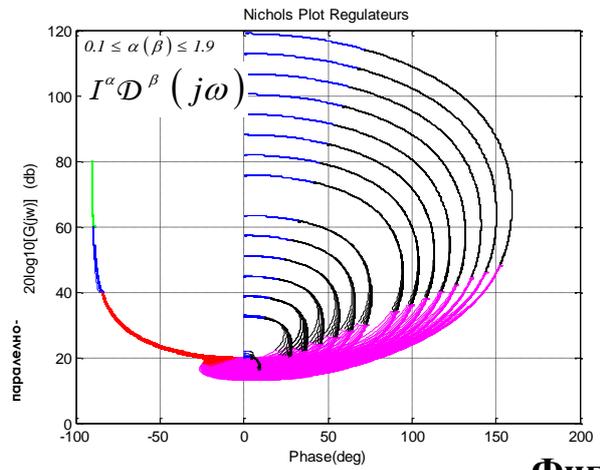
Фиг.6.а.



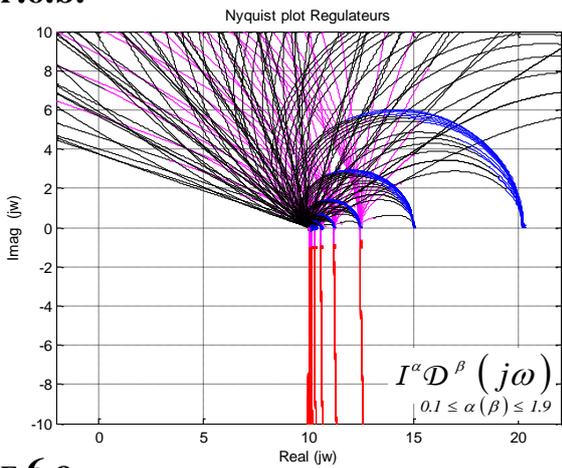
Фиг.7.а.



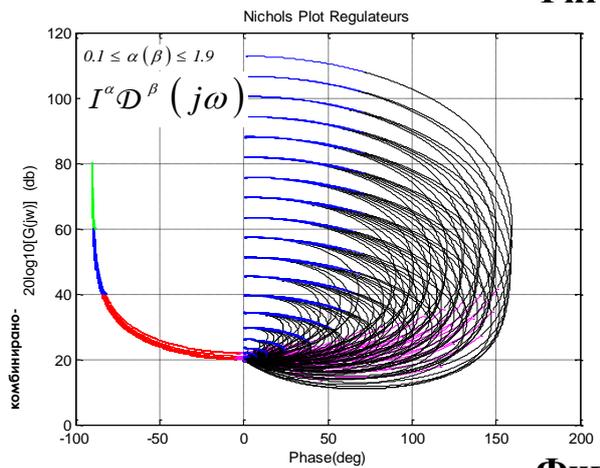
Фиг.6.б.



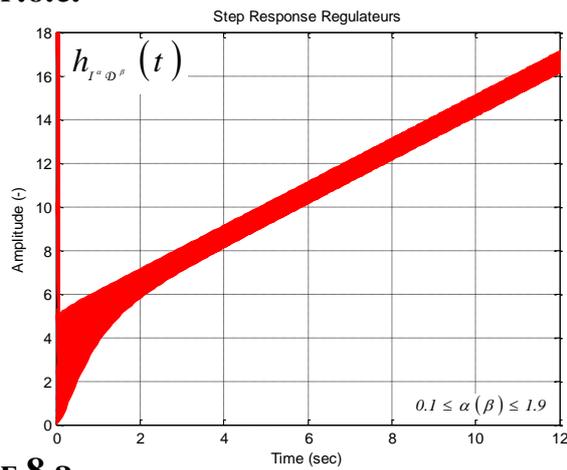
Фиг.7.б.



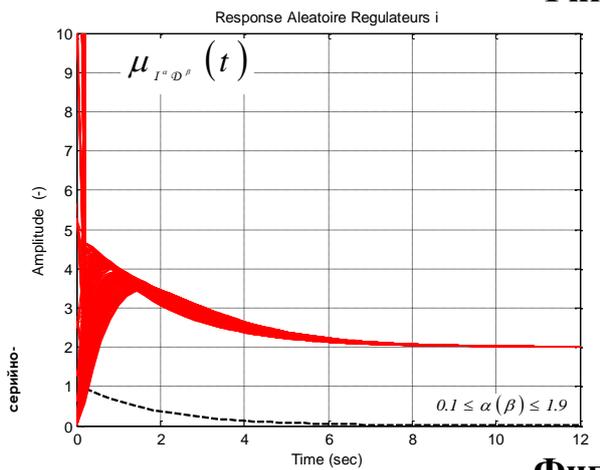
Фиг.6.с.



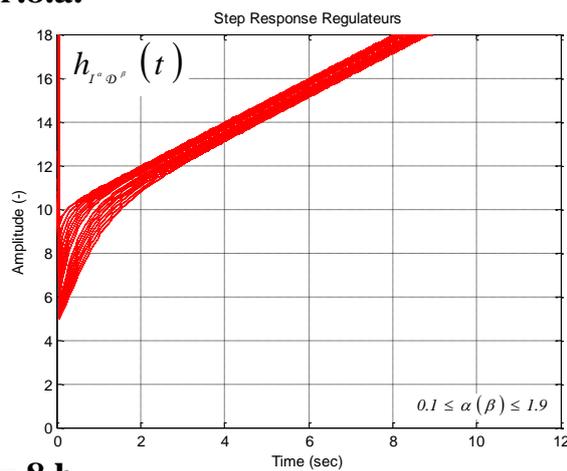
Фиг.7.с.



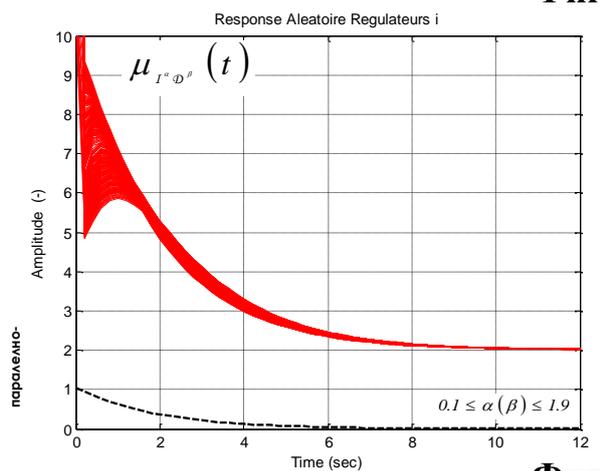
Фиг.8.а.



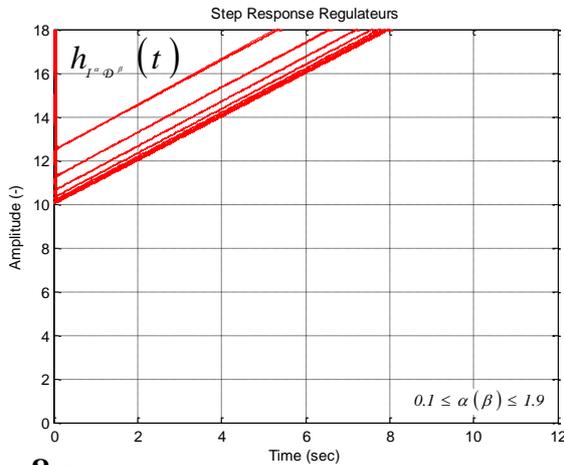
Фиг.9.а.



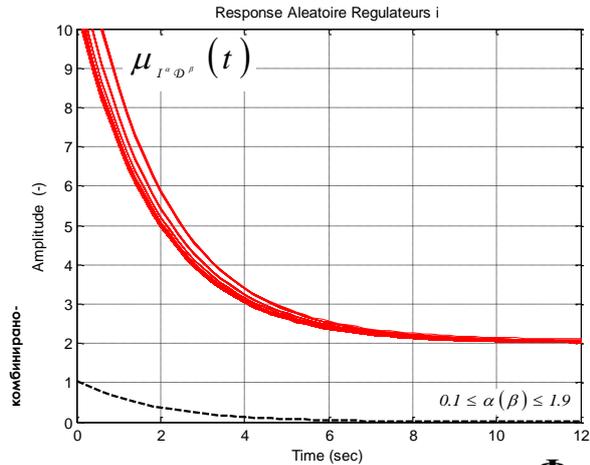
Фиг.8.б.



Фиг.9.б.



Фиг.8.с.



Фиг.9.с.

Сравнителният анализ (фиг.5 ÷ фиг.9) показва, че по времевите си характеристики конфигурираните по различен принцип фрактални интегро-диференциращи регулатори не се отличават значително. По отношение на фазово-честотните си характеристики серийно конфигурираните регулатори имат очевидно предимство - те притежават максимално широки възможности за постигане на дефазиране и на изпреварване в диапазона $-150^{\circ} \div +150^{\circ}$.

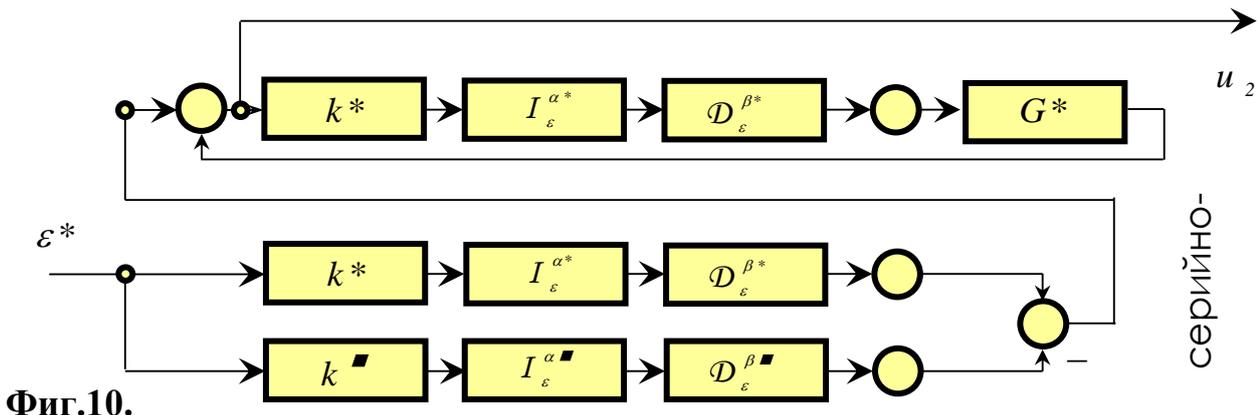
Въз основа на разгледаните схеми за конфигуриране (фиг.4) на фракталните регулатори по зависимостите (3) ÷ (14) и аналитичното решение (2) на робастните филтри \mathcal{D}_F , то възможните структури на \mathcal{D}_F , формиращи адитивно допълнителната съставяща u_2 в управлението u (15) ÷ (18) на системата с условна обратна връзка (фиг.1) са представени на фиг.10 ÷ фиг.12.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y^0 \\ y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{\mathcal{D}_F} & B_{\mathcal{D}_F} \end{bmatrix} = A_{\mathcal{D}_F} y^0 + B_{\mathcal{D}_F} y \quad (15)$$

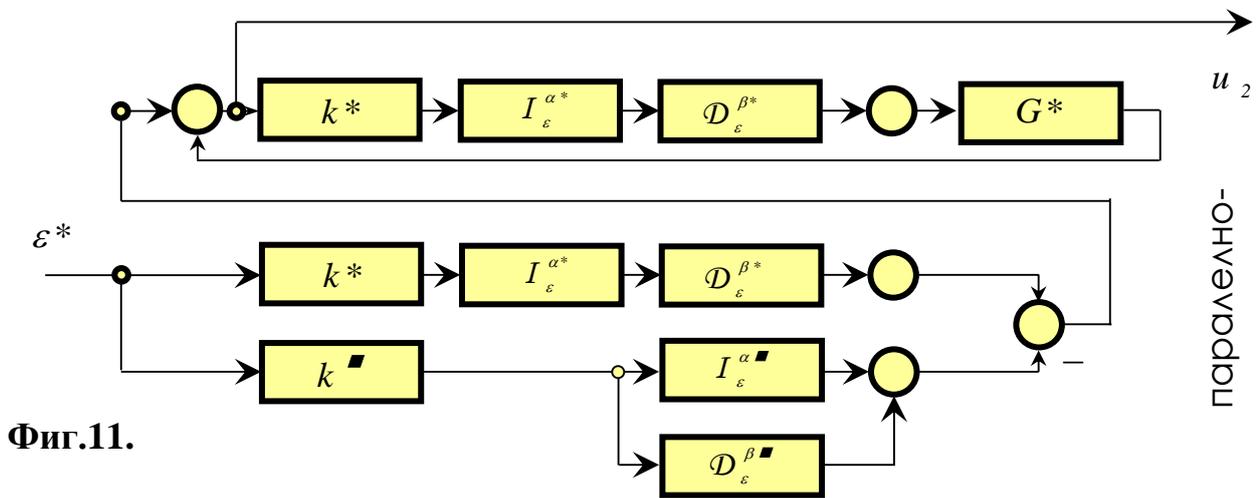
$$A_{\mathcal{D}_F} = \mathcal{R}_{NE}^* (I + G^* \mathcal{D}_F) = \mathcal{R}_{NE}^* \frac{(I - \mathcal{R}_{NE}^{\blacksquare} G^*)}{(I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*)} \quad (16)$$

$$B_{\mathcal{D}_F} = - \left(\begin{array}{c} R_{NE}^* (I + \mathcal{D}_F) + \mathcal{D}_F \\ \frac{(\mathcal{R}_{NE}^{\blacksquare} - \mathcal{R}_{NE}^*)}{((I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*) \mathcal{R}_{NE}^*)} - \frac{R_{NE}^* (I - \mathcal{R}_{NE}^{\blacksquare} G^*)}{(I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*)} \end{array} \right) \quad (17)$$

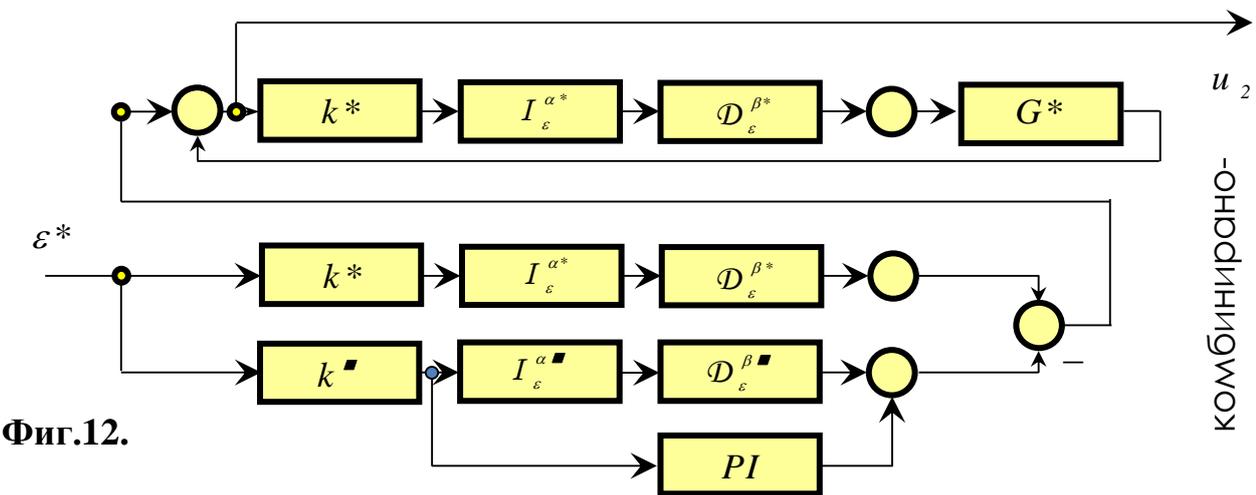
$$\mathcal{R}_{NE}^*(p) \Big|_{\{\sigma = const\}} \Leftrightarrow G^*(p) ; \mathcal{R}_{NE}^{\blacksquare}(p) \Big|_{\{\sigma = const\}} \Leftrightarrow G^{\blacksquare}(p) \quad (18)$$



Фиг.10.



Фиг.11.



Фиг.12.

Работата е представена в две неразделно свързани части. Настоящата е първата от тях и включва: въведение и определения, използвани методи за решение и анализ на алгоритми за управление, основани на оператори от обобщеното дробно смятане.

Втората съдържа разделите за: структурни конфигурации и анализ на характеристиките на робастните фрактални филтри, числен пример, ефект от приложението на робастните филтри, заключение и изводи, литература.

Автор: Емил Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: nicoloff@tu-sofia.bg

Постъпила на 23.07.2015

Рецензент: доц. д-р Н. Г. Николова

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНИ ФРАКТАЛНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ С УСЛОВНА ОБРАТНА ВРЪЗКА - част II

Емил Николов

Резюме: Целта на това изследване е анализът на функциите на устойчиви робастни филтри в системите за управление с условна обратна връзка в условията на априорна неопределеност. Разгледани са времевите и честотните характеристики на робастни филтри с различна конфигурация, основани на алгоритми от обобщеното дробно смятане. Доказан е ефектът от тяхното приложение в робастното качество на системите за управление с условна обратна връзка. Решени са конкретни задачи, визуализирани са характеристиките на системите, както и резултатите от робастния анализ на системите с предложените филтрите.

Контролни думи: робастни фрактални филтри в системите за управление, робастен анализ на качеството.

STUDY OF ROBUST FRACTIONAL FILTERS IN SYSTEMS WITH A CONDITIONAL FEEDBACK - part II

Emil Nikolov

Abstract: The subject of this study is the feature of the robust filters in the control systems under the conditions of a priori uncertainty. The complex, gain-phase frequency and transitional characteristics are examined. It is estimated the effect of their application in the control systems with robust features. The concrete numerical examples are solved, the characteristics of the systems are visualized, and the results of the robust analysis of the systems with the proposed filters are estimated.

Key words: robust fractional filters in the control systems, robust performance analysis.

ВЪВЕДЕНИЕ

Работата е представена в две неразделно свързани части. Първата от тях включва: въведение и определения, използвани методи за решение и анализ на алгоритми за управление, основани на оператори от обобщеното дробно смятане.

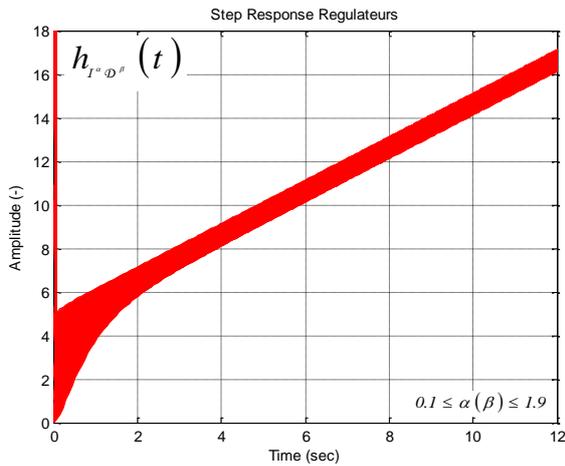
Настоящата е втората част и съдържа разделите за: структурни конфигурации и анализ на характеристиките на робастните фрактални филтри, числен пример, ефект от приложението на робастните филтри, заключение и изводи, литература.

СТРУКТУРНИ КОНФИГУРАЦИИ И АНАЛИЗ НА

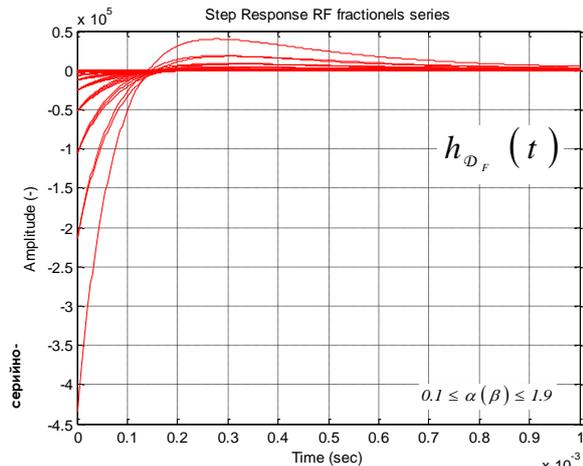
ХАРАКТЕРИСТИКЕ НА РОБАСТНИТЕ ФРАКТАЛНИ ФИЛТРИ

Структурите на филтрите \mathcal{D}_F , формиращи u_2 в u (15)÷(18) на системата (фиг.1) са представени на фиг.10 ÷ фиг.12. За представителна извадка от стойности на α и на β (табл.1) паралелно за сравнение са илюстрирани характеристиките на \mathcal{D}_F (2) за конфигурациите му и тези на \mathcal{R}_{ID} (11):

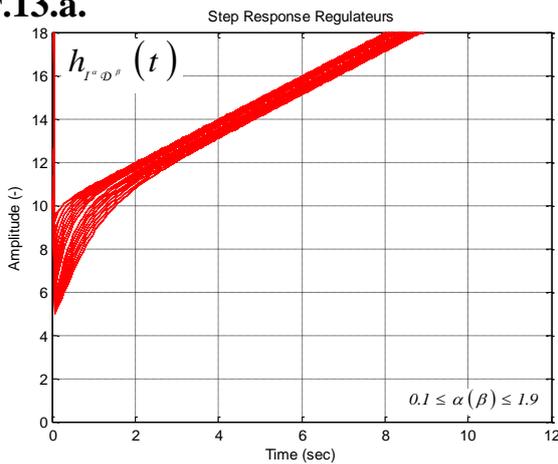
	\mathcal{R}_{ID} (11)	\mathcal{D}_F (2)
преходни функции	фиг.13	фиг.14
честотни характеристики	фиг.15, фиг.17, фиг.19, фиг.21	фиг.16, фиг.18, фиг.20, фиг.22



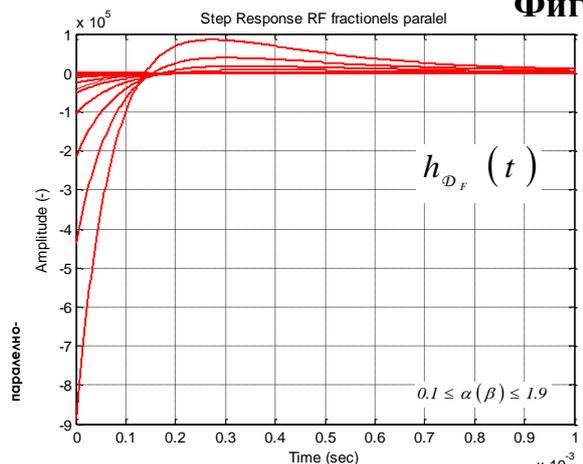
Фиг.13.а.



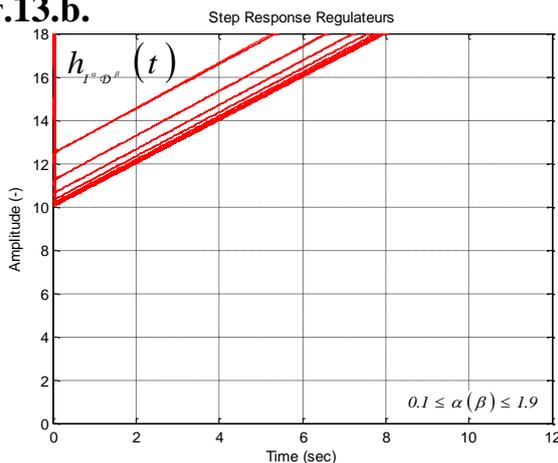
Фиг.14.а.



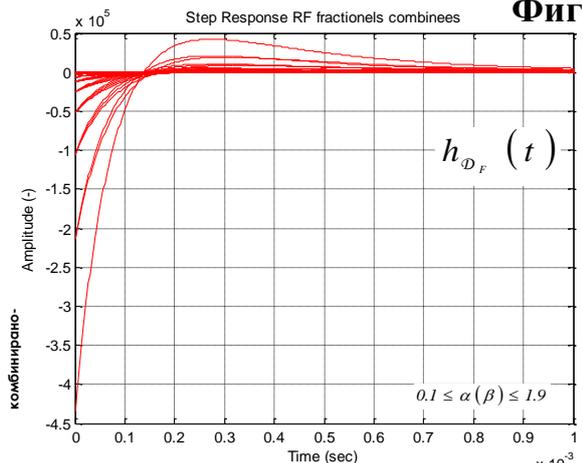
Фиг.13.б.



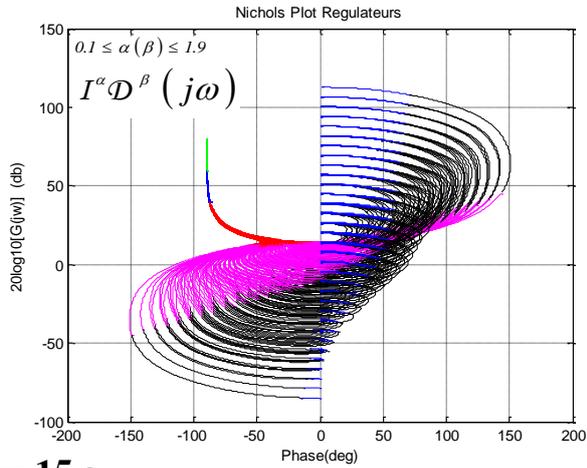
Фиг.14.а.



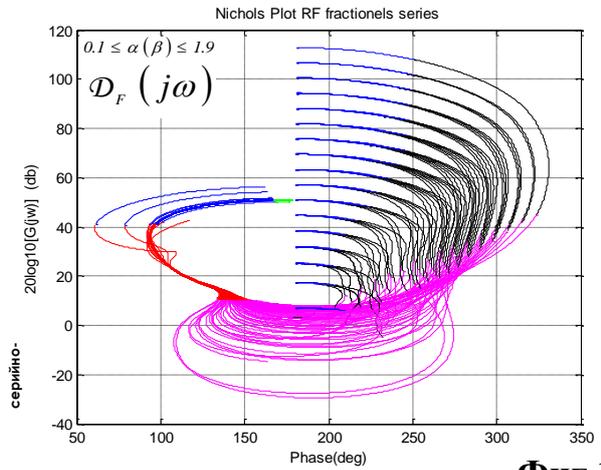
Фиг.13.с.



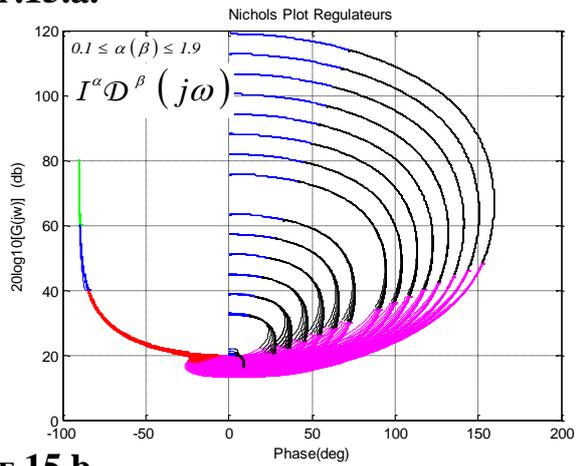
Фиг.14.б.



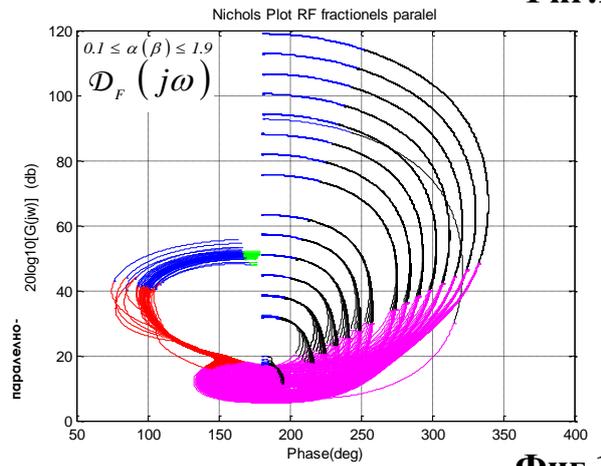
Фиг.15.а.



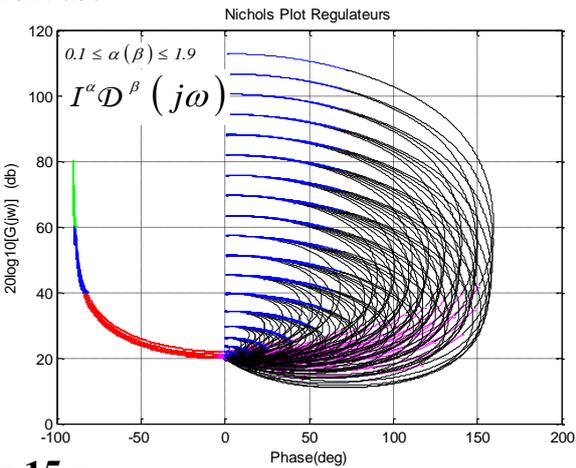
Фиг.16.а.



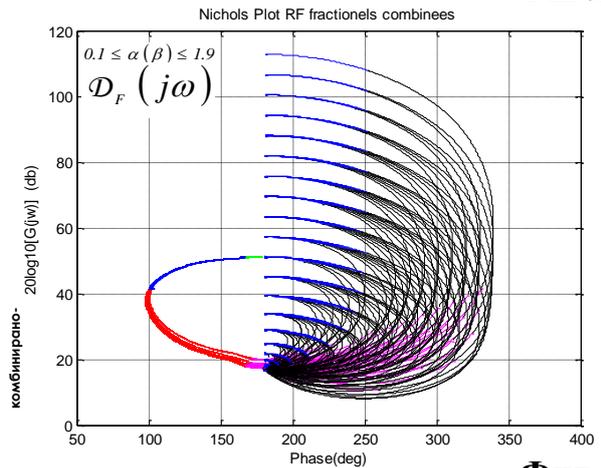
Фиг.15.б.



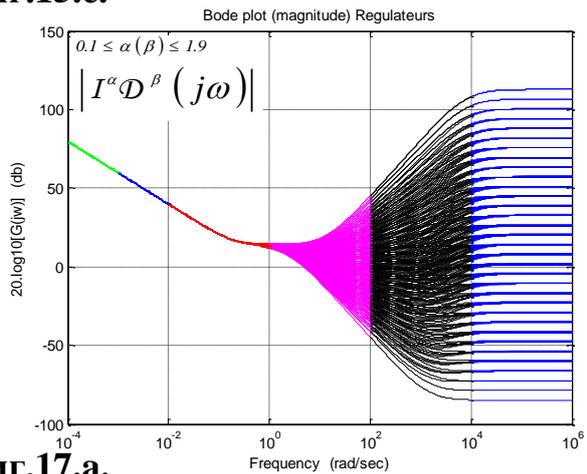
Фиг.16.б.



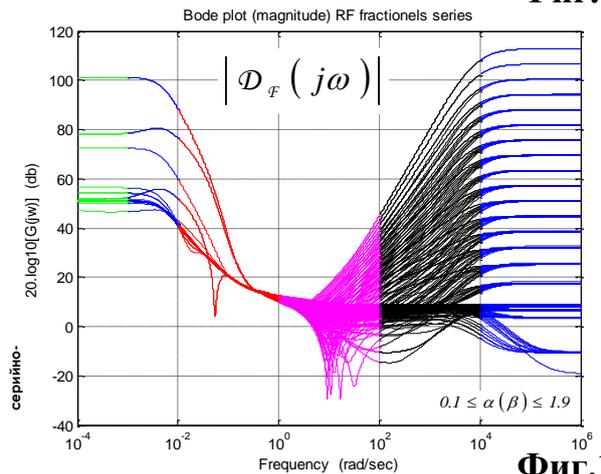
Фиг.15.с.



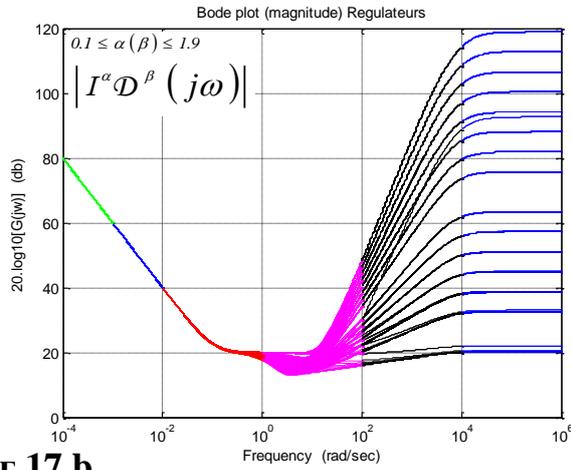
Фиг.16.с.



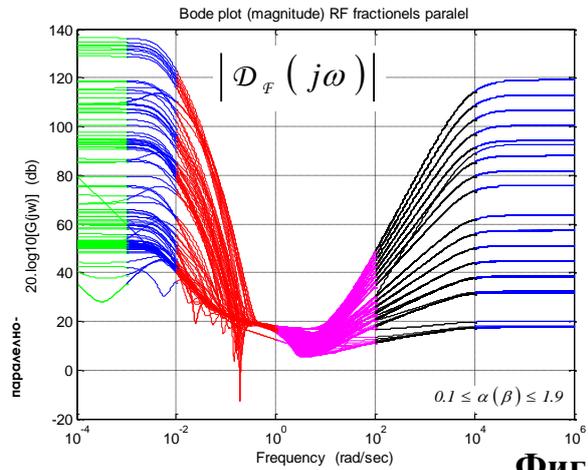
Фиг.17.а.



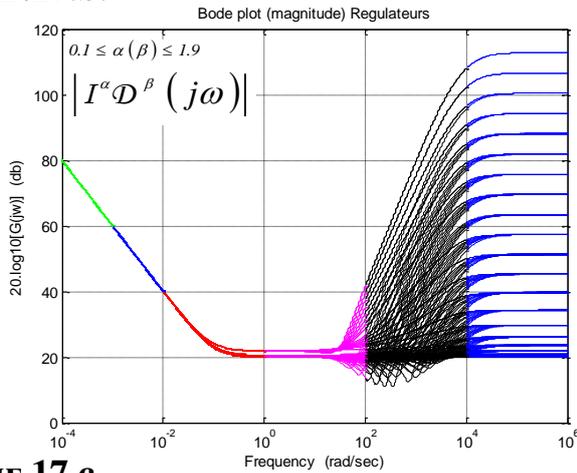
Фиг.18.а.



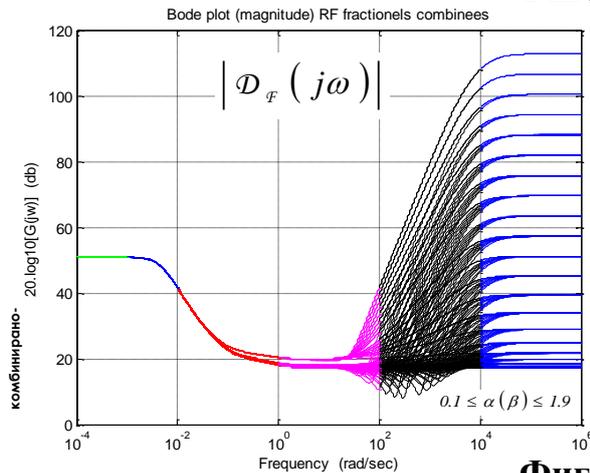
Фиг.17.б.



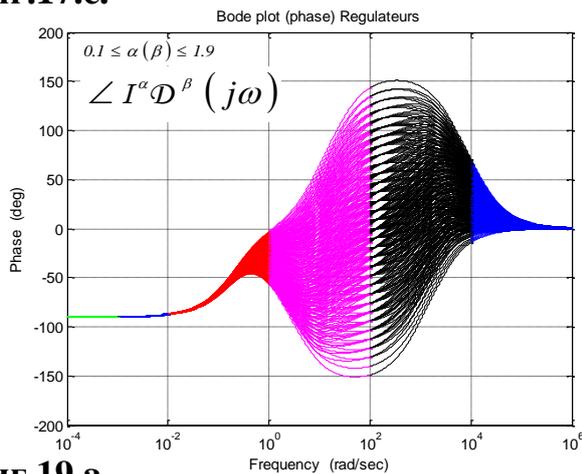
Фиг.18.б.



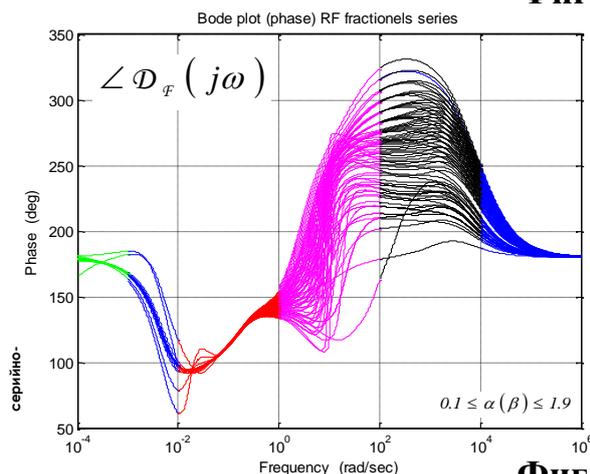
Фиг.17.с.



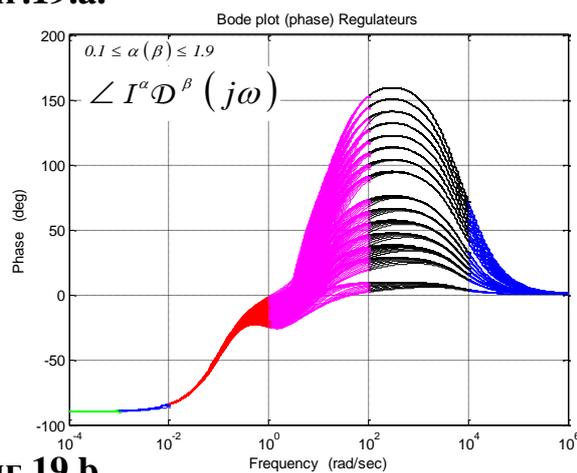
Фиг.18.с.



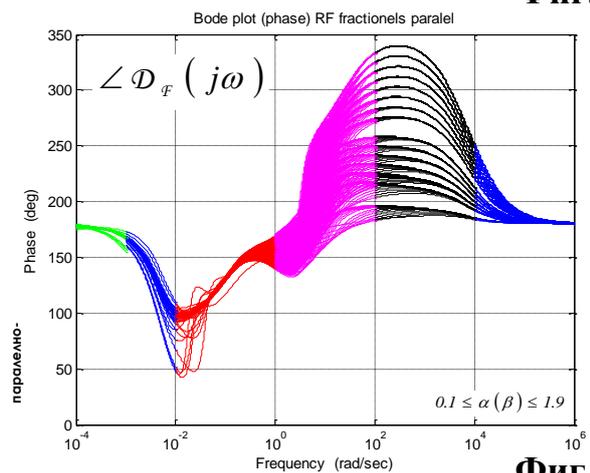
Фиг.19.а.



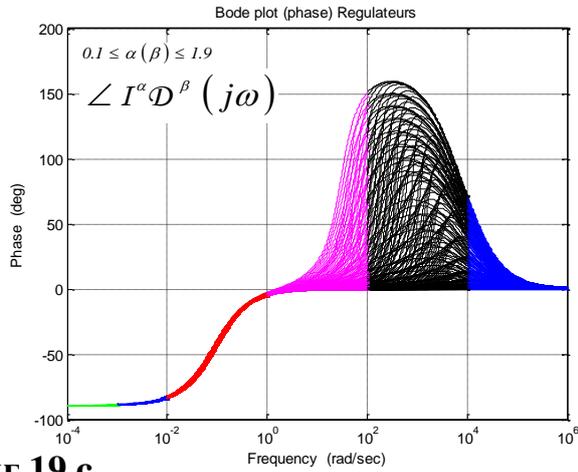
Фиг.20.а.



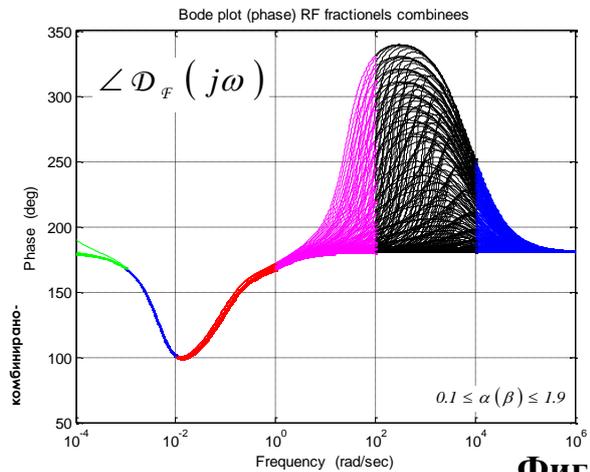
Фиг.19.б.



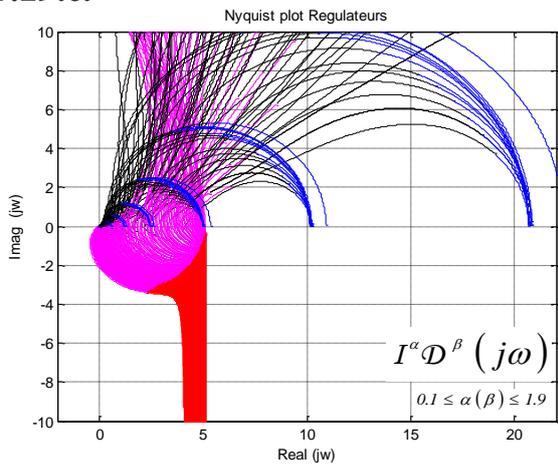
Фиг.20.б.



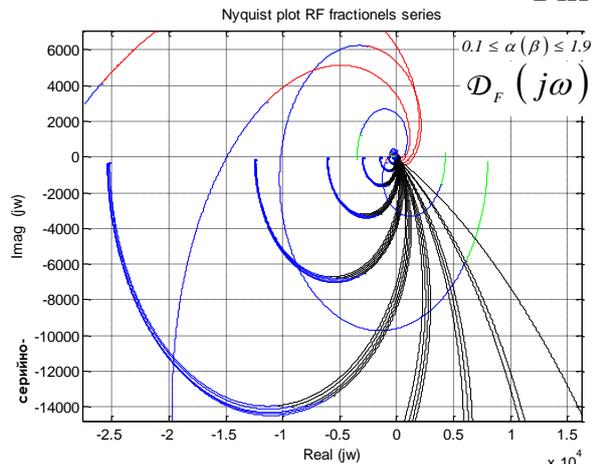
Фиг.19.с.



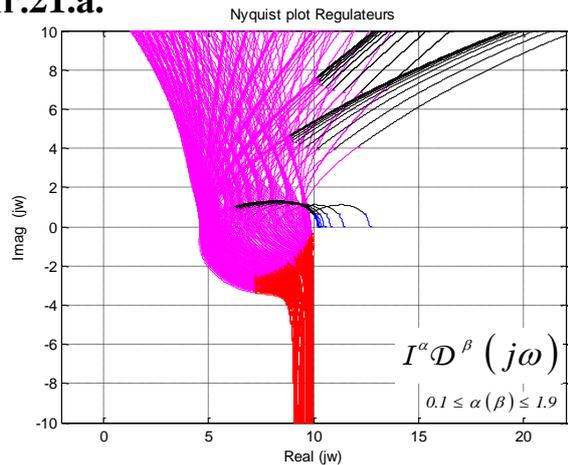
Фиг.20.с.



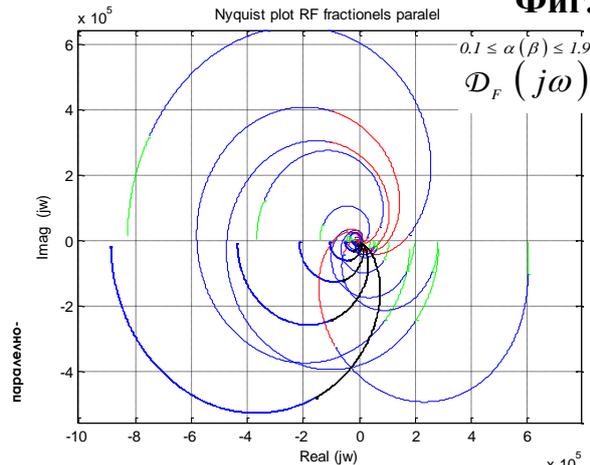
Фиг.21.а.



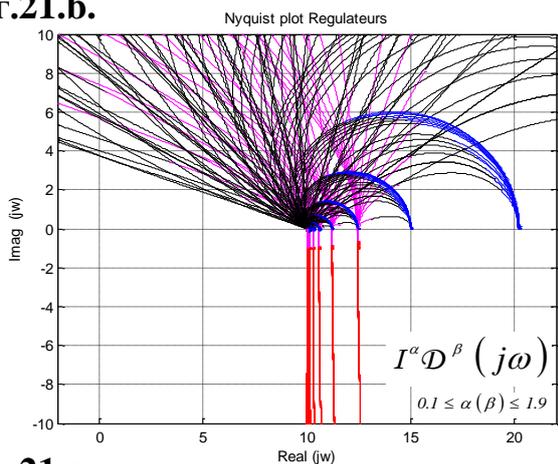
Фиг.22.а.



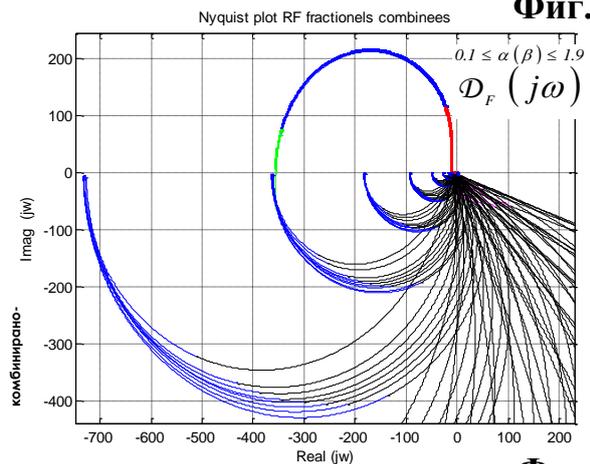
Фиг.21.б.



Фиг.22.б.



Фиг.21.с.



Фиг.22.с.

ЧИСЛЕН ПРИМЕР

За анализ на свойствата и оценка на ефекта от приложението на \mathcal{D}_F в системите за управление с условна обратна връзка (фиг.1) в работата е разгледан числен пример, а неговото решение е изследвано. За конкретен технологичен обект G с номинален G^* (19) и смутен на най-горна граница $G^\#$ (20) модели са синтезирани аналитично по известни методи [2 ÷ 8] елементите (21), (22) на системата и на филтъра \mathcal{D}_F (2). Резултатът от синтеза на \mathcal{D}_F е рационална реализуема функция, удобна за програмиране в обектно-изпълним код в цифрови контролери за формиране на u (15) ÷ (18), (23). За целите на изследването на ефекта от приложението на робастния филтър \mathcal{D}_F и за сравнение е проектиран и регулатор от пълен ред R^* , ($u_2 = 0$) (24) за традиционна система за управление на G (без вътрешен номинален модел и условна обратна връзка). Аналитичното решение за робастния филтър \mathcal{D}_F (2) в системата за управление с условна обратна връзка (фиг.1) е моделирано и симулирано. Получените резултати за характеристиките на \mathcal{D}_F са илюстрирани на фиг.23 ÷ фиг.30. Показани са: преходната функция (фиг.23, фиг.27), импулсната преходна функция (фиг.24), преходни характеристики на произволен входен сигнал (фиг.25, фиг.26), както и честотните характеристики на филтъра (фиг.28, фиг.29, фиг.30). Те определят робастния фрактален филтър \mathcal{D}_F като звено с изразени интегро-диференциращи свойства - частен случай от системно анализирани на фиг.10 ÷ фиг.22 като конкретно решение на разгледания числения пример.

$$G^*(p) = \frac{0.5 \cdot e^{-30p} (2500p^2 + 200p + 1)^{-1} (102074p + 1)^{-1}}{(0.5p^2 + p + 1)(400p^2 + 80p + 1)} \quad (19)$$

$$G^\#(p) = \frac{1.25 \cdot e^{-80p} (2500p^2 + 200p + 1)^{-2} (102074p + 1)^{-1}}{(0.5p^2 + p + 1)(400p^2 + 80p + 1)} \quad (20)$$

$$\mathcal{R}_{NE}^*(p) = I_{(p)}^{0.22} \cdot D_{(p)}^{1.22} = \frac{(6p + 1)}{6p} \cdot \frac{(167093p + 1)}{(80698p + 1)} \cdot \frac{(6821p + 1)}{(3294p + 1)} + \frac{(0.42p + 1)}{(0.03p + 1)} \cdot \frac{(0.001p + 1)}{(0.001p + 1)} \quad (21)$$

$$\mathcal{R}_{NE}^\#(p) = I_{(p)}^{1.00} D_{(p)}^{0.22} = \frac{0.35(0.5p + 1)^2}{0.5p} + \frac{5(0.16p + 1)}{(0.08p + 1)} \cdot \frac{(0.006p + 1)}{(0.003p + 1)} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} u &= \mathcal{R}_{NE}^* (I + G^* \mathcal{D}_F) y^0 - \left(\mathcal{R}_{NE}^* (I + \mathcal{D}_F) + \mathcal{D}_F \right) y = \\ &= \mathcal{R}_{NE}^* (I - \mathcal{R}_{NE}^\# G^*) (I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*)^{-1} y^0 + \\ &- \left(\mathcal{R}_{NE}^* (I - \mathcal{R}_{NE}^\# G^*) (I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*)^{-1} - (\mathcal{R}_{NE}^\# - \mathcal{R}_{NE}^*) \left((I - \mathcal{R}_{NE}^* G^*) \mathcal{R}_{NE}^* \right)^{-1} \right) y \end{aligned} \quad (23)$$

$$R^*(p) = \frac{u(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{k_R (T_i p + 1) (T_d p + 1)}{T_i p (a T_d p + 1)} = \frac{3(10p + 1)(2p + 1)}{10p(0.22p + 1)}, \left(R^* \stackrel{\{\sigma = const\}}{\leftrightarrow} G^*; u_2 = 0 \right) \quad (24)$$

$$\mathcal{W}_R(p) = \mathcal{R}_{NE}(p) G(p), (u = u_1 + u_2) \quad (25)$$

$$\mathcal{W}_R(p) = R^*(p) G(p), (u = u_1; u_2 = 0) \quad (26)$$

ЕФЕКТ ОТ ПРИЛОЖЕНИЕТО НА ФРАКТАЛНИТЕ ФИЛТРИ

За да бъде определен ефектът от приложението на \mathcal{D}_F , проектираните система (2), (21) ÷ (23) с условна обратна връзка от непълен дробен ред (фиг.1) и традиционна класическа система (24) от пълен ред за управление на обекта G , зададен с G^* (19) и $G^\#$ (20), са моделирани в параметричен плот като функция

на репараметризирането ξ на обекта G . Предавателните функции на двете отворени системи, съответно \mathcal{W}_R и W_R , са представени с (25) и (26). Двете системи са моделирани и симулирани паралелно при едни и същи условия. Резултатите са показани на фиг.31 ÷ фиг.34. Очевидно е превъзходството на фракталната система \mathcal{W}_R (фиг.1) пред класическата W_R по всички количествени показатели на качеството - време на регулиране $t_{reg, i}$ (фиг.31, фиг.32) и запаси на устойчивостта по модул GM_i и по фаза PM_i (фиг.33, фиг.34). Тези резултати определят и аналитично доказват количествено ефекта от приложението на \mathcal{D}_F в системата за управление от непълен ред, който в сравнение с класическата система се изразява в: • значително по-голямото бързодействие (по-малко време на регулиране) на системата с \mathcal{D}_F за управление $t_{reg, R} \ll t_{reg, R}$ (фиг.31, фиг.32); • несравнимо по-големите запаси на устойчивостта (фиг.33, фиг.34) по модул и по фаза $GM_R \gg GM_R, PM_R \gg PM_R$. В сравнителен план на фиг.35 и фиг.36 са показани резултатите от робастния анализ на двете сравнявани системи. Нека функционалното множество на вариациите на обекта Π е (27), адитивните $\bar{\ell}_a$ и мултипликативни $\bar{\ell}_m$ смущения към системата да са (28), където смутеният на най-горна граница модел на обекта G^\bullet е (29), а репараметризирането/реструктурирането ξ, ξ^\bullet му са описани с (30) ÷ (32). Ако номиналната W_i^* и смутената W_i^\bullet отворени системи са (25), (26) то кръгът π (33) с окръжност π^0 (34), с радиус r^0 (35) и с центрове в точките ω_i позволяват изискванията за: • робастна устойчивост $RS(\omega)$ (фиг.35, фиг.36) по характеристиките на отворена система да се изразят с (36), (37); • робастно качество $RP(\omega)$ по характеристики на отворена система да се изразят с (38), (39); и още - позволяват определянето на запаса на робастна устойчивост $k_{MSOL}(\omega)$ по (40) и на запаса на робастно качество $k_{MPOL}(\omega)$ по (41), където (42) и (43) са функциите чувствителност $e(\omega)$ и на допълнителна чувствителност $\eta(\omega)$ на системата, а ν (44) е интегралното обобщено смущение към системата. Резултатите от робастния анализ доказват преимуществата на системата с робастен фрактален филтър \mathcal{W}_R пред системата от пълен ред W_R , изразяващи се в многократно по-големи по стойност запаси на робастната устойчивост и запаси на робастното качество.

$$\Pi(j\omega) = \Delta G(j\omega): |G(\omega) - G^*(\omega)| \cdot |G^*(\omega)|^{-1} \leq \bar{\ell}_m(\omega), (\Pi(j\omega) \in \mathcal{G}(j\omega)), \quad (27)$$

$$\bar{\ell}_a(\omega) = |G(\omega) - G^*(\omega)|; \bar{\ell}_m(\omega) = \bar{\ell}_a(\omega) |G^*(\omega)|^{-1}, (\omega \in [0; \infty)), \quad (28)$$

$$G^\bullet(j\omega) |G^*(j\omega)|^{-1} = \bar{\ell}_m^\bullet(\omega), (\bar{\ell}_m^\bullet(\omega) = \bar{\ell}_a^\bullet(\omega) |G^*(j\omega)|^{-1}), \quad (29)$$

$$\xi(\omega) = \varsigma(\bar{\ell}_m(\omega), \bar{\ell}_a(\omega)), (\xi(\omega) \in \Omega[0, \xi^\bullet]), \quad (30)$$

$$\xi^\bullet(\omega) = \varsigma(\bar{\ell}_m^\bullet(\omega), \bar{\ell}_a^\bullet(\omega)), \quad (31)$$

$$\xi(\omega) = \varsigma(\bar{\ell}_m(\omega), \bar{\ell}_a(\omega)), \xi(\omega) \in \Omega[0, \xi^\bullet]; \xi^\bullet(\omega) = \varsigma(\bar{\ell}_m^\bullet(\omega), \bar{\ell}_a^\bullet(\omega)), \quad (32)$$

$$\pi(j\omega) \in \mathcal{W}(j\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (33)$$

$$\pi^o(j\omega_i) = \begin{cases} \operatorname{Re}^o(\omega_i) = \operatorname{Re}^*(\omega_i) + r(\omega_i) \cos \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \\ \operatorname{Im}^o(\omega_i) = \operatorname{Im}^*(\omega_i) + r(\omega_i) \sin \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \end{cases} , \quad (34)$$

$$r^o(\omega_i) = |l_a(\omega_i)R(\omega_i)| = |l_m(\omega_i)R(\omega_i)G^*(\omega_i)| , \quad (35)$$

$$RS(\omega) \Rightarrow |I + G^*(\omega)R(\omega)| > r^o(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (36)$$

$$RS(\omega) \Rightarrow |I + G^*(\omega)R(\omega)| > |G^*(\omega)R(\omega)| \bar{l}_m(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (37)$$

$$RP(\omega) \Rightarrow |I + G(\omega)R(\omega)| \geq |I + G^*(\omega)R(\omega)| - r^o(\omega), (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (38)$$

$$RP(\omega) \Rightarrow \min_R \max_{G \in \mathcal{H}} \int_0^\infty (\varepsilon(t))^2 dt \hat{=} \min_R \max_{G \in \mathcal{H}} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty \left| \frac{1}{I + G(\omega)R(\omega)} \right|^2 |v|^2 d\omega , \quad (39)$$

$$k_{M_{SOL}}(\omega) = r^o(\omega) |I + R(j\omega)G^*(j\omega)|^{-1} \leq 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (40)$$

$$k_{M_{ROL}}(\omega) = (|I + R(j\omega)G^*(j\omega)| - r^o(\omega)) |I + R(j\omega)G^*(j\omega)|^{-1} \leq 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)) , \quad (41)$$

$$e(\omega) = (I + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^e}(\omega), (e(\omega) = I - \eta(\omega) \equiv \Phi_{y^e}(\omega)) , \quad (42)$$

$$\eta(\omega) = R^*(\omega)G^*(\omega)(I + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^y}(\omega), (\eta(\omega) = I - e(\omega) \equiv \Phi_{y^y}(\omega)) , \quad (43)$$

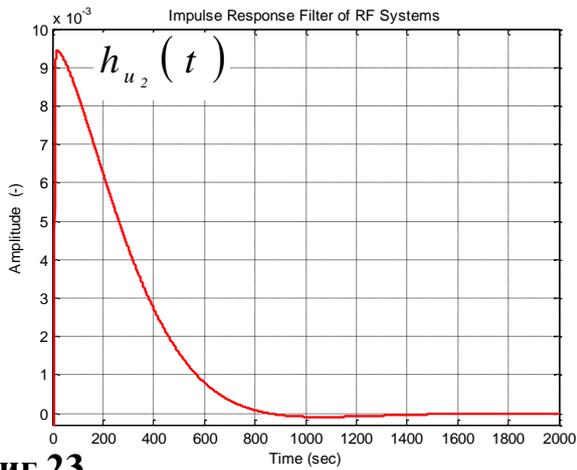
$$v = v(v, \xi, f) . \quad (44)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ИЗВОДИ

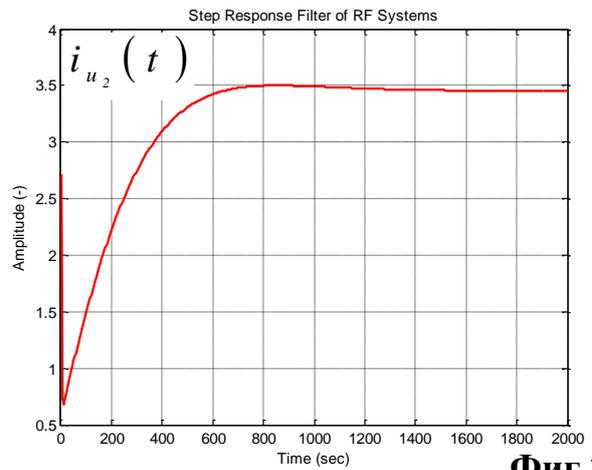
Новото и оригинално в настоящата работа са резултатите от: ● моделирането и анализа на характеристиките на робастните фрактални филтри \mathcal{D}_F в структурата на системи за управление с вътрешен модел и условна обратна връзка; ● анализа на основните направления от ефекта на приложението на робастните фрактални филтри в системи за управление, изразяващи се в значително повишаване на качеството на този клас системи; ● потвърждаването и доказателството с помощта на тези резултати на ефективността и необходимостта от използването на този вид фрактални динамични филтриращи системи.

ЛИТЕРАТУРА

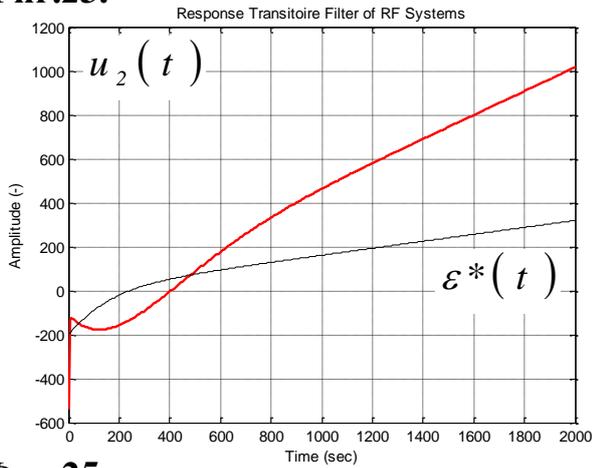
- [1] Tomov I. (1990), *Systems for optimal and adaptive control (part II)*, Sofia, © 1990 Publishing House of Technical University of Sofia, 352 p
- [2] Nikolov E. (2003), *Applied Methods for Process Control - part I (frequency methods and systems with robust performances)*, Sofia, © 2003 Publishing House of Technical University of Sofia, II-nd Edd., ISBN 954-438-334-4, 2003, 358 p.
- [3] Nikolov E. (2004), *Fractional Order Control Algorithms and Controllers*, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-395-6, 2004, 208 p
- [4] Nikolov E. (2004), *Special mathematical functions and fractal operators (handbook)*, Sofia, © 2004 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-423-5, 2004, 108 p
- [5] Nikolov E., D. Jolly, N. Nikolova, B. Benova (2005), *Commande Robuste*, Sofia, © 2005 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-500-2, 216 p.
- [6] Nikolov E. (2005), *Robust Control System (Applied Methods for Process Control - part II)*, Sofia, © Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 954-438-499-5, 144 p.



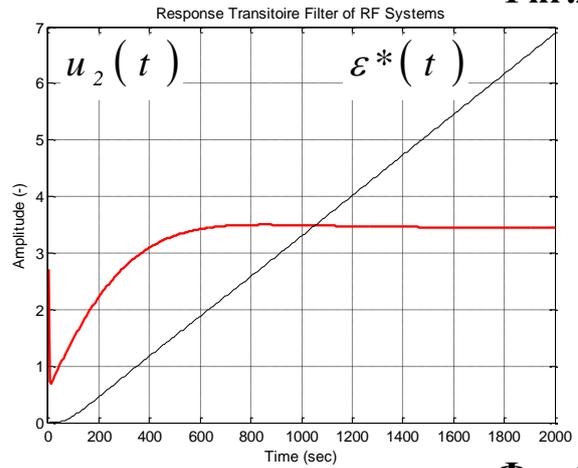
Фиг.23.



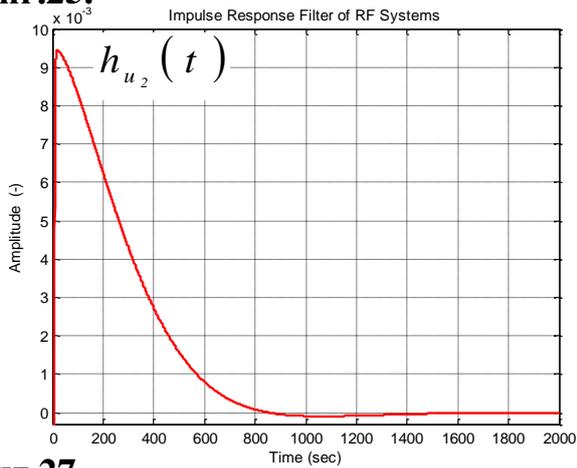
Фиг.24.



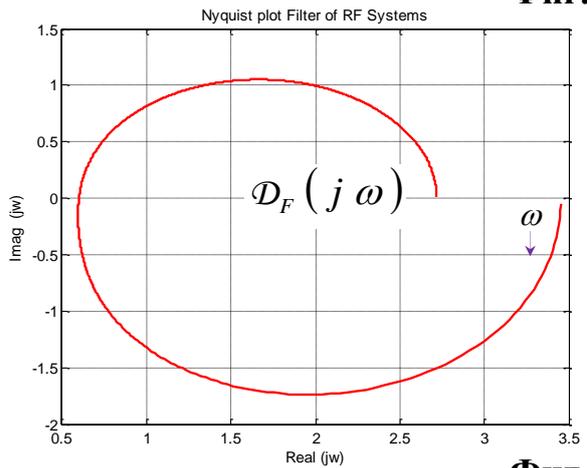
Фиг.25.



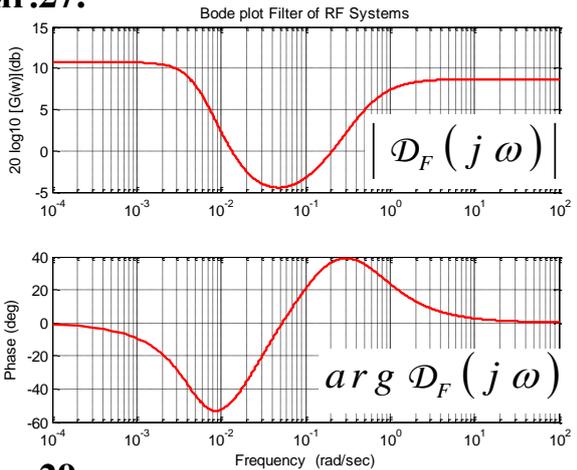
Фиг.26.



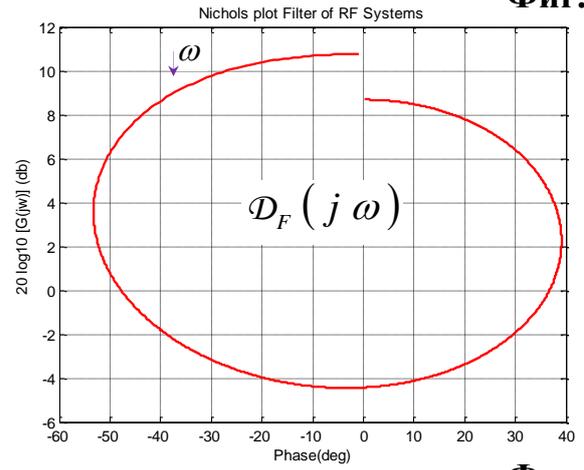
Фиг.27.



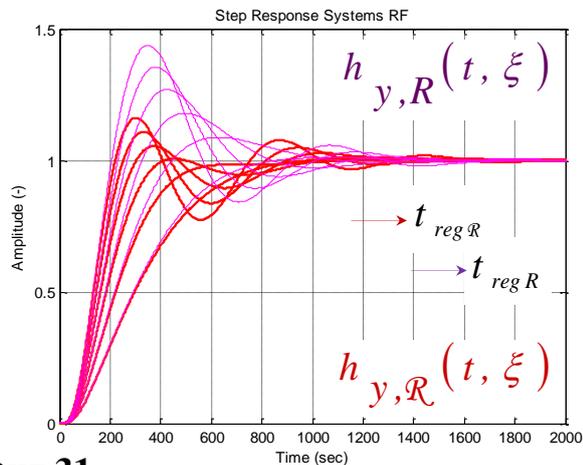
Фиг.28.



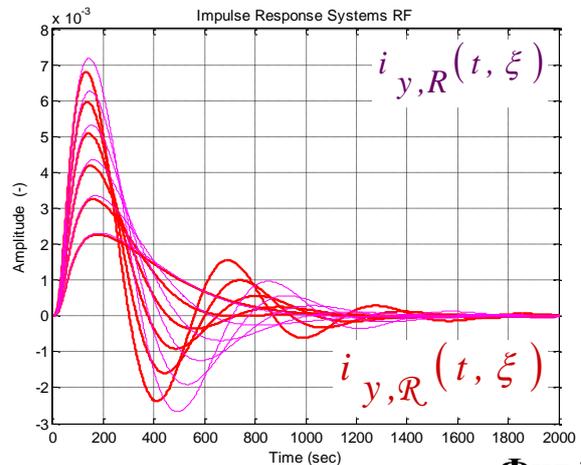
Фиг.29.



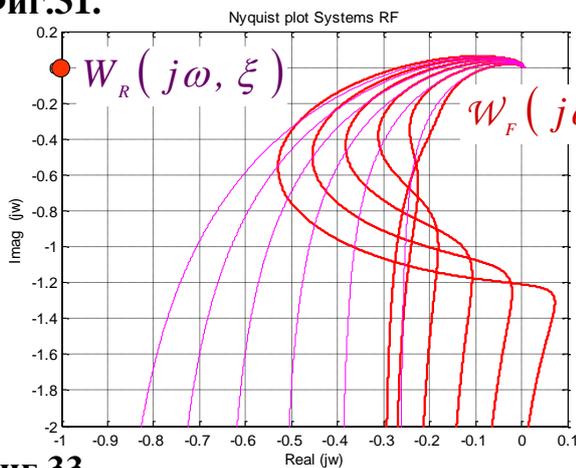
Фиг.30.



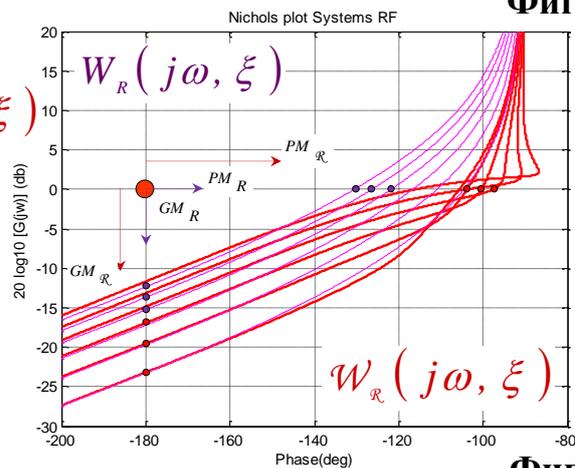
Фиг.31.



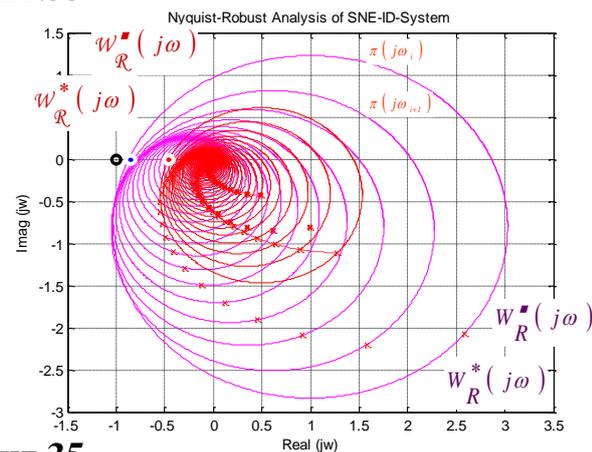
Фиг.32.



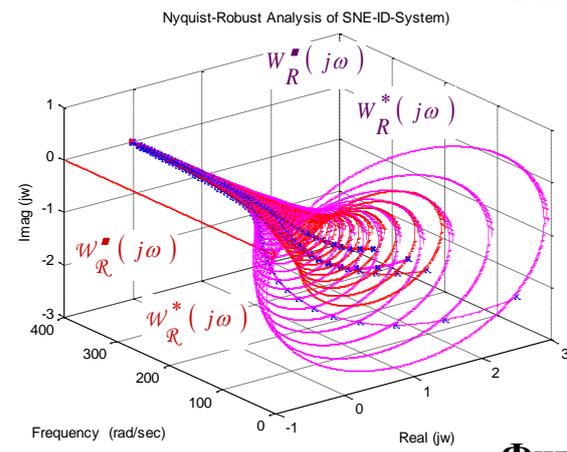
Фиг.33.



Фиг.34.



Фиг.35.



Фиг.36.

[7] Nikolov E. (2010), *Robust Fractional Control (Approaches Predictive and Algebraic, Distributed Control Systems)*, Sofia, © 2010 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN 978-954-438-851-5, 375 p.

[8] Nikolova N., E. Nikolov (2006), *Methods and algorithms of adjustment on controllers of systems - Handbook for Applied Methods for Process Control*, Sofia, © 2006 Publishing House of Technical University of Sofia, ISBN –10: 954 438 579 7; ISBN –13: 978 954 438 579 8, 72 p

Автор: Емил Николов, проф. дтн, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: nicoloff@tu-sofia.bg

Постъпила на 23.07.2015

Рецензент: доц. д-р Н. Г. Николова

ФОСФОРНИ ЗАБАВИТЕЛИ НА ГОРЕНЕТО КАТО СРЕДСТВО ЗА ИЗУЧАВАНЕ НА ПЛАЗМЕНО-ПОДПОМОГНАТАТА ПОВЪРХНОСТНА ИМПРЕГНАЦИЯ

Ивайло Иванов, Диляна Господинова, Петър Динев

Резюме: Фосфорните забавители на горенето (антипирени) бързо изместват халоген съдържащите забавители на горенето в областта на огнезащитата на горими материали и изделия. Тяхното действие се основава върху формирането на защитно въглено покритие, което спира пламъчното горене и разпространяването на огъня в дълбочина. Овъгляването на повърхностния слой, съдържащ забавителя на горене, под действие на топлината при температури от порядъка на 190÷250 °C прави видимо проникването на импрегнационния разтвор, съдържащ забавителя на горене. Този подход позволява да бъде измерена дълбочината на проникване през повърхността на пробното тяло по направление на капиллярите и напречно на тях.

Ключови думи: диелектричен бариерен разряд, защитно покритие от въглен, забавители на горенето, пламъчно горене, плазмено-подпомогната повърхностна импрегнация, фосфорни забавители на горенето.

PHOSPHOROUS FLAME RETARDANTS AS TOOLS TO STUDY PLASMA-AIDED SURFACE IMPREGNATION OF WOOD

Ivaylo Ivanov, Dilyana Gospodinova, Peter Dineff

Abstract: Phosphorous flame retardants (PFRs) quickly displace halogen containing flame retardants in flame retardancy of flammable wood materials and products. Their retardant action is based on the formation of charcoal protective coating that stops the flame spreading. Charcoal formation in the surface layer containing phosphorous flame retardant under heat impact at temperature of 190÷250 °C makes visible the penetration of the transparent flame retardant solution through wood surface. This approach allows measuring the wicking depth through the surface of the wood specimen in the direction of capillary movement and transverse direction thereof.

Keywords: atmospheric dielectric barrier discharge (DBD), charcoal protective coating, phosphorous flame retardant (PFR), flaming, penetration, plasma-aided surface impregnation, spreading, wicking.

1. INTRODUCTION

Flame retardants (FRs) are used since the 1960s as chemicals which are added to materials both to render them more resistant to ignition and to delay the spreading of fire after ignition. They are designed to minimize the risk of a fire starting in case of contact with a small heat source such as a cigarette, candle or an electrical fault. If the flame retarded material or an adjacent material has ignited the flame retardant will slow down the combustion and often it will prevent the fire from spreading to other items (EFRA, 2007).

What are flame retardants?

Since the term “*flame retardant*” describes a function and not a chemical class, there is a wide range of different chemicals which are used for this purpose. *FRs* may have different compositions: they may contain halogens (bromine and chlorine), **phosphorus**, nitrogen, metals, minerals based on aluminum and magnesium, or they may be based on borax, antimony trioxide, molybdenum, or the *FR* may be a nanocomposite (EFRA, 2007).

Flame retardants have become a class of chemicals which receive more and more scientific and public attention. The discussions about flame retardants started when brominated flame retardants (*BFRs*) became a topic of environmental concern in the early 1990s, when it was discovered that some *BFRs* could form halogenated dioxins and furans under severe thermal stress or when they were burnt in accidental fires or uncontrolled combustion. Findings in the environment and biota and the suspicion that some flame retardants bioaccumulate in organisms have added to these concerns. Meanwhile, the environmental and health properties of not only *BFRs* but also other types of flame retardants have been studied extensively. The most widely used *FRs* have become the subject of official risk assessments in Europe (PINFA, 2009).

What are halogen-free flame retardants?

Phosphorus (non-halogenated), *Inorganic* and *Nitrogen* flame retardants (*PIN FRs*) are halogen-free additives that can be added to or applied as a treatment to organic materials such as wood, plastics and textiles to impart fire protection to these materials. The group of *PIN FRs* covers a diverse range of chemicals which are commonly classified as: *i) Inorganic FRs*: This category comprises mainly metal hydroxides like aluminum hydroxide and magnesium hydroxide. Other compounds like e. g. zinc borate are used to a much lesser extent; *ii) Phosphorus* based or phosphorous flame retardants (*PFRs*) include organic and inorganic phosphates, phosphonates and phosphinates as well as red phosphorus, thus covering a wide range of phosphorus compounds with different oxidation states; *iii) Nitrogen* based flame retardants (*NFRs*) are typically melamine and melamine derivatives (e. g., melamine cyanurate, melamine polyphosphate, melam, melon), and they are often used in combination with phosphorus based flame retardants.

Phosphorous flame retardants

According to the *European Flame Retardants Association* (EFRA, 2007), the total consumption of *FRs* in Europe in 2006 was 465,000 tons, of which 10 % were *brominated flame retardants (BFRs)*. Many halogenated chemicals, such as some *BFRs* and *polychlorinated biphenyls (PCBs)*, have proven to be persistent, bioaccumulative, and/or toxic in the environment, and to animals and humans. Nowadays the production and use of *BFRs* are restricted more and more by the *European Union (EU)* and they have been voluntarily phased out in the *USA*. These developments have urged the use of alternatives for *BFRs*, (*Bromine science and environmental forum, BSEF, 2011*), [1].

Since the ban on some *BFRs*, *phosphorus flame retardants (PFRs)*, which were responsible for 20 % of the flame retardant consumption in 2006 in Europe, are often proposed as alternatives for *BFRs*. *PFRs*, which have already been used for over 150 years (Andrae, 2007), are considered as suitable alternatives for *BFRs*. Because of the need for vapor-phase activity, a number of volatile *PFRs*, *tributyl phosphate (TBP)*, *triphenyl phosphate (TPhP)*, and *triphenylphosphine oxide (TPPO)*, have been identified as possible substitutes for bromine-containing formulations (Horrocks *et al.*, 2007). Not only several *BFRs* are being replaced by *PFRs*, but also the halogen containing *PFRs* may need to be substituted by non-halogenated *PFRs*. The German Federal Environmental Agency (GFEA) carried out a research project on substitution of hazardous *FRs*, [1].

PFRs can be divided in three main groups: *inorganic*, organic and halogen containing *PFRs*. The first group contains the inorganic *PFRs*, including frequently used *Red phosphor (RP)*, *Phosphoric acid (PA)*, *Di-ammonium hydrogen phosphate (DAP)*, *Ammonium di-hydrogen phosphate (ADP)*, and *Ammonium polyphosphate (APP)*. The second group consists of the organic *PFRs*. Three different general structures of these *PFRs* can be recognized: the organophosphate esters (*OPEs*), the phosphonates, and the phosphinates. The third group is the widely used group of halogenated *PFRs*. These combine the properties of halogen and phosphorus components. Some *PFRs* are *reactive FRs*, which means they are chemically bound to a polymer, whereas others are *additive* and mixed into the polymer, [1].

Flame retarding mechanisms of PFRs

Most of the *PFRs* have a mechanism of action in the solid phase of burning materials (char formation), but some may also be active in the gas phase. In case of fire the solid materials are decomposed by heat into flammable gases, which will be on fire. There are several *FR*-mechanisms to prevent fire, of which the most effective ones are reactions in the solid phase and reactions in the gas phase (EFRA, 2007).

Halogenated *FRs* act in the gas phase, whereas non-halogenated *PFRs* mainly act in the *solid phase* of burning materials. In the gas phase halogenated *FRs* remove H^+ and OH^- radicals from the flammable gasses, by reaction with the Br and Cl atoms.

The removal of the H^+ and OH^- radicals results in a slowdown of the burning process, and reduces the spreading of the fire. Another mechanism of action of *PFRs* is offering a partial gas phase contribution to the flame extinguishing effect, which is comparable to bromine or chlorine containing *FRs*. When halogens and phosphorus are both present in polymer systems, they act independently and therefore additively (EFRA, 2007), [1 and 2].

When phosphorus is heated it will react, and form a polymeric form of phosphoric acid. This acid causes a charcoal layer on material's surface, which shields the material from oxygen and heat, in that way preventing the formation of flammable gasses. The content of phosphorus in *PFRs* varies from 8.2 % for bis (4-carboxyphenyl) phenylphosphine oxide (*BCPPO*) to almost 100 % for *RP*. A minimum amount of *PFR* is needed to form a char layer. Once the layer was formed there is no need for more *FR*, [1, 2, 3, and 4].

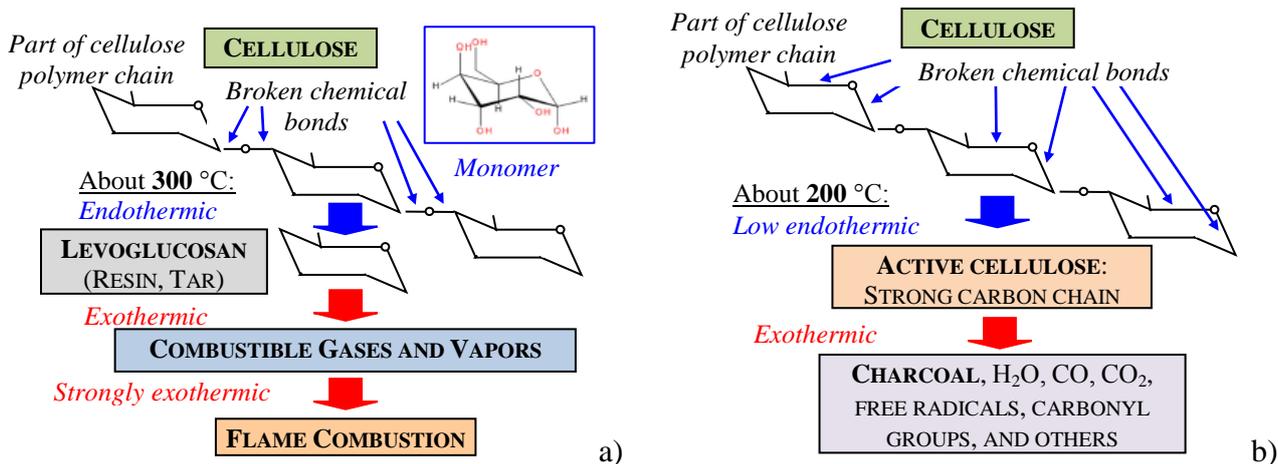


Fig.1. Two main mechanisms of thermal decomposition of the cellulose molecule in the wood pyrolysis: *a* – cellulose decomposition in flame combustion – resin and tar as residue; *b* – formation of charcoal shield as residue. The decomposition is often regarded as the superposition of the individual constituent’s decomposition mechanisms: hemicellulose decomposes first [180÷350 °C] followed by cellulose [275÷350 °C], and lignin [250÷500 °C], (Kim *et al.* 2006).

Plasma-aided flame retardation of wood and wooden products

The *plasma-aided flame retardation* of wood and wooden products has been developed successively as a result of creating a functional layer (coating) containing phosphorus flame retardants. The flame retarded layer was built by new *plasma-aided surface finishing process* of surface (capillary) impregnation. This process comprises: *i* – cold plasma (DBD-) surface pre-treatment for increasing the wood surface energy and altering its chemical, electrical (ionic) and capillary activities; *ii*- surfactant enhanced impregnation to change the ionic activity and surface tension of *FR* impregnating solution by *surface-active agents* (surfactants), and in general to improve some characteristics of the capillary impregnation process such as solution spreading on the surface and wicking in the depth of porous media, as well as the amount of the penetrated (sorbed) flame retardant in the surface *FR*-layer. In this way the plasma pre-treatment improves the flame retardation of wood and wooden products, [1, 2, and 3]. Wood cell wall is thought to be a composite material made of cellulose microfibrils embedded in a water-reactive matrix of hemicellulose and lignin. The ability of the matrix to adsorb water is thus of critical importance in the water solution surface (and capillary) impregnation of wood (N. Barber 1968). As a result of such plasma-aided impregnation a functional coating containing *FRs* in decreasing concentration in depth occurs. Flame suppressing effect depends on the uniformity, faultless (free of defects) and thickness of the charcoal coating. This coating is most commonly colorless, and does not allow to be studied directly (visually). The non-halogenated *PFRs* that act in solid phase of burning wood materials as charcoal top coating (against the spread of fire) gave us the idea to use a new approach to study directly the plasma-aided surface impregnation. After heat development and *PFR* wood transformation of cellulose according to char mechanism of thermal decomposition, Fig.1, a charcoal coating occurs at the place of the *FR*-functional coating. Thus, the colorless coating acquires color (black) and becomes visible. The charcoal path of wood pyrolysis develops and makes visible the results of plasma-aided impregnation finishing.

The objective of this paper is to study the effect of plasma pre-treatment on *European white* or *Scots pine* (*Pinus Sylvestris*, Bulgaria) wood surface functionalization as well as the effect of surfactant enhanced impregnation on the wicking phenomena, both aiming to improve the surface impregnation process.

This study has been developed as part of a large research on plasma-chemically activated wood surface and flame retarded constructive wood. The aim was to verify possibility of measuring the penetration (wicking) depth values after plasma-aided impregnation using well known *PFRs*.

Studies of *cold plasma functionalization phenomena*, i.e. interactions of oxidative cold plasma with wood surface may add valuable information about the surface (and capillary) impregnation, printing, gluing and coating properties of wood. Such information is essential in the development of efficient processing methods and for the prediction of the functionality and durability of wood products.

1. Experimental Investigation

The plasma-aided *FR*-process involves two tools which are used for exerting direct impact on the thermal degradation of *FR*-woods: *the first one* consists in impregnating *European white pine* (*Pinus sylvestis*, Bulgaria) wood samples with three *PFR* water solutions - a basic impregnation solution of *PFR* (*BIS*); *BIS* with 5 vol. % of anionic phosphate surfactant (*BIS-A5*); and *BIS-A5* with 0.1 vol. % of siloxane surfactant (*BIS/A5-S*), Fig.2; *the second one* consists in performing cold plasma surface pre-treatment for 60 sec in the plasma of *DBD* before impregnating.

On the basis of prior art, as well as on our own former experience in plasma-aided surface (capillary) impregnation of wood, [5÷11], an oxidative (nitrogen oxides, NO_x) surface plasma pre-treatment has been applied on both sides of the test samples for 60 sec in *DBD* at industrial frequency (50 Hz) and 9, 13 and 17 kV (*RMS*), [6÷12].

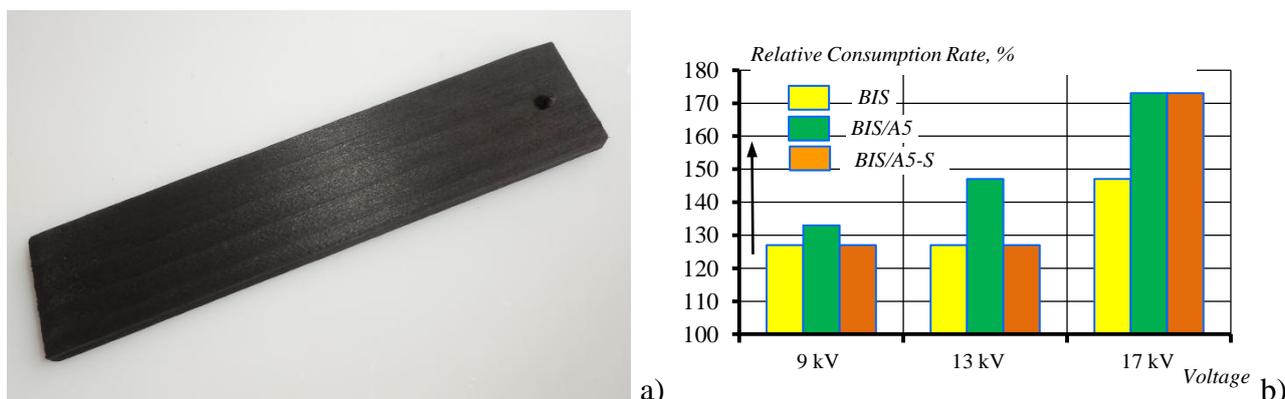


Fig.2. General view (a) of a wood sample after the formation of new charcoal finish layer. The sample has dimensions of length/width/thickness: 150x30x5 mm. Maximum relative quantity of the three test impregnating solutions or *relative consumption rate* after plasma surface pre-treatment at different voltage – 9, 13, and 17 kV (*RMS*) and industrial frequency (50 Hz), is given (b). The relative consumption rate of bare or non-treated wood sample is 1.5 ml (cm³) per sample or the consumption rate is 0.139 l/m² (dm³/m²).

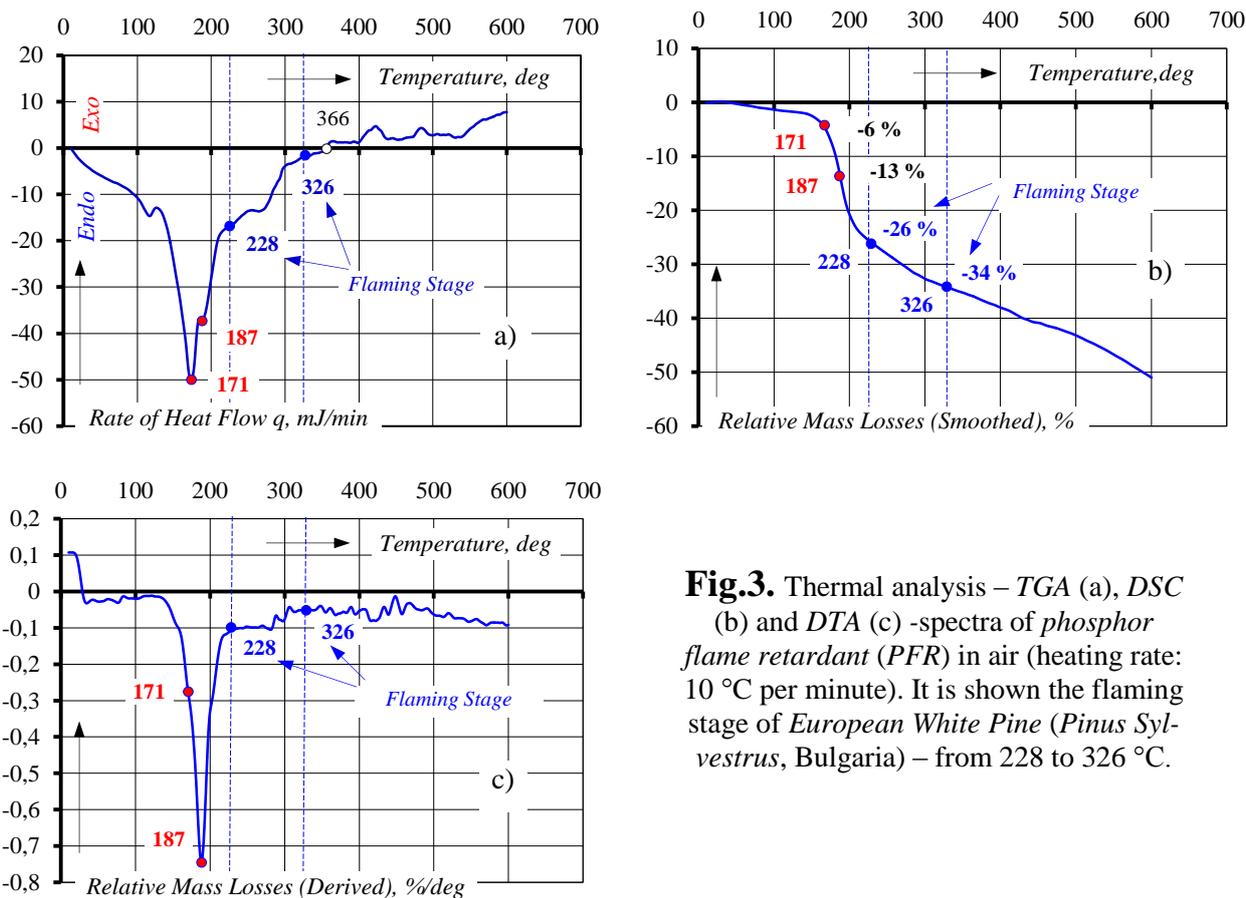


Fig.3. Thermal analysis – TGA (a), DSC (b) and DTA (c) -spectra of phosphor flame retardant (PFR) in air (heating rate: 10 °C per minute). It is shown the flaming stage of European White Pine (*Pinus Sylvestrus*, Bulgaria) – from 228 to 326 °C.

Anionic phosphate surfactant (“Aniticrystallin A“, Chimatech, Ltd., Bulgaria) in quantity of 5 vol. %, and siloxane surfactant (super spreader: Y-17113, Momentive Performance Materials GmbH & Co. KG, Germany) in quantity of 0.1 vol. % have been used to control the ion activity of the FR-impregnation solution and its surface tension. The used anionic surfactants, alone and in combination with siloxane surfactant, lower the surface tension of the impregnating solution and thus allowing it to wet and penetrate solids, [6÷11].

3. Experimental Results and Discussion

The results from the thermal analysis of the used PFR– rate of heat flow, relative mass losses, and derived mass losses are presented on Fig.3, [11].

The stage of flaming (228÷326 °C) of European white pine characterized by the release of flammable gases and vapors is shifted towards higher temperature so that the PFR has undergone necessary chemical transformation (peak at 187 °C; 26 % relative loss of masses) and prepared the charcoal decomposition of cellulose, Fig.3.

The flame retardation effect of plasma-aided PFR (BIS) impregnated European white pine was shown by DSC and TGA-thermal analysis spectra in the flaming stage of temperature interval - 228÷236 °C, Fig.4.

On this basis it was revealed the heat development of European white pine samples impregnated with BIS at different temperature prior to the temperature range of flaming stage: 190, 210, 230, 250, and 270 °C, Fig.5.

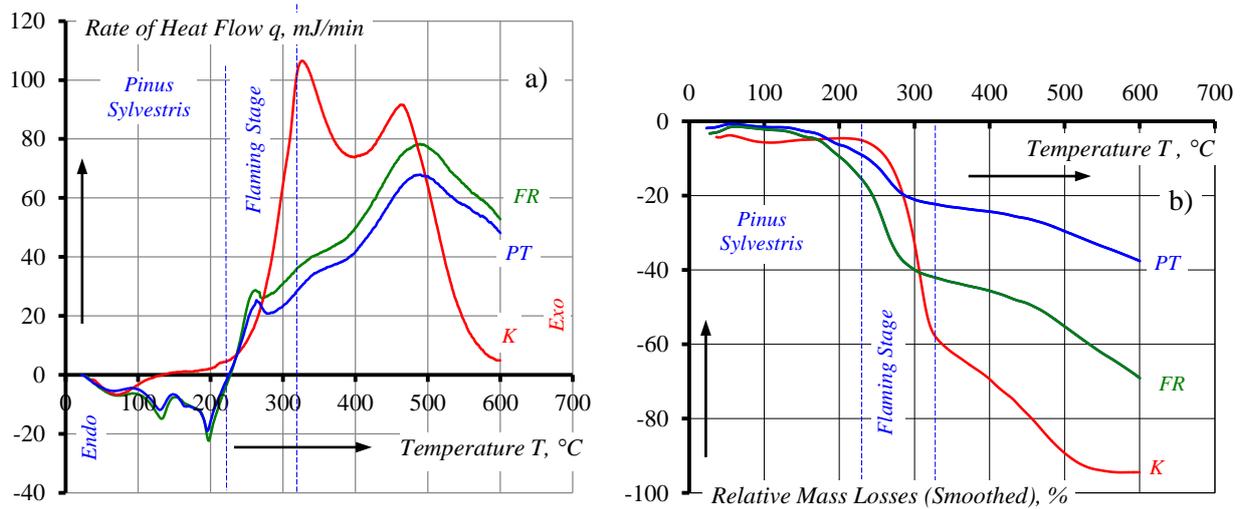


Fig.4. Thermal analysis – DSC (a) and TGA (b) -spectra of *European white pine (Pinus Sylvestris)* bare wood (K); BIS-impregnated wood (FR); plasma-aided BIS-impregnated wood.

Some cross-sectional visualization of surface charcoal coatings in the direction of the wood capillaries and transverse to them after capillary and surface impregnation (without plasma pre-treatment) by the used test FR-solutions at consumption rate of 0.139 l/m^2 (dm^3/m^2) and charcoal coating formation are shown on Fig.6.

The analysis of the produced visualizations, Fig.6, shows that the main problem for the wood sample flame retardation is the presence of many defects that violate the integrity of the coating. These concerns most closely to the sample impregnated with the BIS, Fig. 6. The number of defects and malformations decreases in samples with surfactants assisted impregnation (BIS/A5 and BIS/A5-S).

The experimental study for plasma-aided impregnation has been conducted with three modes of plasma pre-treatment (at 9, 13 and 17 kV (RMS) and 50 Hz; air gap of 6 mm and alkali glass dielectric barrier thick 3 mm) and three test PFR impregnating solutions. The study was carried out for two different consumption rates: the first one is the maximum consumption rate of bare wood sample – 1.5 cm^3 per sample or $0.139 \text{ dm}^3/\text{m}^2$ for each of the impregnation solutions, Fig.8a; the second one is the maximum consumption rate (after Fig.2b) for each sample and solution, Fig.8b.

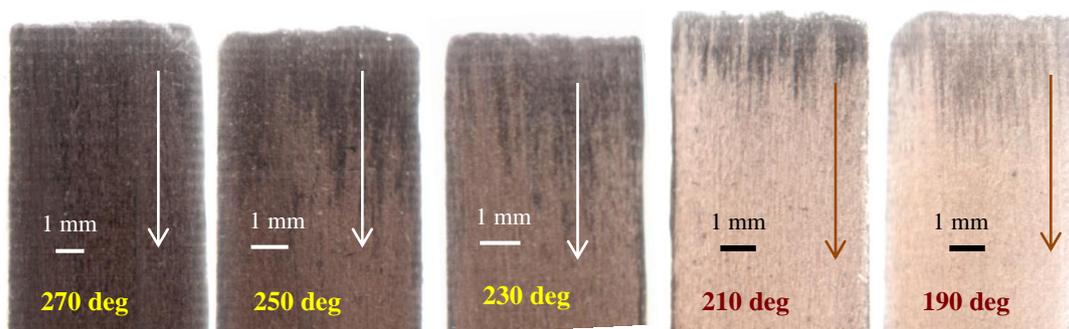


Fig.5. Cross-sectional view of the wood sanding finished samples (very fine sandpaper ISO/FEPA Grit size, ISO 6344: **P280**; average grain size: $52.2 \mu\text{m}$), which displays the charcoal coatings along the capillaries (in the arrow direction) and transversely of them at different temperatures of heat development (from 190 to 270 °C). A wood sample surface prior to sanding is also shown. Obviously, the best charcoal coating visualization in the area of capillary impregnation (in the direction of the arrow) has been obtained at 230 and 250 °C. This is the area of the best heat PFR development (decomposition) process of hemicellulose ($180\div 350 \text{ }^\circ\text{C}$).

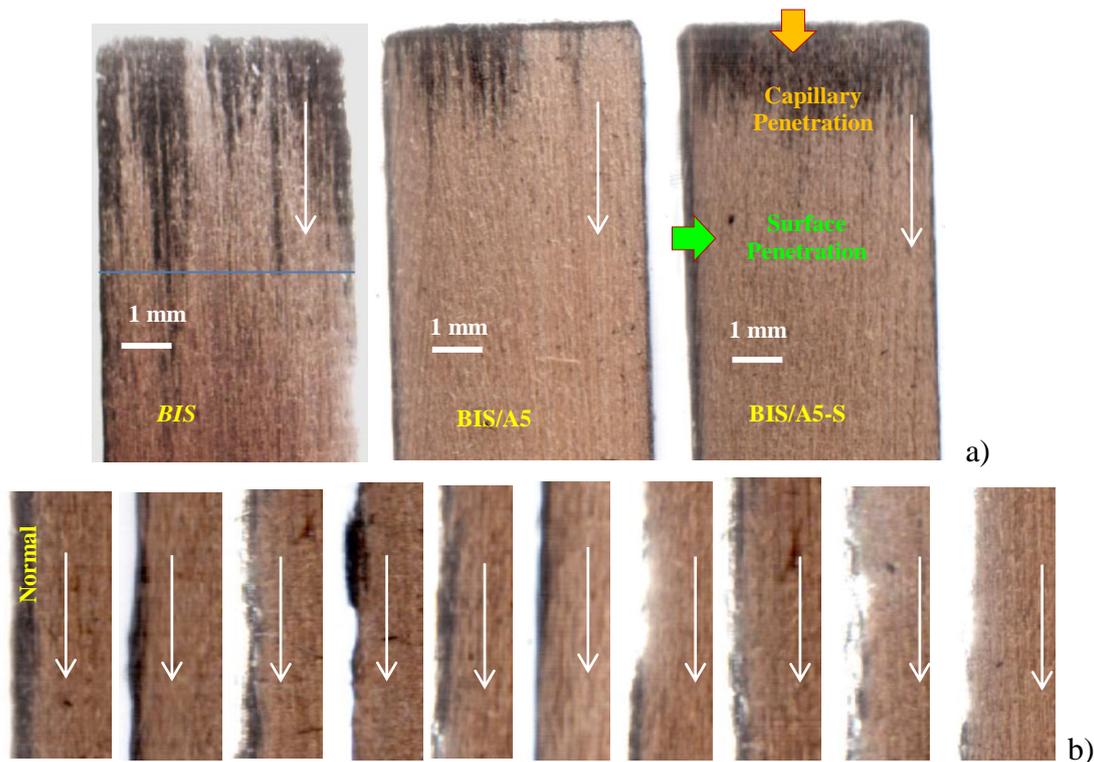


Fig 6. Cross-sectional visualization of charcoal surface coatings (a) in the direction of the wood capillaries (arrow's direction) and transverse to them after capillary and surface impregnation with three test *FR*-solutions at consumption rate of 0.139 l/m^2 (dm^3/m^2), and formation of charcoal layers. Different charcoal coating defects and malformations (b) occurred on the surface of a single sample (*BIS*).

Some very important conclusions can be drawn: *i* – two different kinds of solution (liquid) penetration in the depth of wood were manifested: the first one in the direction of the capillaries – capillary transfer or impregnation, and the second across the capillary – wicking (surface) transfer or penetration; *ii* – the depth of penetration in these two cases differs substantially - almost ten times, Fig.7; *iii* – the mode of plasma pre-treatment, the use of different surfactants and different amount (consumption rate) of *PFR* don't increase the thickness of charcoal coating – it remains within the range of $1.0 \div 3.5 \text{ mm}$ for *capillary impregnation*, and $0.10 \div 0.45 \text{ mm}$ for *surface impregnation*, Fig.7.

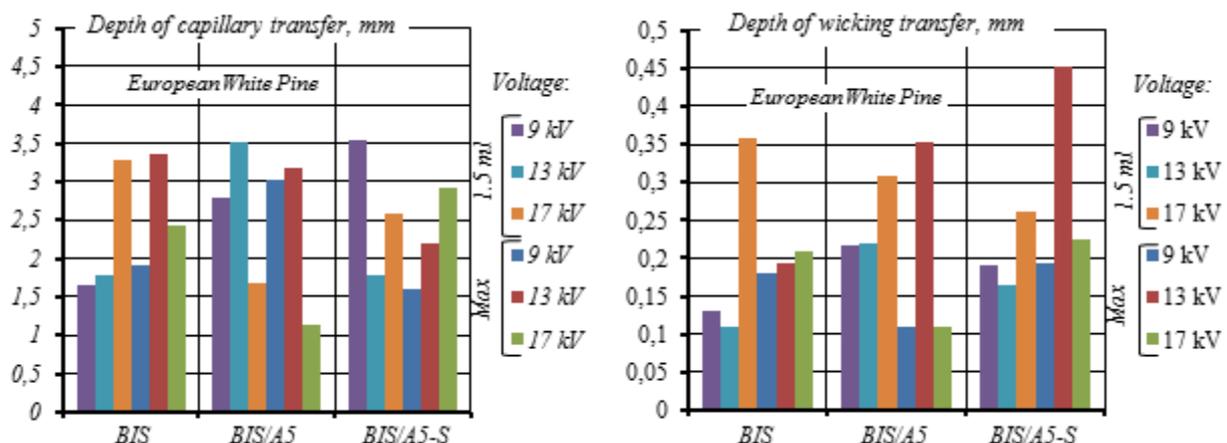


Fig.7. Effect of plasma pre-treatment mode (voltage), used impregnation *FR*-solution (surfactants), and consumption rate (maximum, Fig. 2; 1.5 cm^3 per sample or $0.139 \text{ dm}^3/\text{m}^2$) on the penetration depth: on capillary spreading (a) in the direction of wood capillaries, and on wicking (b) in the transversal direction of them.

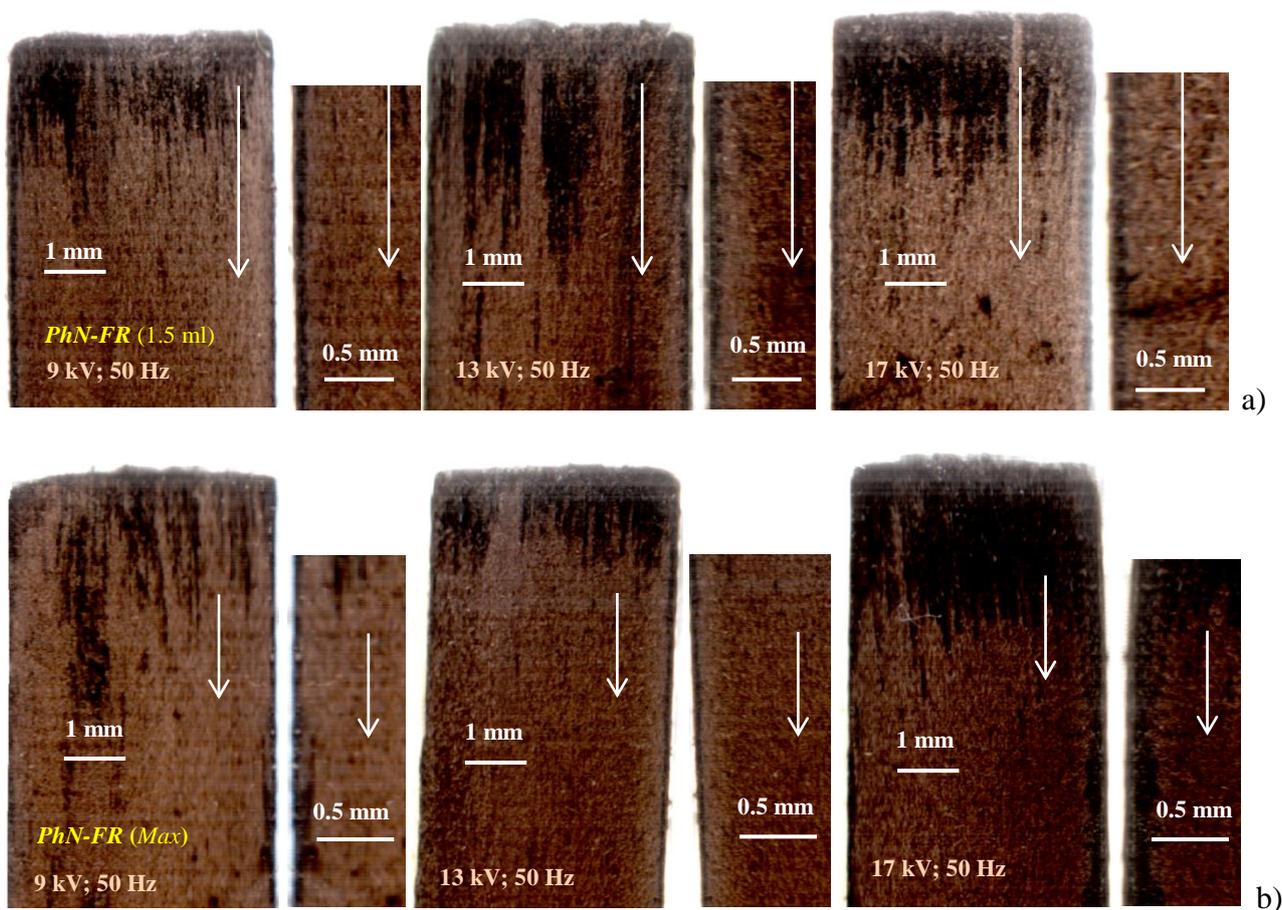


Fig.8. Cross-sectional visualization of charcoal surface layers (a) in the direction (at left) of the wood capillaries (in the arrow direction) and transverse to them (at right) after plasma-aided surface impregnation with three test *FR*-solutions at consumption rate of 1.5 cm^3 per sample (a) or 0.139 l/m^2 (dm^3/m^2) and different maximum consumption rate (b), and charcoal layers formation at $230 \text{ }^\circ\text{C}$.

4. CONCLUSION

The used *PFR* allows to visualize the penetration of *FR*-solutions in the depth of the wood surface and to measure the two depths of penetration – the depth of capillary and surface (wicking) penetration. The effect of plasma pre-treatment can be successively assessed in a quantitatively and qualitatively manner.

All this enables us to say that not the thickness of the charcoal coating but its quality determines the flame retardation of the produced charcoal finish. By choosing plasma pre-treatment mode, adding surfactants to *BIS*-impregnating solution and increasing the *PFR* solution consumption rate we mainly reduced the defects and malformations in the charcoal layer.

REFERENCES

- [1] Van der Veen I., De Boer J. (2012), *Phosphorus flame retardants: Properties, production, environmental occurrence, toxicity and analysis*; Elsevier Ltd., Chemosphere, Vol.: 88, pp. 1119÷1153; <http://dx.doi.org/10.1016/j.chemosphere.2012.03.067>.
- [2] Schartel B. (2010), *Phosphorus-based Flame Retardancy Mechanisms—Old Hat or a Starting Point for Future Development?* Materials, 2010, Vol.:3, pp. 4710÷4745; doi: 10.3390/ma3104710; www.mdpi.com/journal/materials.

- [3] Lowden L., Richard T., *Flammability behavior of wood and a review of the methods for its reduction*; Fire Science Reviews, Springer Open Journal, 2013, 2:4, p. 19; <http://www.firesciencereviews.com/content/2/1/4>.
- [4] Morgan, A. - Guest Editor (2015), *Innovative and Sustainable Flame Retardants in Building and Construction: Non-halogenated phosphorus, inorganic and nitrogen flame retardants*; PINFA Publisher, pp. 1÷51; <http://pinfa.org>.
- [5] Dineff P., Kostova L. (2005), *Method for Plasma Chemical Surface Modification*, H05H 1/24, International Patent Publication No.: WO Patent 2006/133524 A2; International Patent Application No.: PCT/BG2006/000012; Priority Date: 14.06.2005 (109189); Publication Date: 21.12. 2006.
- [6] Dineff P., Gospodinova D. (2007), *Plasma Aided Capillary Impregnation of Hardwood with Ionic Water Solution*, XV International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies "SIELA'07", Plovdiv, Bulgaria, 31 May÷01 June, 2007; Proceedings of papers, Vol.: 1, 2007, pp. 33÷40
- [7] Dineff P., Gospodinova D. (2007), *Plasma Aided Capillary Impregnation of Softwood and Wood Products with Ionic Water Solution*, XV. International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies "SIELA'07", Plovdiv, Bulgaria, May 31÷June 01, 2007; Proceedings of papers, 2007, Vol.: 1, pp. 41÷48
- [8] Dineff P., Gospodinova D., Kostova L. (2007), *Ion-Activated Water Solution Containing Flame Retardant for Plasma Aided Technology of Fire Protection and Safety*, IX. Scientific-Professional Symposium on Cooperation of Researches of Different Branches in the Field of Material Protection "YUCORR'07"; Tara, Serbia, May 21÷24, 2007. Proceedings of Papers, 2007, pp. 297÷301
- [9] Dineff P., Gospodinova D. (2008), *Plasma aided impregnation technology for flame retarded wood producing*, VI-th International Conference on Challenges in Higher Education and Research in the 21-st Century "CHER-21'08". Sozopol, Bulgaria, June 04÷07, 2008; Proceedings of full papers, 2008, pp. 286÷290
- [10] Dineff P., Gospodinova D., Kostova L., Vladkova T., Erfan C. (2008), *New attempt at plasma aided flame retardation in wood and cellulosic fibrous materials*, XX-th Congress of The Society of Chemist and Technologist of Macedonia "BICONGRESS'08", Ohrid, Macedonia, September 17÷20, 2008; Proceedings of papers, 2008, PPM-11-E: pp. 1÷4
- [11] Dineff P., Gospodinova D., Kostova L., Vladkova T., Erfan C. (2008), *Plasma aided surface technology for modification of materials referred to fire protection*; Problems of Atomic Science and Technology, 2008, Issue: 6; Series Plasma Physics (14), pp. 198÷200
- [12] Dineff P. (2009), *Plasma aided impregnation technology for flame retardancy of porous materials*; VI-th International Congress "Machines, Technologies, Materials - MTM 2009", February 18÷20, 2009; Sofia, Bulgaria; Scientific Proceedings of The Scientific Technical Union of Mechanical Engineering, Year: XVI, Vol.:6/109, 2009, Industrial Management, Vol.: 2, pp. 26÷31 (on Bulgarian)

Authors: Ivaylo Ivanov, Assist. prof.; Dilyana Gospodinova, Assoc. Prof., Ph.D; Peter Dineff, Prof. D.Sc.; Department of Electrical Apparatus, Faculty of Electrical Engineering, Technical University; E-mail address: igi@tu-sofia.bg; dilianang@abv.bg; dineff_pd@abv.bg

Received 30 September 2015

Reviewer: Prof. Ph.D. Margarita Neznakomova

РЕШЕНИЕ ОТ ТИП ОСНОВНО СЪСТОЯНИЕ НА НЕЛИНЕЙНО ЕЛИПТИЧНО УРАВНЕНИЕ СЪС СИНГУЛЯРНИ КОЕФИЦИЕНТИ

Георги Венков

Резюме: В настоящата работа ние ще докажем съществуване и единственост на решение от тип основно състояние $u \in H^1(\mathbb{R}^3)$ на нелинейно елиптично уравнение от вида

$$-\Delta u + \omega u = \frac{1}{|x|} |u|^{p-2} u, \quad \omega > 0,$$

при $2 \leq p < 8/3$. Това решение, от друга страна, е единственото минимизиращо решение на следната минимизационна задача

$$\inf \left\{ \frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{1}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \mid u \in H^1(\mathbb{R}^3), \|u\|_{L^2}^2 = 2\lambda \right\}$$

и дава оптималната константа на интерполационното неравенство на Харди-Соболев.

Ключови думи: нелинейно елиптично уравнение, сингулярни коефициенти, решения от тип основно състояние, минимизатори на енергията.

GROUND STATE SOLUTION TO NONLINEAR ELLIPTIC EQUATION WITH SINGULAR COEFFICIENTS

George Venkov

Abstract: In the present article we prove existence and uniqueness of ground state solution $u \in H^1(\mathbb{R}^3)$ to the following nonlinear elliptic equation

$$-\Delta u + \omega u = \frac{1}{|x|} |u|^{p-2} u, \quad \omega > 0,$$

for $2 \leq p < 8/3$. The ground state solution is, on the other hand, the unique minimizer of the following minimization problem

$$\inf \left\{ \frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{1}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \mid u \in H^1(\mathbb{R}^3), \|u\|_{L^2}^2 = 2\lambda \right\}$$

and also gives the best constant of the Hardy-Sobolev interpolation inequality.

Keywords: nonlinear elliptic equation, singular coefficient, ground state solutions, energy minimizers.

1. INTRODUCTION AND MAIN RESULTS

We shall consider the following time independent Schrödinger equation in \mathbb{R}^3

$$-\Delta u + \omega u = \frac{1}{|x|} |u|^{p-2} u, \quad (1.1)$$

where $u(x) \in H^1(\mathbb{R}^3)$ and $2 \leq p < 8/3$. We aim to prove existence and uniqueness of ground state solution to (1.1), which is positive radially symmetric and strictly decreasing function at infinity. The ground state is the minimizer of the corresponding energy functional

$$\mathcal{E}_p(u) = \frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{1}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \quad (1.2)$$

subject to the constraint

$$\frac{1}{2} \|u\|_{L^2}^2 = \lambda > 0, \quad (1.3)$$

or more precisely, it is the unique solution of the following minimization problem

$$I(\lambda) = \inf \left\{ E_p(u) \mid u \in H^1(\mathbb{R}^3), \|u\|_{L^2}^2 = 2\lambda \right\}. \quad (1.4)$$

Following the idea of Weinstein [13], it can be proved that the unique solution to the problem (1.4) gives the best constant C_p of the Hardy–Sobolev interpolation inequality

$$\left(\int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \right)^{\frac{1}{p}} \leq C_p \|\nabla u\|_{L^2}^\theta \|u\|_{L^2}^{1-\theta}, \quad \theta \in [0, 1].$$

Let us mention a few motivations for studying the equation (1.1) and the minimization problem (1.4). The minimizer of (1.4) is closely related with the existence and stability of standing waves for the nonlinear Schrödinger equation

$$i\partial_t \psi + \Delta \psi + \frac{1}{|x|} |\psi|^{p-2} \psi = 0, \quad \psi(t, x) : \mathbb{R} \times \mathbb{R}^n \longrightarrow \mathbb{C}, \quad (1.5)$$

with $n \geq 3$ and $p \geq 2$. A standing wave (some times called solitary wave) is a solution to (1.5) of the form

$$\psi(t, x) = e^{i\omega t} u(x), \quad \omega > 0 \quad (1.6)$$

where $u(x)$ is the stationary solution to (1.1). The minimizer for (1.4) appears in the blow-up theory of the nonlinear Schrödinger equation (1.5) and especially in the methods to analyze the minimal mass blow-up. Moreover, equation (1.5) can model beam propagation in an inhomogeneous medium where the inhomogeneity $1/|x|$ corresponds to the electron density.

The nonlinear elliptic equation in the general form

$$\Delta u + g(u) = \omega u$$

formally needs the spectral study of the linearized operator $L_u = \Delta + g'(u) - \omega$ and uses the fact that the kernel of L_u satisfies

$$\ker L_u = \text{span}\{\partial_{x_1}u, \dots, \partial_{x_n}u\},$$

when stability of standing waves is considered. For inhomogeneous nonlinearities of the form $g = g(x, u)$ however, this approach fails.

Akhmediev [1] and Grillakis, Shatah and Strauss [5] studied the existence and stability of solitary waves of (1.5) when $g(x, u)$ describes three layered media where the outside two are nonlinear and the sandwiched one is linear. Also, Merle [10] investigated the existence and nonexistence of blowup solutions of (1.5) for inhomogeneities of the form $g(x, u) = V(x)|u|^{4/n}$. In this paper, we shall consider the case $g(x, u) = V(x)|u|^{p-2}u$ with Coulomb inhomogeneity of the type $V(x) = 1/|x|$.

Our work on the problem was stimulated by some recent contributions (see, for example [2] and [3]) where it is assumed that $g(x, u) = \frac{1}{|x|^b}|u|^{p-2}u$ for $b \in (0, 2)$.

Radial symmetry of solutions to (1.1) will be proved using the results of Gidas, Ni and Nirenberg [4], Li [7] and Li and Ni [8], while for the uniqueness result we shall check the required condition of Theorem 2.2 in Yanagida [14].

The existence of the minimizer and the property $-\infty < I(\lambda) < 0$ are based on the following observation.

Lemma 1.1. *If $2 \leq p < 8/3$ and $\lambda > 0$, then one can find $\tilde{C} = \tilde{C}(\lambda) > 0$ so that*

$$\frac{1}{2}\|u\|_{L^2}^2 = \lambda \tag{1.7}$$

implies

$$\|u\|_{\dot{H}^1} \leq \tilde{C}, \quad E_p(u) > -\tilde{C}. \tag{1.8}$$

Proof. In fact, we have to show that for any $\lambda > 0$ one can find $\tilde{C}(\lambda) > 0$ so that

$$\frac{1}{2}\|u\|_{L^2(\mathbb{R}^3)}^2 = \lambda, \implies E_p(u) \geq -\tilde{C}(\lambda). \tag{1.9}$$

The proof is based on the interpolation inequality

$$\int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \leq C \|\nabla u\|_{L^2}^{\frac{3p-4}{2}} \|u\|_{L^2}^{\frac{4-p}{2}}. \tag{1.10}$$

To check this inequality we first use Hölder and Hardy inequalities implying

$$\int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} \leq C \left\| \frac{u}{x} \right\|_{L^2} \|u\|_{L^{2(p-1)}}^{p-1} \leq C \|\nabla u\|_{L^2} \|u\|_{L^{2(p-1)}}^{p-1}. \tag{1.11}$$

Applying the Gagliardo–Nirenberg interpolation inequality

$$\|u\|_{L^{2(p-1)}} \leq C \|u\|_{L^6}^\theta \|u\|_{L^2}^{1-\theta}, \quad \theta = \frac{3(p-2)}{2(p-1)},$$

we easily get (1.10).

The inequality (1.10) gives

$$E_p(u) \geq \frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - C \|\nabla u\|_{L^2}^{\frac{3p-4}{2}} \lambda^{\frac{4-p}{4}}$$

due to the normalization assumption

$$\frac{1}{2} \|u\|_{L^2(\mathbb{R}^3)}^2 = \lambda$$

in (1.9). Now we can set

$$Y = \|\nabla u\|_{L^2}^2 \lambda^{-(4-p)/(8-3p)}$$

and rewrite the above estimate as follows

$$E_p(u) \geq \lambda^{(4-p)/(8-3p)} \varphi(Y), \quad \varphi = \frac{Y}{2} - CY^{(3p-4)/4}.$$

Since the function $\varphi(Y) : Y \in [0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}$ is bounded from below for

$$(3p - 4)/4 < 1 \iff p < \frac{8}{3},$$

we find

$$E_p(u) \geq -C\lambda^{(4-p)/(8-3p)}$$

so (1.9) is established with

$$\tilde{C}(\lambda) = C\lambda^{(4-p)/(8-3p)},$$

where $C > 0$ is a constant independent of $\lambda > 0$.

Careful analysis of the previous argument shows that

$$\varphi(Y) < 0 \implies Y \leq C$$

and hence there exists a positive constant C so that for any $\lambda > 0$

$$\frac{1}{2} \|u\|_{L^2}^2 = \lambda, \quad E_p(u) < 0 \implies \|\nabla u\|_{L^2}^2 \leq C\lambda^{(4-p)/(8-3p)}. \quad (1.12)$$

This completes the proof of the Lemma.

Our first result concerns the existence of minimizer of (1.4).

Theorem 1.2. *Suppose $2 \leq p < 8/3$. For any $\lambda > 0$ one can find*

$$u(x) = u_\lambda(x) \in H_{rad}^1(\mathbb{R}^3), \quad u(x) > 0, \quad (1.13)$$

such that

$$E_p(u) = I(\lambda) = \min_{u \in S(\lambda)} \{E_p(u)\}, \quad (1.14)$$

where

$$S(\lambda) = \{u \in H^1(\mathbb{R}^3), \quad \|u\|_{L^2}^2 = 2\lambda\}. \quad (1.15)$$

If $u(x)$ is a critical point of $I(\lambda)$, $u \in S(\lambda)$, then $u(x)$ satisfies the relation

$$E_p'(u) + \omega u = 0, \quad (1.16)$$

where prime denotes the usual Gateaux derivative and $\omega \in \mathbb{R}$ is the corresponding Lagrange multiplier.

Using the radial symmetry assumption, the above equation can be rewritten into an ordinary differential equation of the form

$$u'' + \frac{2u' + u^{p-1}}{r} = \omega u, \quad r \in [0, \infty). \quad (1.17)$$

We shall suppose that u satisfies the following initial conditions

$$u(0) = \alpha > 0, \quad 2u'(0) + u^{p-1}(0) = 0. \quad (1.18)$$

Our key result shows the uniqueness of the solution for given fixed $\alpha > 0$.

Theorem 1.3. *If $\alpha > 0$, then there is a unique radial positive function*

$$u(r) \in C^2(0, \infty) \cap H_{rad}^1(\mathbb{R}^3),$$

such that $u(r)$ is decreasing solutions to the Cauchy problem (1.17)-(1.18).

At this point, the question of uniqueness of ground states for equation (1.1) is reduced to the study of all possible solutions $u = u(r, \alpha)$ for the initial value problem (1.17)–(1.18), varying the initial value α . It is the Kwong uniqueness proof in [6], where it is given a fine analysis of the derivative of u with respect to α in combination with the Sturm comparison theorem, all aiming to prove the monotonicity of $R(\alpha)$ with respect to α , where $R = R(\alpha)$ denotes the first value of $R > 0$ such that $u(R, \alpha) = 0$, if such an R exists. In the present work, we shall skip the aforementioned analysis and choose a direct uniqueness proof, proposed by Yanagida [14] and which uses a generalized version of Pohozaev identities. As we shall see, the general uniqueness result of Yanagida covers the case of the nonlinear elliptic equation (1.1), as well as its radial equivalent (1.17).

The paper is organized as follows. In Section 2 we shall establish the positiveness of the Lagrange multiplier ω , using Pohozaev identities and the property $-\infty < I(\lambda) < 0$. Then, we shall prove the existence of energy minimizer for arbitrary values of $\lambda > 0$, by the use of the lower semi-continuity and monotonicity of $I(\lambda)$ (here, one can refer to [12, 13]). In Section 3 we shall check the general properties of Yanagida [14] in order to establish the uniqueness result.

2. POHOZHAEV IDENTITIES AND EXISTENCE RESULT

Given any minimizer u of the problem (1.4) we have to determine the sign of the Lagrange multiplier ω .

For the purpose we shall use the classical Pohozaev identities that will give also suitable invariants, i.e. quantities depending only on the minimal level $I(\lambda)$.

In fact, we assume that $u \in H^1$ is a solution to the Euler–Lagrange equation (1.1). We consider the radial vector field $r\partial_r = \sum_{j=1}^3 x_j \partial_{x_j}$ and use the following relations

$$\langle \Delta u, r\partial_r u \rangle_{L^2} = \frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2,$$

$$\langle u, r\partial_r u \rangle_{L^2} = -\frac{3}{2} \|u\|_{L^2}^2,$$

$$\left\langle \frac{|u(x)|^{p-2}u(x)}{|x|}, r\partial_r u \right\rangle_{L^2} = -\frac{2}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|}.$$

In this way, we deduce the following Pohozaev identities

$$\|\nabla u\|_{L^2}^2 + \omega \|u\|_{L^2}^2 - \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = 0, \quad (2.1)$$

$$-\frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{3\omega}{2} \|u\|_{L^2}^2 + \frac{2}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = 0. \quad (2.2)$$

As first application of these relations, we observe that rescaling argument shows that

$$\exists u \in H^1(\mathbb{R}^3), \quad E_p(u) < 0$$

so Lemma 1.1 guarantees that

$$-\infty < I(\lambda) < 0, \quad \forall \lambda > 0 \quad (2.3)$$

and we can determine the sign of ω as follows.

Lemma 2.1. *Suppose $p \in [2, 8/3)$ and $u \in H^1(\mathbb{R}^3)$ is a nonzero minimizer of $E_p(u)$ and it is solution to (1.1), satisfying the constraint $u \in S(\lambda)$, then $\omega > 0$.*

Proof. The relation (2.3) implies that

$$\frac{1}{2} \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{1}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = I(\lambda) < 0, \quad (2.4)$$

and using Pohozaev identities (2.1) and (2.2) we get the system

$$\begin{cases} \|\nabla u\|_{L^2}^2 + \omega \|u\|_{L^2}^2 - \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = 0, \\ \|\nabla u\|_{L^2}^2 + 3\omega \|u\|_{L^2}^2 - \frac{4}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = 0, \\ \|\nabla u\|_{L^2}^2 - \frac{2}{p} \int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u(x)|^p dx}{|x|} = 2I(\lambda). \end{cases} \quad (2.5)$$

To prove the assertion we solve the system (2.5) with respect to $\omega \|u\|_{L^2}^2$ and find

$$\omega \|u\|_{L^2}^2 = \frac{2(4-p)}{3p-8} I(\lambda). \quad (2.6)$$

This relation and the assumptions $I = I(\lambda) < 0$ and $p < 8/3$ imply $\omega > 0$. This completes the proof of the Lemma.

Our next result gives the existence of positive, radially symmetric and decreasing solution to the minimization problem (1.4).

Lemma 2.2. *For $p \in [2, 8/3)$ there exists a function $u \in H^1(\mathbb{R}^3)$ such that $u \in S(\lambda)$ and $E_p(u) = I(\lambda)$. Moreover, it is positive, spherically symmetric and radially decreasing at infinity.*

Proof. We take minimizing sequence

$$u_n \in H^1(\mathbb{R}^3), \quad u_n \in S(\lambda),$$

such that

$$E_p(u_n) = I(\lambda) + o(1). \quad (2.7)$$

We can assume $u_n \geq 0$, since one can replace u_n by $|u_n|$ in (2.7) and verify that $|u_n| \in S(\lambda)$ is also a minimizing sequence.

We can verify that the minimizing sequence can be chosen so that u_n is a spherically symmetric decreasing function by using a rearrangement argument. Indeed, let u_n be a minimizing sequence of (2.7) and let u_n^* be its symmetric decreasing rearrangement (for details see [9]). Then the following relations hold

$$\|\nabla u_n^*\|_{L^2} \leq \|\nabla u_n\|_{L^2}, \quad \|u_n^*\|_{L^2} = \|u_n\|_{L^2}. \quad (2.8)$$

Applying the simple rearrangement inequality (see Theorem 3.4 in [9]), one can prove

$$\int_{\mathbb{R}^3} \frac{(u_n^*(x))^p dx}{|x|} \geq \int_{\mathbb{R}^3} \frac{u_n^p(x) dx}{|x|}, \quad (2.9)$$

so $u_n^* \in S(\lambda)$ is a minimizing sequence for $E_p(u)$.

It is easy to show that u_n is bounded in $H_{rad}^1(\mathbb{R}^3)$, so choosing a subsequence (still denoted by $\{u_n\}_{n=1}^\infty$), we can deduce that

$$u_n \rightharpoonup \tilde{u}, \quad (2.10)$$

$$\|u_n - \tilde{u}\|_{L^2}^2 \rightarrow 0, \quad (2.11)$$

and

$$\int_{\mathbb{R}^3} \frac{|u_n(x) - \tilde{u}(x)|^p dx}{|x|} \rightarrow 0 \quad (2.12)$$

for some $\tilde{u} \in H_{rad}^1(\mathbb{R}^3)$ and $p \in [2, 8/3)$.

Setting

$$\tilde{\lambda} = \frac{\|\tilde{u}\|_{L^2(\mathbb{R}^3)}^2}{2},$$

we have

$$\tilde{u} \in S(\tilde{\lambda}), \quad E_p(\tilde{u}) \geq I(\tilde{\lambda}) \quad (2.13)$$

and

$$u_n \in S(\lambda), \quad E_p(u_n) = I(\lambda) + o(1). \quad (2.14)$$

Suppose now that

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \|u_n - \tilde{u}\|_{H^1} \neq 0. \quad (2.15)$$

Therefore, we shall use the weak convergence $u_k \rightharpoonup \tilde{u}$ and via the relation

$$\|\nabla(u_n - \tilde{u})\|_{L^2}^2 = \|\nabla u_n\|_{L^2}^2 - \|\nabla \tilde{u}\|_{L^2}^2 + o(1), \quad (2.16)$$

we get

$$I(\lambda) + o(1) = E_p(u_n) = E_p(\tilde{u}) + \|\nabla(u_n - \tilde{u})\|_{L^2}^2 + o(1)$$

and hence

$$I(\lambda) > I(\tilde{\lambda}) + o(1). \quad (2.17)$$

Using rescaling arguments, we can choose $\lambda > \tilde{\lambda} > 0$ and deduce from the lower semi-continuity of $I(\lambda)$, the following

$$I(\lambda) \leq I(\tilde{\lambda}) + I(\lambda - \tilde{\lambda}) < I(\tilde{\lambda}). \quad (2.18)$$

The last property contradicts the monotonicity relation (2.17) and therefore, we see that $u_n \rightarrow \tilde{u}$ in $H^1(\mathbb{R}^3)$ which completes the proof of the Lemma.

3. UNIQUENESS OF GROUND STATE

Here we shall prove uniqueness of positive, radially symmetric solution of (1.1), which is decreasing at infinity and which we call ground state. The radial solution $u(r)$ satisfies the ODE (1.17) subject to the initial conditions (1.18). We have cited the uniqueness result by Yanagida [14]. Here, we briefly check the conditions to prove the uniqueness of a solution to (1.17)–(1.18). These conditions appeared as (C1)–(C6) in Theorem 2.2 of [14]. Consider the following type of semilinear elliptic equations

$$u''(r) + \frac{n-1}{r}u'(r) + g(r)u(r) + h(r)u^{p-1}(r) = 0, \quad r > 0, \quad n \geq 3.$$

As an application to our present case, we consider $g(r) = -1$, $h(r) = 1/r$ and $n = 3$. First, we know that two conditions

(A1): $g(r)$ and $h(r)$ are in $C^1((0, \infty))$,

(A2): $r^{2-\sigma}g(r) \rightarrow 0$ and $r^{2-\sigma}h(r) \rightarrow 0$ as $r \rightarrow +0$ for some $\sigma > 0$,

are satisfied.

Now, let us introduce the functionals

$$G(r, m) = -r^{m+1} + \frac{m(1-m)(2-m)}{2}r^{m-1},$$

$$H(r, m) = \left(m - 2 + \frac{2(m+1)}{p} \right) r^m$$

and

$$J(r, u, m) = r^{m+2} [u'^2(r) - u^2(r)] + (2 - m)r^{m+1}u'(r)u(r) \\ + \frac{(1 - m)(2 - m)}{2}r^m u^2 + \frac{2}{p}r^{m+1}u^p(r)$$

with some $m \in [0, 1]$, that are related to the generalized Pohozaev identity (see Yanagida [14] for details). In fact, if $u(r)$ is a positive decreasing solution of (1.17)–(1.18), then the following relations hold

$$J(r, u, m) = \int_0^r [G(s, m)u^2(s) + H(s, m)u^p(s)] ds, \quad m > 0,$$

$$J(r, u, 0) - u^2(0) = \int_0^r [G(s, 0)u^2(s) + H(s, 0)u^p(s)] ds.$$

We shall introduce the following conditions:

- (C1): $h(r) \geq 0$ for all $r \in (0, \infty)$ and $h(r) > 0$ for some $r \in (0, \infty)$,
- (C2): $G(r, 1) \leq 0$ for all $r \in (0, \infty)$,
- (C3): For each $m \in [0, 1)$, there exists $\alpha(m) \in [0, \infty]$ such that $G(r, m) \geq 0$ for $r \in (0, \alpha(m))$ and $G(r, m) \leq 0$ for $r \in (\alpha(m), \infty)$,
- (C4): $H(r, 0) \leq 0$ for all $r \in (0, \infty)$,
- (C5): For each $m \in (0, 1]$, there exists $\beta(m) \in [0, \infty]$ such that $H(r, m) \geq 0$ for $r \in (0, \beta(m))$ and $H(r, m) \leq 0$ for $r \in (\beta(m), \infty)$,
- (C6): When $g(r) \equiv 0$ for all $r \geq 0$, $h(r)$ satisfies $h(r) \neq C_0 r^q$, where $C_0 > 0$ is an arbitrary constant and $q = (p - 6)/2$,
- (C7): $J(r, u, m) \rightarrow 0$ as $r \rightarrow \infty$ for every $m \in [0, 1]$.

The conclusion of Theorem 2.2 in [14] is that conditions (C1)–(C6) imply that there exists at most one solution of (1.17)–(1.18), satisfying (C7).

It is obvious that condition (C6) is excluded in the present case. Next, we easily see that (C1), (C2) and (C4) hold since $G(r, 1) = -r^2 \leq 0$ and $H(r, 0) = 2/p - 2 \leq 0$ for all $r \in (0, \infty)$ and $p \geq 2$. Also, since

$$G(\alpha, m) = r^{m-1} \left[\frac{m(1 - m)(2 - m)}{2} - r^2 \right] = 0, \quad m \in [0, 1)$$

implies directly that $\alpha(m) = \sqrt{m(1 - m)(2 - m)/2}$ and condition (C3) is satisfied. Finally, one can check that the homogeneity of $H(r, m)$ in r ensures condition (C5) and the uniqueness procedure is completed.

REFERENCES

- [1] Akhmediev, N. (1982). *Novel class of nonlinear surfaces waves: asymmetric modes in a symmetric layered structure*, Sov. Phys. JETP 56, 299–303.

- [2] Bouard, A. D. and Fukuizumi, R. (2005). *Stability of standing waves for nonlinear Schrödinger equations with inhomogeneous nonlinearities*, Annales Henri Poincaré 6, 1157–1177.
- [3] Genoud, F. and Stuart, C. (2008). *Schrödinger equations with a spatially decaying nonlinearity: existence and stability of standing waves*, Discrete Contin. Dyn. Syst. 21, 137–186.
- [4] Gidas, B., Ni, W. and Nirenberg, L. (1981). *Symmetry of positive solutions of nonlinear elliptic equations in \mathbb{R}^N* , Math. Anal. Appl. 7A, 369–402.
- [5] Grillakis, M., Shatah, J. and Strauss, W. (1987). *Stability theory of solitary waves in the presence of symmetry I*, J. Funct. Anal. 74, 160–197.
- [6] Kwong, M. (1989). *Uniqueness of positive solutions of $\Delta u - u + u^p = 0$ in \mathbb{R}^n* , Arch. Rational Mech. Anal., 105, 243–266.
- [7] Li, C. (1991). *Monotonicity and symmetry of solutions of fully nonlinear elliptic equations on unbounded domains*, Comm. Partial Differential Equations 16, 585–615.
- [8] Li, Y. and Ni, W. (1991). *Radial symmetry of positive solutions of nonlinear elliptic equations in \mathbb{R}^n* , Comm. Partial Differential Equations 18, 1043–1054.
- [9] Lieb, E. and Loss, M. (1996). *Analysis*, Graduate Studies in Mathematics 14, American Mathematical Society, Providence.
- [10] Merle, F. (1996). *Nonexistence of minimal blow-up solutions of equations $iu_t = -\Delta u - k(x)|u|^{4/n}u$ in \mathbb{R}^n* , Ann. Inst. H. Poincaré Phys. Theor. 64, 33–85.
- [11] Ni, W. and Nussbaum, R. (1985). *Uniqueness of nonuniqueness for positive radial solutions of $\Delta u + f(u, r) = 0$* , Comm. Pure Appl. Math. 38, 67–108.
- [12] Strauss, A. (1977). *Existence of solitary waves in higher dimension*, Comm. Math. Phys., 55, 149–162.
- [13] Weinstein, M. I. (1983). *Nonlinear Schrödinger equations and sharp interpolation estimates*, Comm. Math. Phys., 87, 567–576.
- [14] Yanagida, E. (1991). *Uniqueness of positive radial solutions of $\Delta u + g(r)u + h(r)u^p = 0$ in \mathbb{R}^n* , Arch. Rational Mech. Anal. 115, 257–274.

Author: George Venkov, Assoc. Prof., PhD, Department "Algebra and Geometry", FAMI, TU–Sofia, *e-mail:* gvenkov@tu-sofia.bg

Received 10.10.2015

Reviewer Prof. Ivan Trendafilov

ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТЕТРАЕДЪР – I ЧАСТ. ПРОЕКЦИИТЕ ВЪРХУ ТРИЪГЪЛНИЦИ НА ТЕТРАЕДЪР СА ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ

Димитринка Владева, Иван Трендафилов

Резюме: Целта на тази статия е да се дадат някои примери за диференцирания в крайни полупръстени. В [12] и [13] разглеждаме подобни диференцирания в полупръстени, наречени триъгълници. В двете части на тази статия построяваме четири примера за диференцирания в полупръстени, наречени тетраедри.

Ключови думи: полупръстен, полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, диференциална алгебра, симплициален комплекс, диференциране в полупръстен.

DERIVATIONS IN A TETRAHEDRON – I PART. THE PROJECTIONS ON TRIANGLES OF A TETRAHEDRON ARE DERIVATIONS

Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov

Abstract: The aim of this paper is to give some examples of derivations in finite semirings. In [12]¹ and [13] we consider such derivations in semirings which are called triangles. In two parts of this paper we construct four examples of derivations in semirings which are called tetrahedrons.

Keywords: semiring, endomorphism semiring of a finite chain, differential algebra, simplicial complex, derivation of the semiring.

1 Introduction and preliminaries

For a period of more than sixty-five years differential algebra went from being an approach that many people mistrusted or misunderstood to being a part of algebra that enjoys almost unquestioned acceptance. This algebra has been studied by

¹The references are at the end of the second part of the paper

many authors for the last years and especially the relationships between derivations and the structure of rings. The notion of the ring with derivation is quite old and plays an important role in the integration of analysis, algebraic geometry and algebra. In the 1940's it was discovered that the Galois theory of algebraic equations can be transferred to the theory of ordinary linear differential equations (the Picard-Vessiot theory). In the 1950's the differential algebra was initiated by the works of J. F. Ritt and E. R. Kolchin. In 1950, Ritt [7] and in 1973, Kolchin [4] wrote the classical books on differential algebra.

During the last few decades there has been a great deal of works concerning derivations in rings, in Lie rings, in skew polynomial rings and other structures. About derivations in semirings we know only the definition in Golan's book [1], some properties of derivations in strings and simplicial complexes of strings – see [9] and authors results [12] and [13].

The endomorphism semirings of a finite semilattice are well-established, see [3], [6] and [10] – [14]. Basic facts for semirings can be found in [1]. Concerning background of simplicial complexes, algebraic topology and combinatorics a reader is referred to [2], [5] and [8].

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

1. $(R, +)$ is a commutative semigroup,
2. (R, \cdot) is a semigroup,
3. both distributive laws hold $x \cdot (y + z) = x \cdot y + x \cdot z$ and $(x + y) \cdot z = x \cdot z + y \cdot z$ for any $x, y, z \in R$.

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

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

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

In this article all semilattices are finite chains. Following [10] we fix a finite chain $\mathcal{C}_n = (\{0, 1, \dots, n-1\}, \vee)$ and denote the endomorphism semiring of this chain with $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. We do not assume that $\alpha(0) = 0$ for arbitrary $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. So, there is not a zero in endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$. If $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $\alpha(s) = i_s$ for any $s \in \mathcal{C}_n$ we denote α as an ordered n -tuple $\langle i_0, i_1, \dots, i_{n-1} \rangle$.

Here we give a new treatment of the subsemirings of endomorphism semiring $\widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ of a finite chain. We investigate endomorphisms $\alpha \in \widehat{\mathcal{E}}_{\mathcal{C}_n}$ such that $|\text{Im}(\alpha)| \leq 4$, where $n \geq 4$.

Let $\text{Im}(\alpha) \subseteq \{a, b, c, d\}$, where $a, b, c, d \in \mathcal{C}_n$, $a < b < c < d$, are fixed elements. The set of these endomorphisms is a 3 -simplex or *tetrahedron* with vertices constant endomorphisms

$$\bar{a} = \underbrace{\wr a, \dots, a \wr}_n, \quad \bar{b} = \underbrace{\wr b, \dots, b \wr}_n, \quad \bar{c} = \underbrace{\wr c, \dots, c \wr}_n, \quad \bar{d} = \underbrace{\wr d, \dots, d \wr}_n$$

and proper sides are the 2 -simplices, called *triangles*. We denote these semirings by $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$, $\Delta^{(n)}\{a, b, d\}$, $\Delta^{(n)}\{a, c, d\}$ and $\Delta^{(n)}\{b, c, d\}$.

The set of endomorphisms α such that

$$\begin{aligned} \alpha(0) &= \dots = \alpha(i-1) = a, \\ \alpha(i) &= \dots = \alpha(i+k-1) = b, \\ \alpha(i+k) &= \dots = \alpha(i+k+\ell-1) = c \\ \alpha(i+k+\ell) &= \dots = \alpha(i+k+\ell+m-1) = d, \end{aligned}$$

or briefly

$$\alpha = a_i b_k c_\ell d_m,$$

where $0 \leq i \leq n-1$, $0 \leq k \leq n-1$, $0 \leq \ell \leq n-1$, $0 \leq m \leq n-1$ and $i+k+\ell+m = n$ is actually the tetrahedron $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

2 Projection on the triangle $\Delta^{(n)}\{a, b, c\}$

Let us consider the map

$$\partial_d : \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$$

such that for any $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$, where $i+k+\ell+m = n$, $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$.

Lemma 1. For any $\alpha, \beta \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, it follows

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

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i+k+\ell+m = n$ and $j+p+q+r = n$. Without loss of generality we take $m \geq r$.

Case 1. Let $\ell+m \geq q+r$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_\ell d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - \ell - m$. Hence, $\partial_d(\alpha + \beta) = a_u b_v c_{\ell+m}$. Now, it is clear that

$$\partial_d(\alpha) + \partial_d(\beta) = a_i b_k c_{\ell+m} + a_j b_p c_{q+r} = a_u b_v c_{\ell+m} = \partial_d(\alpha + \beta).$$

Case 2. Let $\ell+m < q+r = w$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_{w-m} d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - w$. Hence, $\partial_d(\alpha + \beta) = a_u b_v c_w$. So, we find

$$\partial_d(\alpha) + \partial_d(\beta) = a_i b_k c_{\ell+m} + a_j b_p c_w = a_u b_v c_w = \partial_d(\alpha + \beta).$$

Now we consider the set

$$\mathcal{D}_{\partial_d} = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(c) \leq c\}.$$

For $\alpha, \beta \in \mathcal{D}_{\partial_d}$ we find

$$(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) \leq c \text{ and } (\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) \leq \beta(c) \leq c.$$

So, we prove the following lemma

Lemma 2. *The set \mathcal{D}_{∂_d} is a subsemiring of the semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.*

Lemma 3. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{D}_{\partial_d}$, it follows*

$$\partial_d(\alpha\beta) = \partial_d(\alpha)\beta + \alpha\partial_d(\beta). \quad (1)$$

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$.

Case 1. Let $\beta(d) = a$. Then $\alpha\beta = \bar{a}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = \bar{a}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{a}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $d \leq j - 1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = \bar{a}$ and (1) holds.

Case 2. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) \geq b$. Now $c \leq j - 1 < d \leq j + p - 1$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} b_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell} b_m$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{a}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $c \leq j - 1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_{i+k+\ell} b_m$ and (1) holds.

Case 3. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell} c_m$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{a}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $c \leq j - 1 < d$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_{i+k+\ell} c_m$ and (1) holds.

Case 4. Let $\beta(b) = a$ and $\beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k} b_{\ell+m}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $b \leq j - 1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_{i+k} b_{\ell+m}$ and (1) holds.

Case 5. Let $\beta(b) = a$, $\beta(c) = b$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k} b_\ell c_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k} b_\ell d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k} b_\ell c_m$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $b \leq j - 1 < c \leq j + p - 1 < d$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_{i+k} b_\ell c_m$ and (1) holds.

Case 6. Let $\beta(b) = a$, $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_{i+k} c_\ell d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k} c_{\ell+m}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_{i+k} c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $b \leq j - 1 \leq j + p - 1 < c < d$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_{i+k} c_{\ell+m}$ and (1) holds.

Case 7. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(b) = \beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i b_{k+\ell+m}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_i b_{k+\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $a \leq j-1 < b < c < d \leq j+p-1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_i b_{k+\ell+m}$ and (1) holds.

Case 8. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = \beta(c) = b$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i b_{k+\ell} c_m$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_i b_{k+\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $a \leq j-1 < b < c \leq j+p-1 < d$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_i b_{k+\ell} c_m$ and (1) holds.

Case 9. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = b$, $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i b_k c_{\ell+m}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $a \leq j-1 < b \leq j+p-1 < c$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and (1) holds.

Case 10. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_{n-i}$ or $\alpha\beta = a_i c_{k+\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i c_{n-i}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = a_i c_{n-i}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $a \leq j-1 \leq j+p-1 < b < c$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = a_i c_{n-i}$ and (1) holds.

Case 11. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = \bar{b}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = \bar{b}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{b}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $j-1 < a < b < c < d \leq j+p-1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = \bar{b}$ and (1) holds.

Case 12. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = b$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = b_{i+k+\ell} c_m$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{b}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $j-1 < a < b < c \leq j+p-1 < d$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = b_{i+k+\ell} c_m$ and (1) holds.

Case 13. Let $\beta(a) = \beta(b) = b$, $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_{i+k} c_{\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = b_{i+k} c_{\ell+m}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = b_{i+k} c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $j-1 < a < b \leq j+p-1 < c \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = b_{i+k} c_{\ell+m}$ and (1) holds.

Case 14. Let $\beta(a) = b$, $\beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_i c_{n-i}$ or $\alpha\beta = b_i c_{k+\ell} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = b_i c_{n-i}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = b_i c_{n-i}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $j-1 < a \leq j+p-1 < b < c \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = b_i c_{n-i}$ and (1) holds.

Case 15. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = c$ or $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = \bar{c}$ or $\alpha\beta = c_{n-m} d_m$ and $\partial_d(\alpha\beta) = \bar{c}$. Clearly $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$ and so $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{c}$. Since $\partial_d(\beta) = a_j b_p c_{q+r}$ and $j+p-1 < a < b < c \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_d(\beta) = \bar{c}$ and (1) holds.

Theorem 1. *The map $\partial_d : \mathcal{D}_{\partial_d} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ is a derivation. The semiring \mathcal{D}_{∂_d} is the maximal subsemiring of semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, closed under the derivation ∂_d .*

Proof. Using lemmas 1, 2 and 3 we prove that $\partial_d : \mathcal{D}_{\partial_d} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, c\}$ is a derivation.

To prove the second part of the theorem we consider the following cases.

Case 1. Let $\beta(b) = a$ and $\beta(c) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_{i+k}c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 2. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = b$ and $\beta(c) = d$. Then $\alpha\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i b_k c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = a_i b_k d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 3. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) \geq c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i d_{n-i}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = a_i c_{n-i}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = a_i c_k d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$ or $d(\alpha)\beta = a_i d_{n-i} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 4. Let $\beta(a) = \beta(b) = b$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_{i+k}d_{\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = b_{i+k}c_{\ell+m}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = b_{i+k}d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 5. Let $\beta(a) = b$, $\beta(b) \geq c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_i c_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_i d_{n-i}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = b_i c_{n-i}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = b_i c_k d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$ or $\partial_d(\alpha)\beta = b_i d_{n-i} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 6. Let $\beta(a) = \beta(b) = c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = c_{i+k}d_{\ell+m}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = \bar{c}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = c_{i+k}d_{\ell+m} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold.

Case 7. Let $\beta(a) \geq c$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = c_i d_{n-i}$ or $\alpha\beta = \bar{d}$ and $\partial_d(\alpha\beta) = \bar{c}$. Since $\partial_d(\alpha) = a_i b_k c_{\ell+m}$, it follows $\partial_d(\alpha)\beta = c_i d_{n-i} > \partial_d(\alpha\beta)$ or $\partial_d(\alpha)\beta = \bar{d} > \partial_d(\alpha\beta)$. Hence (1) does not hold again and this completes the proof of the theorem.

3 Projection on the triangle $\Delta^{(n)}\{\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{d}\}$

Let us consider the map

$$\partial_c : \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, d\}$$

such that for any $\alpha = a_i b_k c_{\ell+m}$, where $i + k + \ell + m = n$, $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$.

The proof of the next lemma is similar to proof of Lemma 1.

Lemma 4. For any $\alpha, \beta \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, it follows

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

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$. Without loss of generality we take $m \geq r$.

Case 1. Let $\ell + m \geq q + r$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_\ell d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - \ell - m$. Hence, $\partial_c(\alpha + \beta) = a_u b_v d_{\ell+m}$. Now, it is clear that

$$\partial_c(\alpha) + \partial_c(\beta) = a_i b_k d_{\ell+m} + a_j b_p d_{q+r} = a_u b_v d_{\ell+m} = \partial_c(\alpha + \beta).$$

Case 2. Let $\ell + m < q + r = w$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_{w-m} d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - w$. Hence, $\partial_c(\alpha + \beta) = a_u b_v d_w$. So, we find

$$\partial_c(\alpha) + \partial_c(\beta) = a_i b_k d_{\ell+m} + a_j b_p d_w = a_u b_v d_w = \partial_c(\alpha + \beta).$$

Now, we consider the set

$$S_1 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(c) = \alpha(d) \leq b\}.$$

For $\alpha, \beta \in S_1$ we obtain $(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) \leq b$ and $(\alpha + \beta)(d) = \alpha(d) + \beta(d) \leq b$. Hence, $(\alpha + \beta)(c) = (\alpha + \beta)(d) \leq b$.

We also obtain $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) \leq \beta(b) \leq \beta(c) \leq b$ and $(\alpha\beta)(d) = \beta(\alpha(d)) \leq \beta(b) \leq \beta(d) \leq b$. Hence, $(\alpha\beta)(c) = (\alpha\beta)(d) \leq b$.

So, S_1 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Next we consider the set

$$S_2 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(c) \geq c\}.$$

For $\alpha, \beta \in S_2$ we find $(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) \geq c$ and $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) \geq \beta(c) \geq c$. So, S_2 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Now, let $\alpha \in S_1$ and $\beta \in S_2$.

- Since $\alpha(c) \leq b < c$ we have $(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) \geq \alpha(c) + c = c$. So, $\alpha + \beta \in S_2$.

For endomorphism $\beta\alpha$ we consider three possibilities:

- Let $\beta(c) = \beta(d) = c$. Then $(\beta\alpha)(c) = \alpha(\beta(c)) = \alpha(c) \leq b$ and $(\beta\alpha)(d) = \alpha(\beta(d)) = \alpha(c) \leq b$. Hence, $(\beta\alpha)(c) = (\beta\alpha)(d) \leq b$ implies $\beta\alpha \in S_1$.

- Let $\beta(c) = \beta(d) = d$. Similarly we find $(\beta\alpha)(c) = \alpha(\beta(c)) = \alpha(d) \leq b$ and $(\beta\alpha)(d) = \alpha(\beta(d)) = \alpha(d) \leq b$. Hence, $(\beta\alpha)(c) = (\beta\alpha)(d) \leq b$ implies $\beta\alpha \in S_1$.

- Let $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Similarly we obtain $(\beta\alpha)(c) = \alpha(\beta(c)) = \alpha(c) \leq b$ and $(\beta\alpha)(d) = \alpha(\beta(d)) = \alpha(d) = \alpha(c) \leq b$. Hence, $(\beta\alpha)(c) = (\beta\alpha)(d) \leq b$ again implies $\beta\alpha \in S_1$.

For endomorphism $\alpha\beta$ we find four possibilities:

Let $\alpha(c) = a$. Since $\alpha \in S_1$, it follows $\alpha(d) = a$.

- If $\beta(a) = a$, then $\alpha\beta = \bar{a} \in S_1$. If $\beta(a) = b$, then $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(a) = b$ and again $\alpha\beta \in S_1$.

- If $\beta(a) \geq c$, then $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(a) \geq c$ and hence $\alpha\beta \in S_2$.

Let $\alpha(c) = b$.

- If $\beta(b) \leq b$, then $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(b) \leq b$ and then $(\alpha\beta)(d) = (\alpha\beta)(c) \leq b$. So, $\alpha\beta \in S_1$.

- If $\beta(b) \geq c$, then $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(b) \geq c$ and hence $\alpha\beta \in S_2$.

Let $\mathcal{D}_{\partial_c} = S_1 \cup S_2$. Thus we have proved

Lemma 5. *The set \mathcal{D}_{∂_c} is a subsemiring of the semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.*

Lemma 6. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{D}_{\partial_c}$, it follows*

$$\partial_c(\alpha\beta) = \partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta). \quad (2)$$

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$.

Case 1. Let $\beta \in S_1$.

Case 1-1. Let $\beta(d) = a$. Then $\alpha\beta = \bar{a}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = \bar{a}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = \bar{a}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $d \leq j - 1$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = \bar{a}$ and (2) holds.

Case 1-2. Let $\beta(b) = a$, $\beta(c) = \beta(d) = b$. So, $\alpha\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_{i+k} b_{\ell+m}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $b \leq j - 1 < d \leq j + p - 1$ then $\alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k} b_{\ell+m}$ and (2) holds.

Case 1-3. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(b) = \beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = a_i b_{n-i}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_i b_{n-i}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_i b_{n-i}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $a \leq j - 1 < d \leq j + p - 1$ then $\alpha\partial_c(\beta) = a_i b_{n-i}$ and (2) holds.

Case 1-4. Let $\beta(a) = \beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = \bar{b}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = \bar{b}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = \bar{b}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $j - 1 < a < d \leq j + p - 1$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = \bar{b}$ and (2) holds.

Case 2. Let $\beta \in S_2$.

Case 2-1. Let $\beta(b) = a$ and $\beta(c) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_{i+k} c_\ell d_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k} d_{\ell+m}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_{i+k} d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k} d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $b \leq j - 1 \leq j + p - 1 < c$ then $\alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k} d_{\ell+m}$ and (2) holds.

Case 2-2. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = b$ and $\beta(c) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_\ell d_m$ or $\alpha\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_i b_k d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and

so $\partial_c(\alpha)\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $a \leq j-1 < b \leq j+p-1 < c$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and (2) holds.

Case 2-3. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(b) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_i c_{n-i}$ or $\alpha\beta = a_i c_{k+\ell} d_m$ or $\alpha\beta = a_i c_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i d_{n-i}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_i c_{n-i}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = a_i c_k d_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = a_i d_{n-i}$. On the other hand $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $a \leq j-1 \leq j+p-1 < c$. Hence, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = a_i d_{n-i}$ and (2) holds.

Case 2-4. Let $\beta(a) = \beta(b) = b$ and $\beta(c) \geq c$. Then $\alpha\beta = b_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_{i+k} c_{\ell} d_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k} d_{\ell+m}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = b_{i+k} d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = b_{i+k} d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $j-1 < a < b \leq j+p-1 < c$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = b_{i+k} d_{\ell+m}$ and (2) holds.

Case 2-5. Let $\beta(a) = b$ and $\beta(b) \geq c$. Then $\alpha\beta = b_i c_{n-i}$ or $\alpha\beta = b_i c_{k+\ell} d_m$ or $\alpha\beta = b_i c_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_i d_{n-i}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = b_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and then $\partial_c(\alpha)\beta = b_i c_{n-i}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = b_i c_k d_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = b_i d_{n-i}$. On the other hand $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $j-1 < a \leq j+p-1 < b$. Hence, we obtain $\alpha\partial_c(\beta) = b_i d_{n-i}$ and (2) holds.

Case 2-6. Let $\beta(a) \geq c$. Then $\alpha\beta = \bar{c}$ or $\alpha\beta = c_{n-m} d_m$ or $\alpha\beta = c_{i+k} d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = c_i d_{n-i}$ or $\alpha\beta = \bar{d}$ and $\partial_c(\alpha\beta) = \bar{d}$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and then $\partial_c(\alpha)\beta = \bar{c}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = c_{i+k} d_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = c_i d_{n-i}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = \bar{d}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $j+p-1 < a$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = \bar{d}$ and (2) holds.

Theorem 2. *The map $\partial_c : \mathcal{D}_{\partial_c} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, d\}$ is a derivation. The semiring \mathcal{D}_{∂_c} is the maximal subsemiring of semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, closed under the derivation ∂_c .*

Proof. Using lemmas 4, 5 and 6 we prove that $\partial_c : \mathcal{D}_{\partial_c} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, b, d\}$ is a derivation.

To prove the second part of the theorem we consider the following cases.

Case 1. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} b_m$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell} b_m$. Since $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$, it follows $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k} b_{\ell+m} > \partial_c(\alpha\beta)$. Hence (2) does not hold.

Case 2. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k} c_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $c \leq j-1 < d \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k+\ell} d_m$. Now, we have

$$\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k} c_{\ell+m} + a_{i+k+\ell} d_m = a_{i+k} c_{\ell} d_m > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (2) does not hold.

Case 3. Let $\beta(a) = \beta(b) = a$, $\beta(c) = b$ and $\beta(d) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}b_\ell c_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k}b_\ell d_m$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_{i+k}b_\ell d_m$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $b \leq j-1 < c \leq j+p-1 < d$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k}b_\ell d_m$. Now, we have

$$\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k}c_{\ell+m} + a_{i+k}b_\ell d_m = a_{i+k}c_\ell d_m > \partial_c(\alpha\beta) \text{ or}$$

$$\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = a_{i+k}d_{\ell+m} + a_{i+k}b_\ell d_m = a_{i+k}d_{\ell+m} > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (2) does not hold.

Case 4. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = \beta(c) = b$ and $\beta(d) \geq c$. Then $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} d_m$ and $\partial_c(\alpha\beta) = a_i b_{k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $a \leq j-1 < b < c \leq j+p-1 < d$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = a_i b_{k+\ell} d_m$.

Now, we have $\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = a_i b_k c_{\ell+m} + a_i b_{k+\ell} d_m = a_i b_k c_\ell d_m > \partial_c(\alpha\beta)$ or

$$\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = a_i b_k d_{\ell+m} + a_i b_{k+\ell} d_m = a_i b_k d_{\ell+m} > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (2) does not hold.

Case 5. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = b$ and $\beta(d) \geq c$. Then $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_c(\alpha\beta) = b_{i+k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_c(\alpha) = a_i b_k d_{\ell+m}$ and so $\partial_c(\alpha)\beta = b_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\partial_c(\alpha)\beta = b_{i+k} d_{\ell+m}$. Since $\partial_c(\beta) = a_j b_p d_{q+r}$ and $j-1 < a < b < c \leq j+p-1 < d$, it follows $\alpha\partial_c(\beta) = b_{i+k+\ell} d_m$.

Now, we have $\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = b_{i+k} c_{\ell+m} + b_{i+k+\ell} d_m = b_{i+k} c_\ell d_m > \partial_c(\alpha\beta)$ or

$$\partial_c(\alpha)\beta + \alpha\partial_c(\beta) = b_{i+k} d_{\ell+m} + b_{i+k+\ell} d_m = b_{i+k} d_{\ell+m} > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (2) does not hold again and this completes the proof of the theorem.

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

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

ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ В ТЕТРАЕДЪР – II ЧАСТ. ПРОЕКЦИИТЕ ВЪРХУ ТРИЪГЪЛНИЦИ НА ТЕТРАЕДЪР СА ДИФЕРЕНЦИРАНИЯ

Димитринка Владева, Иван Трендафилов

Резюме: Тази статия е продължение на първата част “Диференцирания в тетраедър – I част. Проекциите върху триъгълници на тетраедъра са диференцирания”

Ключови думи: полупръстен, полупръстен от ендоморфизми на крайна верига, диференциална алгебра, симплициален комплекс, диференциране в полупръстен.

DERIVATIONS IN A TETRAHEDRON – II PART. THE PROJECTIONS ON TRIANGLES OF A TETRAHEDRON ARE DERIVATIONS

Dimitrinka Vladeva, Ivan Trendafilov

Abstract: This paper is the continuation of the first part “Derivations in a tetrahedron – I part. The projections on triangles of a tetrahedron are derivations”.

Keywords: semiring, endomorphism semiring of a finite chain, differential algebra, simplicial complex, derivation of the semiring.

The introduction and preliminaries are in the first part. Here we continue the numbering of the sections, lemmas and theorems.

4 Projection on the triangle $\Delta^{(n)}\{a, c, d\}$

Let us consider the map

$$\partial_b : \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, c, d\}$$

such that for any $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$, where $i + k + \ell + m = n$, $\partial_b(\alpha) = a_{i+k} c_\ell d_m$.

The proof of the next lemma is similar to proofs of lemmas 1 and 4.

Lemma 7. For any $\alpha, \beta \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, it follows

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

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$. Without loss of generality we take $m \geq r$.

Case 1. Let $\ell + m \geq q + r$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_\ell d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - \ell - m$. Hence, $\partial_b(\alpha + \beta) = a_{n-\ell-m} c_\ell d_m$. Now, it is clear that

$$\partial_b(\alpha) + \partial_b(\beta) = a_{i+k} c_\ell d_m + a_{j+p} c_q d_r = a_{n-\ell-m} c_\ell d_m = \partial_b(\alpha + \beta).$$

Case 2. Let $\ell + m < q + r = w$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_{w-m} d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - w$. Hence, $\partial_b(\alpha + \beta) = a_{u+v} c_{w-m} d_m$. So, we find

$$\partial_b(\alpha) + \partial_b(\beta) = a_{i+k} c_\ell d_m + a_{j+p} c_q d_r = a_{u+v} c_{w-m} d_m = \partial_b(\alpha + \beta).$$

Now, we consider the set

$$R_1 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(a) = \alpha(b) = \alpha(c) = a, \alpha(d) \neq b\}.$$

For $\alpha, \beta \in R_1$ and $x = a$ or $x = b$ or $x = c$ we obtain $(\alpha + \beta)(x) = \alpha(x) + \beta(x) = a$,

$$(\alpha\beta)(x) = \beta(\alpha(x)) = \beta(a) = a \text{ and } (\alpha + \beta)(d) = \alpha(d) + \beta(d) \neq b.$$

If $\alpha(d) = a$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(\alpha(d)) = \beta(a) = a$.

If $\alpha(d) = c$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(c) = a$.

If $\alpha(d) = d$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(d) \neq b$.

So, R_1 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Now we consider the set

$$R_2 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(a) = a, \alpha(c) \geq c\}.$$

For $\alpha, \beta \in R_2$ we find $(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) + \beta(a) = a$, $(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) \geq c$, $(\alpha\beta)(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(a) = a$ and $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) \geq \beta(c) \geq c$.

So, R_2 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Finally we consider the set

$$R_3 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(a) \geq c\}.$$

For $\alpha, \beta \in R_3$ we find

$$(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) + \beta(a) \geq c \text{ and } (\alpha\beta)(a) = \beta(\alpha(a)) \geq \beta(c) \geq \beta(a) \geq c.$$

So, R_3 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Now, let $\alpha \in R_1$, $\beta \in R_2$ and $\gamma \in R_3$. Then we obtain:

- $(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) + \beta(a) = a$, $(\alpha + \beta)(c) = \alpha(c) + \beta(c) = a + \beta(c) \geq c$. So, $\alpha + \beta \in R_2$.

- $(\alpha + \gamma)(a) = \alpha(a) + \gamma(a) = a + \gamma(a) \geq c$. So, $\alpha + \gamma \in R_3$.

- $(\beta + \gamma)(a) = \beta(a) + \gamma(a) = a + \gamma(a) \geq c$. So, $\beta + \gamma \in R_3$.

- $(\alpha\beta)(c) = \beta(\alpha(c)) = \beta(a) = a$. If $\alpha(d) = a$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(\alpha(d)) = \beta(a) = a$. If $\alpha(d) = c$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(c) > b$. If $\alpha(d) = d$, then $(\alpha\beta)(d) = \beta(d) > b$. So, $\alpha\beta \in R_1$.

- Let $\beta(c) = c$. Then $(\beta\alpha)(c) = \alpha(\beta(c)) = \alpha(c) = a$. If $\beta(d) = c$, we obtain $(\beta\alpha)(d) = a$, if $\beta(d) = d$, it follows $(\beta\alpha)(d) = \alpha(\beta(d)) = \alpha(d) \neq b$ and so $\beta\alpha \in R_1$.

- Let $\beta(c) = d$. Since $\beta(d) = d$, it follows $(\beta\alpha)(d) = \alpha(\beta(d)) = \alpha(d) \neq b$. Now, $(\beta\alpha)(c) = \alpha(d)$. If $\alpha(d) = a$, then $\beta\alpha \in R_1$. If $\alpha(d) \geq c$, then $(\beta\alpha)(c) = \alpha(d) \geq c$. But $(\beta\alpha)(a) = \alpha(\beta(a)) = \alpha(a) = a$, so, $\beta\alpha \in R_2$.

- $(\alpha\gamma)(a) = \gamma(\alpha(a)) = \gamma(a) \geq c$, so, $\alpha\gamma \in R_3$.

- Let $\gamma(c) = c$. Then $(\gamma\alpha)(c) = \alpha(\gamma(c)) = \alpha(c) = a$. If $\gamma(d) = c$, it follows $(\gamma\alpha)(d) = \alpha(\gamma(d)) = \alpha(c) = a$, so, $\gamma\alpha \in R_1$. If $\gamma(d) = d$, it follows $(\gamma\alpha)(d) = \alpha(\gamma(d)) = \alpha(d) \neq b$ and again $\gamma\alpha \in R_1$.

- Let $\gamma(c) = d$. Then $(\gamma\alpha)(c) = \alpha(\gamma(c)) = \alpha(d)$. Let $\alpha(d) = a$. We also find $(\gamma\alpha)(d) = \alpha(\gamma(d)) = \alpha(d) = a$, so, $\gamma\alpha \in R_1$. If $\alpha(d) \geq c$, we have $(\gamma\alpha)(c) \geq c$, so, $\gamma\alpha \in R_2$.

- $(\beta\gamma)(a) = \gamma(\beta(a)) = \gamma(a) \geq c$, so, $\beta\gamma \in R_3$.

- Let $\gamma(a) = c$. Then $(\gamma\beta)(a) = \beta(\gamma(a)) = \beta(c) \geq c$, so, $\gamma\beta \in R_3$.

- Let $\gamma(a) = d$. Then $(\gamma\beta)(a) = \beta(\gamma(a)) = \beta(d) \geq \beta(c) \geq c$, so again, $\gamma\beta \in R_3$.

Let $\mathcal{D}_{\partial_b} = R_1 \cup R_2 \cup R_3$. Thus we have proved

Lemma 8. *The set \mathcal{D}_{∂_b} is a subsemiring of the semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.*

Lemma 9. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{D}_{\partial_b}$, it follows*

$$\partial_b(\alpha\beta) = \partial_b(\alpha)\beta + \alpha\partial_b(\beta). \quad (3)$$

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$.

Case 1. Let $\beta \in R_1$.

Case 1-1. Let $\beta(d) = a$. Then $\alpha\beta = \bar{a}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = \bar{a}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = \bar{a}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p} c_q d_r$ and $d \leq j - 1$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = \bar{a}$ and (3) holds.

Case 1-2. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) = c$. Then we have $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} c_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell} c_m$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell} c_m$. Since

$\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $c \leq j-1 \leq j+p-1 < d \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_{i+k+\ell}c_m$ and (3) holds.

Case 1-3. Let $\beta(c) = a$ and $\beta(d) = d$. Then we have $\alpha\beta = a_{i+k+\ell}d_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell}d_m$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell}d_m$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $c \leq j-1 \leq j+p+q-1 < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_{i+k+\ell}d_m$ and (3) holds.

Case 2. Let $\beta \in R_2$.

Case 2-1. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) \leq b$ and $\beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k}c_{\ell+m}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$. If $b \leq j-1 \leq j+p-1 < c < d \leq j+p+q-1$ or $a \leq j-1 < b \leq j+p-1 < c < d \leq j+p+q-1$, since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$, in both cases it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_{i+k}c_{\ell+m}$ and (3) holds.

Case 2-2. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) \leq b$, $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}c_\ell d_m$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k}c_\ell d_m$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}c_\ell d_m$. If $b \leq j-1 \leq j+p-1 < c \leq j+p+q-1 < d$ or $a \leq j-1 < b \leq j+p-1 < c \leq j+p+q-1 < d$, since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$, in both cases it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and (3) holds.

Case 2-3. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) \leq b$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k}d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$. If $b \leq j-1 \leq j+p+q-1 < c < d$ or $a \leq j-1 < b \leq j+p+q-1 < c < d$, since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$, in both cases it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_{i+k}d_{\ell+m}$ and (3) holds.

Case 2-4. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_i c_{n-i}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i c_{n-i}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $a \leq j-1 \leq j+p-1 < b < c < d \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_i c_{n-i}$ and (3) holds.

Case 2-5. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_{k+\ell} d_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i c_{k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $a \leq j-1 \leq j+p-1 < b < c \leq j+p+q-1 < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_i c_{k+\ell} d_m$ and (3) holds.

Case 2-6. Let $\beta(a) = a$, $\beta(b) = c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_k d_{\ell+m}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i c_k d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $a \leq j-1 \leq j+p-1 < b \leq j+p+q-1 < c < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_i c_k d_{\ell+m}$ and (3) holds.

Case 2-7. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i d_{n-i}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_qd_r$ and $a \leq j-1 \leq j+p+q-1 < b < c < d$, it follows

$\alpha\partial_b(\beta) = a_id_{n-i}$ and (3) holds.

Case 3. Let $\beta \in R_3$. Then $\beta(a) \geq c$ and we obtain $\alpha\beta = \bar{c}$ or $\alpha\beta = c_{n-m}d_m$ or $\alpha\beta = c_{i+k}d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = c_id_{n-i}$ or $\alpha\beta = \bar{d}$. In all possibilities for $\alpha\beta$ it follows $\partial_b(\alpha\beta) = \alpha\beta$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and we find $\partial_b(\alpha)\beta = \alpha\beta$. Since we have $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_q d_r$ and $j+p-1 < a$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = \alpha\beta$ and (3) holds.

Theorem 3. *The map $\partial_b : \mathcal{D}_{\partial_b} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, c, d\}$ is a derivation. The semiring \mathcal{D}_{∂_b} is the maximal subsemiring of semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, closed under the derivation ∂_b .*

Proof. Using lemmas 7, 8 and 9 we prove that $\partial_b : \mathcal{D}_{\partial_b} \rightarrow \Delta^{(n)}\{a, c, d\}$ is a derivation. To prove the second part of the theorem we consider eight cases.

Case 1. Let $\beta(a) = a$ and $\beta(d) = b$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell}b_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k}b_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_ib_{k+\ell+m}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = \bar{a}$. If $\beta(c) = a$, since $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$, it follows $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell}b_m > \partial_b(\alpha\beta)$. If $\beta(b) = a$ and $\beta(c) = b$, since $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$, it follows $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}b_{\ell+m} > \partial_b(\alpha\beta)$. If $\beta(b) = b$, since $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$, it follows $\partial_b(\alpha)\beta = a_ib_{k+\ell+m} > \partial_b(\alpha\beta)$. Hence, in all cases, (3) does not hold.

Case 2. Let $\beta(a) = a$, $\beta(c) = b$ and $\beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}b_\ell c_m$ or $\alpha\beta = a_ib_{k+\ell}c_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell}c_m$. Since $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$, it follows $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}b_\ell c_m > \partial_b(\alpha\beta)$. Hence (3) does not hold.

Case 3. Let $\beta(a) = a$, $\beta(c) = b$ and $\beta(d) = d$. Then we find $\alpha\beta = a_{i+k}b_\ell d_m$ or $\alpha\beta = a_ib_{k+\ell}d_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k+\ell}d_m$. Since $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$, it follows $\partial_b(\alpha)\beta = a_{i+k}b_\ell d_m > \partial_b(\alpha\beta)$. Hence (3) does not hold.

Case 4. Let $\beta(a) = \beta(b) = b$. Then $\alpha\beta = b_{i+k}c_u d_v$, where $u+v = n-i-k$. Now, $\partial_b(\alpha\beta) = a_{i+k}c_u d_v$. But $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and then $\partial_b(\alpha)\beta = b_{i+k}c_u d_v > \partial_b(\alpha\beta)$. Hence (3) does not hold.

Case 5. Let $\beta(a) = b$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = b_ic_{n-i}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_ic_{n-i}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = b_{i+k}c_{n-i-k}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_q d_r$ and $j-1 < a \leq j+p-1 < b < c < d \leq j+p+q-1$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_ic_{n-i}$. Now, we have

$$\partial_b(\alpha)\beta + \alpha\partial_b(\beta) = b_{i+k}c_{n-i-k} + a_ic_{n-i} = b_ic_{n-i} > \partial_b(\alpha\beta).$$

Hence (3) does not hold.

Case 6. Let $\beta(a) = b$, $\beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_ic_{k+\ell}d_m$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_ic_{k+\ell}d_m$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k}c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = b_{i+k}c_\ell d_m$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p}c_q d_r$ and $j-1 < a \leq j+p-1 < b < c \leq j+p+q-1 < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_ic_{k+\ell}d_m$. Now, we have

$$\partial_b(\alpha)\beta + \alpha\partial_b(\beta) = b_{i+k}c_\ell d_m + a_ic_{k+\ell}d_m = b_ic_{k+\ell}d_m > \partial_b(\alpha\beta).$$

Hence (3) does not hold.

Case 7. Let $\beta(a) = b$, $\beta(b) = c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_i c_k d_{\ell+m}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i c_k d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = b_{i+k} d_{\ell+m}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p} c_q d_r$ and $j-1 < a \leq j+p-1 < b \leq j+p+q-1 < c < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_i c_k d_{\ell+m}$. Now, we have

$$\partial_b(\alpha)\beta + \alpha\partial_b(\beta) = b_{i+k} d_{\ell+m} + a_i c_k d_{\ell+m} = b_i c_k d_{\ell+m} > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (3) does not hold.

Case 8. Let $\beta(a) = b$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = b_i d_{n-i}$ and $\partial_b(\alpha\beta) = a_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_b(\alpha) = a_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_b(\alpha)\beta = b_{i+k} d_{n-i-k}$. Since $\partial_b(\beta) = a_{j+p} c_q d_r$ and $j-1 < a \leq j+p-1 \leq j+p+q-1 < b < c < d$, it follows $\alpha\partial_b(\beta) = a_i d_{n-i}$. Now, we have

$$\partial_b(\alpha)\beta + \alpha\partial_b(\beta) = b_{i+k} d_{n-i-k} + a_i d_{n-i} = b_i d_{n-i} > \partial_c(\alpha\beta).$$

Hence (3) does not hold again and this completes the proof of the theorem.

5 Projection on the triangle $\Delta^{(n)}\{\mathbf{b}, \mathbf{c}, \mathbf{d}\}$

Let us consider the map

$$\partial_a : \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\} \rightarrow \Delta^{(n)}\{b, c, d\}$$

such that for any $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$, where $i+k+\ell+m = n$, $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$.

The proof of the next lemma is similar to proofs of lemmas 1, 4 and 7.

Lemma 10. *For any $\alpha, \beta \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, it follows*

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

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i+k+\ell+m = n$ and $j+p+q+r = n$. Without loss of generality we take $m \geq r$.

Case 1. Let $\ell+m \geq q+r$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_\ell d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - \ell - m$. Hence, $\partial_a(\alpha + \beta) = b_{n-\ell-m} c_\ell d_m$. Now, it is clear that

$$\partial_a(\alpha) + \partial_a(\beta) = b_{i+k} c_\ell d_m + b_{j+p} c_q d_r = b_{n-\ell-m} c_\ell d_m = \partial_a(\alpha + \beta).$$

Case 2. Let $\ell+m < q+r = w$. Then $\alpha + \beta = a_u b_v c_{w-m} d_m$, where $u = \min(i, j)$ and $v = n - u - w$. Hence, $\partial_a(\alpha + \beta) = b_{u+v} c_{w-m} d_m$. So, we find

$$\partial_a(\alpha) + \partial_a(\beta) = b_{i+k} c_\ell d_m + b_{j+p} c_q d_r = b_{u+v} c_{w-m} d_m = \partial_a(\alpha + \beta).$$

Now, we consider the set

$$Q_1 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(a) = \alpha(b) \geq c\}.$$

For $\alpha, \beta \in R_1$ we obtain

$$(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) + \beta(a) \geq c \text{ and } (\alpha + \beta)(b) = \alpha(b) + \beta(b) \geq c.$$

Hence, $(\alpha + \beta)(a) = (\alpha + \beta)(b) \geq c$.

We also obtain $(\alpha\beta)(a) = \beta(\alpha(a)) \geq \beta(c) \geq c$ and $(\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) \geq \beta(c) \geq c$. Hence, $(\alpha\beta)(a) = (\alpha\beta)(b) \geq c$.

So, Q_1 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Now we consider the set

$$Q_2 = \{\alpha \mid \alpha \in \text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}, \alpha(b) \leq b\}.$$

For $\alpha, \beta \in Q_2$ we find

$$(\alpha + \beta)(b) = \alpha(b) + \beta(b) \leq b \text{ and } (\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) \leq \beta(b) \leq b.$$

So, Q_2 is a subsemiring of $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.

Now, let $\alpha \in Q_1$ and $\beta \in Q_2$. Then we obtain:

- Since $(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) + \beta(a)$ and $\alpha(a) \geq c$, $\beta(a) \leq \beta(b) \leq b$, it follows $(\alpha + \beta)(a) = \alpha(a) \geq c$. Since $(\alpha + \beta)(b) = \alpha(b) + \beta(b)$ and $\alpha(b) \geq c$, $\beta(b) \leq b$, it follows $(\alpha + \beta)(b) = \alpha(b) = \alpha(a) \geq c$. So, we prove that $\alpha + \beta \in Q_1$.

- For endomorphism $\beta\alpha$ we have $(\beta\alpha)(a) = \alpha(\beta(a))$ and $(\beta\alpha)(b) = \alpha(\beta(b))$. Since $\beta(a)$ and $\beta(b)$ are equal to a or b and $\alpha(a) = \alpha(b)$, it follows $(\beta\alpha)(a) = (\beta\alpha)(b) = \alpha(a) = \alpha(b) \geq c$. So, $\beta\alpha \in Q_1$.

For endomorphism $\alpha\beta$ we have four possibilities.

- Let $\alpha(a) = \alpha(b) = c$ and $\beta(c) \geq c$. Then $(\alpha\beta)(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(c) \geq c$ and $(\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \geq c$, so, $\alpha\beta \in Q_1$.

- Let $\alpha(a) = \alpha(b) = c$ and $\beta(c) \leq b$. Then $(\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(c) \leq b$, so, $\alpha\beta \in Q_2$.

- Let $\alpha(a) = \alpha(b) = d$ and $\beta(d) \geq c$. Then $(\alpha\beta)(a) = \beta(\alpha(a)) = \beta(d) \geq c$ and $(\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(d) \geq c$, so, $\alpha\beta \in Q_1$.

- Let $\alpha(a) = \alpha(b) = d$ and $\beta(d) \leq b$. Then $(\alpha\beta)(b) = \beta(\alpha(b)) = \beta(d) \leq b$, so, $\alpha\beta \in Q_2$.

Let $\mathcal{D}_{\partial_a} = Q_1 \cup Q_2$. Thus we have proved

Lemma 11. *The set \mathcal{D}_{∂_a} is a subsemiring of the semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$.*

Lemma 12. *For any $\alpha, \beta \in \mathcal{D}_{\partial_a}$, it follows*

$$\partial_a(\alpha\beta) = \partial_a(\alpha)\beta + \alpha\partial_a(\beta). \tag{4}$$

Proof. Let $\alpha = a_i b_k c_\ell d_m$ and $\beta = a_j b_p c_q d_r$, where $i + k + \ell + m = n$ and $j + p + q + r = n$.

Case 1. Let $\beta \in Q_1$.

Case 1-1. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = \bar{c}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = \bar{c}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and then $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{c}$. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j + p - 1 < a < b < c < d \leq j + p + q - 1$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = \bar{c}$ and (4) holds.

Case 1-2. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = c_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_a(\alpha\beta) = c_{i+k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = c_{i+k+\ell} d_m$. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j + p - 1 < a < b < c \leq j + p + q - 1 < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = c_{i+k+\ell} d_m$ and (4) holds.

Case 1-3. Let $\beta(a) = \beta(b) = c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = c_{i+k} d_{\ell+m}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = c_{i+k} d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = c_{i+k} d_{\ell+m}$. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j + p - 1 < a < b \leq j + p + q - 1 < c < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = c_{i+k} d_{\ell+m}$ and (4) holds.

Case 1-4. Let $\beta(a) = \beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = \bar{d}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = \bar{d}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and then $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{d}$. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j + p + q - 1 < a < b < c < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = \bar{d}$ and (4) holds.

Case 2. Let $\beta \in Q_2$.

Case 2-1. Let $\beta(d) \leq b$. Then $\alpha\beta = \bar{a}$ or $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} b_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell+m}$ or $\alpha\beta = \bar{b}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = \bar{b}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{a}$ or $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell} b_m$ or $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k} b_{\ell+m}$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{b}$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j - 1 < d \leq j + p - 1$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = \bar{b}$ and (4) holds.

Case 2-2. Let $\beta(c) \leq b$ and $\beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k} b_\ell c_m$ or $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} c_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} c_m$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_{i+k+\ell} c_m$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell} c_m$ or $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k} b_\ell c_m$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = b_{i+k+\ell} c_m$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j - 1 < c \leq j + p - 1 < d \leq j + p + q - 1$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = b_{i+k+\ell} c_m$ and (4) holds.

Case 2-3. Let $\beta(c) \leq b$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k+\ell} d_m$ or $\alpha\beta = a_{i+k} b_\ell d_m$ or $\alpha\beta = a_i b_{k+\ell} d_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k+\ell} d_m$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_{i+k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k+\ell} d_m$ or $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k} b_\ell d_m$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = b_{i+k+\ell} d_m$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p} c_q d_r$ and $j - 1 < c \leq j + p - 1 \leq j + p + q - 1 < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = b_{i+k+\ell} d_m$ and (4) holds.

Case 2-4. Let $\beta(b) \leq b$ and $\beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_{i+k} c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_{i+k} c_{\ell+m}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_{i+k} c_{\ell+m}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k} c_\ell d_m$ and

so $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell+m}$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = b_{i+k}c_{\ell+m}$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p}c_qd_r$ and $j - 1 < b \leq j + p - 1 < c < d \leq j + p + q - 1$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = b_{i+k}c_{\ell+m}$ and (4) holds.

Case 2-5. Let $\beta(b) \leq b$, $\beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}c_{\ell}d_m$ or $\alpha\beta = a_i b_k c_{\ell} d_m$ or $\alpha\beta = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k}c_{\ell}d_m$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = b_{i+k}c_{\ell}d_m$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p}c_qd_r$ and $j - 1 < b \leq j + p - 1 < c \leq j + p + q - 1 < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and (4) holds.

Case 2-6. Let $\beta(b) \leq b$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = a_i b_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_{i+k}d_{\ell+m}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_{i+k}d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = a_{i+k}d_{\ell+m}$ or (in two cases) $\partial_a(\alpha)\beta = b_{i+k}d_{\ell+m}$, respectively. Since $\partial_a(\beta) = b_{j+p}c_qd_r$ and $j - 1 < b \leq j + p - 1 \leq j + p + q - 1 < c < d$, it follows $\alpha\partial_a(\beta) = b_{i+k}d_{\ell+m}$ and (4) holds.

Theorem 4. *The map $\partial_a : \mathcal{D}_{\partial_a} \rightarrow \Delta^{(n)}\{b, c, d\}$ is a derivation. The semiring \mathcal{D}_{∂_a} is the maximal subsemiring of semiring $\text{TETR}^{(n)}\{a, b, c, d\}$, closed under the derivation ∂_a .*

Proof. Using lemmas 10, 11 and 12 we prove that $\partial_a : \mathcal{D}_{\partial_a} \rightarrow \Delta^{(n)}\{b, c, d\}$ is a derivation. To prove the second part of the theorem we consider five cases.

Case 1. Let $\beta(a) \leq b$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = c$. Then $\alpha\beta = a_i c_{n-i}$ or $\alpha\beta = b_i c_{n-i}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_i c_{n-i}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{c} > \partial_a(\alpha\beta)$. Hence (4) does not hold.

Case 2. Let $\beta(a) \leq b$, $\beta(b) = \beta(c) = c$ and $\beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_{k+\ell} d_m$ or $\alpha\beta = b_i c_{k+\ell} d_m$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_i c_{k+\ell} d_m$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = c_{i+k+\ell} d_m > \partial_a(\alpha\beta)$. Hence (4) does not hold.

Case 3. Let $\beta(a) \leq b$, $\beta(b) = c$ and $\beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i c_k d_{\ell+m}$ or $\alpha\beta = b_i c_k d_{\ell+m}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_i c_k d_{\ell+m}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = c_{i+k} d_{\ell+m} > \partial_a(\alpha\beta)$. Hence (4) does not hold.

Case 4. Let $\beta(a) \leq b$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = a_i d_{n-i}$ or $\alpha\beta = b_i d_{n-i}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = b_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{d} > \partial_a(\alpha\beta)$. Hence (4) does not hold.

Case 5. Let $\beta(a) = c$ and $\beta(b) = \beta(c) = \beta(d) = d$. Then $\alpha\beta = c_i d_{n-i}$ and $\partial_a(\alpha\beta) = c_i d_{n-i}$. Clearly $\partial_a(\alpha) = b_{i+k}c_{\ell}d_m$ and so $\partial_a(\alpha)\beta = \bar{d} > \partial_a(\alpha\beta)$. Hence (4) does not hold again and this completes the proof of the theorem.

References

- [1] Golan J. (1999), *Semirings and Their Applications*, Kluwer, Dordrecht, 1999.
- [2] Hatcher A. (2002) *Algebraic Topology*, Cambridge University Press, 2002.
- [3] Ježek J., T. Kepka and M. Maròti (2009), *The endomorphism semiring of a semilattice*, Semigroup Forum, 78 (2009), 21 – 26.
- [4] Kolchin E. (1973), *Differential Algebra and Algebraic Groups*, Academic Press, 1973.
- [5] Kozlov D. (2008), *Combinatorial Algebraic Topology*, Springer, 2008.
- [6] Monico C. (2004), *On finite congruence-simple semirings*, J. Algebra 271 (2004), 846 – 854.
- [7] Ritt J., (1950), *Differential Algebra*, Amer. Math. Soc. Publ. 33, 1950.
- [8] Stanley R. (1999), *Enumerative combinatorics*, Vol. 2, Cambridge University Press, 1999.
- [9] Trendafilov I. (2012), *Derivations in Some Finite Endomorphism Semirings*, Discussiones Mathematicae General Algebra and Applications, Vol. 32, 2012, 77–100.
- [10] Trendafilov I., D. Vladeva (2011), *The endomorphism semiring of a finite chain*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 61, 1, (2011), 9 – 18.
- [11] Trendafilov I., D. Vladeva (2013), *Combinatorial Results for Geometric Structures in Endomorphism Semirings*, Appl. Math. in Eng. and Econ. – 39th. Int. Conf. (2013) AIP Conf. Proc. 1570, 461 – 468.
- [12] Vladeva D., I. Trendafilov (2015), *Derivations in a triangle – I part. The projection on the least string of a triangle is a derivation*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 65, 1, (2015), 243 – 252.
- [13] Vladeva D., I. Trendafilov (2015), *Derivations in a triangle – II part. The projection on any of strings of a triangle is a derivation*, Proc. Techn. Univ.-Sofia, 65, 1, (2015), 253 – 262.
- [14] J. Zumbrägel (2008), *Classification of finite congruence-simple semirings with zero*, J. Algebra Appl. 7 (2008) 363 – 377.

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

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

Received 01 October 2015

Reviewer: Assoc. prof., PhD George Venkov

ПРИЛОЖЕНИЕ НА РЕПЕТИТИВНИ ХИПЕРБОЛИЧНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - I част

Нина Николова

Резюме: Репетитивните филтри са предназначени за компенсирание и/или проследяване на периодични сигнали, които са съставени от хармонични компоненти с известна основна честота ω_p . В настоящата разработка се систематизират, анализират и изследват свойствата и приложението на три нови вида репетитивни филтри: репетитивен хиперболичен филтър с отрицателни права и обратна връзка, репетитивен хиперболичен филтър с положителни права и обратна връзка и репетитивен $6\ell \pm 1$ хиперболичен филтър.

Ключови думи: Репетитивно управление, Филтри с памет

APPLICATION OF REPETITIVE HYPERBOLIC FILTERS IN CONTROL SYSTEMS - part I

Nina Nikolova

Abstract: Repetitive filters are supposed to compensate and/or track periodic signals which are composed of harmonic components with known base frequency ω_p . In this paper are systematized, analyzed and research properties and application of three new kind repetitive filters: repetitive hyperbolic filter with negative feedback and feedforward, repetitive hyperbolic filter with positive feedback and feedforward and repetitive $6\ell \pm 1$ hyperbolic filter.

Keywords: Repetitive Control, Memory Loop

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Настоящата разработка изследва свойствата и приложението на три нови класа репетитивни филтри - с отрицателни обратна и права връзки, положителни обратна и права връзки и $6\ell \pm 1$ репетитивни филтри. Работата е представена в две неразделно свързани части. Първата от тях включва въведението, моделирането и анализа на характеристиките, както на съществуващите видове хиперболични репетитивни филтри, така и на модифицирани техни варианти. Във втората част са представени в сравнителен план резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на репетитивните системи за управление, използващи предложените в първа част модифицирани репетитивни хиперболични филтри, заключението и библиографията.

Репетитивните филтри [3], [6], [8], [9], [11], [12], [14], [15], [18]-[20] намират

широко приложение в редица системи за управление, изискващи висока точност. Като примери могат да се посочат системи за управление на промишлени роботи, дискови устройства, цифрови металообработващи машини, серво скенери и др. и други системи за управление на обекти с периодично повтарящи се движения. Те са предназначени за локализиране и/или режетиране на периодични сигнали с предварително известна честота $\omega_p = 2\pi / T_p$, като основното им предимство е тяхната простота. Репетитивните филтри с памет (*Memory Loop*) *ML* обикновено са съставени от един или два контура съдържащи звена със закъснение. Поведението им е на отсичащи филтри, които удовлетворяват изискванията (1) за филтриране на хармоничен сигнал с честота ω_p . Много често този вид филтри намират специално приложение в силовата електроника и енергийните системи. Те се прилагат там, където смущенията и/или заданието са сигнали с висши хармоници с основна честота ω_p .

$$\left\{ \begin{array}{l} |M(j\omega)| = 1, \quad (\forall \omega \in [\omega < \omega_p, \omega > \omega_p]) \\ \arg M(j\omega) = 0, \quad (\forall \omega \in [\omega < \omega_p, \omega > \omega_p]) \end{array} \right\} \quad (1)$$

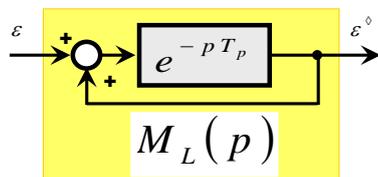
$$\left\{ \begin{array}{l} |M(j\omega)| \lllll 1, \quad (\omega = \omega_p) \\ \arg M(j\omega) \approx 0, \quad (\omega = \omega_p) \end{array} \right\}$$

В действителност тези схеми принадлежат към семейството на селективните хармонични филтри, тъй като са предназначени да компенсират избран брой хармонични компоненти. Въпреки своята простота, те могат да компенсират голям брой хармоници.

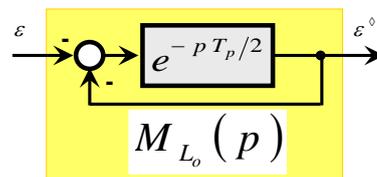
Базовият репетитивен филтър съдържа модел на закъснението e^{-pT_p} (фиг.1), (2) и „запаметява“ честотата на режетирането ω_p . Той е предназначен да противодейства и на четните, и на нечетните хармоници на периодичните сигнални смущаващи въздействия върху системите за управление.

$$M_L(p) = \frac{\varepsilon^\diamond(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-pT_p}}{1 - e^{-pT_p}} \quad (2)$$

$$M_{L_o}(p) = \frac{\varepsilon^\diamond(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{e^{-p\frac{T_p}{2}}}{1 + e^{-p\frac{T_p}{2}}} \quad (3)$$



Фиг.1.



Фиг.2.

Репетитивният филтър на нечетни хармоници също съдържа модел на закъснението e^{-pT_p} (фиг.2), (3) и „запаметява“ честотата на режетиране ω_p . Той е предназначен да противодейства на нечетните хармоници на периодичните сигнални смущаващи въздействия върху системите за управление.

2. ОБОСНОВКА И ЦЕЛ НА РАЗРАБОТКАТА

Добре известно е, че в промишлеността в повечето случаи товарите, свързани към захранващата мрежата, генерират токове характеризиращи се с висши хармоници [1]. Тези токове обикновено са съставени от нечетни хармоници, и много рядко от четни хармоници. Четните хармоници са по-често срещани при про-

цеси на натоварване с единична фаза. Също така е обичайно да се намерят и товари, генериращи само $6\ell \pm 1$ хармоници, като например процеси включващи шест импулсни преобразуватели [13].

В [4] се предлага нов вид репетитивни филтри, целящи да компенсират избрани хармоници на периодичните смущения. Тези схеми, за разлика от конвенционалните репетитивни [3], [6], [8], [9], [11], [12], [14], [15], [18]÷[20], включва права връзка с цел повишаване на тяхната селективност. Подобна схема, но използваща отрицателна обратна връзка може да се намери в [2]. В [5] също така е предложена и нова структура, насочена да компенсира $6\ell \pm 1$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) хармониците.

Схемата с отрицателна обратна връзка [4] създава въображаеми нечетни полюси кратни на фундаменталните, което позволява да бъдат компенсирани само нечетните хармоници. Схемата с положителна обратна връзка [2] създава полюси кратни на всеки един от основната честота, следователно е в състояние да компенсира всички (дори и нечетните хармоници). Третият вид структура [5] на репетитивен филтър, създава полюси на всяка честота кратна $6\ell \pm 1$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) пъти на ω_p и по този начин, е в състояние да компенсира само $6\ell \pm 1$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) хармониците. Въвеждането на права връзка в горепосочените схеми създава безкраен набор от нули, които са разположени между всеки два последователни полюса, което значително подобрява работата на регулатора в системата за управление, при компенсиране на хармоничните изкривявания.

В повечето приложения за силовата електроника, тези схеми обикновено се включват като допълнителен блок към стабилизиращия регулатор и служат като механизъм за хармонична компенсация във вътрешната управляваща верига в токоизправители, инвертори и активни филтри [10], [16]. Простотата им контрастира с други схеми, прилагани в силова електроника, като резонансни регулатор, PIS филтри и др.

Когато се прилага стабилизиращ регулатор за управление, той се използва за стабилизиране на системата преди хармонична компенсация. Хармоничният компенсатор, в случая репетитивният филтър, се свързва след това с допълнителна отрицателна обратна връзка в структурата, за да се справи с хармоничното изкривяване. В този смисъл е важно да се изследват и използват свойства на репетитивните филтри, които служат като хармонични компенсатори. Ако за двата случая филтърът и стабилизиращият регулатор са устойчиви звена, то и схемата с последователното им свързване ще бъде гарантирано устойчива.

В този контекст **Целта** на настоящата разработка е изследване на свойствата на трите гореспоменати структури на репетитивни филтри и предлагане на нови усъвършенствани техни варианти.

3. БАЗОВИ СТРУКТУРИ НА РЕПЕТИТИВНИ ХИПЕРБОЛИЧНИ ФИЛТРИ [7]

Преди да се пристъпи към изследване на свойствата на този вид репетитивни филтри е важно да се отбележи, че те се описват с диференциални уравнения с безкрайно закъснение (*infinite-dimensional delay-differential equations*), към които стандартните аналитични инструменти не могат да се прилагат директно.

Интересен е и фактът, че схемите, които притежават такава структура, имат равностойни изображения с хиперболични функции. По-специално, схемата с отрицателни обратна и права връзки може да бъде аналитично моделирана с помощта на функцията „хиперболичен тангенс“, а схемата с положителна обратна връзка може да бъде изразена като функция „хиперболичен котангенс“.

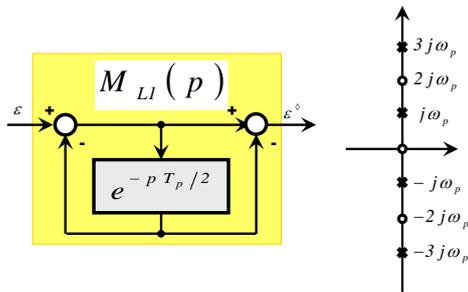
3.1. РЕПЕТИТИВЕН ХИПЕРБОЛИЧЕН ФИЛТЪР С ОТРИЦАТЕЛНИ ОБРАТНА И ПРАВА ВРЪЗКИ (ТАНГЕНС ХИПЕРБОЛИЧЕН) $ML1$

Репетитивният филтър с отрицателни обратна и права връзки (тангенс хиперболичен) [4], [7] се описва с (4) и (5).

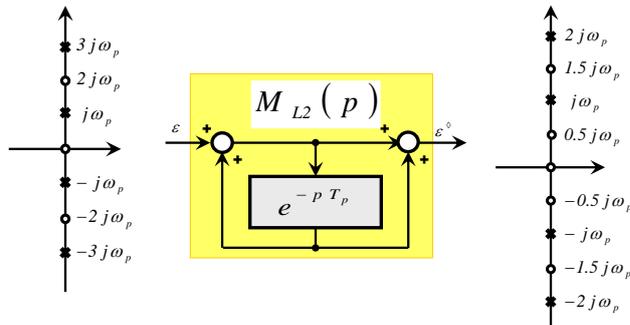
$$M_{L1}(p) = \tanh\left(\frac{p\pi}{2\omega_p}\right) = \frac{\cosh(p\pi/2\omega_p)}{\sinh(p\pi/2\omega_p)} = \frac{e^{p\pi/2\omega_p} + e^{-(p\pi/2\omega_p)}}{e^{p\pi/2\omega_p} - e^{-(p\pi/2\omega_p)}} = \frac{1 - e^{-(p\pi/\omega_p)}}{1 + e^{-(p\pi/\omega_p)}} \quad (4)$$

$$M_{L1}(p) = \tanh\left(\frac{pT_p}{4}\right) = \frac{\cosh(pT_p/4)}{\sinh(pT_p/4)} = \frac{1 - e^{-(pT_p/2)}}{1 + e^{-(pT_p/2)}} \quad (5)$$

Структурната схема на непрекъснатия модел и разположението на полюсите/нулите за този израз $ML1$ включва един контур със закъснение и е визуализирана на фиг.3.



Фиг.3.



Фиг.4.

Тази схема на репетитивен филтър има и еквивалентен израз с безкрайна размерност (6). Забелязва се, че полюсите са нечетни кратни на ω_p , а нулите са разположени на четните кратни на ω_p . Ето защо, тази схема се нарича също филтър на нечетни хармоници. $ML1$ и може да бъде описана аналитично с безкрайна сума на хармонични осцилатори, настроени към нечетните хармоници на ω_p (7).

$$M_{L1}(p) = \tanh\left(\frac{s\pi}{2\omega_p}\right) = \frac{(p\pi/2\omega_p) \prod_{k=1}^{\infty} ((p^2/(2k)^2\omega_p^2) + 1)}{\prod_{k=1}^{\infty} ((p^2/(2k-1)^2\omega_p^2) + 1)} \quad (6)$$

$$M_{L1}(p) = \tanh\left(\frac{p\pi}{2\omega_p}\right) = \frac{\omega_p}{\pi} \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{4p}{p^2 + (2\ell-1)^2\omega_p^2} \quad (7)$$

3.2. РЕПЕТИТИВЕН ХИПЕРБОЛИЧЕН ФИЛТЪР С ПОЛОЖИТЕЛНИ ПРАВА И ОБРАТНА ВРЪЗКА (ХИПЕРБОЛИЧЕН КОТАНГЕНС) $ML2$

Приема се, че репетитивният филтър с положителни права и обратна връзка (хиперболичен котангенс) $ML2$ [4], [7] се описва с (8) и (9). Неговата структурна схема и разположението на полюсите/нулите са представени на фиг.4. Еквивалентното описание, включващо безкраен брой полюси и нули се дава с (10).

$$M_{L2}(p) = \coth\left(\frac{p\pi}{\omega_p}\right) = \frac{\cosh(p\pi/\omega_p)}{\sinh(p\pi/\omega_p)} = \frac{e^{p\pi/\omega_p} + e^{-(p\pi/\omega_p)}}{e^{p\pi/\omega_p} - e^{-(p\pi/\omega_p)}} = \frac{1 + e^{-(2p\pi/\omega_p)}}{1 - e^{-(2p\pi/\omega_p)}} \quad (8)$$

$$M_{L2}(p) = \coth\left(\frac{pT_p}{2}\right) = \frac{\cosh(pT_p/2)}{\sinh(pT_p/2)} = \frac{1 + e^{-pT_p}}{1 - e^{-pT_p}} \quad (9)$$

$$M_{L2}(p) = \coth\left(\frac{s\pi}{\omega_0}\right) = \frac{\prod_{\ell=1}^{\infty} \left((p^2 / ((2\ell-1)/2)^2 \omega_0^2) + 1 \right)}{(p\pi/\omega_0) \prod_{\ell=1}^{\infty} \left((p^2 / \ell^2 \omega_0^2) + 1 \right)} \quad (10)$$

Забелязва се, че полюсите са разположени на всяка една точна честота кратна на ω_p , докато нулите са разположени точно в средната точка между всеки два последователни полюса, (фиг.4). Това определя схемата като филтър и на нечетни, и на четни хармоници.

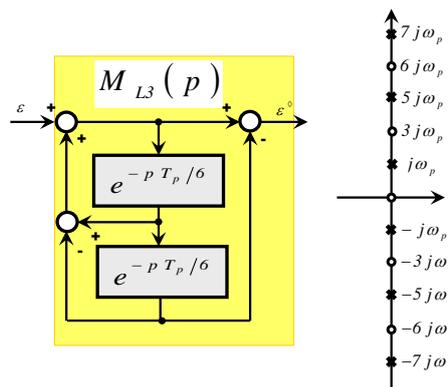
3.3. $6\ell \pm 1$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) -РЕПЕТИТИВЕН ХИПЕРБОЛИЧЕН ФИЛТЪР $ML3$

Този трети вид репетитивен филтър $ML3$ се описва с (11). Структурната схема и разположението на полюсите/нулите за този $6\ell \pm 1$ репетитивен филтър са визуализирани на фиг.5. Предавателната му функция (11) също има еквивалентно описание, включващо безкраен брой полюси и нули (12).

$$M_{L3}(p) = \frac{1 - e^{-(2p\pi/3\omega_p)}}{1 + e^{-(2p\pi/3\omega_p)} - e^{-(p\pi/3\omega_p)}} = \frac{1 - e^{-(pT_p/3)}}{1 + e^{-(pT_p/3)} - e^{-(pT_p/6)}} \quad (11)$$

$$M_{L3}(p) = \frac{e^{p\pi/3\omega_p} - e^{-(p\pi/3\omega_p)}}{e^{p\pi/3\omega_p} + e^{-(p\pi/3\omega_p)} - 1} = \frac{2 \sinh(p\pi/3\omega_p)}{2 \cosh(p\pi/3\omega_p) - 1} \quad (12)$$

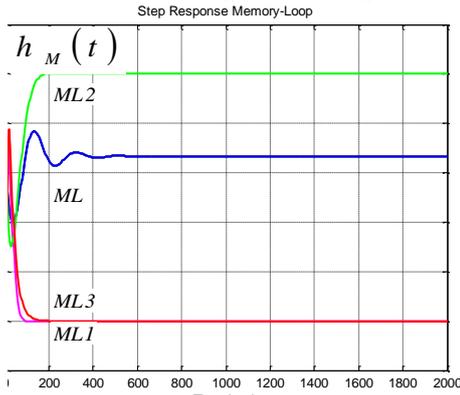
$$= \frac{(p\pi/3\omega_p) \prod_{\ell=1}^{\infty} \left((p^2 / (3\ell)^2 \omega_p^2) + 1 \right)}{\prod_{\ell=-\infty}^{\infty} \left((p^2 / (6\ell+1)^2 \omega_p^2) + 1 \right)}$$



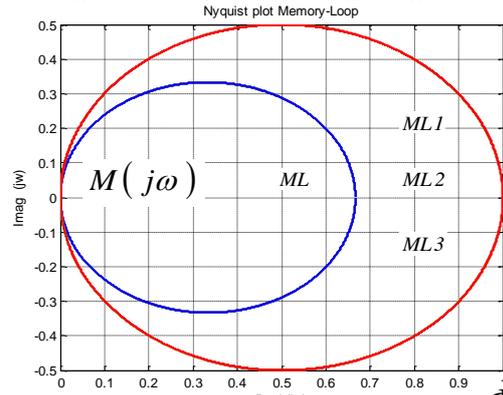
Фиг.5.

Видно е, че предавателната функция има безброй полюси локализиращи се в $\pm j(6\ell+1)\omega_p$ и $\pm j(6\ell-1)\omega_p$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) и безброй нули локализиращи се в $\pm j3\ell\omega_p$. Характеристиките на ML -филтрите фиг.1, (2), фиг.3, (4), фиг.4, (8) и фиг.5, (11) са на лентов отсичащ филтър и при изпълнение на изискването (1) за $\omega_p = 0,0346 \text{ rad/s}$ са илюстрирани паралелно на фиг.6. Указани са техните параметри: $\omega_p = 2\pi/T_p$ -честота на режетирание; T_p -времеконстанта на периодичните смущения, времеконстанта на филтъра; $|M_L(j\omega)|$ -модул на филтрите. Звена-

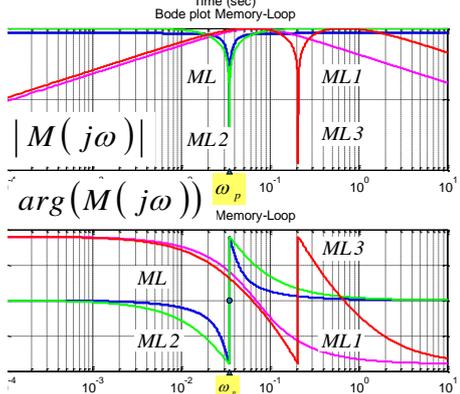
та със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на *Padé*.



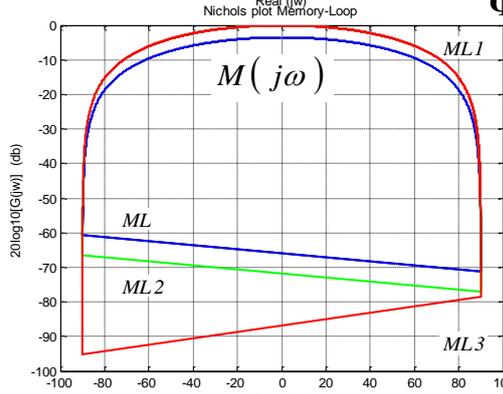
Фиг.6.a.



Фиг.6.b.



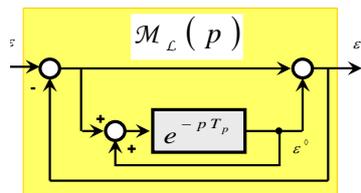
Фиг.6.c.



Фиг.6.d.

4. УСЪВЪРШЕНСТВАНИ ФИЛТРИ С ПАМЕТ

Усъвършенстването на конфигурацията на базовият ML до \mathcal{ML} -контур (фиг.7), (13) се налага с цел разширение на функционалните му възможности за удовлетворяване на изискванията (1) и при флуктуации на стойността ω_p на периодичното външно смущение в реални условия (за честоти в околността на ω_p , но различни от ω_p).

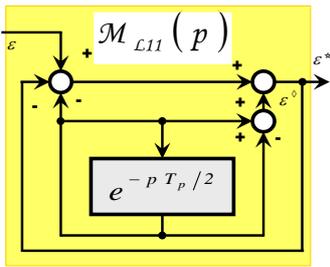


Фиг.7.

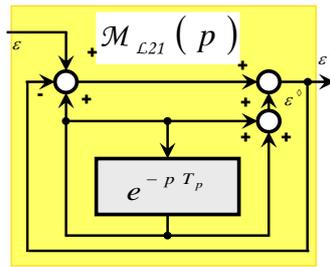
$$\mathcal{M}_L(p) = \varepsilon^*(p) / \varepsilon(p) = \left(1 / \left(2 - e^{-pT_p} \right) \right) \left(1 + 1 / \left(2 - e^{-pT_p} \right) \right)^{-1} \quad (13)$$

Структурата и свойствата на усъвършенствания \mathcal{M}_L -филтър (фиг.7) удовлетворяват изискванията за устойчивост на \mathcal{M}_L -контурата като елемент в репетитивната система за управление. Използването му в системите за управление позволява привеждането на репетитивните системи в класа на системите с робастни свойства. На тази база са предложени и модифицирани структури на трите репетитивни хиперболични филтри разгледани в раздел 3, както следва:

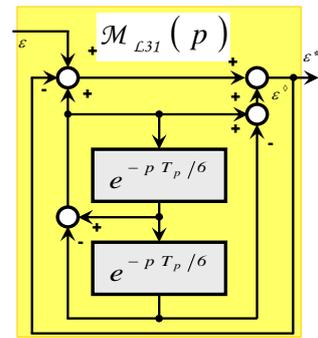
- Модифициран репетитивен хиперболичен филтър с отрицателни обратна и права връзки: вариант 1 - $\mathcal{ML}11$, фиг.8.a и вариант 2 - $\mathcal{ML}12$, фиг.9.a;
- Модифициран репетитивен хиперболичен филтър с положителни права и обратна връзка: вариант 1 - $\mathcal{ML}21$, фиг.8.b и вариант 2 - $\mathcal{ML}22$, фиг.9.b;
- Модифициран $6\ell \pm 1$ ($\ell = 0, 1, 2, \dots, \infty$) репетитивен хиперболичен филтър: вариант 1 - $\mathcal{ML}31$, фиг.8.c и вариант 2 - $\mathcal{ML}32$, фиг.9.c.



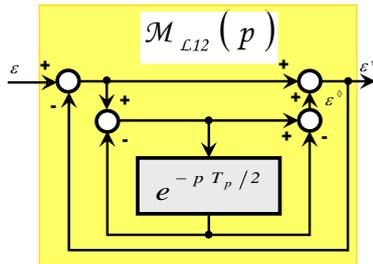
Фиг.8.а.



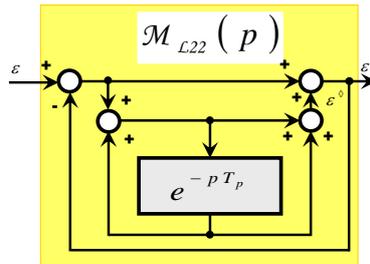
Фиг.8.б.



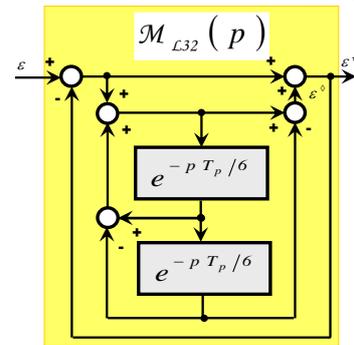
Фиг.8.с.



Фиг.9.а.



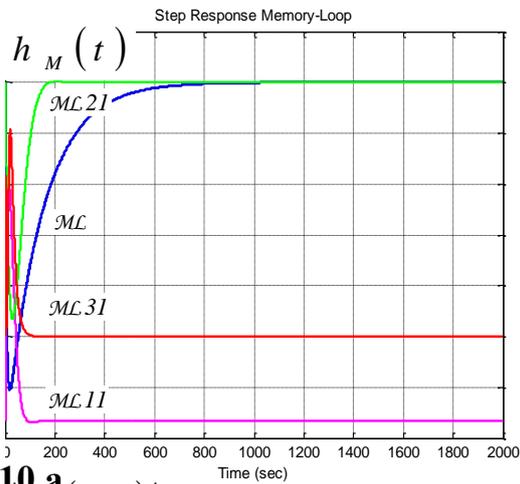
Фиг.9.б.



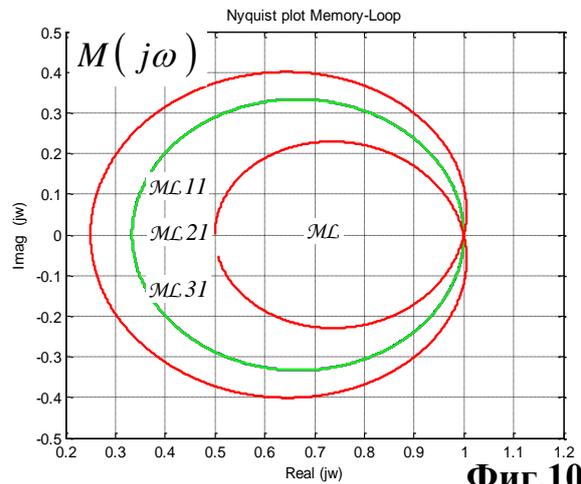
Фиг.9.с.

Аналитичното проектиране на *МЛ-филтрите* с памет в системите за репетитивно управление е автономно. То не е свързано с и не е функция на резултатите от синтеза на регулатора в системата за управление. За проектирането на робастните *МЛ-филтри с памет* се използва *методът на °режетиращ модул за лентов филтър°*, дефиниран с (1), а *критерият* е °*горизонтален профил на модула на чувствителността*° в зададен честотен диапазон. *Началните условия* за прилагане на метода са предварително известна (зададена) стойност на честотата ω_p (респ. T_p). При изпълнение на изискването (1), характеристики на така предложените структури за $\omega_p = 0,0346 \text{ rad/s}$ са илюстрирани паралелно на фиг.10 за вариант 1 (фиг.8) и на фиг.11 за вариант 2 (фиг.9). Звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на *Padé*. Анализът на свойствата на робастните *МЛ-репетитивни филтри с памет* (M_{L11} , M_{L21} , M_{L31} , M_{L12} , M_{L22} , M_{L32}) въз основа на характеристиките фиг.10 ÷ фиг.11 потвърждава, че:

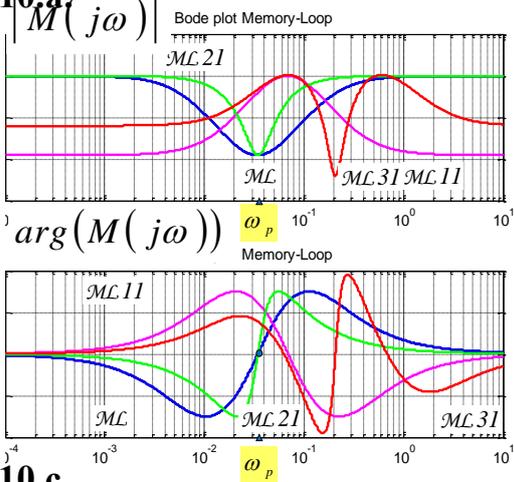
- всеки един от разглежданите филтри притежава типичната характеристика (1) на лентов отсичащ филтър с наличието на *горизонтален профил в модула за честотен диапазон* $\Delta\omega_i$, симетричен спрямо честотата на режетиране ω_p ;
- отсичащите свойства на *МЛ-филтрите* се определят от *модула на хоризонталния профил* $|M_{L_i}(j\omega)|$ за *честотен диапазон* $\Delta\omega_i$; в зависимост от структурата (i) за зоната на честотния диапазон $\Delta\omega_i$, модулът се определя в границите от $|M_{L_{21}}| = -9 \text{ dB}$ до $|M_{L_{31}}| = -12 \text{ dB}$;
- всяка една от предложените структури (фиг.8) ÷ (фиг.9) на *МЛ-филтрите* е ефективна в смисъла на (1) и при флуктуации в стойността на T_p .



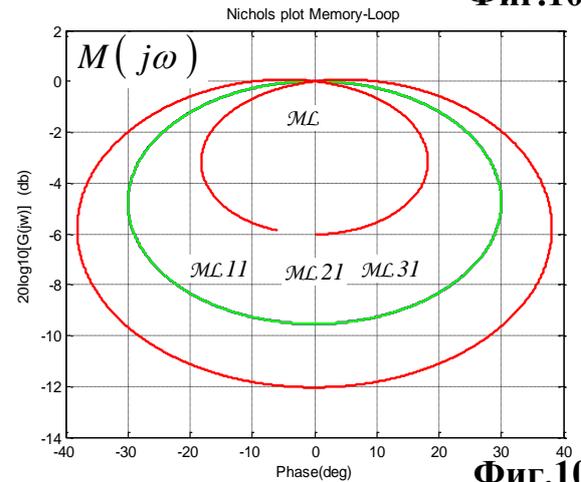
Фиг.10.а.



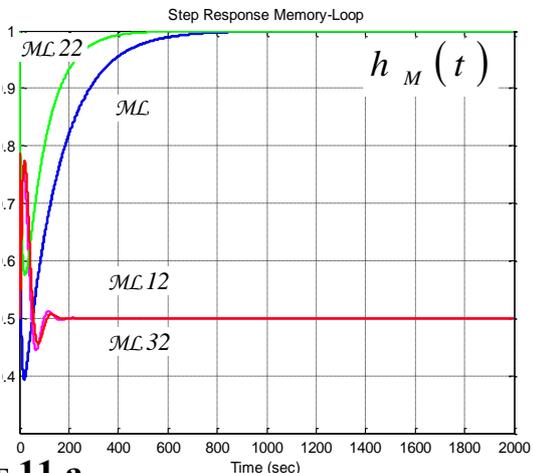
Фиг.10.б.



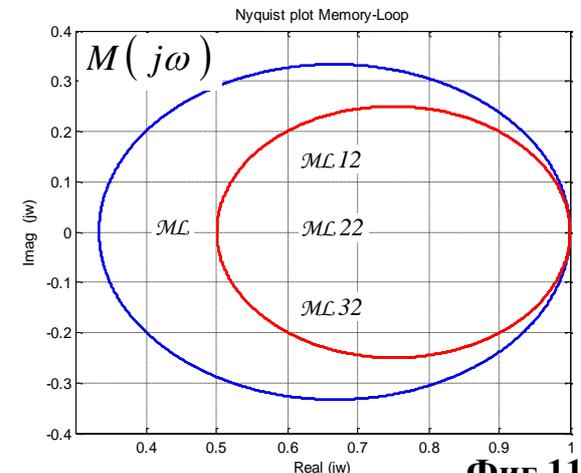
Фиг.10.с.



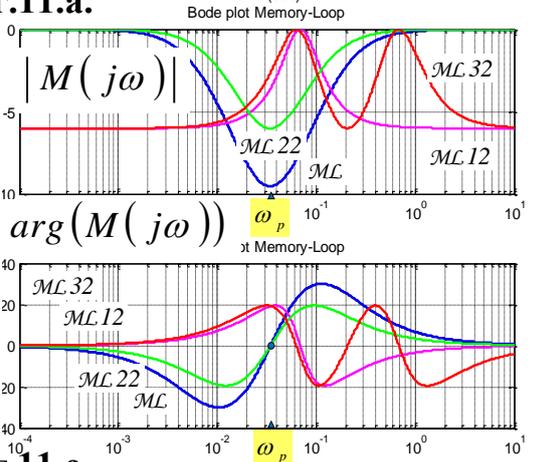
Фиг.10.д.



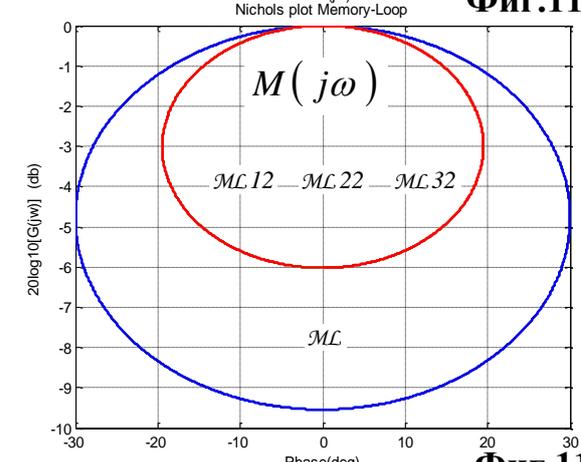
Фиг.11.а.



Фиг.11.б.



Фиг.11.с.

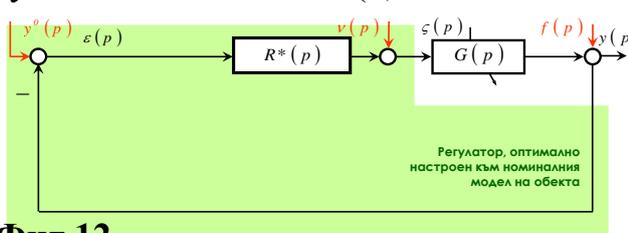


Фиг.11.д.

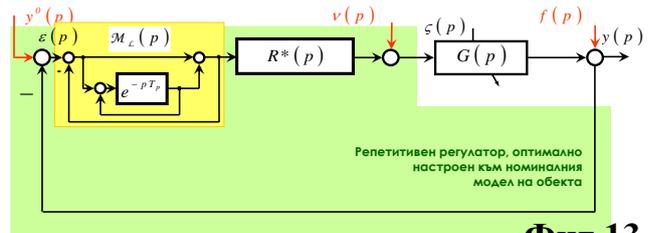
5. ЕФЕКТ ОТ ПРИЛОЖЕНИЕТО НА РЕПЕТИТИВНИТЕ ХИПЕРБОЛИЧНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ

За определяне и оценка на ефекта от приложението на хиперболичните *МЛ-филтри с памет* в системите за репетитивно управление се разглежда следният числен пример.

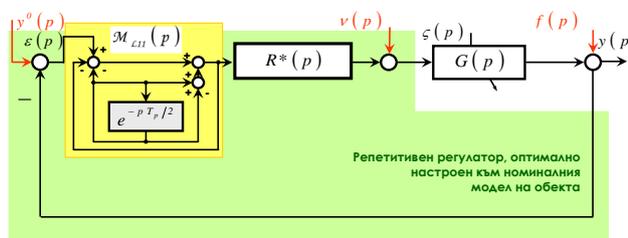
Необходимо е да се синтезират класическа система за управление с регулатор от пълен ред $R^*(p)$ (фиг.12), репетитивна система с регулатор $R^*(p)$ и модифициран *МЛ-филтър с памет* (фиг.13) и три вида репетитивни системи с регулатор $R^*(p)$ и модифицирани хиперболични филтри във два варианта на структури: *хиперболичен филтър с отрицателни обратна и права връзки* - *МЛ11* (фиг.14) и *МЛ12* (фиг.17); *хиперболичен филтър с положителни обратна и права връзки* - *МЛ21* (фиг.15) и *МЛ22* (фиг.18) и *хиперболичен $6\ell \pm 1$ филтър* - *МЛ31* (фиг.16) и *МЛ32* (фиг.19) за управление на обект $G(p)$ зададен с (14) ÷ (15) и наличието на постоянно действащо периодично външно сигнално смущение d с честота $\omega_p = 0,0346 \text{ rad/s}$ (16) при интегрален критерий за оптималност *°критично аperiодичен процес°* (σ) и *°хоризонтален профил на модула на чувствителността°* (1).



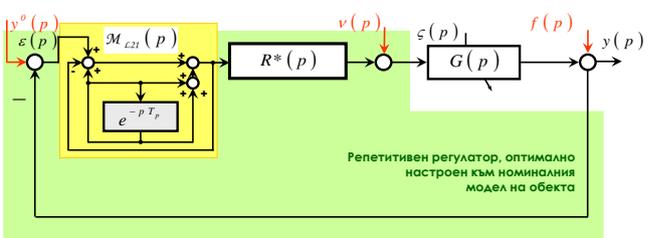
Фиг.12.



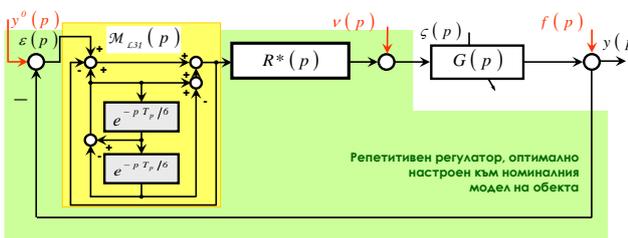
Фиг.13.



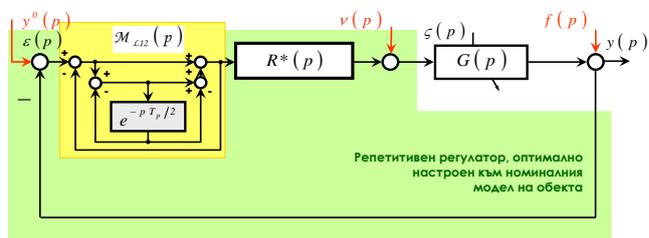
Фиг.14.



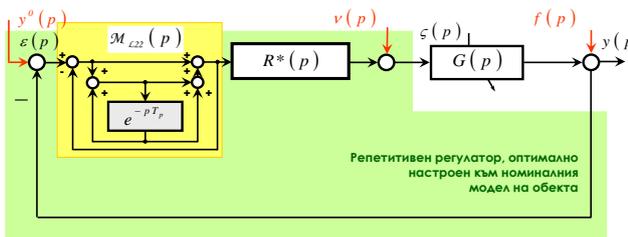
Фиг.15.



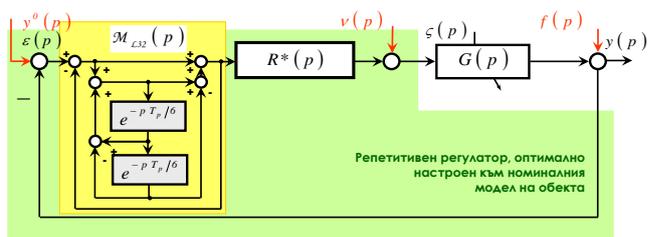
Фиг.16.



Фиг.17.



Фиг.18.



Фиг.19.

По предложената процедура и с отчитане на поставените изисквания (1) са синтезирани в сравнителен план:

➤ Вариант 1: пет системи - **PID** (фиг.12), (17), **PID** ◦ **ML** (фиг.13), (18), и за първи вид структури на модифицирани хиперболични филтри: **PID** ◦ **ML11** (фиг.14), (18), **PID** ◦ **ML21** (фиг.15), (18) и **PID** ◦ **ML31** (фиг.16), (18) за управление на $G(p)$ (14) ÷ (15).

➤ Вариант 2: пет системи: **PID** (фиг.12), (17), и **PID** ◦ **ML** (фиг.13), (18) и за втори вид структури на модифицирани хиперболични филтри: **PID** ◦ **ML12** (фиг.17), (18), **PID** ◦ **ML22** (фиг.18), (18) и **PID** ◦ **ML32** (фиг.19), (18), за управление на $G(p)$ (14) ÷ (15).

$$G^*(p) = G_1(p)G_2(p, \xi_i) = \frac{1.25}{(10p+1)} e^{-2p}, \quad (\xi_i(t)=0) \quad (14)$$

$$G^\sigma(p) = G^*(p) + \Delta G(p, \xi) = G^\sigma(p, \xi) = \hat{G}^\sigma \cdot e^{-\tau^\sigma p} = \frac{2.1}{(10p+1)} e^{-4p}, \quad (\xi_i(t)=const) \quad (15)$$

$$d = \sin(\omega_p t) = \sin(0,0346 t) = const, \quad (\omega_p = \omega_{pf} = 0,0346 \text{ rad/s}; T_{pf} = 181,595 \text{ s}) \quad (16)$$

$$R^*(p) = 1.9 \frac{(10p+1)(0.1p+1)}{10p(0.02p+1)} \quad \Leftrightarrow \quad G^*(p) \quad \{\sigma=const\} \quad (17)$$

$$R^{ML_i}(p) = \mathcal{M}_{Li}(p) R^*(p) \quad (18)$$

Във втората част са представени в сравнителен план резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на репетитивните системи за управление, използващи предложените в първа част модифицирани репетитивни хиперболични филтри, заключението и библиографията.

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

Постъпила на: 07.10.2015 г.

Рецензент: проф. д-р Е. Николов

ПРИЛОЖЕНИЕ НА РЕПЕТИТИВНИ ХИПЕРБОЛИЧНИ ФИЛТРИ В СИСТЕМИТЕ ЗА УПРАВЛЕНИЕ - II част

Нина Николова

Резюме: Репетитивните филтри са предназначени за компенсирание и/или проследяване на периодични сигнали, които са съставени от хармонични компоненти с известна основна честота ω_p . В настоящата разработка се систематизират, анализират и изследват свойствата и приложението на три нови вида репетитивни филтри: репетитивен хиперболичен филтър с отрицателни права и обратна връзка, репетитивен хиперболичен филтър с положителни права и обратна връзка и репетитивен $6\ell \pm 1$ хиперболичен филтър.

Ключови думи: Репетитивно управление, Филтри с памет

APPLICATION OF REPETITIVE HYPERBOLIC FILTERS IN CONTROL SYSTEMS - part II

Nina Nikolova

Abstract: Repetitive filters are supposed to compensate and/or track periodic signals which are composed of harmonic components with known base frequency ω_p . In this paper are systematized, analyzed and research properties and application of three new kind repetitive filters: repetitive hyperbolic filter with negative feedback and feedforward, repetitive hyperbolic filter with positive feedback and feedforward and repetitive $6\ell \pm 1$ hyperbolic filter.

Keywords: Repetitive Control, Memory Loop

ВЪВЕДЕНИЕ

Настоящата разработка изследва свойствата и приложението на три нови класа репетитивни филтри - с отрицателни обратна и права връзки, положителни обратна и права връзки и $6\ell \pm 1$ репетитивни филтри. Работата е представена в две неразделно свързани части. Първата от тях включва въведението, моделирането и анализа на характеристиките, както на съществуващите видове хиперболични репетитивни филтри, така и на модифицирани техни варианти. Настоящата е втората част, в която са представени в сравнителен план резултатите от синтеза, моделирането и симулационния анализ на репетитивните системи за управление, използващи предложените в първа част модифицирани репетитивни хиперболични филтри, заключението и библиографията.

5.1. ИЗСЛЕДВАНЕ НА КАЧЕСТВОТО НА СИНТЕЗИРАНИТЕ СИСТЕМИ

Синтезираните системи във два варианта са моделирани. Резултатите от симулацията на моделите - времевите и честотните характеристики на решението са визуализирани в:

➤ **номинален (14) параметричен режим** както следва: h_i -преходни функции на системите (Вариант 1 - фиг.20.а, Вариант 2 - фиг.21.а), W_i -честотни характеристики (Вариант 1 - фиг.20.б,с,д, Вариант 2 - фиг.21.б,с,д)

➤ **смутен (15) параметричен режим** както следва: h_i -преходни функции на системите (Вариант 1 - фиг.22.а, Вариант 2 - фиг.23.а), W_i -честотни характеристики (Вариант 1 - фиг.22.б,с,д, Вариант 2 - фиг.23.б,с,д).

Анализът на качеството:

➤ **в номинален (14) параметричен режим** на системите (фиг.12÷фиг.19) **потвърждава**, че всички системи:

- удовлетворяват критерия за **критично апериодичен процес** (σ) (фиг.20.а, фиг.21.а), като времената за регулиране t_{reg}^i за всички репетитивни системи съвпадат;

- са устойчиви (фиг.20 и фиг.21);

➤ **в смутен (15) параметричен режим** на системите (фиг.12÷фиг.19) **потвърждава**, че репетитивните системи:

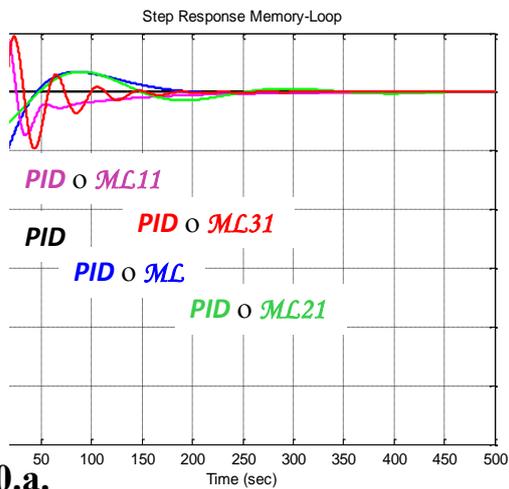
- запазват устойчивост, а **PID** е на границата на устойчивост (фиг.22, фиг.23).

5.2. ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНОТО КАЧЕСТВО

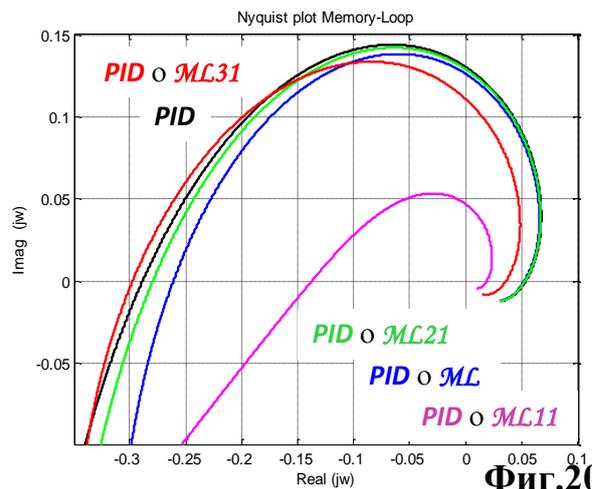
За анализ на поведението на **PID-система** (фиг.12) и на репетитивните системи (фиг.13÷фиг.19) в условията на априорна неопределеност за диапазона на параметрични флуктуации на обекта $\Delta G(s, \xi)$ (15) са представени резултатите от:

- **честотния 2D Nyquist-робастен анализ** (19), (20)÷(26) на сравняваните системи (фиг.12÷фиг.19) както по характеристиките на номиналните W^* и на смутените на най-горна граница $W^{\#}$ отворени системи (Вариант 1-фиг.24.а, Вариант 2-фиг.25.а), така и по характеристиките на затворените системи (Вариант 1-фиг.24.б, Вариант 2-фиг.25.б) на изискванията за робастната устойчивост (20) и за робастно качество (21);

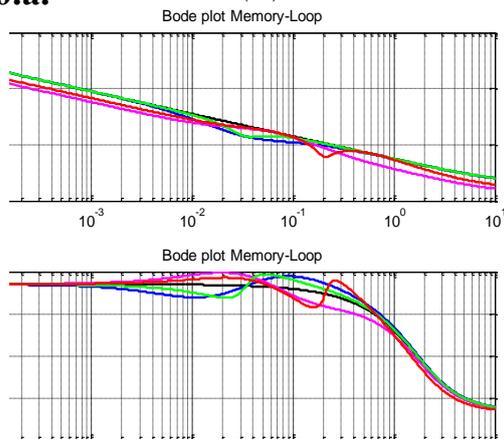
- **запасите на робастна устойчивост** $k_{MSOL}(\omega)$ (22) (Вариант 1 - фиг.24.с, Вариант 2 - фиг.25.с) и на робастното качество $k_{MPOL}(\omega)$ (23) (Вариант 1 - фиг.24.д, Вариант 2 - фиг.25.д).



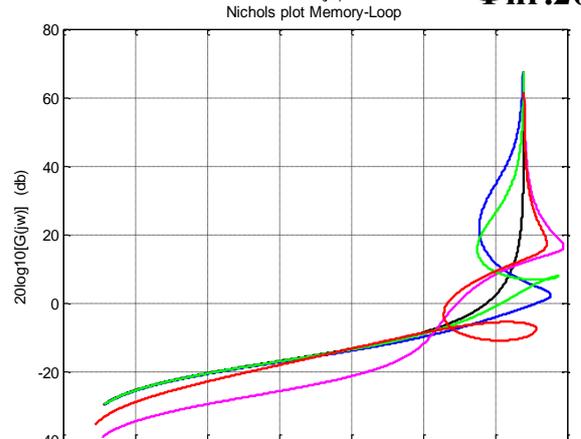
Фиг.20.а.



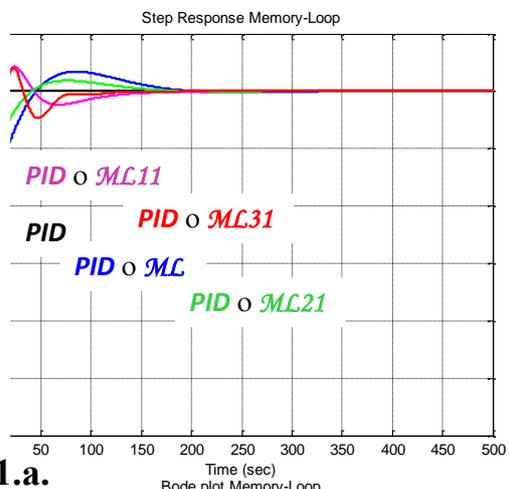
Фиг.20.б.



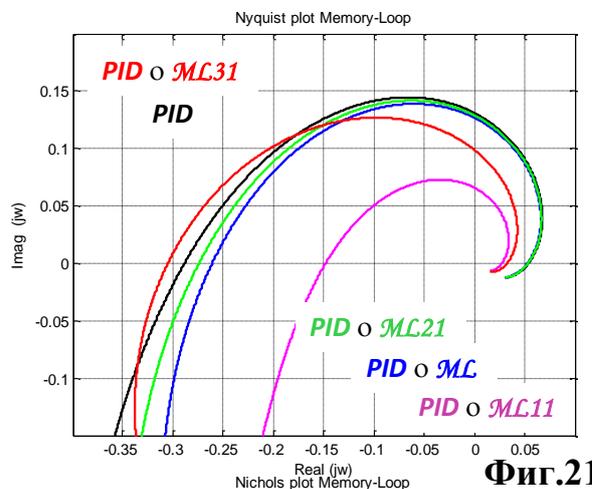
Фиг.20.с.



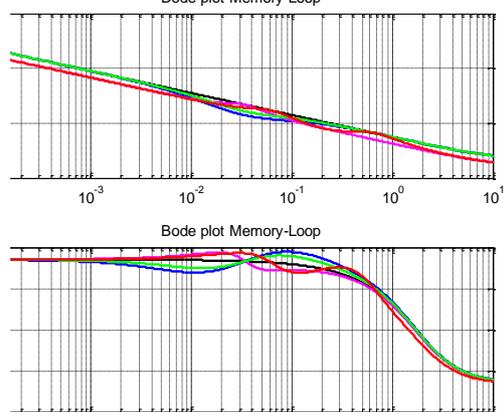
Фиг.20.д.



Фиг.21.а.



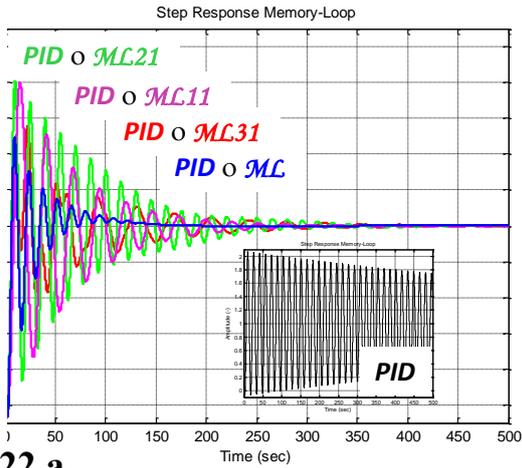
Фиг.21.б.



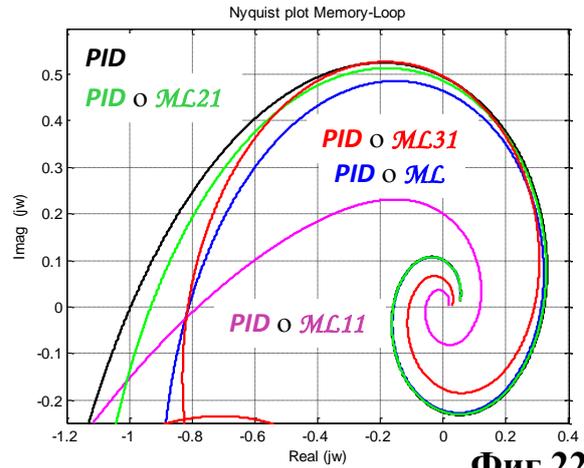
Фиг.21.с.



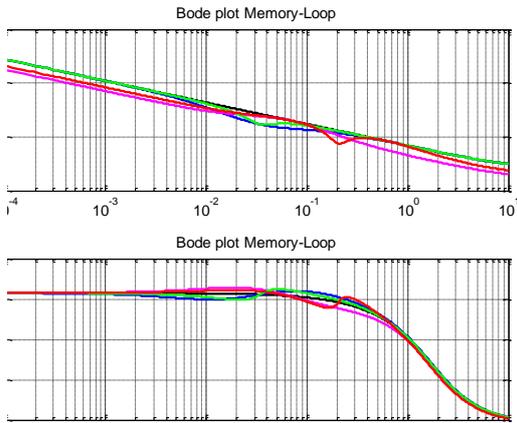
Фиг.21.д.



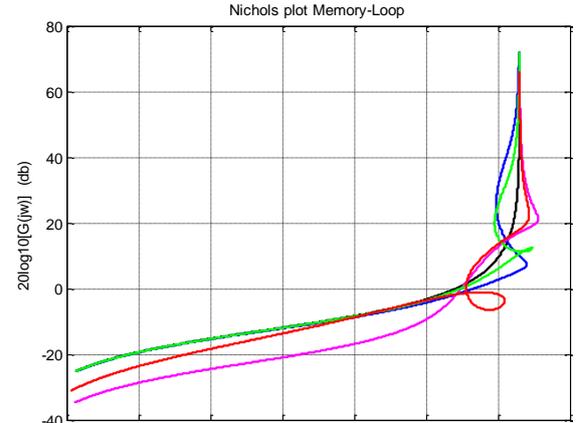
Фиг.22.а.



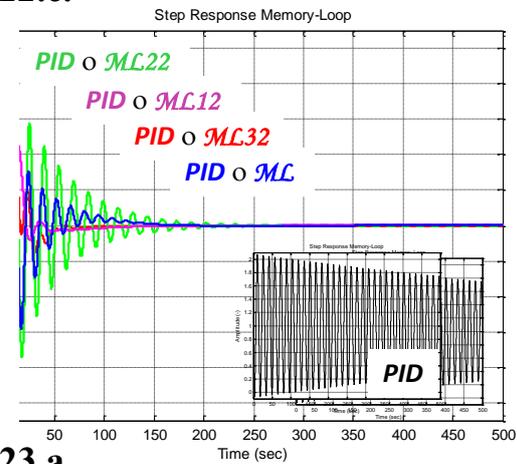
Фиг.22.б.



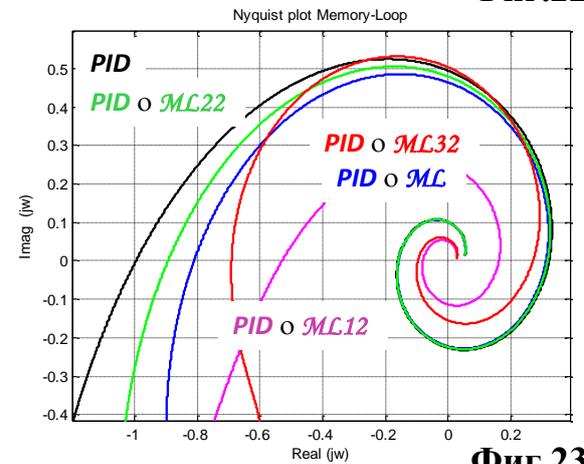
Фиг.22.с.



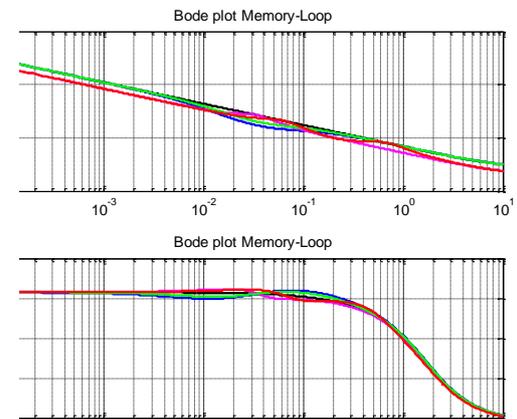
Фиг.22.д.



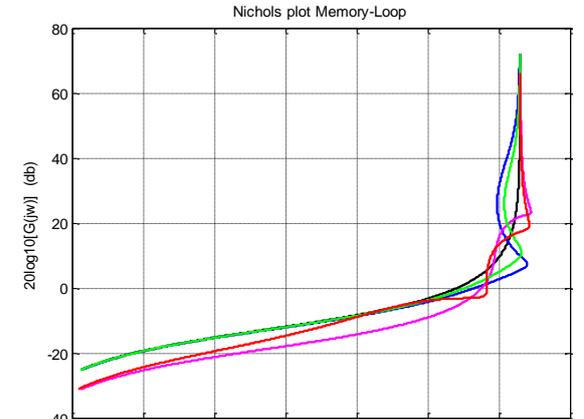
Фиг.23.а.



Фиг.23.б.



Фиг.23.с.



Фиг.23.д.

Представените резултати аналитично доказват че:

- за разлика от **PID-системата**, която не притежава свойствата робастна устойчивост и робастно качество за размера на параметричните вариации на обекта $\Delta G(s, \xi)$, (15), то всички репетитивни системи (и за Вариант 1 - фиг.24 и за Вариант 2 - фиг.25) са и с робастна устойчивост и с робастно качество;
- репетитивните системи многократно превъзхождат **PID-системата**, тъй като се характеризират със значителни по стойност (фиг.24.с,d и фиг.25.с,d) запас на робастната устойчивост $k_{MSOL}(\omega)$ (22) и запас на робастно качество $k_{MPOL}(\omega)$ (23), като и във двата варианта най-добри показатели показват репетитивните системи с хиперболичен филтър с отрицателни обратна и права връзки **PID** ◦ **МЛ11** и **PID** ◦ **МЛ12**.

$$\begin{aligned}
 \Pi(j\omega) = \Delta G(j\omega) : |G(\omega) - G^*(\omega)| |G^*(\omega)|^{-1} &\leq \bar{\ell}_m(\omega); \Pi(j\omega) \in \mathcal{G}(j\omega) \\
 \bar{\ell}_a(\omega) &= |G(\omega) - G^*(\omega)|; \bar{\ell}_m(\omega) = \bar{\ell}_a(\omega) |G^*(\omega)|^{-1}; \omega \in [0; \infty) \\
 G^\#(j\omega) &= |G(j\omega) - G^*(j\omega)|_{max}; G^\#(j\omega) |G^*(j\omega)|^{-1} = \bar{\ell}_m^\#(\omega), (\bar{\ell}_m^\#(\omega) = \bar{\ell}_a^\#(\omega) |G^*(j\omega)|^{-1}) \\
 \xi(\omega) &= \varsigma(\bar{\ell}_m(\omega), \bar{\ell}_a(\omega)), \xi(\omega) \in \Omega[0, \xi^\#]; \xi^\#(\omega) = \varsigma(\bar{\ell}_m^\#(\omega), \bar{\ell}_a^\#(\omega)) \\
 \pi(j\omega) &\in W_{SNE}(j\omega), (\omega \in [0; \infty)) \\
 r^0(\omega_i) &= |l_a(\omega_i) R_{NE}(\omega_i)| = |l_m(\omega_i) R_{NE}(\omega_i) G^*(\omega_i)| \\
 \pi^0(j\omega_i) &= \begin{cases} Real^0(\omega_i) = Re^*(\omega_i) + r(\omega_i) \cos \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \\ Imag^0(\omega_i) = Im^*(\omega_i) + r(\omega_i) \sin \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
 \|\eta(\omega) \bar{\ell}_m(\omega)\|_\infty &< 1, \forall \omega, (\omega \in [0; \infty)), \\
 |1 + G^*(\omega)R(\omega)| &> r^0(\omega), \forall \omega, (\omega \in [0; \infty)),
 \end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 |\eta^*(\omega) \bar{\ell}_m(\omega)| + |e^*(\omega)v(\omega)| &< 1, \forall \omega, (\omega \in [0; \infty)), \\
 |1 + G(\omega)R(\omega)| &\geq |1 + G^*(\omega)R(\omega)| - r^0(\omega), \forall G \in \Pi; \forall \omega, (\omega \in [0; \infty)),
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$k_{MSOL}(\omega) = r^0(\omega) |1 + R(j\omega)G^*(j\omega)|^{-1} \leq 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)), \tag{22}$$

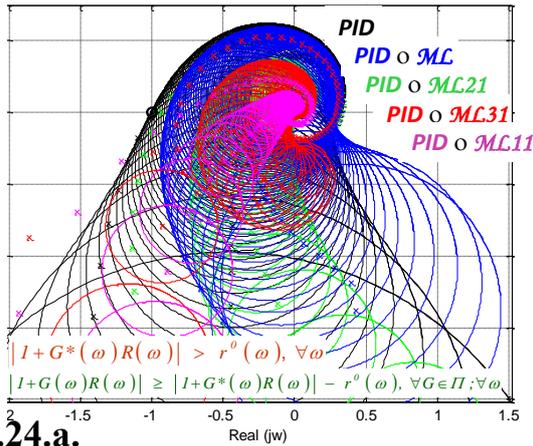
$$k_{MPOL}(\omega) = (|1 + R(j\omega)G^*(j\omega)| - r^0(\omega)) |1 + R(j\omega)G^\#(j\omega)|^{-1} \leq 1, (\forall \omega, \omega \in [0, \infty)), \tag{23}$$

$$e(\omega) = (1 + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0_e}(\omega), (e(\omega) = 1 - \eta(\omega)) \tag{24}$$

$$\eta(\omega) = R^*(\omega)G^*(\omega) (1 + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0_y}(\omega), (\eta(\omega) = 1 - e(\omega)) \tag{25}$$

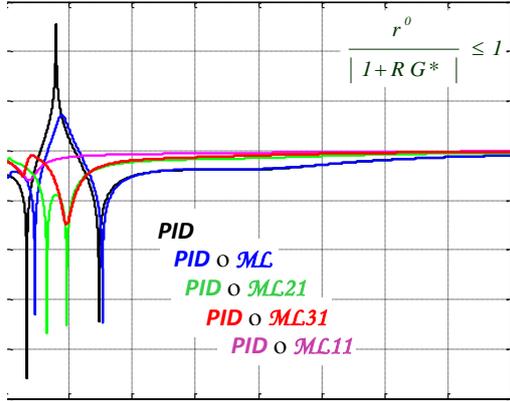
$$v = v(v, \xi, f) \tag{26}$$

Nyquist Robust Analysis of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



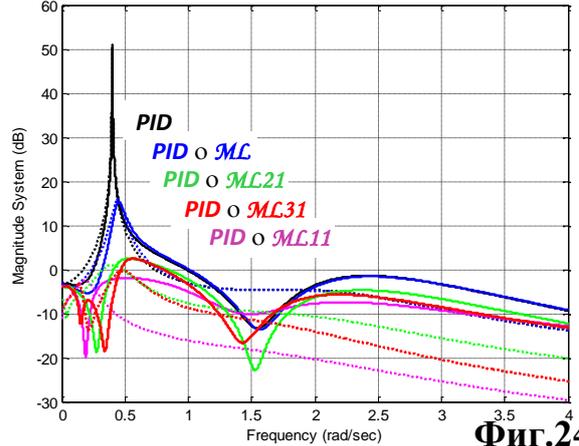
Фиг.24.а.

Stab. Margins "Kmsol (w)" of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



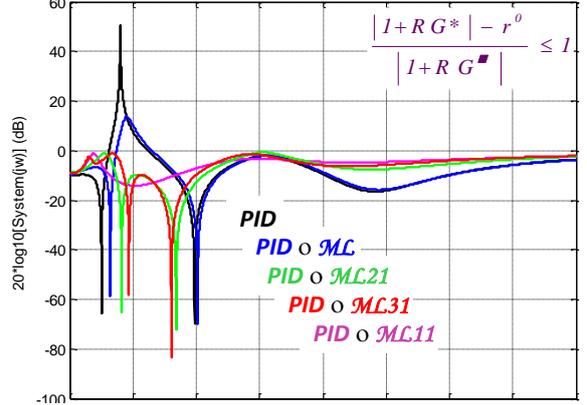
Фиг.24.с.

Rob.Stability (.) and Rob.Perf.(-) of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



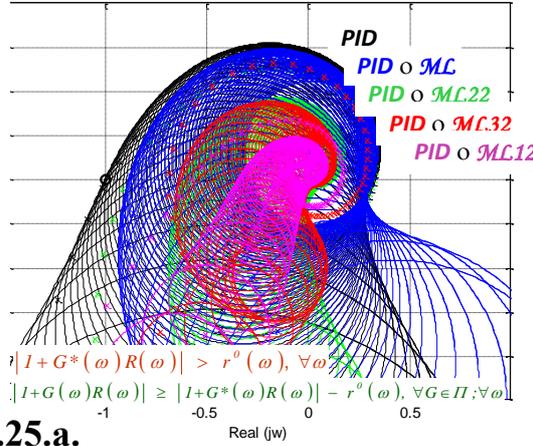
Фиг.24.б.

Rob. Perf. Margins "Kmpol (w)" of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



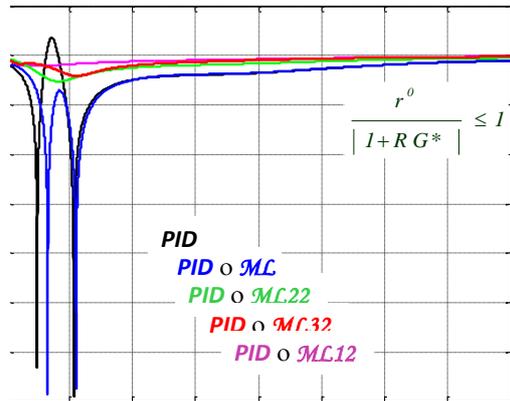
Фиг.24.д.

Nyquist Robust Analysis of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



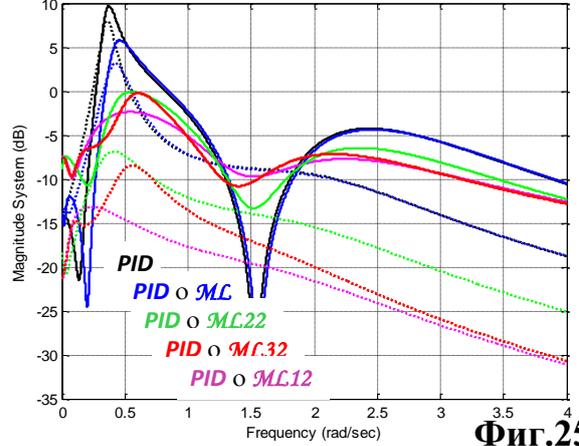
Фиг.25.а.

Stab. Margins "Kmsol (w)" of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



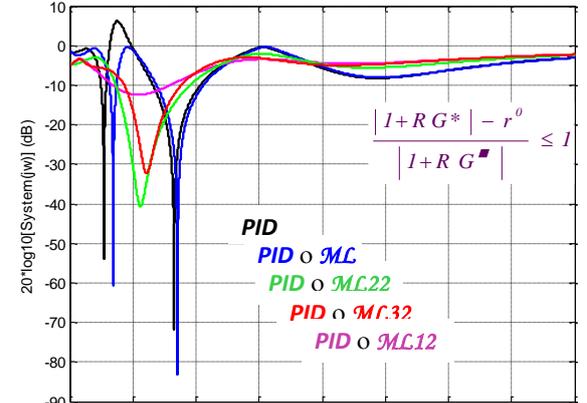
Фиг.25.с.

Rob.Stability (.) and Rob.Perf.(-) of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



Фиг.25.б.

Rob. Perf. Margins "Kmpol (w)" of REPETITIVE CONTROL SYSTEMS (mapprox)



Фиг.25.д.

5.3. ВРЕМЕВИ АНАЛИЗ

Резултатите от *времеви анализ на филтриращите свойства с „тестови“ периодични въздействия* [17],[21] на репетитивните системи (фиг.13÷фиг.19) на периодично сигнално смущение d с честота ω_p (16) по каналите на заданието y^0 , натоварването v и измерването f (заедно) са илюстрирани за Вариант 1 - фиг.26.a и за Вариант 2 - фиг.26.b. Този анализ се провежда *в номинален (14) параметричен режим* ($G \hat{=} G^*$, $\xi = const$) на системите (фиг.13÷фиг.19). Последните са моделирани а преходните им характеристики $h_i(t)$ на периодичното въздействие d с честота ω_p (16) са симулирани.

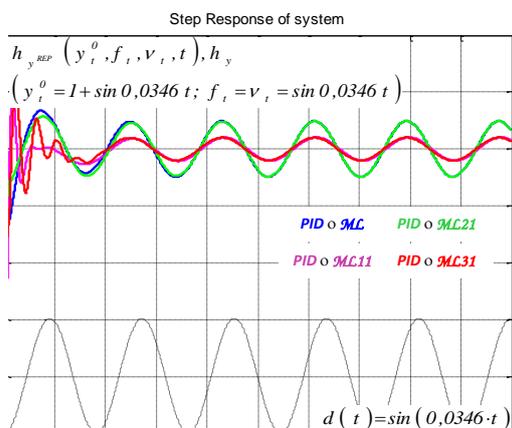
Резултатите показват, че по отношение на количествените оценки за качеството на процесите (пререгулиране, брой пререгулирания, време на регулиране и филтриращите си свойства):

- за Вариант 1: репетитивните системи с хиперболични филтри **PID** ◦ **МЛ11**, (фиг.14) и **PID** ◦ **МЛ31** (фиг.16) превъзхождат репетитивна система с хиперболичен филтър **PID** ◦ **МЛ21** (фиг.15) и репетитивната система с модифициран филтър с памет **PID** ◦ **МЛ** (фиг.13) с ефективността си да противодействат по-добре на сигнално периодично смущение d с честота ω_p (16). Чувствителността на репетитивните системи (фиг.14÷фиг.19) към d с честота ω_p (16) е минимална, което се определили с амплитудите (фиг.26) в преходните характеристики на системите;
- за Вариант 2: репетитивните системи с хиперболични филтри **PID** ◦ **МЛ11**, (фиг.14), **PID** ◦ **МЛ31** (фиг.16) и **PID** ◦ **МЛ21** (фиг.15) превъзхождат репетитивната система с модифициран филтър с памет **PID** ◦ **МЛ** (фиг.13) с ефективността си да противодействат по-добре на сигнално периодично смущение d с честота ω_p (16);
- и за двата варианта чувствителността на репетитивните системи (фиг.14÷фиг.19) към d с честота ω_p (16) е минимална, което може да бъде определено с амплитудите (фиг.26) в периодичните преходни характеристики на системите.

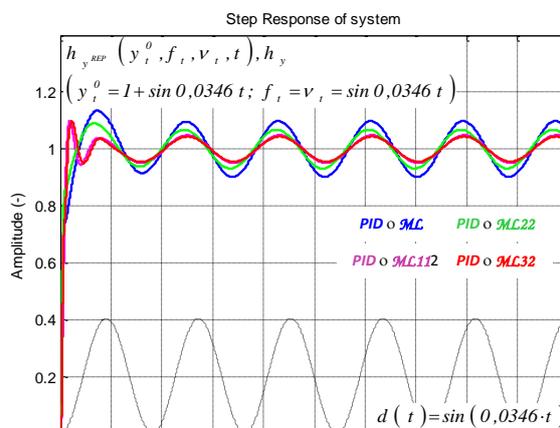
Количествените резултати от изследванията на:

- качеството (устойчивост - запаси на устойчивостта, бързодействие - време на регулиране) чрез *анализ на качеството в номинален*;
- робастните свойства (робастна устойчивост, робастно качество, запас на робастната устойчивост и запас на робастното качество) с *честотен 2D Nyquist-робастен анализ* в условията на априорна неопределеност за диапазона на параметрични флуктуации на обекта $\Delta G(s, \xi)$;
- филтриращите свойства към периодични външни смущения с известна честота чрез *времеви анализ на филтриращите свойства с „тестови“ периодични въздействия в номинален параметричен режим* на репетитивните системи за управление с (фиг.14÷фиг.19) с *МЛ-филтри с памет* еднозначно доказ-

ват ефекта от приложението им (значително подобрени показатели на качеството и робастното качество) и предимствата им пред *PID-системите* (фиг.12) при едни и същи други условия.



Фиг.26.а.



Фиг.26.б.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата работа са решени задачите за: анализ и синтез на три вида репетитивни хиперболични филтри и е предложен метод за усъвършенстване структурата и динамиката им. Чрез последователното им включване в структурата на базовия регулатор в системи за управление (синтезирани, моделирани и симулирани), е доказано (количествено чрез подобрени показатели на качеството и робастното качество) превъзходството на репетитивното управление в експлоатационни условия на постоянно действащо(и) периодично(и) външно(и) сигнално(и) смущение(я) към системата с предварително известна(и) стойност(и) на параметрите. Новото и оригинално, достигнато в работата, се определя с това, че:

- е предложен подход за анализ на репетитивни хиперболични филтри (*ML1*, фиг.3, *ML2*, фиг.4 и *ML3*, фиг.5) чрез изследване на тяхната динамика (фиг.6);
- са предложени два вида структури на усъвършенствани репетитивни хиперболични контури (*ML11*, *ML21*, *ML31*, фиг.8 и *ML12*, *ML22*, *ML32*, фиг.9), които са с понижена чувствителност към флуктуации на периода T_p на периодичните сигналните смущаващи въздействия $v(p)$, $f(p)$, $y(p)$, като е изследвана чувствителността на контурите (фиг.10 и фиг.11);
- е доказана ефективността от приложението на структурите на усъвършенстваните репетитивни хиперболични контури в системите за управление (фиг.14÷фиг.19) чрез: сравнителна оценка на количествените показатели на качеството; доказателство на робастните свойства; сравнителна оценка на количествените показатели на робастните свойства (определени със запасите на робастната устойчивост и на робастното качество).

Резултатите от обобщения анализ са потвърждение и аналитично доказателството за ефективността на *репетитивните хиперболични филтри* в системите за управление.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Bollen M.H.J., Gu I. (2006), Signal Processing of Power Quality Disturbances, Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press
- [2] Costa-Castello R., Grino R. (2006), A Repetitive Controller for Discrete-Time Passive Systems, *Automatica*, 42, 1605-1610
- [3] Dötch, H. G. M., Smakman, H. T., Van den Hof, P. M. J., & Steinbuch, M. Adaptive repetitive control of a compact disc mechanism. Proceedings of the IEEE conference on decision and control, New Orleans, 1995, pp.1720-1725
- [4] Escobar G., Leyva-Ramos J., Martinez P.R. (2007a), Repetitive Controllers with a Feedforward Path for Harmonic Compensation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54, 567-573
- [5] Escobar G., Hernandez-Briones P.G., Torres-Olguin R.E., Valdez A.A., Hernandez-Gomez M. (2007b), A Repetitive-based Controller for the Compensation of $6l \pm 1$ Harmonic Components, in Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE, 4-7 June, pp. 3397-3402
- [6] Hara, S., Omata, T., and Nakano, M. (1981), Synthesis of Repetitive Control of a Proton Synchrotron Magnet Power Supply, in Proceedings of 8th World Congress IFAC, Kyoto, Japan, 1387-221
- [7] Hernandez-Briones P.G., G. Escobar, R. Ortega, M. Hernandez-Gomez, (2008) On the passivity properties of a new family of repetitive (hyperbolic) controllers, *International Journal of Control*, Vol. 81, No. 9, ISSN 0020-7179 print/ISSN 1366-5820, 1424-1433
- [8] Manayathara, Th. J., Tsao, T. -C., Bentsman, J., & Ross, D. Rejection of unknown periodic load disturbances in continuous steel casting process using learning repetitive control approach, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 4(4), 1996, 259-265
- [9] Maarten Steinbuch. Repetitive control for systems with uncertain period-time, *Automatica* 38, 2002, 2103-2109
- [10] Mattavelli, P., and Marafao, F.P. (2004), Selective Active Filters using Repetitive Control Techniques, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51, 1018-1024
- [11] Nikolova N., Nikolov E. (2007), ML- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, *Cybernetics and Information Technologies Journal*, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28
- [12] Nikolova N. G., E. K. Nikolov (2007), ML- Control Systems, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`07, Session "Control Power Plants and Systems", November 02-03, 2007, Stara Zagora, © 2007 Union of Automatics and Informatics, ISBN-10:954-9641-49-X, ISBN-13:978-954-49-3, 15-20
- [13] Rice D. (1994), A Detailed Analysis of Six-Pulse Converter Harmonic Currents, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 30, 294-304

- [14] Tsao, T. C., & Nemani, M. Asymptotic rejection of periodic disturbances with uncertain period. Proceedings of the American control conference, 1992, pp. 2696-2699
- [15] Tomizuka, M., Tsao, T., and Chew, K. (1988), Discrete time Domain Analysis and Synthesis of Repetitive Controllers, in Proceedings of American Control Conferences, 860-866
- [16] Tzou Y.Y., Jung S.L., Yeh H.C. (1999), Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low THD AC-voltage Regulation with Unknown Loads, IEEE Transactions on Power Electronics, 14, 973-981
- [17] Н. Николова, Е. Николов (2014), Предиктивно-репетитивно управление (приложни методи за управление на технологични-III част), © 2014 Изд. на Технически Университет София, ISSN 978-619-167-136-6, 157
- [18] Н. Николова, (2011), Репетитивни робастни системи за управление на топлоенергийни обекти, In Proc. of the National Conference Automatics And Informatics`11, Symposium "Control Power Plants and Systems", November 11-12, 2011, Bankia, © 2011 Union of Automatics and Informatics, ISBN-1313-2237, pp. 36-39
- [19] Н. Николова, (2011), Робастни *ML* системи за управление - част 1, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 Изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 135-142
- [20] Н. Николова, (2011), Робастни *ML* системи за управление - част 2, Годишник на ТУ - София, том 61, книга 1, © 2011 Изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 143-146
- [21] Е. Николов (2015), Фрактално управление - част 2 (приложения на оператори от обобщеното дробно смятане в системите за управление, филтри), София 2015, © 2015 Изд. на Технически Университет София, ISBN 978 619 167 186 1, 198 стр.

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

Постъпила на: 07.10.2015 г.

Рецензент: проф. д-р Е. Николов

ИЗСЛЕДВАНЕ НА РОБАСТНИ РЕПЕТИТИВНИ СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ И ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

Борис Грасиани

Резюме: В работата е предложен метод за проектиране на нов клас робастни репетитивни системи за управление с вътрешен модел и параметрична компенсация. За доказване ефективността на предложената система за управление е направен сравнителен анализ с параметрически компенсационна репетитивна система.

Ключови думи: робастна система, репетитивно управление, робастна устойчивост и робастно качество, параметрична компенсация

STUDY OF ROBUST REPETITIVE INTERNAL MODEL AND GAIN SCHEDULING CONTROL SYSTEMS

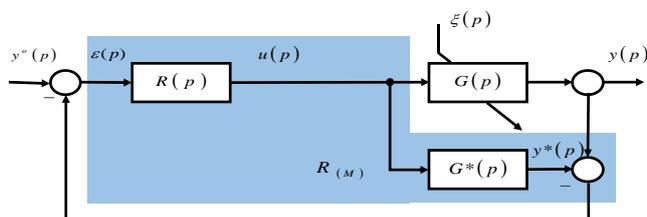
Boris Grasiani

Abstract: The present study propose a method for design of a new class of robust repetitive internal model and gain scheduling control systems. To prove the performance of proposed control system has been made a comparative analysis with repetitive gain scheduling control system.

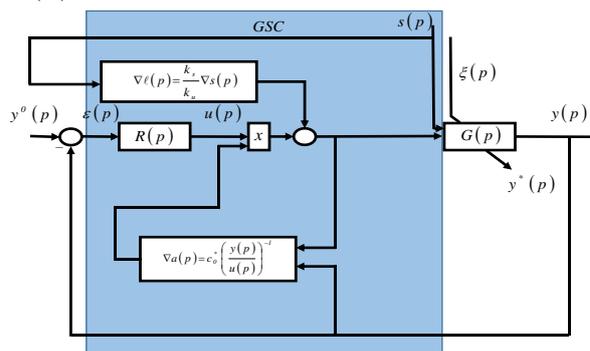
Keywords: robust control systems, repetitive control, robust stability end robust performance, gain scheduling control systems

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В литературата [8,9,10,11] е известен методът на свободния параметър, с помощта на който се решава задачата за аналитичен синтез на робастни системи с вътрешен модел (фиг.1) за управление на обекти в условията на априорна неопределеност. Този метод използва критерии (1),



Фиг.1.а.



Фиг.1.б.

където (1a) е съставящата му за робастна устойчивост и робастно качество на системата за предварително зададено при синтеза параметрично множество Π ; (1b) е локален критерий за качество (**ЛКК**) - процес с минимална интегрално-квадратична грешка ε .

$$\left. \begin{array}{l} a) \quad \Pi = \left\{ \Delta G : \left| \frac{G(j\omega) - G^*(j\omega)}{G^*(j\omega)} \right| \leq \bar{\ell}_m(\omega) = G^\blacksquare \right. \\ \left. \left\{ \begin{array}{l} \|\eta \bar{\ell}_m\|_\infty = \sup_\omega |\eta \bar{\ell}_m| < 1; \quad \bar{\ell}_m(\omega) < |\eta|^{-1}, \forall \omega \\ \|ev\|_\infty = \sup_\omega |ev| < 1; \quad |\eta \bar{\ell}_m| + |ev| < 1, \forall \omega \end{array} \right. \right\} \\ b) \quad \|\varepsilon\|_2^2 = \int_0^\infty \varepsilon^2(t) dt; \quad \min_R \|\varepsilon\|_2^2 = \min \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega \end{array} \right\} \quad (1)$$

Началните условия за синтез са предварително известни: номинален $G^*(p)$ и смутен $G^\blacksquare(p)$ на най-горна граница модели на обекта за управление и вид на входния сигнал към системата $y^o(p)$. Робастният регулатор в системата има вида (2):

$$R_{(M)}(p) = k_{R(M)} \left(I + \tau_D p + \frac{I}{\tau_I p} \right) \frac{I}{\tau_F p + I} \quad (2)$$

където: $k_{R(M)}$ е предавателен коефициент, τ_D - времеконстанта на диференциране, τ_I - времеконстанта на интегриране, τ_F - времеконстанта на филтъра.

В литературата [4,5,9] са известни системи за управление с параметрична компенсация (**GSC-systems - Gain Scheduling Control Systems**), фиг.1.b. Идеята за този клас системи се състои в адитивно въвеждане на компенсационни променливи $\nabla \ell, \nabla a$, въздействащи върху основното управление, с цел параметрична компенсация и стабилизация на предавателния коефициент (3) на системата за управление. Компенсационни променливи $\nabla \ell, \nabla a$ на алгоритъма за параметрична компенсация GSC се определят с (4), където: k_{ℓ_i} е предавателният коефициент на системата за управление; - s хидравлично натоварване на РО; ℓ - позиция на дроселиращата система на регулиращия орган (РО). Методът за синтез на GSC-алгоритмичния модул е **°компенсационното уравнение на параметричния баланс°** при критерий за оптималност **°постоянна стойност на предавателния коефициент на системата за управление°**.

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{\ell_i} (\nabla s_t) = k_{\ell_i} = const \Leftrightarrow (k_p, T_i, T_d)_{opt} \\ k_{SYSi} (\nabla s_t, \xi_t, t) = k_{SYSi} = const \Leftrightarrow (k_p, T_i, T_d)_{opt} \end{array} \right\} \quad (3)$$

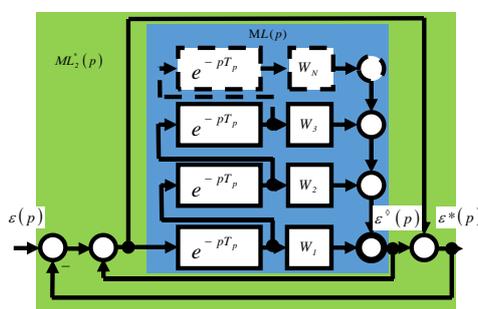
$$\ell_t = - \frac{k_{s_0^*}}{k_{l_0^*}} \nabla s_t \quad ; \quad \nabla a_t = c_0^* \left(\frac{d(y_t)}{d(l_t)} \right)^{-1} \quad (4)$$

Репетитивното управление [1]÷[7] е стратегия за постигане на високо качество и максимална ефективност на системи за управление на обекти, които се характеризират в експлоатационни условия с наличието на периодични външни сиг-

нални смущения. Периодът на тези смущения $T_p = 2\pi/\omega_p$ е предварително известен. Параметрите на сигналните смущения са постоянни и предварително известни по стойност на етапа на проектиране на системата.

В литературата [3,6,7] са познати усъвършенствани M_L структури на репетитивните филтри, които удовлетворяват изискванията за устойчивост на M_L -контура като елемент в репетитивната система. Една такава структура M_L е визуализирана на фиг.2, (5.a), (5.b). Използването на съответния брой звена със закъснение въвежда и определен брой l_i допълнителни хармоници в честотните **Bode**-характеристики на $M_{L,2}$ репетитивен филтър, които са разположени симетрично в характеристиката по отношение на честота ω_p , което трансформира точката за $\omega = \omega_p$ от характеристиката в хоризонтален профил за честотен диапазон

$$\Delta \omega_i = f(\omega_p, l_i), \Delta \omega_i \in [\omega_b, \omega_h].$$



Фиг.2.

Усъвършенстваният репетитивен филтър се описва с (6):

$$M_{L,2}(p) = \frac{\varepsilon^*(p)}{\varepsilon(p)} = \left(2 - \sum_{k=1}^N W_k(p) e^{-p k T_p} \right)^{-1} \quad (5.a)$$

$$\sum_{i=1}^N W_i i^{(N-1)} = 0 \quad (5.b)$$

За синтеза на M_L филтрите се прилага е методът [3,6,7] на **°режетиращия модул за лентов филтър°**. Същността на метода, като последователна честотна корекция, се състои в определяне вида на структурата и броя звена със закъснение. Началните условия са предварително известните: стойности на честота ω_p и на гранични честоти ω_b, ω_h . Критерият при проектирането на филтъра е **°хоризонтален профил на модула на чувствителността°** в зададен честотен диапазон се дефинира с (6)÷(8).

$$\begin{aligned} d|M_{L,i}(j\omega)|/d\omega &= 0, & \forall \omega \in \Delta\omega_i; \\ |M_{L,i}(j\omega)| &= const \lll 1, & \forall \omega \in \Delta\omega_i; \\ |M_{L,i}(j\omega)| &\equiv 1, & \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty); \\ \Delta\omega_i &\in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}] & , (\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$l_i(\omega_p, \Omega_i) = \frac{\log_{10}(\omega_p - \omega_{b,i})}{\log_{10}(\omega_{h,i} - \omega_p)} = \frac{\log_{10}(\omega_p - \omega_p \Omega_i^{-1})}{\log_{10}(\omega_p \Omega_i - \omega_p)} \quad (7)$$

$$\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}; \quad \omega_{h,i} - \omega_{b,i} = \omega_i > 0; \quad 2 \leq l_i \leq 20$$

$$\Omega_i = (\omega_p / \omega_{b,i}) = (\omega_{h,i} / \omega_p); \quad 1.5 \leq \Omega \leq 3.0$$

$$|M_{L,i}(j\omega)| \equiv \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad \forall \omega \in \Delta\omega_i, (\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}) \\ 1, \quad \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty), (\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i}) \end{array} \right\} \quad (8)$$

Въз основа на гореизложеното настоящата разработка си поставя за **Цел**: синтез на нов клас робастни репетитивни системи за управление, които чрез комбинирано прилагане на известни методи за синтез: метод на **°свободния параметър°** [9,10], методът на **°компенсационното управление на параметричния баланс°** и метод на **°режетурацията модул за лентов филтър°**, да съчетава предимствата на робастното управление на обекти в условията на априорна неопределеност с ефективното филтриране на периодични смущения върху регулируемата величина чрез репетитивното управление. **Задачите** поставени пред разработката, в изпълнение на тази цел, са да се: • предложат функционална структура и съответстващ метод за синтез на робастни репетитивни системи с вътрешен модел и параметрична компенсация; • моделират и симулационно анализират динамични времеви и честотни характеристики на предложената система; • изследва ефективността на предложения клас робастни системи, чрез сравнителният им анализ с работата на репетитивната система с параметрична компенсация.

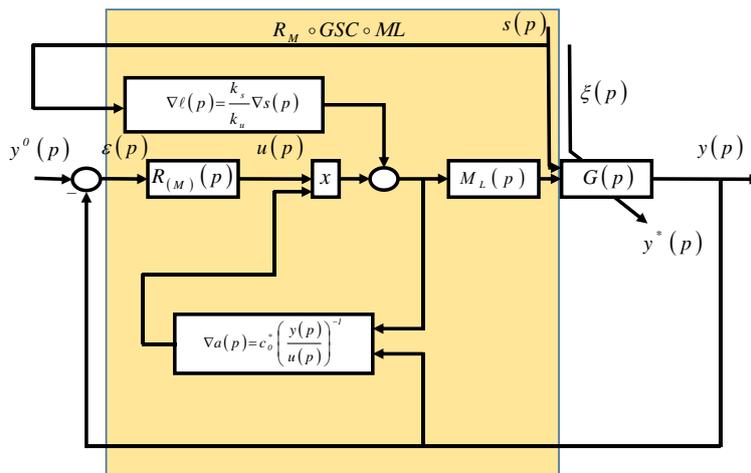
2. МЕТОД ЗА СИНТЕЗ НА РОБАСТНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ И ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

На базата на познатите робастна с вътрешен модел [8,9], параметрически компенсационна **GSC** [4,5,8,9] и репетитивна системи за управление [3]-[5] се предлага нов вид - робастна репетитивна система с вътрешен модел и параметрична компенсация **RM°GSC°ML** (фиг.3). Тя се характеризира с подобрени робастни свойства и инвариантност към периодични външни смущения. Методът за синтез на този предложения нов клас системи е обобщен метод на **°свободния параметър°**, **°режетурацията модул за лентов филтър°** и **°компенсационното уравнение на параметричния баланс°**, при критерии (9). В описанието (9): съставящата (9.a) е критерий за робастна устойчивост и робастно качество на системата в предварително зададено при синтеза параметрично множество Π ; локалният критерий (9.b) е **ЛКК**-процес с минимална интегрално-квадратична грешка ε ; (9.c) е изискване към модула на филтъра $|M_{L,i}(j\omega)|$, $\Delta\omega_i$ - честотен диапазон; а (9.d) е критерий за стабилизация на предавателния коефициент на системата за управление.

Началните условия при които се извършва синтеза са: предварително известни: номинален $G^*(p)$ и смутен $G^\square(p)$ на най-горна граница модели на обекта за управление, вид на входния сигнал към системата $y^\circ(p)$, стойности на честота

ω_p на периодичното сигнално смущение и на граничните честоти ω_b, ω_h .

$$\left. \begin{array}{l}
 a) \quad \Pi = \left\{ \begin{array}{l}
 \Delta G: \left| \frac{G(j\omega) - G^*(j\omega)}{G^*(j\omega)} \right| \leq \bar{\ell}_m(\omega) = G^\#(j\omega) \\
 \|\eta \bar{\ell}_m\|_\infty = \sup_\omega |\eta \bar{\ell}_m| < 1; \quad \bar{\ell}_m(\omega) < |\eta|^{-1}, \forall \omega \\
 \|ev\|_\infty = \sup_\omega |ev| < 1; \quad |\eta \bar{\ell}_m| + |ev| < 1, \forall \omega
 \end{array} \right\} \\
 b) \quad \|\varepsilon\|_2^2 = \int_0^\infty \varepsilon^2(t) dt; \quad \min_R \|\varepsilon\|_2^2 = \min \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^\infty |\varepsilon(j\omega)|^2 d\omega \\
 c) \quad \left\{ \begin{array}{l}
 d|M_{L,i}(j\omega)|/d\omega = 0, \quad \forall \omega \in \Delta\omega_i; \\
 |M_{L,i}(j\omega)| = \text{const} \lll 1, \quad \forall \omega \in \Delta\omega_i; \\
 |M_{L,i}(j\omega)| \equiv 1, \quad \forall \omega \in [0, \omega_{b,i}], \forall \omega \in [\omega_{h,i}, \infty); \\
 \Delta\omega_i \in [\omega_{b,i}, \omega_{h,i}], \quad (\omega_{b,i} < \omega_p < \omega_{h,i})
 \end{array} \right\} \\
 d) \quad \left\{ \begin{array}{l}
 k_{\ell i}(\nabla s_t) = k_{\ell i} = \text{const} \Leftrightarrow (k_p, T_i, T_d)_{opt} \\
 k_{SYSi}(\nabla s_t, \xi_t, t) = k_{SYSi} = \text{const} \Leftrightarrow (k_p, T_i, T_d)_{opt}
 \end{array} \right\}
 \end{array} \right\} \quad (9)$$



Фиг.3.

Реализацията на метода на *°свободния параметър, рожетирания модул за лентов филтър и компенсационното уравнение на параметричния баланс°* се състои в три етапа:

- Първи етап - проектиране на робастен регулатор с вътрешен модел по метода на свободния параметър, настроен към номинален модел на обекта за управление.
- Втори етап - проектиране на робастен репетитивен филтър, който етап е независим от първи етап.
- Трети етап - проектиране на компенсационни контури $\nabla a, \nabla \ell$, който етап е независим от първи и втори етап.

3. СИНТЕЗ И МОДЕЛИРАНЕ НА РОБАСТНА РЕПЕТИТИВНА СИСТЕМА С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ И ПАРАМЕТРИЧНА КОМПЕНСАЦИЯ

За определяне на ефективността на предложената $RM \circ GSC \circ ML$ (фиг.3) система за управление при $ЛКК$ - процес с минимална интегрално-квадратична грешка за конкретен числен пример на обект за управление, зададен с номинален (10) и смутен на горна граница (11) модели и период $T_p = 100 s$ на сигналните смущения, са синтезирани два вида системи:

➤ $RM \circ GSC \circ ML$

- робастен регулатор с вътрешен модел (12) (фиг.1);
- репетитивен ML -филтър с памет M_L (13)
- компенсационни контури (15) $\nabla a, \nabla \ell$

➤ $GSC \circ ML$

- Базов регулатор (14) $R(p)$
- Репетитивен филтър (13)
- компенсационни контури (15) $\nabla a, \nabla \ell$

$$G^*(p) = \frac{1.25}{10p+1} e^{-2p} \quad (10)$$

$s = 0.00315$

$$G^\#(p) = \frac{2.1}{10p+1} e^{-5p} \quad (11)$$

$s = 0.008$

$$R_{(M)}(p) = 0.243335 \left(1 + 0.909p + \frac{1}{4.99p+1} \right) \frac{1}{0.967742p+1} \quad (12)$$

$$M_L(p) = \left(2 - \sum_{k=1}^m W_k(p) e^{-p k T_p} \right)^{-1} \equiv \left(2 - e^{-p T_p} \right)^{-1}, \quad (13)$$

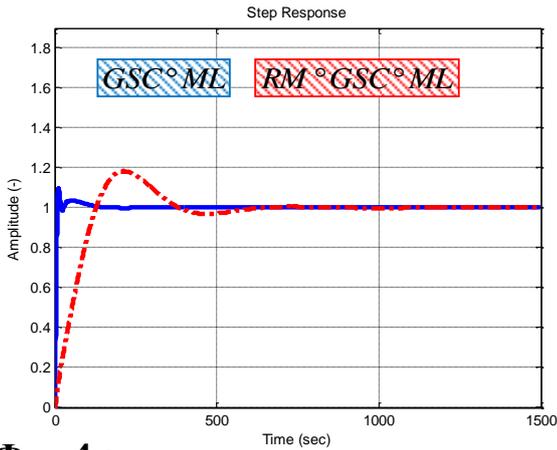
$$(k=1; T_p \equiv T_{pf} = 2\pi (\omega_{pf})^{-1} = 2\pi (0,0346)^{-1})$$

$$R(p) = \frac{2(2p+1)}{2p} \frac{(p+1)}{(0.2p+1)} \quad (14)$$

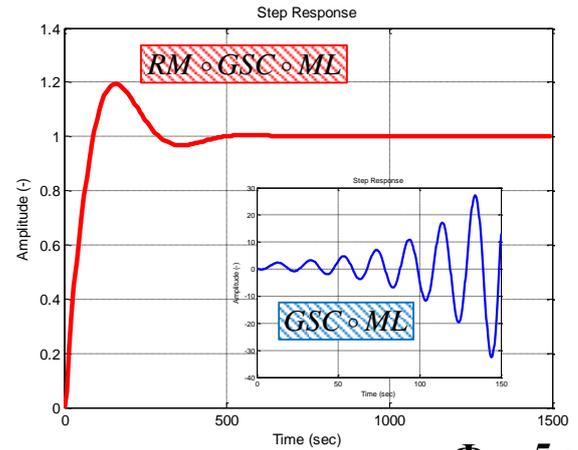
$$\nabla \ell_t = -\frac{0,5 (l^{-2} - 1) l^3}{s} \nabla s_t; \quad \nabla a_t = c_0^* \left(\frac{d y_t}{d \ell_t} \right)^{-1} \quad (15)$$

Синтезираните системи (10)÷(15) са моделирани, а звената със закъснение са апроксимирани със симетричен крайно-мерен ред на **Padé** [10]. Моделите са симулирани паралелно, а резултатите са визуализирани както следва на:

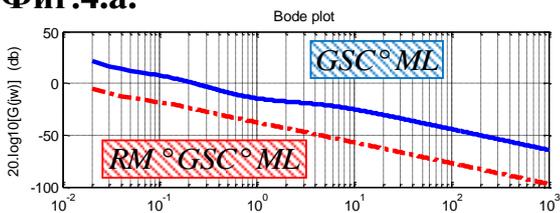
- фиг.4 - паралелно времевите и честотни характеристики на $RM \circ GSC \circ ML$ и $GSC \circ ML$ за номинален модел на обекта $G^*(p)$ (10);
- фиг.5 - паралелно времевите и честотни характеристики на $RM \circ GSC \circ ML$ и $GSC \circ ML$ за смутения на най-горна граница модел на обекта $G^\#(p)$ (11).



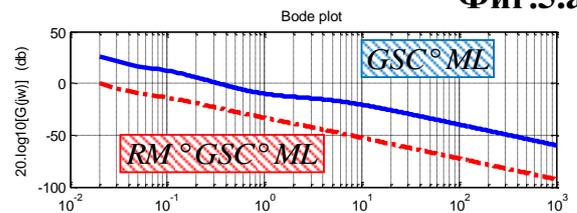
Фиг.4.a.



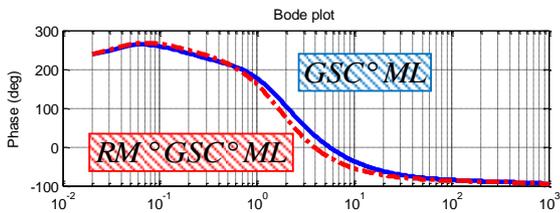
Фиг.5.a.



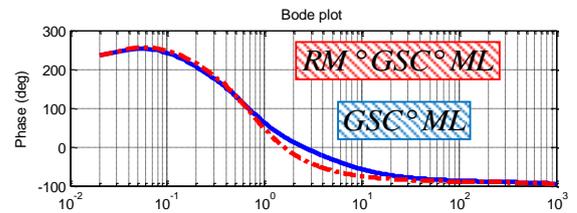
Фиг.4.b.



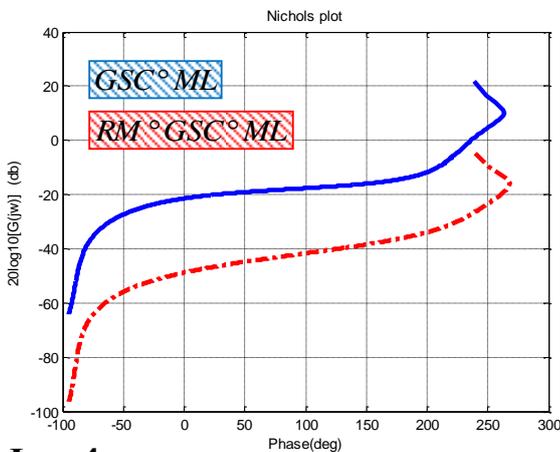
Фиг.5.b.



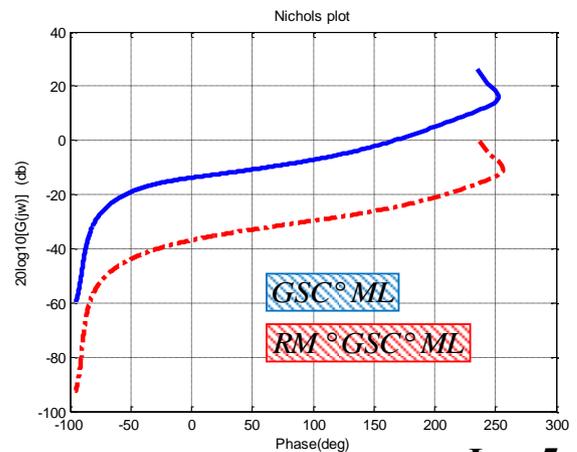
Фиг.4.c.



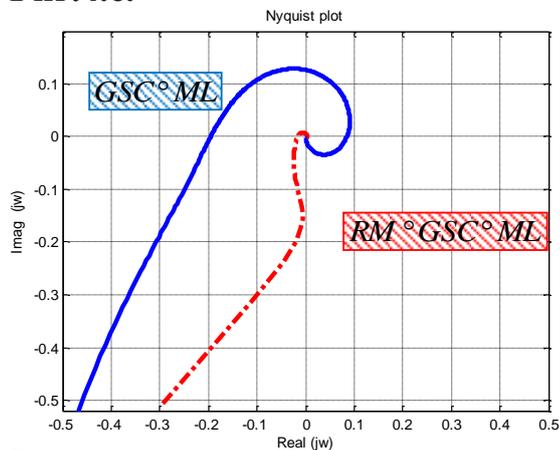
Фиг.5.c.



Фиг.4.d.



Фиг.5.d.



4. РОБАСТЕН АНАЛИЗ

Паралелно за всяка една от синтезираните в предходния раздел системи е проведен:

➤ **Nyquist**-робастен анализ по характеристиките на отворените системи (фиг.6). Системата е робастна за целия диапазон Π (16) на вариациите ΔG , ако множеството $\pi(j\omega)$ (17) (визуализирано като кръг с окръжност π^0 (19) и радиуса r^0 (18), не обхваща $(-1, j0)$ точката за нито една стойност на честотата ω в диапазона $\omega \in [0, \infty)$. Необходимите и достатъчни условия за робастна устойчивост и робастното качество на системата са (20) и (21). Запасът [12] на робастна устойчивост (22) се определя с отношението за всяка стойност на честотата на радиуса (18) на визуализиращите априорната неопределеност кръгове и разстоянието от съответната точка на ходографа на (номиналната) отворена система до критичната за устойчивостта точка. Запасът на робастно качество (23) се определя с отношението за всяка стойност на честотата на разликата на разстоянието от ходографа на номиналната отворена система до критичната за устойчивостта точка с радиуса на визуализиращите априорната неопределеност кръгове и разстоянието от ходографа на „смутената на най-горна граница“ отворена система до критичната за устойчивостта точка, определено със стойността на модула.

$$\Pi(j\omega) = \left\{ \begin{array}{l} \Delta G(j\omega): |G(j\omega) - G^*(j\omega)| \leq \bar{\ell}_a(\omega), (\omega \in [0; \infty)) \\ \Delta G(j\omega): \frac{|G(j\omega) - G^*(j\omega)|}{|G^*(j\omega)|} \leq \bar{\ell}_m(\omega), \left(\bar{\ell}_m(\omega) = \frac{\bar{\ell}_a(\omega)}{|G^*(j\omega)|} \right) \end{array} \right\} \quad (16)$$

$$\pi(j\omega) \in W(j\omega), (\omega \in [0; \infty)) \quad (17)$$

$$r^0(\omega_i) = |l_a(\omega_i)R(\omega_i)| = |l_m(\omega_i)R(\omega_i)G^*(\omega_i)| \quad (18)$$

$$\pi^0(j\omega) = \left\{ \begin{array}{l} Re^0(\omega_i) = Re^*(\omega_i) + r(\omega_i) \cos \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \\ Im^0(\omega_i) = Im^*(\omega_i) + r(\omega_i) \sin \Omega, (\Omega \in [0, \infty)) \end{array} \right\} \quad (19)$$

$$|1 + G^*(\omega)| > r^0(\omega), \forall \omega \quad (20)$$

$$|1 + G^*(\omega)R(\omega)| > |G^*(\omega)R(\omega)| \bar{\ell}_m(\omega), \forall \omega \quad (21)$$

$$\kappa_{M SOL}(\omega) = \frac{r^0(j\omega)}{|1 + R(j\omega)G^*(j\omega)|} \leq 1, \forall \omega, \omega \in [0, \infty) \quad (22)$$

$$\kappa_{M POL}(\omega) = \frac{|1 + R(j\omega)G^*(j\omega)| - r^0(j\omega)}{|1 + R(j\omega)G^*(j\omega)|} \leq 1, \forall \omega, \omega \in [0, \infty) \quad (23)$$

➤ Робастен анализ по характеристиките на чувствителността (24) на затворените системи (фиг.7). Необходимите и достатъчни условия за робастна устойчивост и за робастно качество се изразяват респективно с (25.a) и (25.b).

$$e(\omega) = (1 + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0_e}(\omega) \quad (24.a)$$

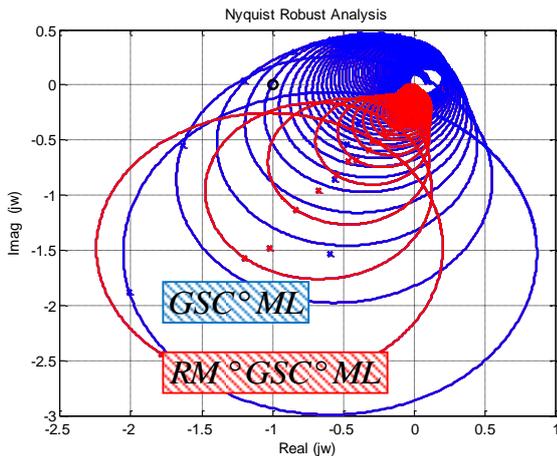
$$\eta(\omega) = R^*(\omega)G^*(\omega)(1 + R^*(\omega)G^*(\omega))^{-1} \equiv \Phi_{y^0_y}(\omega) \quad (24.b)$$

$$|\eta^*(\omega)| \bar{\ell}_m(\omega) < 1, \forall \omega \quad (25.a)$$

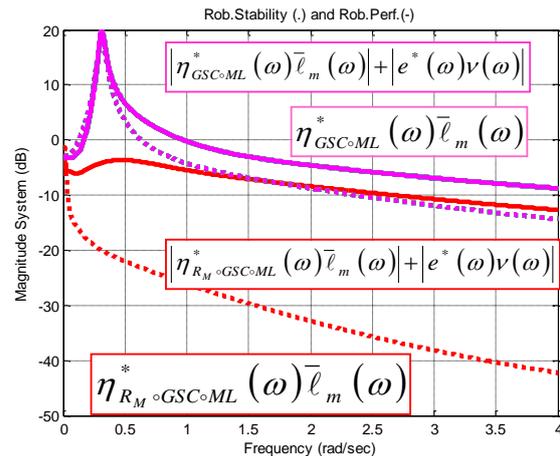
$$|\eta^*(\omega)\bar{\ell}_m(\omega)| + |e^*(\omega)v(\omega)| < 1, \forall \omega \quad (25.b)$$

Резултатите от робастният анализ по характеристиките на отворените и на затворените системи аналитично доказват, че в условията на репараметризиране и/или реструктуриране на номиналния модел на обекта за диапазон Π (16):

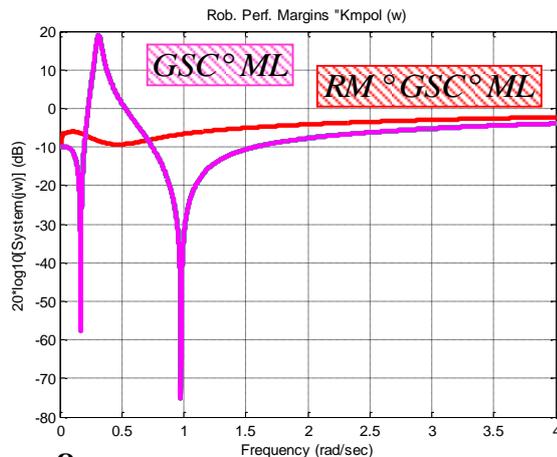
- $GSC \circ ML$ системата (фиг.1.b) не притежава робастна устойчивост и робастно качество, тъй като нейните характеристики не удовлетворяват изискванията формулирани с (20)÷(21) фиг.6, (22) фиг.8, (23) фиг.9 и (25) фиг.7;
- $RM \circ GSC \circ ML$ (фиг.3) удовлетворява изискванията за робастна устойчивост и робастно качество (22)÷(23) фиг.6, (22) фиг.8, (23) фиг.9 и (25) фиг.7;



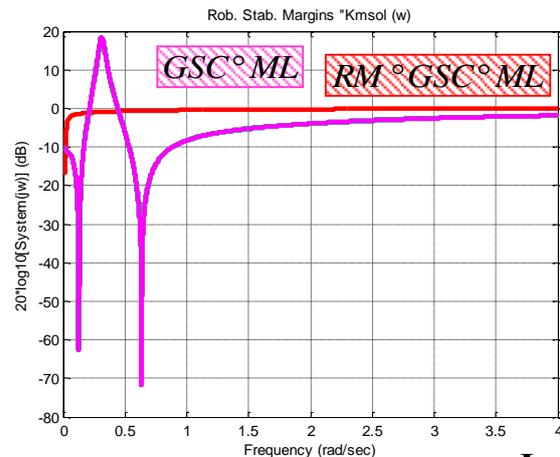
Фиг.6.



Фиг.7.



Фиг.8.



Фиг.9.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В изпълнение на поставената цел в настоящата разработка новото и оригиналното е, че:

- е предложен нов клас робастни репетитивни системи с вътрешен модел и параметрична компенсация, както и метод за техния синтез;
- е потвърдена приложимостта на предложения метод за проектиране на $RM \circ GSC \circ ML$ за конкретен числен пример;
- са доказани предимствата на предложения нов клас системи в сравнение с $GSC \circ ML$ при едни и същи други условия с използване на метода на сравнителния анализ;
- за разгледания числен пример са доказани робастните свойства на предложената робастна репетитивна система с параметрична компенсация.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ya Li Zhou, Yi Xin Yin, Qi Zhi Zhang, An optimal repetitive control algorithm for periodic impulsive noise attenuation in a non-minimum phase ANC system, Applied Acoustics, 73, © 2013 Elsevier Ltd., 1175-1181
- [2] J. D. Alvarez, R. Costa-Castello, M. Berenguel & L. J. Yebra, A repetitive control scheme for distributed solar collector field, Internal Journal of Control, Vol.83, No. 5, © May 2010 Taylor and Francis, DOI: 10.1080/00207170903502849, 970-982
- [3] Nikolova N., Nikolov E. (2007), ML- Structures In The Repetitive Robust Control Systems, Cybernetics and Information Technologies Journal, Vol. 8, No 2, © 2007 BAS, 15-28
- [4] Nikolov E. K., N. G. Nikolova, B. Grasiani (2015), Survey of repetitive gain scheduling control systems - part I (synthesis) , In Proc. of the International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'15, Session "Control Theory", October 04-07, 2015, Sofia, © 2015 Union of Automatics and Informatics, ISBN-1313-1850, CD- ISBN-1313-1850, ISSN-1313-1869-CD, pp. 15-18
- [5] Nikolov E. K., N. G. Nikolova, B. Grasiani (2015), Survey of repetitive gain scheduling control systems - part II (analysis), In Proc. of the International Conference AUTOMATICS AND INFORMATICS'15, Session "Control Theory", October 04-07, 2015, Sofia, © 2015 Union of Automatics and Informatics, ISBN-1313-1850, CD- ISBN-1313-1850, ISSN-1313-1869-CD, pp. 19-22
- [6] Николова Н. Г., Изследване на репетитивни системи за управление, Годишник на ТУ-София, том 63, книга 1, © 2013 Изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 53-62
- [7] Николова Н. Г., Е. К. Николов, Предиктивно-Репетитивно Управление (приложни методи за управление на технологични процеси - III част), © 2015 Изд. на Технически Университет София, ISBN 978-619-167-136-6, 158 стр.
- [8] Николова Н., Е. Николов, Приложни методи за управление на технологични процеси, © 2009 изд. на Технически Университет София, ISBN :8-954-438-784-6, 358 стр.
- [9] Николов Е., Робастни системи (приложни методи за управление на технологични процеси - II част), © 2005 изд. на Технически Университет София, ISBN 954-438-499-5, 144 стр.
- [10] Николова Н. Г., Е. К. Николов, Методи и алгоритми за настройка на регулатори в системи за управление справочно пособие по дисциплината „Приложни методи за управление на технологични процеси“, © София 2006 Изд. на Технически Университет София, ISBN -13 : 978-954-438-579-8, 72 стр.
- [11] Грасиани Б., Н. Г. Николова, Изследване на робастни репетитивни системи за управление с вътрешен модел, Годишник на ТУ-София, том 65, книга 1, © 2015 Изд. на Технически Университет София, ISSN 1311-0829, 157-167
- [12] Николова Н., Е. Николов, Приложни методи за управление на технологични процеси (Ръководство за лабораторни упражнения), © София 2009 Изд. на Технически Университет София, ISBN : 978-954-438-784-6, 120 стр.

Автор: Борис Грасиани, маг. инж. докторант, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail adress: bgrasiani@tu-sofia.bg

Постъпила на 10.10.2015

Рецензент: доц. д-р Нина Г. Николова

ТЕХНОЛОГИИ, МАТЕРИАЛИ И ИНСТАЛАЦИИ, РАЗРАБОТЕНИ И ВНЕДРЕНИ ОТ НАУЧНОИЗСЛЕДОВАТЕЛСКАТА ЛАБОРАТОРИЯ „ЕФТТОМ” КЪМ ТУ-СОФИЯ

Димитър Бучков, Венцеслав Тошков

Резюме: *Обзорно-ретроспективен доклад за технологиите и технологичните съоръжения, разработени и внедрени в България и чужбина от научноизследователската лаборатория „ЕФТТОМ” (Електрофизични технологии за термична и химико-термична обработка на металите) към ТУ-София. Представени са следните технологии и технологични съоръжения и резултатите от внедряването им в индустриалната практика: Йонно азотиране и карбонитриране; Никел-сплавни покрития (Твърдо химическо никелиране); Дисперсни покрития на никел-сплавна основа; Метални магнитни прахове и наноразмерни материали.*

Ключови думи: *азотиране, нискотемпературна плазма, безтоково (химическо) никелиране, метални магнитни прахове, наноразмерни материали.*

TECHNOLOGIS, MATERIALS AND INSTALLATION DEVELOPED AND IMPLEMENTED BY THE SCIENTIFIC AND RESEARCH LABORATORY “EFTTOM” AT TU - SOFIA

Dimitar Buchkov, Ventzislav Toshkov

Abstract:: *A survey and retrospective paper for the technologies and technological equipment developed and commissioned in Bulgaria and abroad by the Scientific and Research Laboratory “EFTTOM” (Electro Physical Technologies for Thermal and Chemical Heat Treatment of Metals) at the Technical University of Sofia. The following technologies and equipment are presented, as well as the results from their implementation in the industry: Ion Nitriding and Carbonitriding; Nickel alloy electroless coating; Disperse nickel alloy electroless coating; Metal magnetic powders and Nano sized materials.*

Key words: *Nitriding, Low Temperature Plasma, Electroless Nickel Coating, Disperse Electroless Nickel Coating, Metal Magnetic Powders, Nano sized Materials.*

Статията, публикувана в нейния пълен обем, е обзорно-ретроспективна и има двойка цел: **първо:** - да представи пред по-широка аудитория резултатите от разработването и внедряването на няколко нови технологии, материали и технологични съоръжения в Технически Университет-София; **и второ:** - как разработването на една технология може да се разклони и предизвика разработване на следващи технологии.

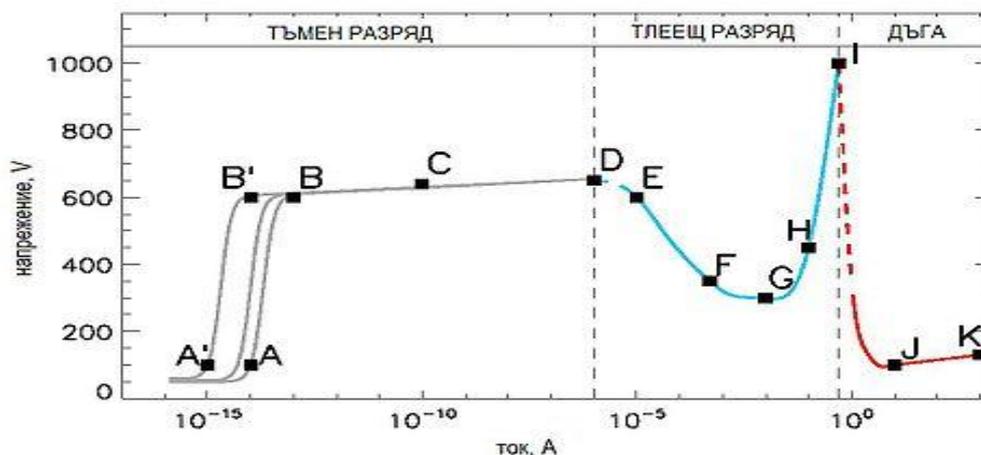
I. ЙОННО АЗОТИРАНЕ И КАРБОНИТРИРАНЕ

В съвременното машиностроене се прилага газово и течно азотиране в пещи и вани, където работната среда (газ, течност) обаче е недостатъчно активна или пък токсична. През последните 30-40 години бе извършена изключително голяма по обем научна и приложна дейност по разработването и промишленото внедряване на по-перспективна технология за азотиране **в условията на електрически тлеещ разряд**, наричан още "**азотиране в нискотемпературна плазма**" или "**йонно азотиране**" [1-3].

Електрически разряди в газове. Известно е, че при обикновени условия (нормално налягане и температура) газовете се състоят от електронейтрални атоми и молекули, което ги прави неелектропроводими, т.е. изолатори. Ако обаче под външни въздействия бъдат йонизирани, те стават проводници на електрическия ток. Йонизиращи външни въздействия могат да бъдат: нагряване до достатъчно високи температури (термична йонизация), видовете лъчения (лъчева йонизация), както и достатъчно силни **електрически полета (газоразрядна йонизация)**. Йонизираният газ, наричан плазма, ни е познат като особено четвърто състояние на материята.

Условно плазмата се разделя на ниско- и високотемпературна. Температурата на йонната съставляваща на нискотемпературната плазма е от порядъка на няколко десетки хиляди градуса, а на високотемпературната – 10 и повече милиони градуси. При последната протичат термоядрени реакции с отделяне на огромно количество енергия. Нискотемпературната газоразрядна плазма (електрическият разряд в газове) е обект на физично изследване през последните 100 години.

На фиг.1 е показана волт-амперната характеристика на **електрически разряд в газ с понижено налягане (вакуум)**. В зависимост от стойността на разрядния ток, напрежението на разряда получава различни стойности в три характерни области - **на тъмния, тлеещия и дъговия разряд**. Наблюдават се особености на волт-амперната характеристика и появяването на светлинни ефекти в разрядното пространство. Тъмният разряд се установява при стойности на тока до 10^{-4} ампера, след което в интервала DE преминава в коронен и по-нататък в субнормален – EF, нормален – FG, аномален – GH, и на края в устойчивата си форма – **дъгов разряд**. Тлеещият разряд се използва в източници на светлина – неонов, луминисцентни и др. лампи, в активната среда на въглероден диоксид (CO₂), хелий (He) и други видове газови лазери. Силата на тока при достигане на критичната точка и преминаване на тлеещия разряд в дъгов е много малка – около 1 ампер. През 30-те години на миналото столетие немският изследовател В. Berghaus успява да запази стабилно състояние на тлеещия разряд до стойности на тока до 20 и повече ампера. Прави опити за промишленото му използване, но практически постижения не са регистрирани в следващите 30 години, през което време вакуумната техника, силовата електроника и микроелектрониката се развиват до степен, гарантираща извеждането на метода от неговия лабораторен стадий.



Фиг. 1. Волт-амперна характеристика на разряд при: газ-неон; налягане 1 Torr (вакуум от 133 Pa) и разстояние между електродите 50 cm

Възбуждането и установяването на тлеещия разряд става в следната последователност:

Първо. След „запалване” на тлеещия разряд, в участъкът DF (фиг.1), токът е все още малък и само една малка част от катодната повърхнина е покрита със светлинна обвивка. При увеличаване на тока все по-голяма част от повърхността на катода се покрива с тази обвивка, без да се променя съществено катодната плътност на тока. На практика се намираме в участъка **FG** от волт-амперната характеристика на разряда, т.е в нормалната част на тлеещия разряд, като близо до катода, се наблюдава висок пад на потенциала, наричан **катоден пад на електрическия потенциал**. След като цялата повърхнина на катода се обхване (осветли) от разряда и токът се увеличава, плътността му расте принудително и катодният пад също се увеличава. Установява се аномалният тлеещ разряд (**участък GH**), но опасно става преминаването му в дъгов разряд при малки промени на тока.

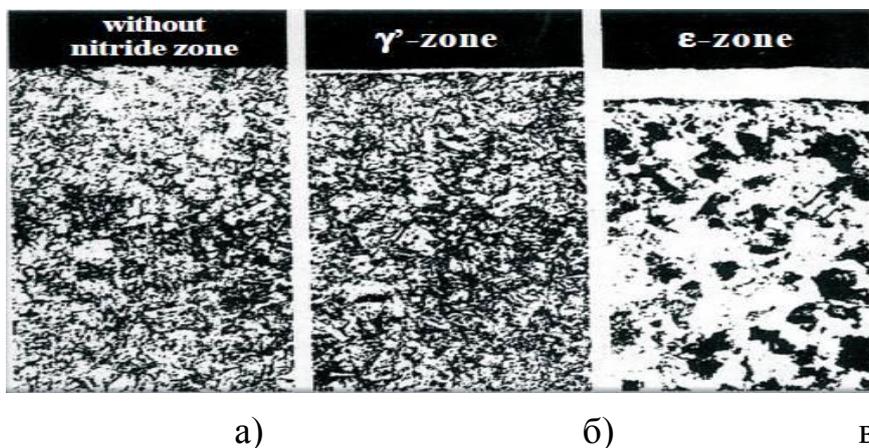
Второ. След „запалването” на разряда, върху катодната повърхност се появяват многобройни пълзящи искрици (малки дъги), които се увеличават по брой и сила с увеличаване на разрядния ток. Ако токът е много голям, искриците могат да прерастнат в дъги и да повредят повърхността на катодния електрод. При достатъчно ниско налягане на газа обаче, т.е. по-дълбок вакуум, искриците постепенно изчезват и разрядът се успокоява. Изследванията показват, че искренето се дължи на различни замърсявания по повърхността на катода – масло, окиси и други. Оказва се, че този процес, който е съпроводен и от процеса на катодно разпрашаване, прави катодната повърхност атомно чиста и изключително подходяща за обогатяване с други елементи, намиращи се в състава на йонизирания газ. Йонизираният газ обикновено се състои от йони на атоми, молекули и радикали, които ускорени от високия катоден потенциал (катодния пад), **бомбардират катодната повърхнина с много висока енергия**. Създават се условия (на които тук не се спираме) за реакции, благоприятстващи дифузията на елементите в повърхностния слой на катода и формиране на структури с различни свойства. **И не само това.** Високата кинетична енергия на йонизираните

частици, намиращи се непосредствено до катода (в катодния пад), **се преобразува в топлина**, която *директно* загрева катода - специфичен ефект, който позволява да се осъществи повърхностно химико-термично обработване **без външен източник на топлина**, което при другите процеси (класическите газово и течно азотиране и карбонитриране) е невъзможно. Висока кинетична енергия на частиците обаче може да се получи само, чрез увеличаване *силата* на тока (на токовата плътност), а от там и на катодния пад. Този тлеещ разряд вече можем да наречем „**силнотокков тлеещ разряд**”. Той е много мощен, не е така устойчив, и преминаването му в дъгов разряд може да нанесе големи повреди на катода. А в промишлените инсталации ролята на катод изпълняват обработваните детайли, които могат да са с общо тегло до няколко тона и да имат изключително развита повърхнина, изискваща и съответната специфична плътност на тока, т.е. голяма мощност на разряда. Затова номиналната мощност на нашите промишлени инсталации е 25, 50, 100, 150, 200 до 600 kW. Независимо от това, че нискотемпературната плазма е изследвана и достатъчно добре проучена преди 60-те години на миналия век, овладяването на **силнотокковата** тлееща плазма предизвиква нови задълбочени научни изследвания на спецификата (състав, структура и процеси) на тази плазма, особено в прикатодното пространство (катодния пад на потенциала) и на границата плазма-катод (детайл).

Трето. Характерно за плазмата на тлеещия разряд е, че тя може да покрие равномерно и най-сложни конфигурации на обработваните детайли, както и да прониква в цепнатини и отвори с много малки размери (до 0,2-0,3 mm.). Тя може да се управлява посредством налягането на газа, параметрите на разряда и други специфични технически решения. Затова, макар и отдавна позната, поради описаната специфика и поведение на тлеещата (особено на силнотокковата) плазма, мащабни изследвания за практическото ѝ използване в промишлеността започнаха едва през 60-те години на миналия век, когато вакуумната техника, силовата електроника и микроелектрониката се развиваха до степен, гарантираща извеждането на метода от неговия лабораторен стадий. И стана възможно решаването на металоведските, техническите и технологични задачи.

Захранване и овладяване на силнотокков тлеещ разряд. Силнотокковият тлеещ разряд при практическото му използване, се намира непрекъснато в редуващо се състояние на **абсолютна и относителна стабилност** в условия на случайни смущаващи фактори, които могат да предизвикат преминаването му в дъгов разряд. За целта се разработват оригинални схеми и устройства, наречени **дъгогасящи устройства**, които предотвратяват преминаването на тлеещия разряд в дъгов, чрез прекъсване на електрозахранването за време по-малко от 10 ms. За да се излезе на международния пазар и за да се преодолее чуждестранната конкуренция, токозахранващите ни блокове са с оригинални схемни и технически решения, висока специфична мощност, както и с възможности за импулсно натоварване, което съкращава процеса и подобрява качеството на обработка. Оригинални са и конструктивните решения на проходните и опорни изолатори в работните камери на инсталациите. Тези решения са патентно защитени в чужбина, което потвърждава тяхната оригиналност и конкурентоспособност [I-2].

Морфология на азотираните слоеве. Чрез отчитане на голям брой подробно изучени и установени влияния на различни фактори се определя атмосферата, при която е възможно осъществяването на един от трите морфологични вида на слоевете при йонното азотиране – фиг.2.

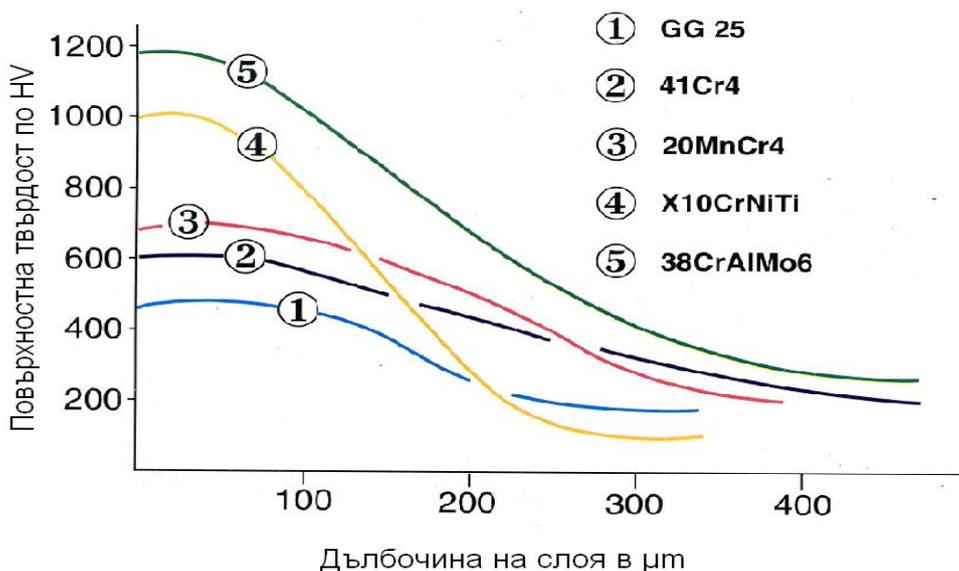


Фиг.2. Азотирани слоеве: (а)-без свързана (нитридна) зона; (б)-с γ' монофазна-свързана (нитридна) зона; (в)- с монофазна ϵ -свързана (нитридна) зона.

Напълно възможен и много лесен за осъществяване е четвърти вариант, при който се получава смесена ($\epsilon + \gamma'$)-нитридна зона, каквато се наблюдава почти винаги при газово (класическото) азотиране. Това обаче е най-неблагоприятният случай относно експлоатационните качества на азотирания слой.

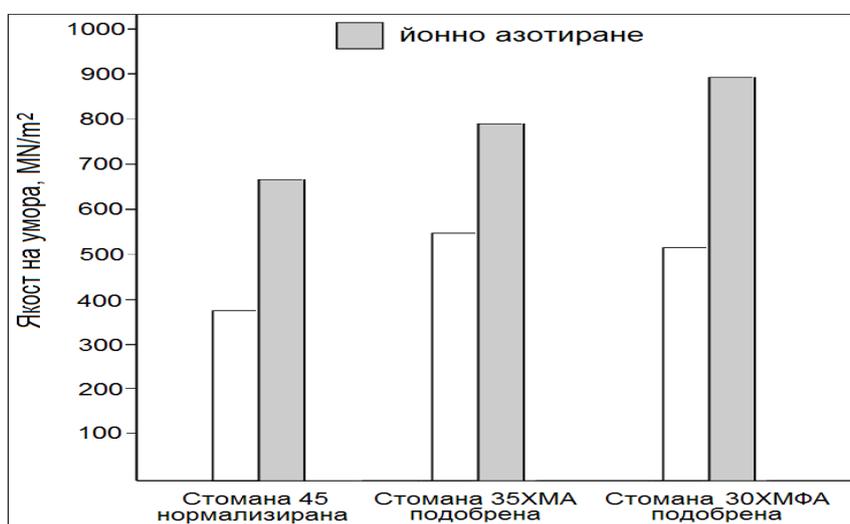
Механични и качествени характеристики на слоя

Твърдост. Повърхностната твърдост на азотираните повърхнини зависи преди всичко от химичния състав на материалите и се движи в широки граници – 450 до 1200 HV – фиг.3.

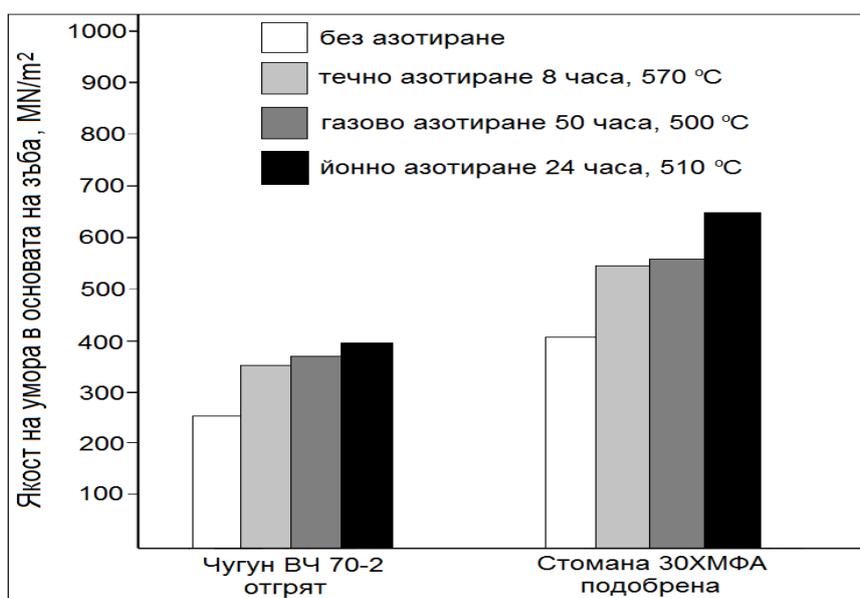


Фиг.3. Повърхностна твърдост и разпределението ѝ в дълбочина на слоя при различни материали

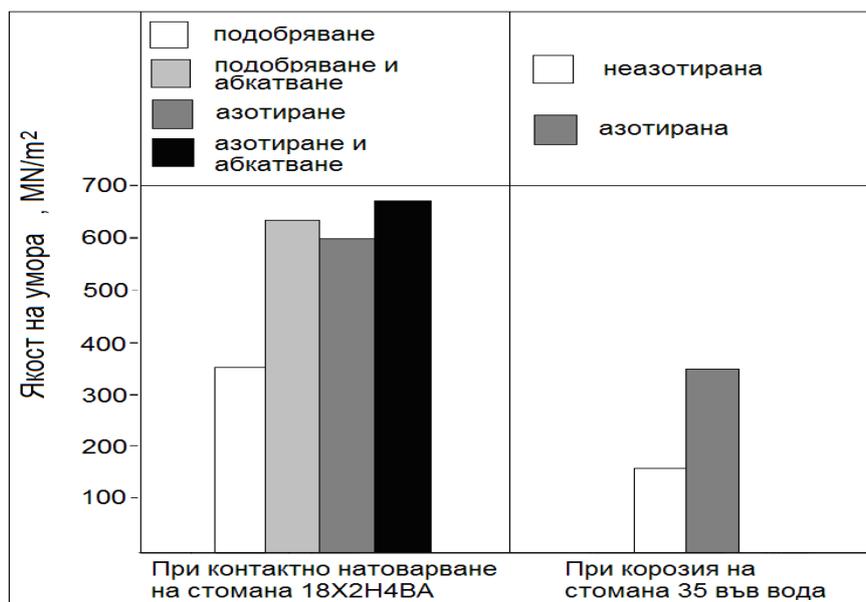
Динамична якост (якост на умора) и износоустойчивост. В най-общия случай якостта на умора при нелегираните стомани може да нарасне до 200% в сравнение с нормализираното им състояние, а при легираните стомани е от порядъка на 180%. Постигането на необходимия комплекс от качества е възможно само чрез подходящо съчетаване на избора на материал с термичната и химико-термичната обработка. На йонно азотиране (карбонитриране) се подлагат детайли и инструменти от всички отрасли на промишлеността, като например: различни видове зъбни колела, зъбни блокове, зъбни венци и валове; колянени, разпределителни и торсионни валове, оси, прецизни винтове за съчмено-винтови двойки, шпиндели, пиноли и направляващи; екструдерни шнекове, цилиндри и други детайли за преработка на пластмаси; щампи, щанци, пресформи за леење на метали и сплави; режещи инструменти (фрези, дълбяци, свредла, метчици, протяжки, прошивки и др.). Резултатите за якостта на умора и износоустойчивостта, представени на диаграмите са получени в лабораторни и експлоатационни условия за различни материали, сравнени с други методи на азотиране.



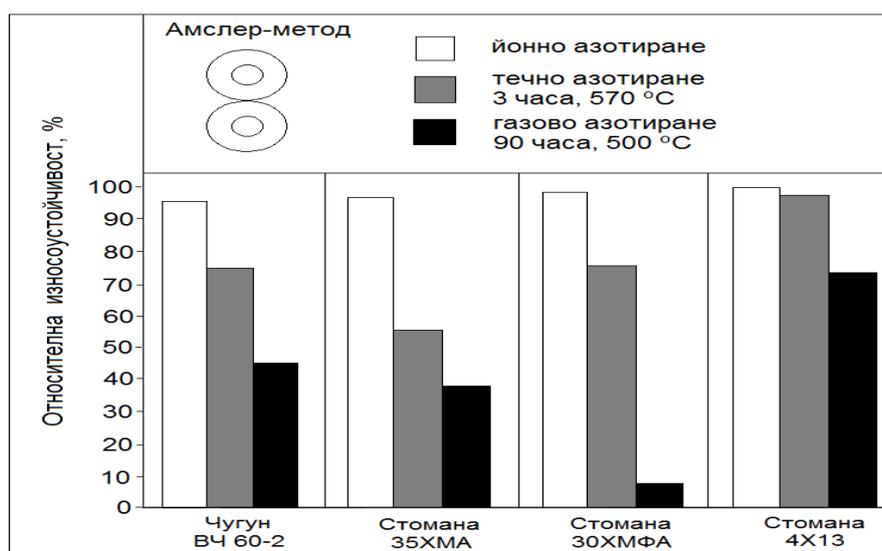
Фиг.4. Якост на умора на различни материали преди и след азотиране



Фиг.5. Якост на умора в основата на зъба без азотиране и след азотиране по различни методи

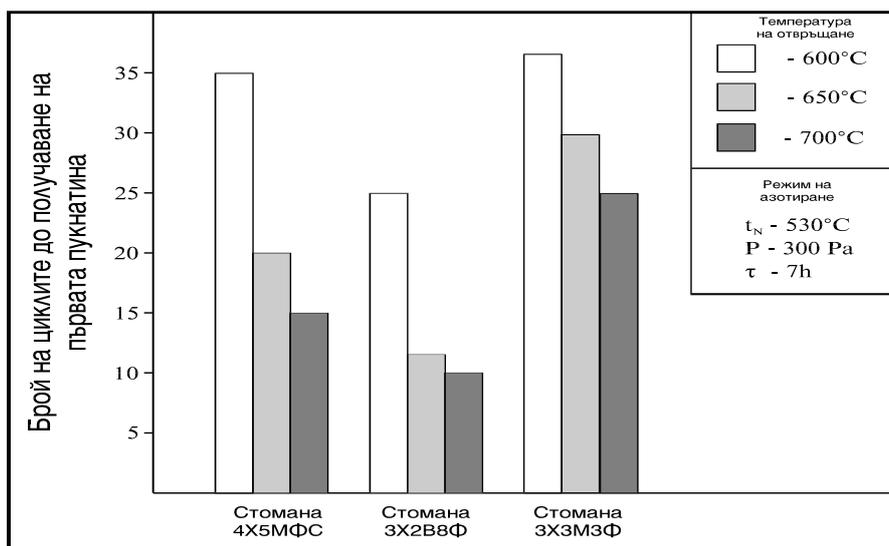


Фиг.6. Якост на умора на стомани 35 и 18X2H4BA преди и след азотиране



Фиг.7. Износостойчивост на различни материали след азотиране по различни методи

Термична умора. Металообработващите инструменти (режещи, щанци, шампи) са високо натоварени както на механична, така и на термична умора. Посредством методите на химико-термичното обработване в повърхностните (работните) зони на детайлите и инструментите, се получават фазови и структурни състояния, които затрудняват зараждането и забавят разпространението на пукнатините по време на експлоатацията им. Основните резултати от проведените изследвания за определяне на термичната умора са отразени на фиг. 8. От нея се вижда, че стомана 3Х3М3Ф е с най-голямо съпротивление срещу зараждането на термични пукнатини, а стомана 3Х2В8Ф е с най-малко, и при трите температури на отвърщане.



Фиг.8. Брой на циклите на нагриване и охлаждане до появата на първата пукнатина в зависимост от температурата на отвърщане преди азотиране

Азотиране на неръждаеми стомани. Известно е, че азотирането на неръждаемите стомани по конвенционалните методи (газово или течно) се извършва при температури над 500°C (обикновено в интервала 520- 560°C), което обаче винаги води до известно понижаване на корозионната им устойчивост. Оказва се, че азотирането на тези стомани в нискотемпературна плазма (йонно азотиране) е възможно и при по-ниски температури (около и под 400°C). Формира се дифузионен слой с равномерна дебелина и висока степен на уякчаване без да се влошава корозионната им устойчивост. Този факт подлежи на сериозно научно изследване и доказване на какво се дължи. Сега могат да се изкажат само предположения.

При конвенционалните методи е необходимо: **първо**, температурата на азотиране да е достатъчно висока, за да се осъществи термично активиране или йонизация на средата (газова или течна) в необходимата степен; **второ**, тази температура да създава сравнително благоприятни условия за дифузия на обогатяващия елемент (в случая азота) в повърхностните слоеве на обработвания детайл.

При йонното азотиране йонизацията на средата зависи само от напрежението и силата на тока, а не от температурата (необходим е само вакуум). Явно, за формирането на специфичен дифузионен слой в неръждаемите стомани при пониска температура, играят роля насоченото движение на йоните към катода (те бомбардират детайла), специфичните процеси в прикатодното пространство (катодния пад на потенциала) и на границата метал-йонизиран газ, както и разпращаването на катодната повърхност (получава се атомно чиста и активна повърхност).

II. НИКЕЛ-СПЛАВНИ ПОКРИТИЯ (ТВЪРДО ХИМИЧЕСКО НИКЕЛИРАНЕ)

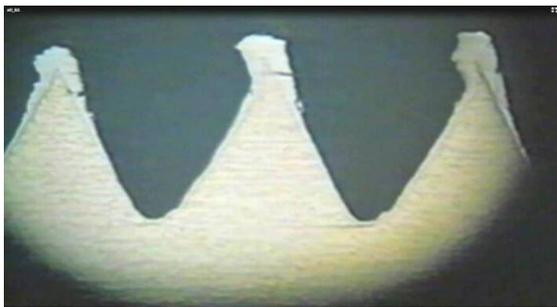
Работните камери на лабораторните устройства за изследване на тлеещия разряд се изработваха от неръждаема стомана. Камерите на промишлените инсталации обаче са големи (няколко кубични метра) и изработването им от неръждаема (неръждястваща ?) стомана е трудно и много скъпо. Колегата Георги Гаврилов, авторитетен изследовател на негалваничното нанасяне на покрития, чиято книга е публикувана в Германия и Англия (IV -1 и IV-2), предложи химично покриване на вътрешността на работните камери с никел (всъщност никелова сплав). Технологията е изключително подходяща, ако не и единствена, за нанасяне на корозоустойчиво (и с други качества) покритие на единични или малка серия голямогабаритни детайли, тъй като се използва воден разтвор на соли, който се нагрява до много ниска температура ($\sim 90^{\circ}\text{C}$). На фиг. 9 е показана камера на инсталация от камбанен тип, чиято вътрешна стена е покрита с никел от подгрят разтвор в нея *.



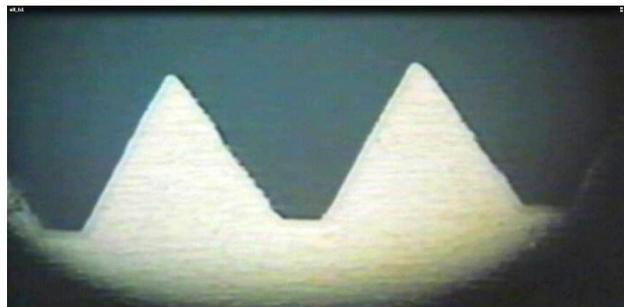
Фиг.9. Камера камбанен тип с корозоустойчиво никел-сплавно покритие по вътрешната стена, нанесено по метода химическо никелиране

На фиг. 10. е показано едно от съществените предимства на химическото никелиране - разликата между равномерността на покритието, нанесено по галваничен и химически начин върху много ситна резба на малък винт. Това е **първото** предимство на химическото никелиране като технология спрямо галваничния никел.

* Оказа се , че вместо защитно покритие по вътрешните стени на съда, по целесъобразно и достатъчно е да се закрепят тънки ламарини по вътрешните му стени.



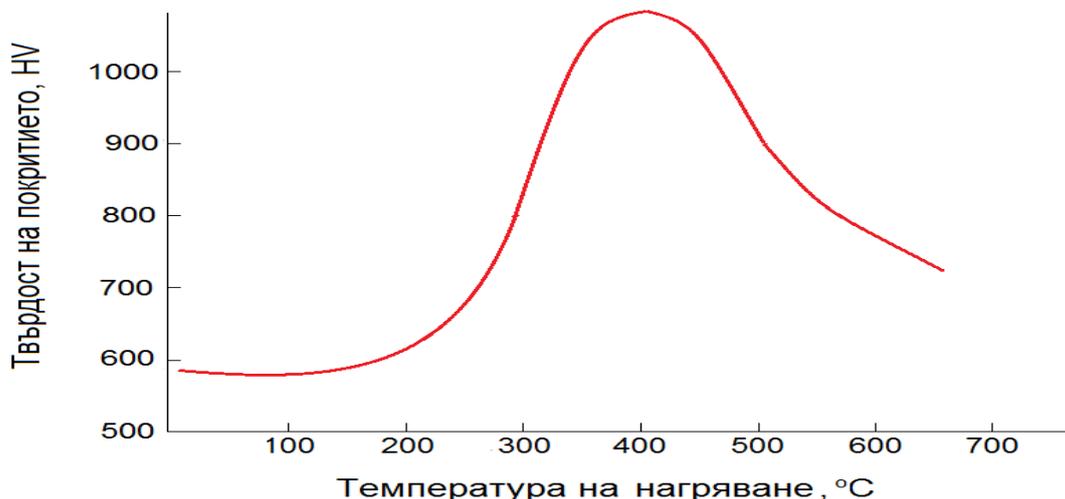
(a)



(б)

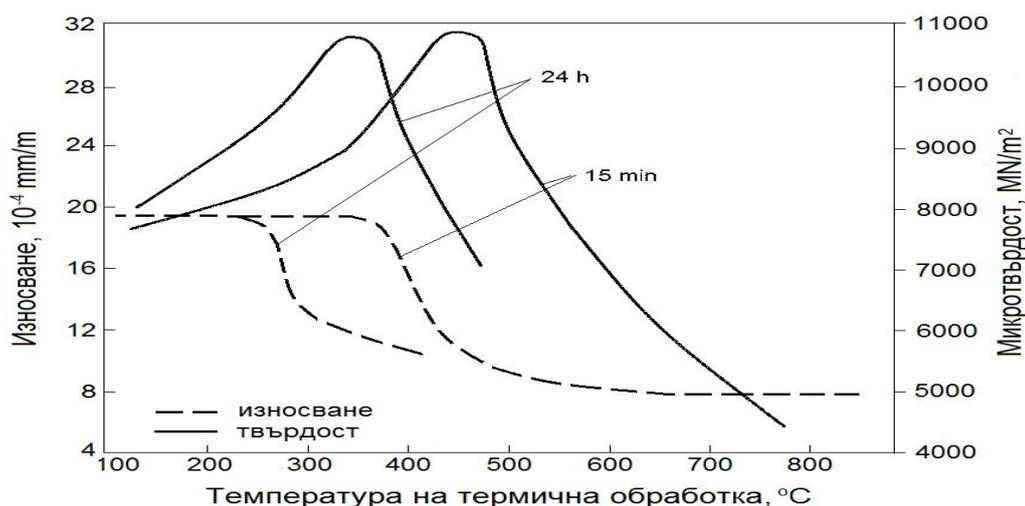
Фиг.10. Галванично нанесен никел (а) и химически нанесен никел (б) върху винтова резба

Второ предимство на технологията е, че непосредствено след отлагане на покритието твърдостта му е от порядъка на повърхностната твърдост след закаляване на средновъглеродните и нисколегираните конструкционни стомани (например Ст.40, 45, 40X) – 550-600 HV (51-55 HRC) - фиг. 11 (началото на кривата). А след нискотемпературно и среднотемпературно нагряване в интервала 200- 400° С и задържане около един час, твърдостта на покритието бързо се повишава и достига до и над 1100 HV (над 70 HRC). Твърдост, трудно достижима при въглеродните, бързорежещите и други видове инструментални стомани. Това се дължи на наличието на фосфор в покритието като сплав, в която се образуват фосфиди с микроразмери. Изследванията показват, че никел-фосфорните сплави имат изючително финокристална или рентгеноаморфна структура, на която се дължи дисперсионното твърдеене при нагряване.



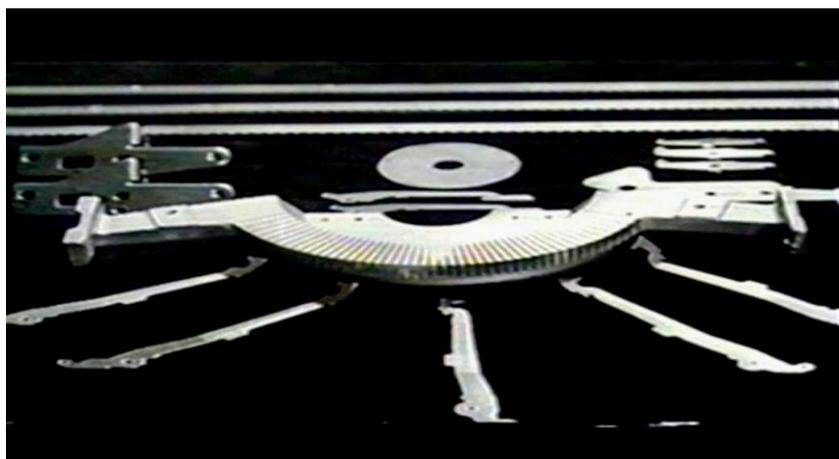
Фиг.11. Изменение на твърдостта на покритието при нагряване

Трето. Голямата твърдост и финокристалният строеж на покритието е причина и за високата му износоустойчивост – фиг.12. Дори след 15-минутно задържане при температури 400-450 °С, износването съществено намалява.



Фиг.12. Износване на покритието след нагряване до различни температури

Четвърто. Химията на процеса и фиността на структурата, които са в основата на равномерността на покритието, позволяват да се обработват и най-сложни конфигурации на изделията, да се прониква в много малки цепнатини и отвори и прецизно да се контролира дебелината до микрони – фиг.13.



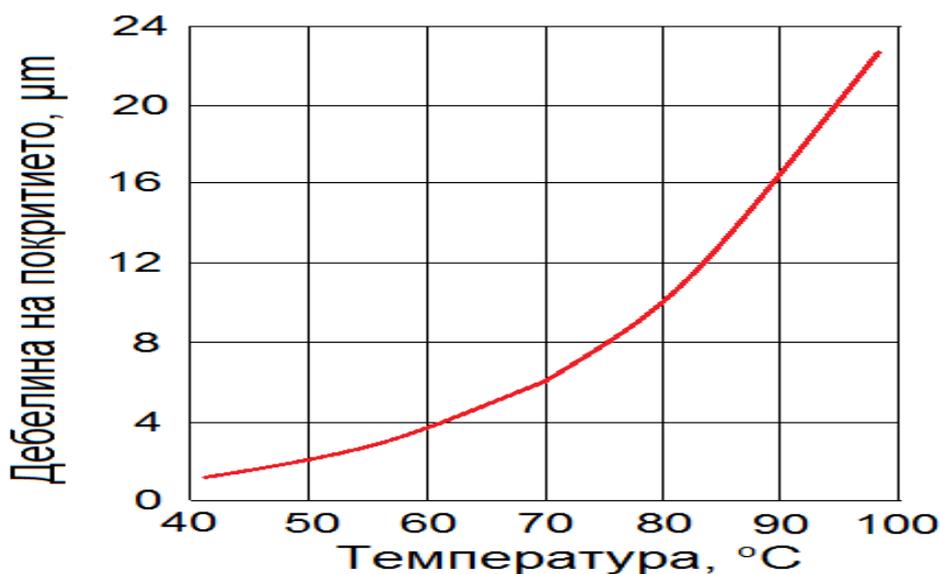
Фиг.13. Гребен на пишеща машина с тесни процепи и други детайли, обработени с химически никел

Пето. В сравнение с галванката на твърдо химическо никелиране се подлагат не само електропроводими материали (метали – стомани, чугуни, медни сплави-месинги, бронзи), алуминиеви сплави, цинкови сплави, магнезиеви сплави, но и други материали, които могат подходящо да се подготвят – например, технически керамики и полимери.

Шесто. Технологията има хигиенни и екологични предимства, изразяващи се основно в по-лесното неутрализиране на обработените разтвори, които се изнасят заедно с другите безвредни отпадни продукти от производството.

Седмо. Покритието има: добра адхезия (по-висока от тази на галваничния никел, особено за стоманите); нисък коефициент на триене; **отсъствие на магнетизъм (в състояние на отлагане)**; добро омокряне от припои и пр. Посредством изменение на рецептурата на работните разтвори и технологичните параметри на процеса, металургичния състав на никел-фосфорните покрития може

да се променя в широки граници, т.е да се управляват и да се подбират желаните свойства за съответно приложение. Докато например хидравликата и пневматиката се интересуват от висока устойчивост на износване и нисък коефициент на триене, то автомобилостроенето и корабостроенето, освен горните качества, изискват и висока корозионна устойчивост. Електротехниката и електрониката пък дават приоритет на специалното свойство „добра припойваемост”, ниско електрично съпротивление, евентуално немагнитност и пр. Хранителната промишленост пък набляга на физиологичната безвредност и т.н.



Фиг.14. Дебелина на покритието в μm в зависимост от работната температура на разтвора (за 1 час)

III. ДИСПЕРСНИ ПОКРИТИЯ НА НИКЕЛ-СПЛАВНА ОСНОВА

Известни и широко разпространени са вече т.нар. **композитни материали**. Характерното за тях е, че в един материал (като матрична основа) е вграден друг вид материал, при което обаче вграденият материал запазва своята природа, структура и свойства. Между двата материала трябва да съществува разделителна (фазова) граница, която може да бъде адхезионна, лекодифузионна или друга, но достатъчно здрава и плътна, за да се запази цялостта на композитния материал при механично натоварване или друго въздействие. Композити могат да се получат, както по познатите ни класически технологии (леене, пластична деформация, наваряване, галванични и вакуумни (метализиране) методи за насяне на слоеве, така и по нови такива. Колкото връзката е по-плътна, безпорестта и интимна, толкова по-добре.

Характерна особеност на дисперсните покрития /ДП/ е, че в основната маса на металното покритие се включват частици /дисперсоиди/, които образуват втората фаза. Голямото разнообразие на материала, размера и формата на дисперсоидите дава възможност да се получат много разновидности на ДП, които имат голяма износоустойчивост, малък коефициент на триене, подобрена корозионна устойчивост, абразивна способност и др. Като материал за метална матрица се предпочита никелът, който има относително най-благоприятни качества. Хими-

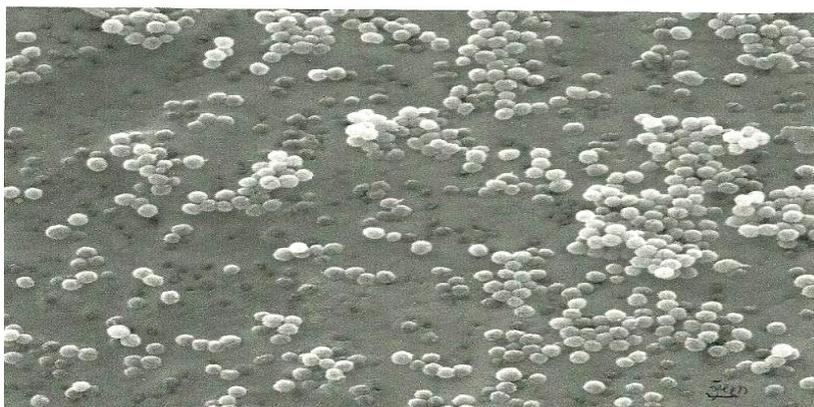
ческият електролит на този процес осигурява отлична покриваща способност и е с много малка пористост. За разлика от другите методи, дисперсионните покрития могат да се отлагат директно върху работната повърхнина на детайлите или инструментите, без да е необходима термична или механична обработка. Относно диспергираната втора фаза, има голяма възможност за избор.

Отбелязваме, че покритията (слоеве) при твърдото химическо никелиране практически имат много финна аморфна (псевдоаморфна или псевдокристална) структура, благодарение на което много добре обхващат (омокрят) чуждо тяло с малки размери (от порядъка на микрометри), със сложна конфигурация и с много остри ръбове и израстъци.



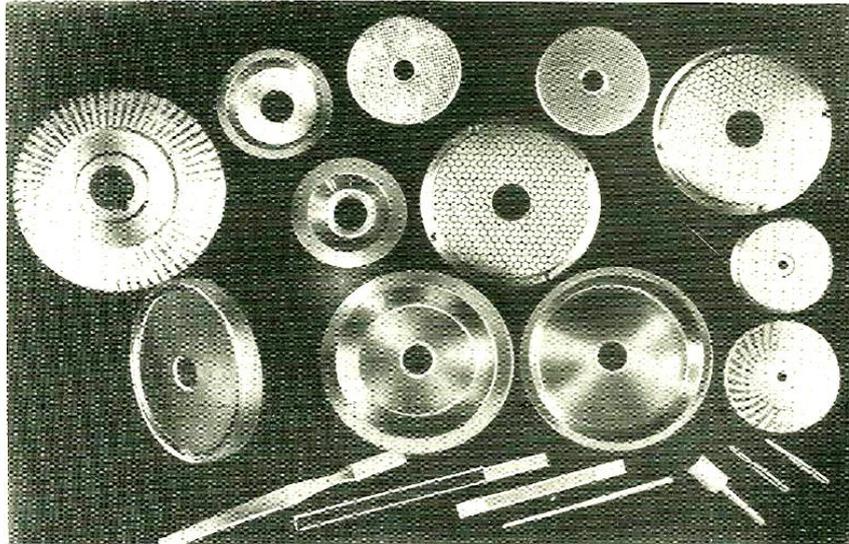
Фиг.15. Корундови частици в никел-фосфорна матрица

На фиг.15. е показана електронномикроскопска снимка на вградени частици корунд (фракция на частици 3-5 μm), от която се вижда перфектното им безпореесто обхващане от никел-фосфорната матрица.



Фиг.16. Тефлонови частици, вградени в покритието

А на фиг.16. е показана структура на слоя с вградени сферични тефлонови частици. Така, в зависимост от вида и свойствата на вградените частици, могат да се променят функционалните свойства на слоя като цяло, например: абразивни свойства (с корунд, силициев карбид, диамант и др.); с ниско триене (тефлон); със самосмазващи свойства (графит) и др.



Фиг.17. *Диамантени инструменти за шлифване*

На фиг.17 са показани видове абразивни инструменти с вграден диамантен прах – шайби за цигарената промишленост, плоски пили, цилиндрични абразиви за шлифване на вътрешни отвори и др. За ВМЗ в гр. Сопот бяха изработени инструменти за вътрешно шлифване на отвори от 0,6 до 2 мм. В най-общия случай когато става въпрос за вграждане на малки частици (наречани прахови дисперсоиди), за долна граница на размера им се приема 100 нм, а за горна – 100 мкм. За абразивни, по специално за диамантените частици, тази граница може да се утрои. За технологията основно изискване е веществата да са трудноразтворими и да не смущават работата на избрания разтвор за химическо никелиране, както и да образуват с него добра суспензия при разбъркване.



Фиг.18. *Диамантени шайби за профилно шлифване*

Характерен е случаят с диамантените шайби за профилно дълбоко шлифване на стронциеви ферити за електродвигатели - Фиг. 18. Те са с диаметър 305 мм, работят в двойка и имат вдлъбнат и изпъкнал профил. При обилно охлаждане с вода на един преход се сменя двустранно материал с обща дебелина от 1,2 до 1,8 мм. Двойка шайби имат работен капацитет до 170 кг свален феритен материал. Технологията позволява 8-10-кратно използване на стоманения корпус.

Голямата производствена програма на Завода за ферити (гр. Перник), наложи конструиране на напълно автоматизирана производствена линия за тези и други шайби за равнинно шлифване на ферити, ляти магнити, за корундови огнеупори и др.



Фиг.19. Инсталация за абразивни инструменти „ЕФТТОМ- ХИМ” в Завода за ферити - Перник

IV. МЕТАЛНИ МАГНИТНИ ПРАХОВЕ И НАНОРАЗМЕРНИ МАТЕРИАЛИ

През шестдесетте години на миналия век се съобщава за първите успешни опити по използване и на други редуктори за провеждане на безтоков редукционен процес в разтвори на метални соли, без да се въвеждат каталитично активни повърхности за получаване на свръхфини метални прахове (*с размер на наночастици*).

Тогава за получаване на **аморфни наноразмерни метални прахове** за първи път от нас бе предложено да се използва високоскоростният процес на масопренос при редукция с електронно-донорни редуктори на разтворени соли на **феромагнитните метали**, като алтернатива на високоскоростните процеси на преохлаждане за получаване на аморфно феромагнитно състояние и с наличие на достатъчно количество бор [IV-A1].

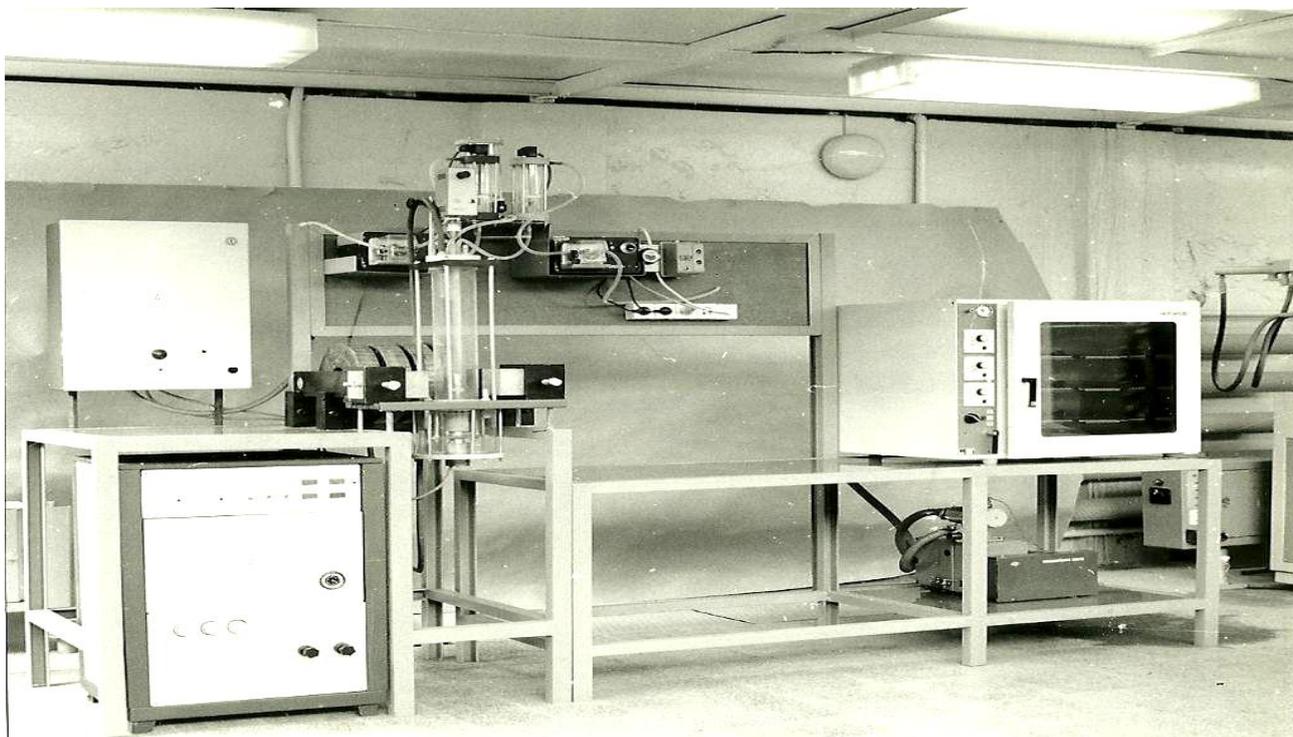
На практика бе овладян нанотехнологичен процес за получаване на свръхфинни (наноразмерни) прахове с разнообразни състави, включващи комбинации от четиридесет химически елемента [IV-A3]. Оригинален бе приносът за внасяне на елементи от семействата на лантанидите и актинидите в праховете, получени по този технологичен процес. За първи път в състава на аморфните и нанокристални прахове, получени във водни разтвори, бе включен и елементът силиций. Тази серия от нови нанотехнологични разработки бе подходящо защитена с авторски свидетелства у нас, но патентната им защита в чужбина беше забранена

[IV- Б4]. В по-голямата си част те бяха допуснати за разгласяване едва след 1986 г. Така, след пет до десет години след регистрирането им у нас, те бяха защитени с патенти в чужбина. Например, тези в САЩ, бяха признати десетина години след регистрирането им [IV-Б5].

Разработване и внедряване. Разработени и внедрени бяха следните технологии и продукти.

Благодарение на удачните научни изследвания и теоретичното им интерпретиране, както и общото развитие на познанието ни за аморфното състояние и включването на елементите бор и водород, се достигна до производство на наноразмерни метални прахове с помощта на построената през 1982 г. пилотна инсталация - фиг.21. Така стана възможно регулярно получаване на необходимите количества прахове и изпробването им в заводски условия, съгласно многобройните авторски свидетелства и патенти за изготвянето на работещи изделия.

1. Продукт „МЕТАЛ-ЕФ“ – метален магнитен прах – аморфен, корозионно и температурно устойчив (до 250°C); висококоерцитивен; нанасян и ориентиран във феролаково покритие с висока разрешителна способност и висок коефициент на ориентиране върху твърд носител (диск) в условията на ДЗУ-Ст. Загора (1988) . На фиг. 20 е показан твърд диск за компютри, изработван от ДЗУ- Ст. Загора, на който е нанесено феролаково магнитно покритие върху **подложен слой** от никел (никелова сплав), получен чрез твърдо химическо никелиране по технология ЕФТТОМ – ХИМ. Този метален слой е подходящ, тъй като освен качествата, изброени в **точка четвърта** на статията (изключителна равномерност и способност да прониква в много малки и тесни отвори и цепнатини), е **немагнитен**, което не смущава магнитния запис.



Фиг.20. Пилотна инсталация за производство на наноразмерни метални прахове - 1982



Фиг.21. Твърд диск за компютри, изработван от ДЗУ – Ст. Загора

2. Продукт „**КОБАЛТ-ЕФ**” – неблагороден метален прах; - аморфен, температурно стабилен и устойчив на окисление (до 750 °С). На негова база бяха създадени проводящи и съпротивителни пасти, които се изпичат на въздух в използваните тогава тунелни пещи за нуждите на дебелослойната схемотехника (КЗК-Кюстендил-1987).

3. Каталитично активна **паста** за селективно метализиране (с мед, калай, никел, злато, сребро) на керамични и повърхностно емайлирани метални подложки.

4. Група състави **метални прахове**, като добавки, които осигуряват необходимия дисперзитет и достатъчното количество водород за поддържане на микроредукционни и неокисляващи се атмосфери при синтероване и изпичане (около 1050-1100 °С) на:

- съдържащи **сребро композити** за производство на контактни тела от комутационните апарати за ниско напрежение. Подобрява се хомогенността, изпитняването на композита, намалява се електроерозийното износване и се повишава тока на взривно изпарение;

- съдържащи **самарий** редкоземни магнити, което повишава устойчивостта им към окисление на редкоземните елементи при производство на високоенергийни магнити от (ЗФМ- Перник).

Задълбочаването на изследванията и развитието на познанията ни за аморфните материали и успешното наблюдаване на съвкупност от структурна, композиционна и магнитна (спинова) неподреденост, доведе до обмислено масово прилагане на аморфни и наноразмерни прахове в практиката. Специално внимание беше отделяно на процесите на самоорганизиране и индуцирано организиране на наночастиците във вериги с участието на водород и повишеното му включване и внедряване в структури при използване на постоянни магнитни полета по време на нанотехнологичния им синтез [IV- А3÷ IV-А13]

След 1991 г. бяха наблюдавани, регистрирани и определени за първи път някои квантово-размерни ефекти на наночастиците при използване на нов тип реактор с промяна на хидродинамиката на смесване на водните флуиди [IV-А14]. За патента [IV-Б-411] по това устройство (след смъртта на създателя му - инж. Па-

найот Маждраков) Драгиева получи «златен медал» на «East-West Euro Intellect» - изложбата за европейските изобретатели във Варна през 1993 г.

В края на двадесетия век с развитието и новите възможности на изследователската техника, стана реално да се определи не само нефиксирането (типично за аморфните материали), но и **намаляването на междудреното разстояние** между най-близки съседни атоми за типичните наноразмерни материали, да се наблюдават квантовоповлияните ефекти върху диелектричната проницаемост, магнитната проницаемост, оптичните свойства и, разбира се, върху микротвърдостта.

При всички метали и сплави включването на елементите бор, въглерод и азот в **дефектите на внедряване** в металната решетка води до намаляване дължината на връзката метален атом–неметален атом и формирането на известните съединения бориди, карбиди, нитриди, познати с високата си микротвърдост.

ЛИТЕРАТУРА

I. Йонно азотиране

1. Бучков Д., В. Тошков, Йонно азотиране, Техника, София, 1985, 1990
2. Тошков В., Азотиране в нискотемпературна плазма, КИНГ, София, 2004
3. Авт. свидетелства и патенти с автори Д.Бучков, В.Тошков, М. Минчев, Св.Савов и др.:

3.1. Конструкции и съоръжения: №№^о 21314/ 1973; 27274/1974; 2590/1975; 4332/1977; 9362/1979; 9550/1979; 1564/1980; 1745/1987; 1744/1987; 3786/1984; 198132/1985; 9581/1985; 1536467/1989; 47639/1989; 50342/1990; 92068/1990; 51007/1991; 51533/1991; 1824/1992

3.2. Авт. свидетелства за методи и технологии: №№^о 28337/1979; 37933/1980; 30097/1980; 37931/1980; 35680/1982; 3627/1982; 37771/1983; 69181/1985; 40584/1985; 43787/1988

3.3. Патенти: №№ 2235802, ГДР, 1986 г.; 300742(0), ФРГ, (P2 3007420); 365659, Австрия; 644398, Швейцария; 215904, ЧССР; 2451629, Франция, 1984; 2045553, Великобритания; 68091, Гърция; 153320, Норвегия, 1985; 131348, Полша, 1985; 8 000931-9, Швеция, 1985; 266238-А3, ГДР, 1989; 4,792,730, САЩ, 1988; 0186865-В1, 1990 г.; 61467, 1994.

II. Химическо никелиране

1. G. Gawrilov Chemische (Stromlose) Vernicklung, Saulgau, 1974
2. G. Gawrilov Chemical (electroless) Nickel Plating, England, 1980
3. Г. Гаврилов, М. Ангелова, „Химическо отлагане на метални покрития“, Техника, 1976
4. Д. Бучков, Г. Гаврилов, Машиностроене, 28(1979) №2, 75-78
5. G. Gawrilov Tz. Nikolov, Product Finishing 34 (1981) No1 S.30-33
6. G. Gawrilov, Galvanotechnik 79(1988) No9 S.3654-57
7. D. Milanova, G. Gawrilov, Galvanotechnik 84(1993) No6 S. 805-808
8. D. Milanova, G. Gawrilov, Oberflaeche- Werkstoffe NO 4 204-208
9. D. Milanova, G. Gawrilov, METALL 53(1998) No 6 S. 311-315
10. Авт. свидетелства за методи и технологии: №№ 16114, 16885, 23495, 27360, 30100, 30252, 30411, 32050, 32650, 34119, 36868, 41233

III. Дисперсни покрити на никел-сплавна основа

1. Г. Гаврилов, Ц.Николов „Химическо никелиране и дисперсни покрития”
София, Техника, 1985г

2. „Получаване и изследване на химически дисперсни покрития с никел-фосфорна матрица и дисперсоиди алуминиев окис, силициев карбид и синтетични диаманти върху стоманена основа” Г.Гаврилов, дисертация 1975 г

3. Авт.свидетелства: №№: 32050, 32650, 34119, 36868, 37469.

IV. Метални магнитни прахове и наноразмерни материали

IV- А . Част от публикациите в периода 1977-1992:

1. Dragieva, G. Gavrilov, D. Buchkov, M. Slavcheva, *Journal of the Less Common Metals*, **67** (1979) 375-379.

2. D. Buchkov, S.Nikolov, I. Dragieva, M. Slavcheva, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **62**(1986) 87-92.

3. Й. Драгиева „Аморфни метални магнитни прахове получени чрез борхидриден редукиционен процес” , Дисертация за научна степен д.т.н., 1992, София.

4. I. D. Dragieva, M. S. Slavcheva, D. T. Buchkov, *J. Less-Common Met.***117**(1986) 311.

5. D. Mehandjiev, I. Dragieva, M. Slavcheva, *J. Magn. Magn.Mat.* **50** (1985) 205.

6. I. Dragieva, D. Buchkov, D.Mehandjiev, M. Slavcheva, *J. Magn. Magn.Mat.***72** (1988)109

7. D. R. Mehandjiev, I. D. Dragieva, M. S. Slavcheva, D. T. Buchkov, *Commun. Depart. Chemistry, Bulgarian Academy of Sciences*,**22**, No 2 (1989) 338.

8. I. Dragieva, Kr. Russev, M. Stanimirova, *J. Less-Common Met.***158**(1990)295.

9. I. Dragieva, D.Mehandjiev, D. Buchkov, M. Slavcheva, , *J. Magn. Magn .Mat.* **83** (1990) 460.

10. I. Dragieva, M. Slavcheva, D. Buchkov, D.Mehandjiev, *J. Magn. Magn.Mat.* **89** (1990)7

11. D. Mehandjiev, I. Dragieva, *J. Magn. Magn.Mat.* **101** (1991) 167.

12. S. Nikolov, I. Dragieva, D. Buchkov, *10th International Symposium on boron, borides and related compounds*, USA, Albuquerque, published in AIP Conference Proceedings **231** BORON RICH SOLIDS, eds. D. Emin et al.(Amer. Inst. Phys.,NY,1991) p.294.

13. I. Dragieva, *10th International Symposium on boron, borides and related compounds*, USA,Albuquerque, published in AIP Conference Proceedings

14. I. Dragieva, P. Mazdrakov, M. Stanimirova, *IEEE Trans.Magn.***MAG-28** (1992)3183.

IV- Б. Авторски свидетелства и патенти с автори Д. Бучков, Й. Драгиева и др.

Б-4 Авторски свидетелства и български патенти

4.1. Рег. № 38268, Бълг. Изобр. № 26494, Н 01F , 1/20, 29. 12. 1977;

4.2 . Рег. № 41000, Бълг. Изобр. № 37973, Н 01F, 1/06, 1.10.1978;

4.3 . Рег. № 61987, Бълг. Изобр. № 41693, В 22F, 9/18, 4. 8.1983;

4.4. Рег. № 49918, Бълг. Изобр. № 41796, Н 01 F,1/02, 14. 08.1987;

- 4.5. Рег.№ 63258, БЪЛГ. Изобр. № 37056, Н 01В, 1/02, 23.12.1983 г.;
- 4.6. Рег. № 78358, 5.02.1987 (спряно за публикуване)
- 4.7. Рег. № 78415, 22.11.1987 (спряно за публикуване)
- 4.8. Рег. № 88 666, 1989 (спряно за публикуване)
- 4.9. Рег. № 89 888, БЪЛГ. Патент № 49232, С 22С, 5/06, 3.10.1989г.
- 4.10. Рег. № 93491, БЪЛГ. Патент № 493491, А61К, 6/00, 20.12.1990г.
- 4.11. Рег. № 94051, БЪЛГ. Патент № 50059, Н 01F 1/06, 15.03.1991 г.

Б-5. Международни патенти с автори Д.Бучков, Й. Драгиева и др.

5.1. Японски патенти:

Japanese Patent No 147 230, 25.06.1986;

Japanese patent No 147 229, 25.06. 1986.

5.2. Патенти на ГФР и ГДР

DE № 3 621 530, А1, В22F, 9/24, 27. 06. 1986;

DE No 3 621 624, А1, Н01F, 1/06, 27. 06. 1986.

DDR Pat. No 271612, В22F, 9/18, 18.06.1986.

5.3. Холандски патент - NL Patent No 33 608, 24. 06.1986.

5.4. Патенти на САЩ

US Patent № 4 822 409, В 22F, 9/25, 18. 04. 1989;

US Patent № 4 893 793, С 21С, 7/00, 16. 01.1990

Автори: Чл.-кор. проф. Димитър Бучков, Технически Университет - София,
E-mail address: buchkov@mail.bg ;

Проф. д-н Венцеслав Тошков, Технически Университет - София,
E-mail address: vtoshkov@tu-sofia.bg

Постъпила на: 08.10.2015 г.

Рецензент: проф. д-н Е. Николов

МОДЕЛИРАНЕ ДИНАМИКАТА НА ПРОЦЕСА РЕКТИФИКАЦИЯ В КОЛОНА ЗА АТМОСФЕРНА ДЕСТИЛАЦИЯ НА НЕФТ

Асен Тодоров, Стефан Киранов

Резюме: В статията са представени резултати от моделиране динамиката на процесите в колона за атмосферна дестилация на нефт. Целта е получаване на аналитичен модел на реален обект. При симулациите с пакета за моделиране и симулация UniSim Design на фирмата Honeywell са използвани физическите параметри на реална колона. Данните от симулацията са обработени чрез пакета Mathematica на Wolfram, за да се определят аналитичните зависимости за предаване на въздействията по отделните канали в дестилационната колона. Направени са някои изводи относно стратегията за управление на колоната.

Ключови думи: Колона за дестилация на нефт, моделиране на технологични обекти, симулация на динамиката, автоматизация.

DYNAMIC MODELING OF A CRUDE OIL DISTILLATION COLUMN

Asen Todorov, Stefan Kiranov

Abstract: This article presents the results of modeling the dynamics of atmospheric distillation column for crude oil. The aim is to obtain an analytical model of the real object. In simulation with the package for modeling and simulation UniSim Design of Honeywell are used the physical parameters of the real column. Data from the simulation were processed by Wolfram Mathematica package, to determine analytical dependencies for transmitting impacts on individual channels in the distillation column. There were made some conclusions concerning the strategy for column control.

Keywords: Crude oil distillation column, technological systems modeling, dynamic simulation, automation.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Колоната за атмосферна дестилация на бензинов нефт е един от основните агрегати в една петролна рафинерия. От особено значение за количеството и качеството на добиваните петролни деривати е стабилизирането на основните технологични величини като температура, налягане, разход и ниво в колоната.

Структурата на системата за управление на колоната се определя от свойствата на самия технологичен обект. За получаване на аналитичния модел на колоната във вид на система от интегро-диференциални уравнения и респективно предавателни функции по основните входно-изходни канали, е необходимо да се про-

веде идентификация на основата на експериментални данни или резултати от динамична симулация.

Развитието на информационните технологии е допринесло за разработката на програмни пакети за моделиране и симулация. Някои от по-известните продукти в тази област са *Matlab* на *Mathworks*, *Aspen HYSYS* на *AspenTech*, *UniSim Design* на *Honeywell*, *Wolfram Mathematica*. Посочените програмни пакети позволяват да се решават едновременно голям брой уравнения в система, чрез която се моделират различни по сложност процеси в обекти и инсталации.

2. ПОСТАНОВКА НА ПРОБЛЕМА

Много често работният режим на колоната за атмосферна дестилация на нефт трябва да се стабилизира в съответствие с критерии, диктувани от пазарни условия, за промяна на рандемана на крайните продукти в зависимост от цена, търсене и др.

За постигането на тази цел е необходимо да се синтезира подходящо управление на разглеждания обект, което да дава възможност за определени вариации в количеството на произвеждания продукт.

Синтезът на системата за управление изисква да се познават динамичните свойства на реалния обект. Една от възможностите за аналитичното му описание е чрез използване на предавателни функции, респективно диференциални уравнения по съответните канали.

Математичният модел на многомерен обект, какъвто е дестилационната колона (ДК), може да се представи в общ вид като:

$$Y(p)=W(p).U(p) \quad (1)$$

където:

$Y(p)=[y_1(p), y_2(p), \dots, y_m(p)]^T$ – вектор на изходните величини

$U(p)=[u_1(p), u_2(p), \dots, u_n(p)]^T$ – вектор на входните въздействия

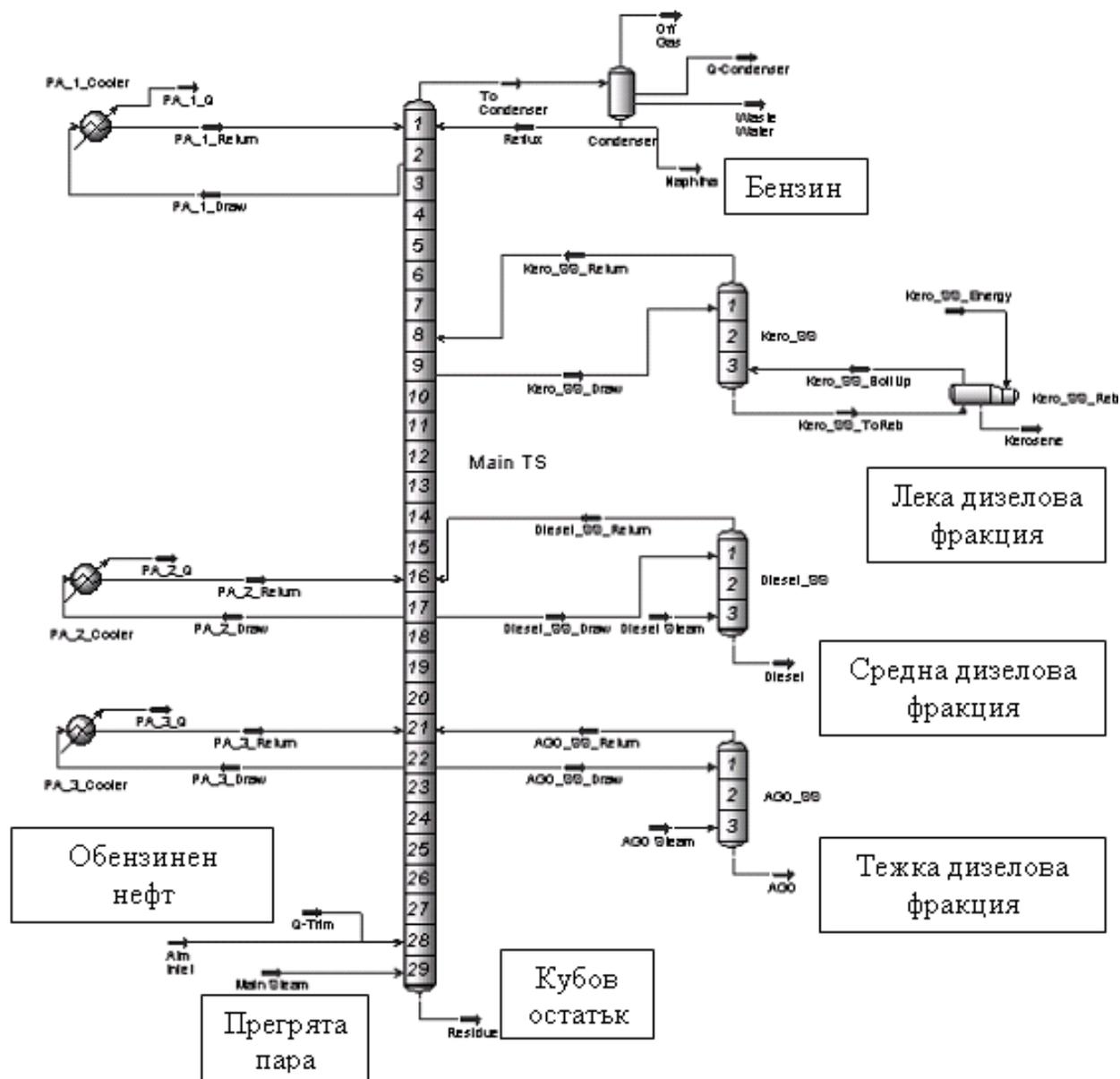
$W(p)=[w_{ij}(p)]_{m \times n}$ – предавателна матрица на обекта.

Целта на настоящата разработка е да се получат предавателните функции $w_{ij}(p)$ по основни канали и стойностите на съответните предавателни коефициенти и времекостанти за да се обоснове стратегията за структурния синтез на системата за управление.

3. ОПИСАНИЕ НА ТЕХНОЛОГИЧНИЯ ОБЕКТ

Технологичната схема на симулираната инсталация е показана на фиг.1.

Тя включва колона за атмосферна дестилация наобензинен нефт, три стрипера за обработка на странични продукти, ребойлер, кондензатор и три междинни външни охлаждащи контура. Основния дестилат, извеждан при върха на колоната е бензин, а трите други деривата са лека, средна и тежка дизелови фракции. От дъното на колоната се извежда кубовият остатък.



Фиг.1.

Дестилационната колона (без да се вземат предвид страничните продукти) има пет степени на свобода (регулирущи величини) [5], [7]. Това са: разходът на охлаждащия агент в кондензатора, разходът на топлоносителя в ребойлера, дебитът в рециркуляционния контур и дебитите на дестилата и дънния остатък. Те предоставят възможност да се регулират пет основни величини: налягането при върха на колоната, нивото в кондензатора, нивото в колоната (ребойлера) и компонентния състав на дестилата и дънния продукт. Дебитът на целевия продукт бензин в голяма степен зависи от температурата при върха на колоната [5], [9]. Следователно една косвена възможност за желано изменение на количеството бензин е регулиране на температурата чрез дебита в рециркуляционния контур [5], [9].

За да се получат преходните характеристики на разглеждания агрегат с цел извеждане на аналитичното му описание, са проведени симулации със създадения модел на реална колона в средата на *UniSim*.

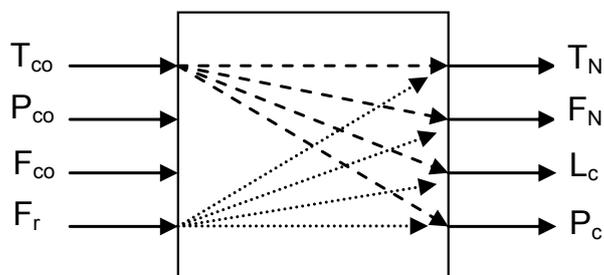
Входните величини, обхванати от изследването са:

- Температурата на подавания в колонатаобензинен нефт T_{co} ;
- Разходът на дестилата в рециркулационния контур при върха на колоната F_r ;
- Налягането на входния суровинен поток P_{co} ;
- Дебитът на подавания в колоната нефт F_{co} .

Изходните величини са:

- Температурата на дестилата T_N ;
- Моларният разход на дестилата F_N ;
- Нивото на дестилата в кондензатора L_c ;
- Налягането на некондензираните газове в кондензатора при върха на колоната P_c .

Блок-схемата на разглеждания обект (като част от процесите в цялата инсталация) е показана на фиг. 2.



Фиг.2.

В режим на симулация е изследвана реакцията на изходните величини след прилагане на единично стъпаловидно нарастване на температурата на входящия нефт T_{co} при фиксирани стойности на разхода му F_{co} , неговото налягане P_{co} и разхода в рециркулационния контур F_r .

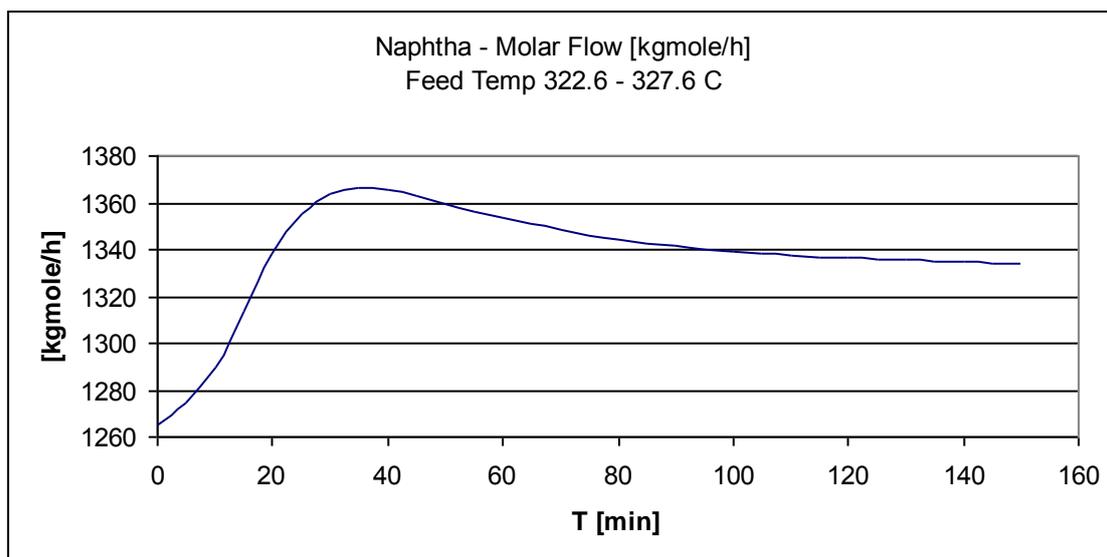
Изследването по канала вход F_r и посочените по-горе изходни величини е представено в [10].

Разглежданото в настоящата статия изследване, е проведено в диапазона 322.6°C - 347.6°C на входното смущаващо въздействие температура T_{co} . Големината на единичното стъпаловидно изменение на тази температурата е 5°C .

По данни от симулацията се търси предавателна функция за всеки от посочените канали от вида:

$$W(p) = \frac{\prod_{k=1}^m (1 + T_k p)}{\prod_{l=1}^n (1 + T_l p)} \quad (2)$$

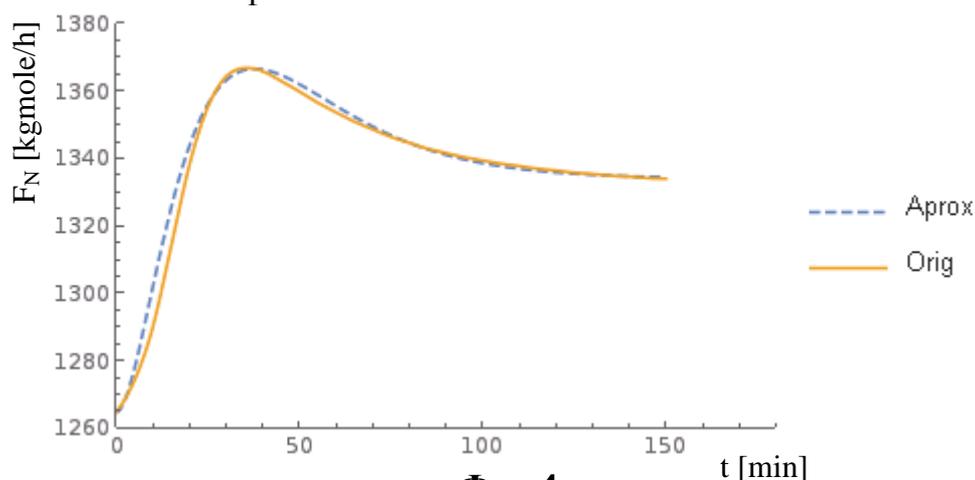
На фиг.3 е показан преходният процес на обекта по канала вход „температура T_{co} „ - изход „разход F_N “.



Фиг.3.

Данните от симулацията, които отговарят на горната графика, са импортирани и подложени на обработка в пакета Mathematica, за да се апроксимира получения преходен процес чрез подходяща функция.

Кривата, получена при симулацията и кривата на апроксимиращата функция са показани съвместно на фиг.4.



Фиг.4.

Апроксимиращата предавателна функция е от вида:

$$W(p) = \frac{F_N(p)}{T_{co}(p)} = \frac{58p+1}{(28p+1)(14p+1)(10p+1)} \quad (3)$$

Съответстващото на израз (3) диференциално уравнение е:

$$T_a \frac{d^3 F_N(t)}{dt^3} + T_b \frac{d^2 F_N(t)}{dt^2} + T_c \frac{d F_N(t)}{dt} + F_N(t) = k T_o \frac{k T_{co}(t)}{dt} + k T_{co}(t) \quad (4)$$

За определяне стойностите на времеконстантите в апроксимиращите предавателни функции е използвана итерационна процедура. При нея по получените от симулацията стойности $y(i)$ ($i=1,N$) и изчислените при апроксимацията стойности $y_a(j,T_j)$ ($j=1,M$) е търсена такава стойност на T_j , че да се удовлетворява критерия „минимум на сумата от квадрата на грешката“:

$$E_j = \sum_{i=1}^N [y(i) - y_a(i, T_j)]^2 \rightarrow \min, j = \overline{0, M} \quad (5)$$

На всяка j -та итерация се изчислява стойността на времеконстантата T_j съгласно израза:

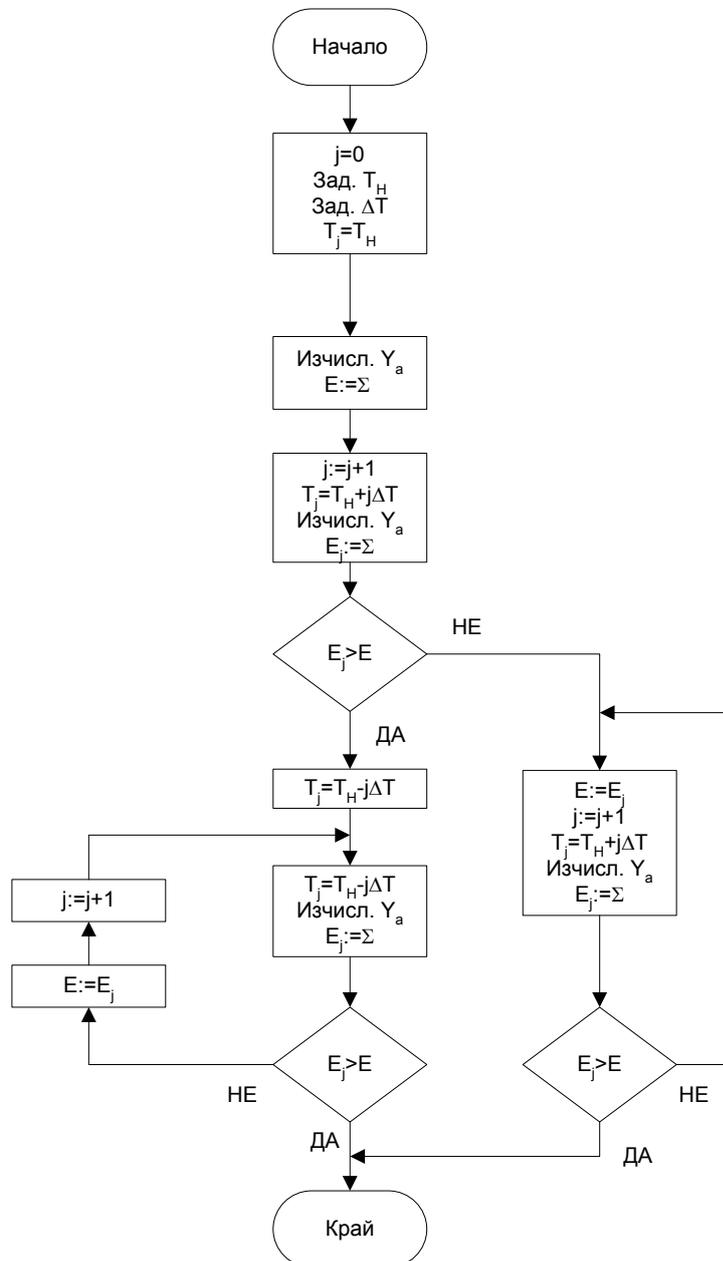
$$T_j = T_H \pm j\Delta T, j = \overline{0, M} \quad (6)$$

където:

T_H – първоначална стойност на времеконстантата;

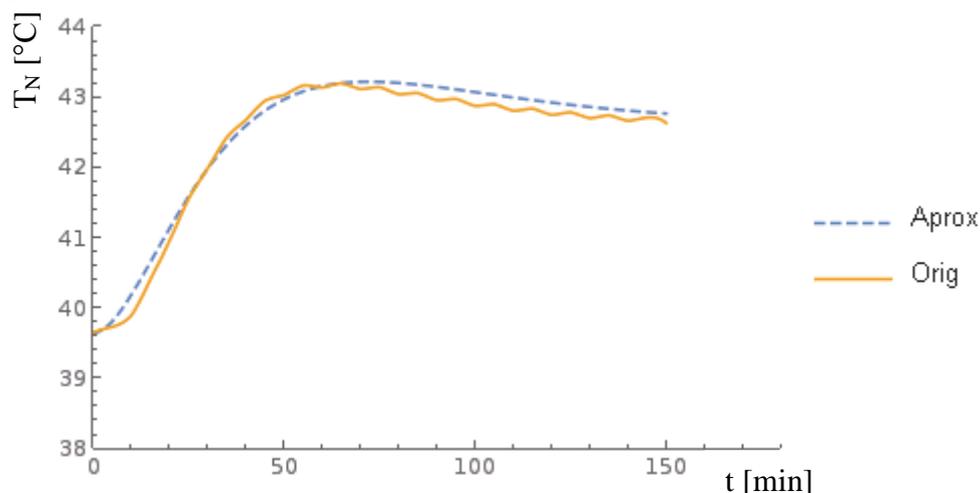
ΔT – стъпка на изменение на времеконстантата.

Чрез пакета *Mathematica* се получава апроксимиращата крива и точността на апроксимацията се оценява по критерия (5). Блок-схема на алгоритъма е показана на фиг.5. По аналогичен начин са апроксимирани преходните характеристики и са изведени предавателните функции за останалите канали.



Фиг.5.

Характеристиките по канала „температура T_{co} “, „температура T_N “ са представени на фиг.6.



Фиг. 6.

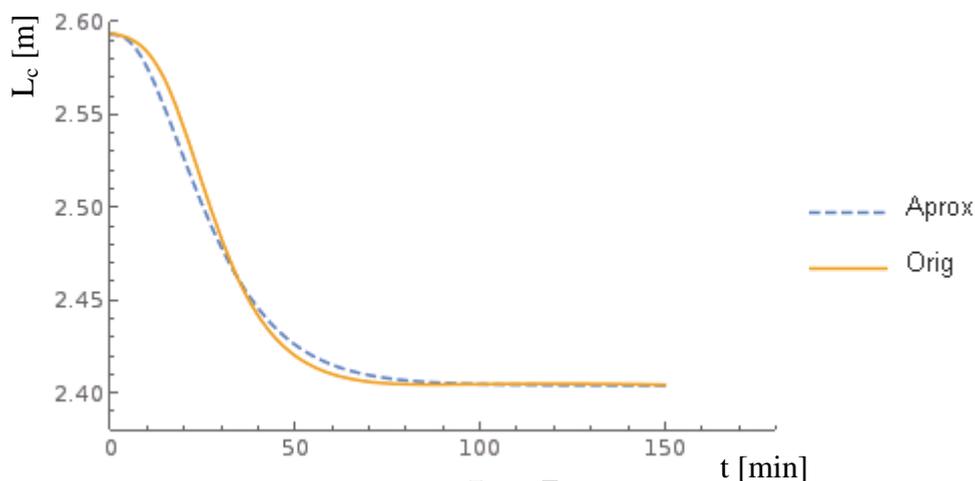
Получената предавателната функция е:

$$W(p) = \frac{T_N(p)}{T_{co}(p)} = \frac{65p+1}{(28p+1)(22p+1)(20p+1)} \quad (7)$$

Съответното диференциалното уравнение е:

$$T_a \frac{d^3 T_N(t)}{dt^3} + T_b \frac{d^2 T_N(t)}{dt^2} + T_c \frac{dT_N(t)}{dt} + T_N(t) = kT_o \frac{kT_{co}(t)}{dt} + kT_{co}(t) \quad (8)$$

Симулираната и апроксимиращата преходни характеристики на нивото в кондензатора L_c при стъпаловидно увеличаване на температурата T_{co} са показани на фиг.7.



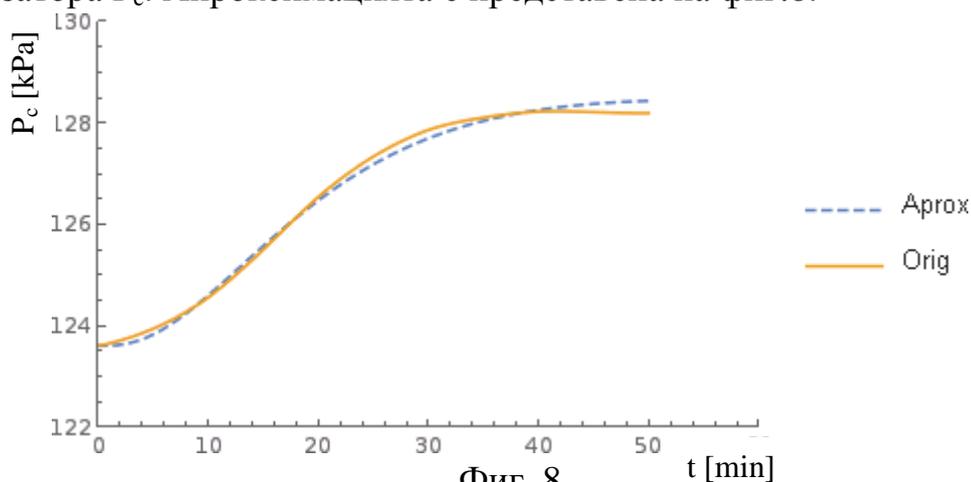
Фиг.7.

Предавателната функция и диференциалното уравнение по този канал са:

$$W(p) = \frac{L_c(p)}{T_{co}(p)} = \frac{1}{(13p+1)(10p+1)(6p+1)} \quad (9)$$

$$T_a \frac{d^3 L_c(t)}{dt^3} + T_b \frac{d^2 L_c(t)}{dt^2} + T_c \frac{dL_c(t)}{dt} + L_c(t) = kT_{co}(t) \quad (10)$$

Нарастването на температурата T_{co} води и до нарастване налягането на газовете в кондензатора P_c . Апроксимацията е представена на фиг.8.



Фиг. 8

Предавателната функция и съответното диференциално уравнение са:

$$W(p) = \frac{P_c(p)}{T_{co}(p)} = \frac{30p+1}{(20p+1)(14p+1)(8p+1)(3p+1)} \quad (11)$$

$$T_a \frac{d^4 P_c(t)}{dt^4} + T_b \frac{d^3 P_c(t)}{dt^3} + T_c \frac{d^2 P_c(t)}{dt^2} + T_d \frac{d P_c(t)}{dt} + P_c(t) = k T_o \frac{k T_{co}(t)}{dt} + k T_{co}(t) \quad (12)$$

4. СЪОБРАЖЕНИЯ ОТНОСНО РЕЗУЛТАТИТЕ ОТ ЕКСПЕРИМЕНТА

Моделирането и анализът на резултатите от симулациите са проведени за каналите в горната част на дестилационната колона, тъй като те имат основно значение за количеството дестилиран бензин. Практиката, както и проведените симулации с модела на реалната колона показват, че промяната на температурата T_{co} на входната суровина влияе в определени граници на количеството на крайните продукти по отделните отбори. Това дава основание промяната на тази температура да се счита за смущение. Две от величините - налягането P_{co} и дебитът F_{co} на входния суровинен поток, са фиксирани по технологични съображения. Температурата на входящия нефт T_{co} може да се разглежда като смущаващо въздействие, а разходът в рециркулационния контур F_r да се използва за управляващо въздействие. В този смисъл е анализирано влиянието на смущението върху взаимосвързаните величини, за да се синтезира подходяща система със съответните компенсатори, за да е възможно управление по канала „ F_r - F_N “.

Анализът на основните стратегии по управление на колоната и различните схемни решения, предлагани в литературата, дават основание за следните изводи:

- Многосвързаният характер на разглеждания технологичен обект (ТО) и наличието на кръстосани връзки съществено влияе на постигането на крайната цел;
- Времето за затихване на преходните процеси в ТО е значително и се наблюдава наличие на нелинейност в широк диапазон около работната точка;

- Резултатите от симулациите със синтезирания модел доказват, че изменението на величините е допустимо в тесни диапазони. Извън тях се проявява съществена нелинейност, която компрометира както управлението, така и желаните крайните резултати.

Тези особености са основание да се приеме подход, при който се търси компенсация на интегралното негативно въздействие, пречещо на постигането на критерия за оптималност (количество на дестилирания бензин съобразено изискванията на пазара). Едно от възможните решения на проблема е да се използва моделно предсказващо управление (МПУ). То позволява да се отчете многомерността и наличието на значителна взаимосвързаност между входните и изходните управляващи, регулируеми и смущаващи величини на обекта [8]. Чрез него може някои изходни регулируеми величини да се изведат до оптималните задания, като същевременно други изходни величини се поддържат в рамките на определени диапазони [8]. Логиката е да се съгласува действието на контролера, чрез който се реализира МПУ, с настройките на локалните контури така, че да не се получи отклонение извън условията за постигане на допустима квазилинейност на системата като цяло.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата разработка е извършено моделиране и динамична симулация на свойствата на предавателните канали при върха на колона за дестилация на обензинен нефт.

Чрез апроксимация на преходни характеристики, получени при симулация на динамиката на процесите в колоната, са изведени предавателните функции и диференциалните уравнения по посочените канали на обекта. Динамиката на разглеждания обект се описва с диференциални уравнения от трети и четвърти ред, като по каналите „ $T_{co}-F_N$ “, „ $T_{co}-T_N$ “ и „ $T_{co}-P_c$ “ уравненията съдържат диференциална дясна част. Инерционността на звената е такава, че времето за затихване на преходните процеси след стъпаловидно входно въздействие е голямо (от 1 до – 3 часа).

Резултатите от проведените симулации показват, че изследваната колона е сложен инерционен и многосвързан обект.

Получените резултати от моделирането на реалния технологичен обект и симулирането на процесите в него са основа за синтез на управляваща част при зададен, съобразен с пазарните условия, технологичен критерий.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Fahim M., Sakhaf T., Elkilani A., **Fundamentals of Petroleum Refining**, Elsevier, 2010
- [2] Heneks T., **A Dynamic simulation of the unit operations lab west column**, University of Florida, 2013
- [3] Honeywell, **UniSim Design Tutorials and Applications**, Honeywell, 2010
- [4] Honeywell, **Dynamic Modeling**, Honeywell, 2010

- [5] Liptak B., **Instrument engineers' handbook: Process control and optimization**, CRC Press, 2006
- [6] Luyben W., **Distillation Design and Control using Aspen Simulation**, Willey, 2006
- [7] Rangaiah G., Kariwala V., **Plantwide control : recent developments and applications**, Wiley, 2012
- [8] Seborg D., Edgar T., Mellichamp D., Doyle F., **Process dynamics and control**, Wiley, 2011
- [9] Skogestad S., **Dynamics and control of distillation columns-a critical survey**, Modeling, Identification and Control, vol.18, 1997
- [10] Киранов С., **Динамична симулация на колона за атмосферна дестилация**, Списание на ТУ-София филиал Пловдив: ”Фундаментални науки и приложения”, том 21, книга 1, стр. 49-52, 2015

Автори: Асен М. Тодоров, доц. д-р, катедра АНП, ФА, Технически университет-София, E-mail address: assent@tu-sofia.bg;

Стефан К. Киранов ас. маг. инж., катедра ЕЕА, Колеж по енергетика и електроника, Технически университет-София, E-mail address: skiranov@tu-sofia.bg

Постъпила на: 02.10.2015

Рецензент: проф. д-р Е. Николов

АКАДЕМИЗМЪТ В НАУКАТА И ИСТИНАТА КАТО ВИСША ЦЕННОСТ И ПРОБЛЕМ

Николай Петров

Резюме: В тази статия се говори за академизма в науката, неговия генезис и нивото, което той е достигнал на съвременния етап на едно противоречиво българско общество. В това общество все пак трябва да се търси истината, иначе то ще се разпадне на „пух и прах“, т.е. ще остане без ценности. От това ще последва неговата гибел или в най-добрия случай трансформирането му в размито множество (общество) от неидентифицирани и/или не желаещи да се идентифицират обекти (личности).

Ключови думи: академизъм, наука, истина, ценности

ACADEMICISM IN SCIENCE AND TRUTH AS A SUPREME VALUE AND PROBLEMS

Nikolai Petrov

Summary: This article talks about academicism in science, its genesis and the level he has reached the contemporary stage of a pro-contradictory Bulgarian society. In this society still have to seek the truth, otherwise it will fall to pieces, ", ie it will remain without values. From what will follow his death or in the best case, its transformation into a fuzzy set (society) of neidentifitsi-healing and/or unwilling to identify objects (people).

Keywords: academicism, science, truth, values

ВЪВЕДЕНИЕ

Преди да започнем нашето изследване, трябва да е ясно, че науката като цяло не дава абсолютни истини и не е възможно да се търси пълно познание. Науката се стреми да покаже относително по-ясна картина на света, на базата на избраните еталони от тези, които я управляват.

„За да се достигне до универсалната истина означава Вселената да прекрати своето развитие и нашето разбиране за нея да съвпадне с реалността” (Стивън Хокинг, *Теорията на всичко. „Прометей”*, 2003) [1].

Всички знаем, че това в момента не е така, т.е. естествения подход на науката е в критиката и съмнението. Следователно, за да бъде развивана една теория нейната истинност непрекъснато трябва да се проверява и подлага на съмнение. Поради тази причина е невъзможно да се постигне абсолютна проверка и абсолютна истина на научните хипотези.

Все пак нищо не е вечно, всичко се променя и такова понятие като „универсална истина” изглежда не съществува, особено на фона на световните тенденции за турбулентност (Иван Попчев, Турбулентност, решения и афоризми. Сп. на БАН. София, 2010, бр. 6, с. 85) [2].

ИЗЛОЖЕНИЕ: Академизмът в науката е свързан с извършването на научни изследвания. Научното изследване от своя страна е само по себе си развита форма на рационална дейност, която се отличава от обикновеното познание със своята *целенасоченост, последователност и методичност*. По презумция тя има творчески характер, но не винаги осигурява генериране на творчески резултати. Причината за това е пределно ясна:

Алгоритъм за творчество няма и не е възможно да има [3, 7, 10]

Като идея изследователската дейност е иманентна характеристика на духовните функции на университетския преподавател, органично свързана и неотделима от основната му функция – преподаването. Изследването е пътят който ни води до непосредствен досег с реалния свят, при което е възможно да се генерира принципно ново **обективно и истинно знание**, т.е. досег с неспокойния дух на **науката като висша ценност и културен феномен**. В тази връзка трябва да се посочи мисълта на големия немски философ Карл Ясперс (1883-1969), казана по повод на обсъждането на университетската идея: „**Само този, който сам изследва може да учи студентите по същество. Другият само преподава установеното от известни учени, подредено дидактически**” [5].

Трябва да се посочи, че **науката** (разбирана като система от знания, и като специализирана дейност за тяхното произвеждане) **е феномен на културата** [5]. При това производството на научни знания не е свободно занимание, а необходимо средство за оптимизиране на човешкия свят, структуриран по модусите на творчеството и свободата. Поради това, науката като култура не е цел и самоцел, а израз на висша човешка ценност и активност, мяра на развитие на човешките същностни сили и способности. Зад феномена наука, разглеждан като култура и творчество, винаги се е криел подходът на обществото към човека: при тоталитарната система той се третира като „винтче” в държавния механизъм, а в демократичното гражданско общество – като елемент от социално-икономическата система на развитие на неговото личностно начало. Поради това в основата на изследванията на подготвящите се за научна дейност трябва бъде заложено следното: **откриването и следващо усъвършенстване на духовно-нравствените и ценностно смислови измерения на създадените от тях научни и научнопроложни резултати.**

А. ОТНОСНО МОТИВИТЕ ЗА НАУЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ

Въпросът за научните мотиви е изключително важен за всяка човешка дейност. Те разбира се са твърде многообразни по характер и проявление [4]. Трайните личностни нагласи и ориентации са в основата на творческо-изследователската дейност и на съответните постижения. В това отношение е особено значим анализът, който е направил Алберт Айнщайн (1879-1955) в сборник с негови трудове [6]. Този анализ се отнася за фундаменталните науки, но принципните постановки са значими и за професионалната мисия на университетския преподавател. „Храмът на науката- пише Айнщайн-е твърде сложен градеж. Различни са

пребиваващите в него хора и довелите ги тук духовни сили. Някои се занимават с наука от гордото чувство за интелектуално превъзходство; за тях науката се явява онзи подходящ спорт, който трябва да им даде пълнота на живота и удовлетворение на честолюбието. В храма обаче могат да се намерят и други хора: плодовете на своите мисли те пренасят тук в жертва само на утилитарни (частни финансови) цели. Ако изпратения от Бога ангел би дошъл в храма и изгонил от него тези които принадлежат към последните две категории, то храмът би опустял катастрофално. Все пак някой и друг от хората както на миналото, така и на нашето време, би останал в него. Към числото на тези хора принадлежи и нашия Макс Планк, поради което ние го обичаме. Една от най-силните подбуди, водещи към изкуството и науката – това е желанието да се избяга от делничния живот с неговата мъчително жестока и безутешна пустота, да се отърве от затвора на вечно натрапващите се собствени прищевки. Тази причина тласка хората с фини душевни струни от личните преживявания към света на обективното виждане и разбиране” [6].

Разбира се тук трябва да се допълни, че става дума, несъмнено за **„виждане и разбиране”** на обективно-истинните научни знания, с търсенето и придобиването на които Айнщайн свързва ценностната ориентация на световно извени учени от мащаба на Макс Планк. Айнщайн казва следното за Планк: *„Всички неговии формулировки се отнасят до личностната мотивационна нагласа на учения, на неговия стремеж към истина, академизъм и научни постижения, които нямат нищо общо с посочените по-горе случаи на удовлетворяване на гордо честолюбие или пък на постигане на утилитарни (а не рядко в наши дни - комерсиални) цели”* [6].

Така приведените мисли на Айнщайн дават повод да се твърди, че ценностната ориентация на работещите в науката хора не винаги съвпада с тези на самата наука като надличностно социокултурно образувание. Но каквото и да е личностното отношение на всеки отделен учен към про-извеждането на обективно-истинно знание, трябва да се има предвид, че основната заслуга за това се концентрира в три основни фактора: *мотиви на учения, вродени наклонности към съвършенство и среда на научно-образователно развитие* [4]. Това с особена сила се отнася за учени от типа на Платон, Архимед, Питагор, Аристотел, Конфуций, Нютон, Максвел, Г. Хегел, Кант, Менделеев, Декарт, Лаплас, Планк, Бор, Айнщайн, Хайзенберг, Винер, Пригожин, Колмогоров, Аксел Берг, Кейнс, Гълбрайт, Ноам Чомски и други, които са безусловно **отдадени на истината** и без които не е възможно да се построи *„храмът на науката”* в настоящия му вид.

Б. ПРОБЛЕМИ И ЕЛЕМЕНТИ НА АКАДЕМИЗМА В НАУКАТА

Ако действително се приеме, че научното изследване е специфична познавателна дейност, целенасочено ориентирана към създаване на истинно знание, то не може да не се съгласим с Карл Попър (1902-1994), че **„науката започва с проблеми и завършва с проблеми, като се характеризира с растяща способност към издигане на нови проблеми”** [7]. От тук следва необходимостта от разкриване на първо време и в първо приближение на спецификата и общия статус на научния проблем. Научния проблем обикновено се свързва с такъв въпрос, отговорът на който не се съдържа в натрупаните от обществото знания. Нещо повече – за него е необходима **система от въпроси**. За да се получи отго-

вор на централния въпрос, изразяващ пълно и точно проблема е необходимо да се решават и редица спомагателни въпроси. Следователно проблемът не трябва да се свежда или отъждествява със съответния въпрос, защото не всеки въпрос има проблемен (противоречив) характер. От гносеологическа гледна точка е важно да се подчертае, че проблемът е свързан с онова, което не е още познато от човека и което трябва да бъде познато. Следователно проблемът е разновидност на знанието, обект на който е не заобикалящата ни реалност, а състоянието на нашето знание за тази реалност. Ако ние знаем, какво не ни е известно за даден обект (например за болестта спин), то е налице определено проблемно знание, т.е. налице е **знание на незнанието**. Тъкмо това „знание на незнанието“ лежи в основата на издиганите (поставяне) научни проблеми. Обобщено казано, *проблемът показва противоречието между наличното знание и знанието на незнанието*.

Формулирането на проблема има важно значение за постановката на различни научни въпроси. Реално самото човешко мислене представлява търсене на отговори на поставените въпроси (където няма въпроси няма и търсене). Това означава, че постановката на проблема е преди всичко процес на търсене на въпроси, които, сменяйки се един с друг, приближават изследователя към ясната и адекватна **фиксация на неизвестното**.

Разбира се, умението за „грамотно“ (в смисъл на квалифицирано) поставяне на въпроси не възниква изведнъж. Тази способност е изследвана специално от Емануел Кант (1724-1804): *„Умението да се поставят разумни въпроси е вече важен и необходим признак на ума и проницателността“* [8]. А това означава, че успехът на научното изследване зависи твърде много именно от умението да се поставят различни и съдържателни въпроси.

По този повод често се цитира мисълта на В. Хайзенберг (1901-1976): „Често пъти правилно поставения въпрос означава повече, от-колкото наполовина решения проблем“ [9].

Формулирането на научния проблем в духа на академизма се извършва чрез така нареченото **финализиране**, т.е. създаване на определен образ на крайния резултат на изследването. Именно този образ на прогнозируемия краен резултат, основаващ се главно на интуицията на изследователя, колкото и смътен да е в началото, е силно мотивираща подбуда за довеждане докрай на продължителното и уморително научно дирене („увлекателно приключение“, както би казал Луи де Бройл) [3]. **Изходен пункт за построяване на проблема** се явява операцията за неговото раздробяване (разслояване или стратификация). Става въпрос за търсене на допълнителни въпроси (подвъпроси), които в началото рядко могат да формулират всичко съществено и значимо за дадения проблем. Същността на тази научна операция е много точно показана от големия руски учен В. Вернадски (1863-1945): *„Науката търси пътя винаги по един метод. Тя разлага сложната задача на по-прости, после, оставяйки настрана сложните задачи, разрешава по-простите и едва тогава се връща към първоначалната сложна задача“* [10]. За построяването на научния проблем е важно изследователя да умее да се отказва от това, което може само по себе си да е интересно, но пък да затрудни търсенето на отговорите на основния въпрос, заради който се организира изс-

ледването. За тази цел е необходимо да се определят точните граници на областта, която подлежи на научно изследване. Всъщност на тази основа е възможно определянето на „*границите на известното*” и „*границите на неизвестното*” вътре в полето на научния проблем.

Оценката на научния проблем е осъществима чрез няколко критерия. Един от тях е **кондификацията**, т.е. определянето на всички необходими за решаването на изследвания проблем условия. Към тях се отнасят: *определянето на методите на изследване; източниците на информация; състава на научните работници; организационните форми на изследване, необходими за решаването на проблема; формата на фиксация на получаваните резултати; източници на финансиране; научни обсъждания на програмата на изследването; докладване на междинни и крайни резултати; списък на необходимото оборудване; научни партньори и коопериране за работа по проблема.*

Определянето на наличните условия, при които ще се решава даден проблем е удобно да получи названието **научна идентификация**. Ако кондификацията дава списъка на необходимите средства, ориентиран към някакво абстрактно световно научно равнище, то идентификацията се задоволява с реално съществуващите налични средства, които са на разположение на изследователя. Разбира се, кондификацията и идентификацията са тясно свързани с изясняване на **мярата на неопределеност** на научния проблем и възможностите за неговото решаване. Особено важно средство за изясняване на мярата на неопределеност на проблема е **оценката (когнификацията)** на така наречената степен на проблемност. Смисълът на последната се изразява в опита да се разкрие **съотношението на известното към неизвестното**, за което е необходимо максимално използване на възможностите на съществуващите знания. Тъкмо това активизира изследователя да излиза от наличното (текущото, трансцендентното) и се доближава до академизма в науката. **Квалификацията на научния проблем** се състои в определяне на типа и ранга на неговата сложност на основата на изучаването на неговите характеристики, фиксиращи реалните му особености. Тъкмо това изследване на характеристиките на проблема се нарича **вариантификация**, т.е. замяна на по-рано избрани отношения, с нови, отговарящи адекватно на изследването. Към изследването могат да се включат и други методи (даже и специално създадени за конкретния проблем), нови формулировки, нови източници на информация и др. Вариантификацията може да се разглежда като алтернатива срещу всеки вид догматизъм. Поради това формирането на вариативно (разностранно, творческо) мислене и нагласа за търсене на алтернативни подходи за изследване трябва да се счита като особено ценно личностно качество на всеки сериозен учен. Творческото мислене се обуславя преди всичко от духа на самата наука, т.е. от нейното стохастично (непредвидимо) развитие. Като пример за творчество може да се посочи влиянието на едно крупно откритие в дадена област върху други научни и практически сфери (например в края на ХХ век се доказва, че **синергетичните закономерности** са актуални не само за естествознание-то, но и за икономиката, социологията, педагогиката, политиката и др.).

В. ЗА НОВОТО НАУЧНО ЗНАНИЕ, НЕГОВАТА ЦЕННОСТ И НАДЕЖДНОСТ

Проблемът за новото научно знание се явява в своето специфично съдържание сравнително млад за европейската цивилизация [3]. За неговото формиране са били необходими определени исторически, културни и научни предпоставки. Възникването на науката на Новото време, представлява по същество нова културна форма на когнитивна реализация на света, производство на **ново истинно знание** (*надеждна информация за динамичността и стохастичността на света и неговите системи*) което се приема като приоритетна ценност и се поставя в основата на научния реализъм. Разбира се, този феномен се осъзнава по-късно, като през XX век получава корено различен статус, обусловен от смяната на класическата с неокласическа рационалност, а в края на века и от прехода към нов тип рационалност-постнеокласическа [11]. В контекста на постнеокласическата парадигма настъпиха **радикални изменения в идеалите нормите, ценностите на науката и нейните стохастични системи**. Започнаха да преобладават изследванията на сложно организирани, многостепенно развиващи се *техничко-икономически и социални системи* (ТИСС). Ако се използва терминологията и методологията на Иля Пригожен [12] ще се стигне до извода, че ТИСС се изследват не само в реалността на тяхното налично, актуално съществуване, но и в контекста на осъществяването, на потенциалните многовариантни сценарии на развитието им. Сред тези исторически развиващи се системи, особено място заемат природните (екологични) комплекси, в които е включен в качеството на елемент (компонент) и човека. Всъщност това са „*човекосъразмерни комплекси*” каквито са например медико-биологическите обекти, биотехнологиите, крупни екосистеми, биосферата като цяло, системата „човек-машина” (включително компютърните мрежи и „изкуствения интелект”) и др. Научните изследвания в този случай са свързани с използването на сложни кибернетични комплекси, на принципно нови методи на изследване, моделиране и вземане на решения. **Ценността на знанието (научната информация)** ще се определя от *количеството надеждна информация* I_{HH} която преминава (тече) през научната ТИСС в която ние работим, съществуваме и прогнозираме бъдещето на нашата държава и света. Формулата за количеството надеждна информация [13, 14] е (1), където изследваната ТИСС за наука и управление

$$I_{HH} = -\sum_{i=1}^n p_i \cdot \log_2 p_i \cdot \left\{ \exp \left[-\int_{t_1}^{t_2} \omega(t) dt \right] \right\} \quad (1) \quad \sum_{i=1}^n p_i = 1 \quad (2)$$

има n на брой правилни (надеждни) изхода и всеки изход има вероятност за настъпване (реализация) p_i , като е изпълнено условието $0 \leq p_i \leq 1$ в наблюдавания интервал от време $\Delta t = t_2 - t_1$; $\omega(t)$ е интензивността на потока от откази (нарушения) на ТИСС в същия този интервал. В този случай ще е изпълнено нормиращото условие (2), защото в поне един от възможните случаи вероятността p_i трябва да се сбъдне. Разбира се редно е да се даде определение за надеждност на системите и екологичния свят в който ние съществуваме от гледна точка на новото научно знание и „Теоремата за относителността на надеждата за надеждност” [14]. Като такава се дефинира следното: *Надеждността е такава стра-*

на на предметите, явленията, процесите и системите от знания и изследвания, която характеризира степента на ефективност и устойчивост на тяхното функциониране и развитие. Тя има количествен израз в особеността, достигайки определена граница, да преминава в противоположност (нарушение, отказ), с което изменя качествено състоянието на дадена система или процес.

По този начин, надеждността е непосредствено свързана с категориите на битието, например, качество, количество и мяра. Отразявайки качествени и количествени страни на системите и процесите в природата, икономиката и обществото категорията надеждност е в пряка зависимост от мярата (статистическата оценка от измерванията) като определен количествен интервал от стойности на свойствата, в рамките на които е възможно съществуването на съответното качество. По този начин в категорията надеждност се съчетават отразени моменти от качеството, количеството и мярата. Подобно съчетание е жизнено актуално с необходимостта от изследване и познание и представлява „кръв и плът“ от научнотехническият, икономическият и социално-биологичен прогрес на човечеството и знанието. Развитие на съвременното научно познание доведе до значителни изменения в **системата на научните знания**. Те все повече се усложняват, като знанията на различните науки взаимно се пресичат и обогатяват. Все повече се отчита ролята на **личностното (имплицитно) знание** разработено в края на ХХ век от английският философ Майкъл Полани (1891-1976) [15]. Доказа се, че знанието се представя като **дивергиращо образование**, т.е. не просто множество, а постоянно увеличаваща своето многообразие система от информационни знания свързана с личността на учените и творците на културата.

Понятието „**ново научно знание**“, съответно „**нова научна информация**“ не трябва да се разбира догматично и ограничено. Доколкото всяко знание в науката се изгражда върху основата на вече откритото и наличното („старо знание“), дотолкова *критерият за новост не трябва да се абсолютизира*. Защото науката е приемствен процес, при който всяко значимо постижение, откритие, нова парадигма или принципно нова визия за света са свързани със задължително логическо обработване на съществуващия огромен масив от знания и информация. Тъкмо това обстоятелство усложнява извънредно всеки опит за определяне на *границата между съществуващото и новото знание*. **Новото научно знание** се различава съществено от **новата научна информация**. В Шеноновски смисъл информацията (като избор между възможности, измервани в битове) няма пряко отношение към знанието. Даже и тогава, когато тя се разбира в семантичен аспект, т.е. като сведение, смислово съобщение, то и тогава тя, за да се превърне в знание, е необходимо да бъде доведена до равнището на *всеобщо и системно обосноваване* рамките на дадена концепция. Като пример следва да се посочи теорията за „черните дупки“, емпирически мотивирана от косвени данни на наблюдения. Тя е била предсказана още от Пиер дьо Лаплас, творил по времето на Наполеон Бонапарт, но нов смисъл и се предава едва през втората половина на ХХ век, след систематичното извеждане на уравненията за релятивистката астрофизика.

Академичното знание не е винаги свързано с това, което по-рано не е съществувало. То може да възникне в най-различни форми: като реализация на по-

рано издигната хипотеза; доказателство на вече известно, но неаргументирано в системен вид, невключено в съществуващата теоретична система; създаване на нова система на интерпретация на вече известна теория; конституиране на обединителна теория интегрираща съществуващите концепции (например термодинамика и квантовата механика); възникване на нова теория която включва старата в качеството ѝ на определен случай и др.

Формите на развитие на познанието и появата на ново знание като елемент от АКАДЕМИЗМА са свързани с преосмислянето на класическите традиции и на идейния фонд на дадено научно направление. Казано с други думи, новото в знанието се представя като „*идващо от бъдещето*”, но и като „*следствие от миналото*”. Поради това понятието „ново” не трябва да се тълкува в тесен научен смисъл. Известните руски учени Яков Зелдович и Иля Новиков пишат следното: „*Сякаш има някакъв снобизъм в това, да се счита за ново получаването и разбирането на нови уравнения. Новото е също и нови изводи, нови резултати в рамките на вече съществуващи теории*” [16]. Разбира се трябва да се добави, че въвеждането на нов елемент на символизация, изясно използване на известен метод или теория в няколко научни области, създаването на обобщена стратегия за решаване на задачи - *всичко това носи елемент на новост и има творчески характер*.

АКАДЕМИЗЪМ И ПРИНЦИПНО НОВИ РЕЗУЛТАТИ

От посоченото до тук е ясно, че откритията в науката не винаги са свързани с идентификация на обективното начало. Неслучайно някои автори разделят откритията на „**какво-открития**” (обекти, факти, закони, методи и др.) и „**защо-открития**”, т.е. обяснения и описания. При това в научните изследвания преобладават вторите - продуктите на теоретическото усвояване, осмисляне, обосноваване, преценка на съществуващото знание въз основа на рефлексии и анализи. В този смисъл новото академично знание е актуално, защото отговаря на въпроси, поставени в предшестващото развитие на науката. Посоченото обаче не означава, че в науката не възникват **принципно нови резултати**, осъществяващи „*прекъсване на постепеността*” в нейното развитие. Такива са случаите на истинското фундаментално новаторство, което от психологическа гледна точка изглежда винаги неочаквано, парадоксално, странно и даже „безумно”. Това е особен случай на възникване на академично знание, което се определя не толкова от отношението на „старото” и „новото” (които могат да бъдат логически съвместими и несъвместими), колкото от появата на *нова научна парадигма, т.е. ново виждане за света. Тъкмо такава ситуация съгласно Томас Кун е свойствена за така наречения революционен период в развитието на световната наука, култура и изкуството* [17]. *Точно от горното определение на Кун произхожда научната истина, че функциониращото знание не остарява, имайки предвид, разбира се, неговото истинно съдържание. Ако то действително старее и престава да удовлетворява задачите на познанието и практиката, това означава по същество, че то вече не представлява знание, а някакъв субективен компонент - мнение, предположение, заблуждение и други.* Що се отнася до израза „старо знание”, то той няма гносиологически произход, а е социален феномен за фиксиране на отдавна остарял и изгубил стойността си резултат от човешко мислене. Разбира се коректната гносеологическа постановка

налага отделяне на новото знание от много-образните други познавателни резултати. Това изисква да се извърши научно формулиране не просто на „новостта“, защото като ново може да е и заблуждението. Актуалността на науката разбира се е свързана с така наречената „демаркация на знанието (академизма) и незнанието“ [3, 4].

ДИАЛЕКТИКА НА АКАДЕМИЗМА (ЗНАНИЕТО) И НЕЗНАНИЕТО

Изследването на този въпрос е твърде сложно, но в рамките на тази статия следва да се каже следното. Незнанието не може да се сведе до някакъв гносеологически вакуум, до отсъствие на каквото и да е знание от-носно изследвания обект. Отсъствието на знание е само една от формите на незнанието. Най-разпространената форма на незнание е заблуждението (икономическо, социално, политическо и др.). Най-лошото е разбира се сам човек да се прави на „заблуден и да не желае да се идентифицира“ в сложната социално-политическа обстановка в която ние съществуваме в началото на XXI век. Целта разбира се е оцеляване-макар и в мизерия и унижения. Поради това сме длъжни да перифразираме Парменид: „*Незнанието е неизразимо в думите и непредставимо в мислите*“. Безспорно постановката на въпроса за „незнанието в науката“ формира нов обект за изследване в нейното поле, осмислянето на което е от голямо значение за установяване на факта за недостатъчността на наличното знание, т.е. на необходимостта от диалектичното взаимодействие със знанието. Нека да си припомним афоризма: „*Трябва много да знаем, за да знаем колко малко знаем!*“ Точно на границата между знанието и незнанието, в зоната на осъзнатото незнание, се разполага все по-богатото множество от научни проблеми. В този смисъл незнанието е предтеча на появата на новото знание. Навярно има основание да се твърди, че усещането на човека за незнание е много по-силно, вълнуващо и мотивиращо, отколкото усещането само за притежаване на знание. Тук не става въпрос за незнание, което е несъмнено безкрайно и необхватно, а за предметено незнание, т.е. за осъзната и отделена от човека област на незнанието въз основа на личния опит и резерв от налични знания. Това се потвърждава и от думите на руския учен Борис Матюнин: „*Предметеното незнание е по-силен двигател в процеса на познанието, отколкото знанието, т.е. незнанието е локомотивът, а знанието – съставът от вагони*“ [18]. И така, от гносеологическа гледна точка движението на познанието към нови резултати е действително многолико, т.е. съществуват множество форми, свързани с прехода от незнание към знание и обратно [19, 20]. Новото знание възниква не само чрез усвояване на нови обекти на действителността, но и чрез откриване на нови истини с реорганизация, преобразуване и осмисляне на съществуващите масиви от знания. Без да се подценява необходимостта от нови оригинални научни изследвания, в механизмите на научното познание все по-важно място заема вътрешната „реконструкция“ на наличните знания, принципи, теории и др.

ОБОБЩАВАЙКИ ИЗЛОЖЕНОТО СЛЕДВАТ ЗАКЛЮЧЕНИЯТА:

1. Надеждността и ценността на знанията в процеса на научното изследване определя ролята на академизма в науката. Научното изследване е сложна и отговорна дейност, за която са необходими задълбочена теоретико-методологи-

ческа и методическа подготовка, трайни интереси, творчески дарования и преди всичко готовност за упорит, всеотдаен и безкористен труд.

2. Ако действително „науката започва с проблеми” (както твърди Карл Попър) то тъкмо този е изходният пункт на всяка форма на научно-изследователска работа. При това самия проблем трябва да се разглежда като своеобразна „пулсация” на променящото се негово съдържание в резултат на взаимодействието между знанието и незнанието.

3. Развитието на съвременната наука, съгласно принципите на академизма, ще е процес и на саморазвитие. Разбира се този процес се ускорява и от съвременната компютъризация на научното познание, което води до колкото неочаквани, толкова и фундаментални резултати.

4. Решаващ фактор за академизма във всяка изследователска дейност е рационалният избор на научния проблем. Като такъв не може да се приеме първия възникнал въпрос или пък система от въпроси. Пътят до избора на научния проблем трябва да бъде самостоятелно извървян, лично изстрадан от изследователя (докторанта) и разбира се творчески осъзнат.

5. В гносиологически план проблемът за новото знание се свързва главно с демаркацията на знанието и незнанието, с изучаването на диалектиката на прехода от незнание към знание и обратно. При това става въпрос за предметно незнание, т.е. осъзнатата и отделената от незнанието част, в полето на която се търси и „ражда” новото знание.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. *Хокинг, Ст.* Теорията на всичко. „Прометей”, 2003
- [2]. *Попчев, Ив.* Турболентност, решения и афоризми. Сп. на БАН. София, 2010, бр. 6, с. 85-89
- [3]. *Куков, В.* Научният проблем и новото знание. ВСУ „Черноризец Храбър”, Научен алманах 2001, с. 7-24
- [4]. *Лалов, Б.* Екстраполационна теория на обучението. София, 2003
- [5]. *Ясперс, К.* Из „Идеята за университета”. Измерения на университетската идея. София, 1995
- [6]. *Айнциайн, А.* Собр. научных трудов. Т. 4, М., 1967
- [7]. *Поппер, К.* Логика и рост научного знания. М., „Прогрес”, 1983
- [8]. *Кант, Е.* Сочинения. Т. 3, Москва, 1963
- [9]. *Гейзенберг, В.* Физика и философия. Москва, 1963
- [10]. *Вернадски В.* Избр. Соч. Т. 5, Москва, 1960
- [11]. *Бернал, Дж.* Стратегия изследования. „Прогрес”, М., 1966.
- [12] *Prigozhin, I., I. Stengers.* Orderliness in Chaos. Publ. „Science”, Moscow, 1986
- [13] *Petrov, N.* Probability, Independence, Information Society, „Astra”, Poland, Lodz University, 2010
- [14] *Петров, Н.* Надеждността като основен техникоикономически проблем при кибернетизация на обществото. Дисертация за присъждане на научна степен д.и.н. ВСУ „Черноризец Храбър”, Варна, 2015, с. 1-400
- [15] *Полани, М.* Личностно знание. „Наука”, М., 1985
- [16] *Зельдович, Я., И. Новиков.* Проблеми релятивисткой космологии. Философские проблемы космологии XX века. М., 1976
- [17] *Кун, Т.* Структура научных революции. „Прогрес”, М., 1976
- [18] *Матюнин, Б.* Философско-педагогически проблеми на незнанието и нравствеността. „Философска мисъл”, С., 1991, № 4.
- [19] *Хегел, Г.* Феноменология на духа. С., 1969.
- [20] *Petrov, N.* Probability, Trakia University, Monograph, 2009

Автор: Николай Петров, проф. дтн, академик БАНИ, катедра "Механика, машиностроене и топлотехника", Инженерно-Педагогически Факултет-Сливен, Технически Университет-София, E-mail address: nikipetrov_1953@abv.bg

Постъпила на: 11.10.2015 г. **Рецензент:** проф. дпн Б. Лалов, академик БАНИ

УПРАВЛЕНИЕ НА ОБЕКТИ С ПРОМЕНЛИВИ ПАРАМЕТРИ И НЕУСТОЙЧИВА ДИНАМИКА (част I)

Весела Карлова-Сергиева

Резюме: В работата се разглежда управлението на неустойчив обект от втори ред с променливи параметри чрез КТОВ регулатор и регулатор с вътрешен модел. Робастното управление е свързано със синтез на алгоритъм за управление, който ще поддържа качество на системата, въпреки промяната в параметрите на обекта за управление. КТОВ е методология за синтез на робастно управление, базирана на честотната област, която удовлетворява количествени спецификации. При прилагане на управление с вътрешен модел към неустойчиви обекти, системите са вътрешно неустойчиви. Предложените методи редуцират влиянието на приложено на входа на обекта с неустойчива динамика смущение.

Ключови думи: КТОВ, Обект с неустойчива динамика, Управление с вътрешен модел

DESIGN OF CONTROLLERS FOR UNSTABLE UNCERTAIN PLANTS (Part I)

Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: In this paper, the problem of stabilizing an unstable second order uncertain plant using QFT controller and IMC controller is considered. The robust control problem is to find a control law which maintains system response and error signals within prescribed tolerances despite the effects of uncertainty on the system. QFT is a methodology to design robust controllers based on frequency domain. This technique allows designing robust controllers which fulfil some quantitative specifications. When the process is unstable, IMC systems are internally unstable. The proposed methods can reduce influence by in an input side disturbance of an unstable plant.

Keywords: QFT, Internal Model Control, Unstable Plant

1. ВЪВЕДЕНИЕ

От гледна точка на свойствата, които характеризират обектите за автоматизация се различават три типа: обекти със самоустановяване, обекти без самоустановяване и обекти с неустойчива динамика. Повечето обекти за автоматизация в практиката се описват с моделиращи предавателни функции, в които няма полюси и нули в дясната полуравнина. Но не са изключение и обекти с неустой-

чива динамика, в чийто предавателни функции присъстват полюси и нули в дясната полуравнина. Тези обекти са трудни за управление, тъй като полюсите с положителна реална част правят получаването на устойчива затворена система трудно, [3,4]. Примери в индустрията за обекти или процеси с неустойчива динамика са реактори за полимеризация, биореактори, резервоари с непрекъснато разбъркване, екзотермични химични реактори с обратно смесване, реактори с периодично действие и др. Също така не малко академични изследвания са направени и за синтез на управление за типични представители на обекти с неустойчива динамика – обърнатото махало и обекти с магнитна левитация.

Една от възможните цели при проектирането на регулатор за обекти с неустойчива динамика, наред със задължителното удовлетворяване на критерия за качество, е самото му проектиране да не изисква твърде много усилия, което от своя страна е свързано с постигането на оптимални финансови разходи, необходими за автоматизирането на даден индустриален процес.

Представената работа е разделена на две неразделно свързани части, като настоящата част е първата с посоченото название. Във втората част на работата е направен синтез на управляващ алгоритъм, анализ на робастните свойства и описание на използваните литературни източници.

2. ЦЕЛ

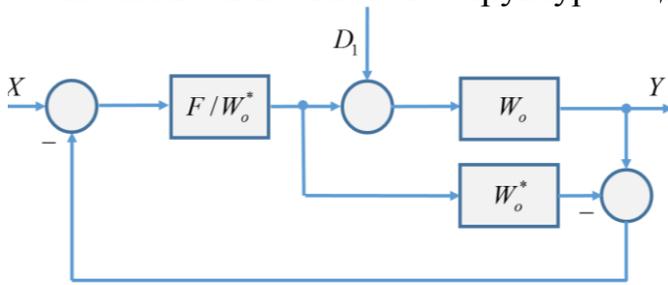
Целта на настоящата работа е да се сравнят две стратегии за управление на обект с неустойчива динамика, от клас 1 с променливи параметри и действащо на входа на обекта смущение. Управлението с вътрешен модел на обекта е често използван метод в индустрията, тъй като не изисква сложна реализация и може да се използва за усъвършенстване на най-широко използваните алгоритми – класическите ПИД. Методологията КТОВ (количествена теория на обратната връзка) в резултат проектира алгоритъм, който също позволява не сложна реализация, пести време на проектанта и гарантира заложеното, дори запас на качество на изхода на автоматизираната система.

3. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ НА ОБЕКТА

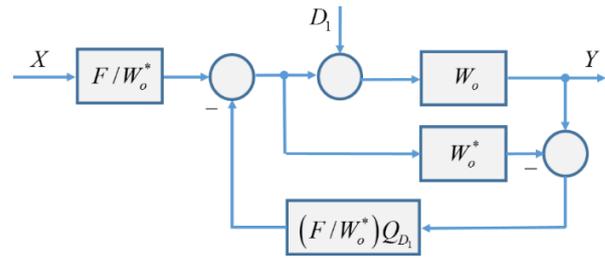
Системите с вътрешен модел на обекта са метод за проектиране и подобряване на различните типове управление. Способността на ПИ и ПИД регулаторите да удовлетворяват изискванията за качество в системите за управление са довели до широката им употреба. Но в някои случаи те са неспособни да се справят с неточностите в моделирането. В такива случаи, чрез използването на вътрешен модел на обекта, се постига управление, което удовлетворява изискванията за качество в затворения контур, като се справя с тези неточности.

Проектирането на регулатор с вътрешен модел е относително ясен процес. Регулаторът с вътрешен модел се проектира като инверсен модел на номиналния обект, последователно свързан с нискочестотен филтър, който обикновено избягва полученото ясно изразено чисто диференциране. На фиг.1 е представена

класическата структурна схема на система за управление с вътрешен модел на обекта и тя е известна като структура с една степен на свобода.



Фиг.1.



Фиг.2.

В структурната схема от фиг.1 X е заданието към системата, Y - изходна величина, D_1 - входно (сигнално) за обекта смущение, W_o - модел на обекта с променливи параметри, W_o^* - номинален модел на обекта, F/W_o^* - регулатор с вътрешен модел, F е филтър с предавателна функция $F = (\lambda s + 1)^{-k}$, k - ред на модела, λ настройваем параметър.

Съществуват различни модификации, извършени чрез еквивалентни структурни преобразувания на структурата на системата за управление с вътрешен модел, предложена на фиг.1, [2]. На фиг.2 е показана структурна схема на система за управление с вътрешен модел с две степени на свобода.

Блокът в обратната връзка $(F/W_o^*)Q_{D_1}$ е регулатор, който е проектиран да потиска смущенията, в случая това което действа на входа на обекта D_1 . При самото му проектиране се използва връзката между изхода на системата Y и смущението D_1 , а именно (1)

$$Y = (1 - W_o^*(F/W_o^*)Q_{D_1})W_o D_1, \quad (1)$$

където $Q_{D_1} = a_i s^i (\lambda s + 1)^{-n}$, $i = 1 \div n$, n - брой полюси, които трябва да бъдат съкратени от нулите в $1 - W_o^*(F/W_o^*)Q_{D_1}$.

Блокът F/W_o^* в тази структура представлява префилтър, който моделира желан профил на характеристиката на изхода на системата. Проектира се като регулатор в система с една степен на свобода.

Съображенията при избора на F се свеждат до формирането на управляващо въздействие, което ще осигури желано динамично поведение. Въпреки това не са препоръчителни прекалено малки стойности за настройваемия параметър λ , защото това може да доведе до насищане на управляващия сигнал, а това от своя страна да доведе до бавна реакция на системата.

За изходната величина Y и управляващия сигнал при идеален модел W_o^* на обекта за управление се получават уравнения (2) и (3)

$$Y = W_o^*(F/W_o^*)X + (1 - W_o^*(F/W_o^*)Q_{D_1})D_1W_o \quad (2)$$

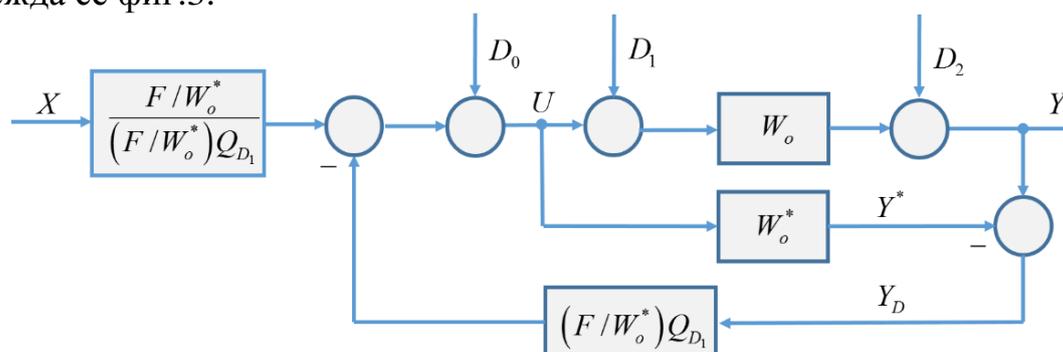
$$U = (F/W_o^*)X - (F/W_o^*)Q_{D_1}D_1. \quad (3)$$

3.1. ВЪТРЕШНА УСТОЙЧИВОСТ

Устойчивостта на затворените системи за управление е базово изискване, което дава необходимото и достатъчно условие, за да се характеризира нейното динамично поведение, в аспект на качество на управление. Възникването на малки смущения в една устойчива система, породени от промяна на някои от нейните входове и/или промяна в началните ѝ условия ще доведе до малки изменения в сигнала на изходната величина. При една неустойчива система всяка малка промяна във входните сигнали и/или началните ѝ условия ще доведе до нарастване без ограничение на изходния сигнал, което ще доведе до нежелани ефекти в реакцията на системата.

При обекти с неустойчива динамика, затворените системи за управление с една или с две степени на свобода, фиг.1 и фиг.2, са вътрешно неустойчиви. Това означава, че по отношение на изходния сигнал системата е устойчива, но по отношение на друг вътрешен сигнал, системата е вътрешно неустойчива. Т.е. някоя от предавателните функции, изразена като отношение на вътрешните сигнали, съдържа полюси с положителна реална част.

Разглежда се фиг.3.



Фиг.3.

В сила са следните уравнения (4), (5), (6) и (7) необходими за извършване на анализ на вътрешната устойчивост.

$$Y = W_o (F/W_o^*) X + (1 - W_o (F/W_o^*) Q_{D1}) D_2 + W_o D_0 + (1 - W_o (F/W_o^*) Q_{D1} W_o) D_1, \quad (4)$$

$$Y^* = W_o (F/W_o^*) X + W_o (F/W_o^*) Q_{D1} D_2 + W_o D_0 + W_o^2 (F/W_o^*) Q_{D1} D_1, \quad (5)$$

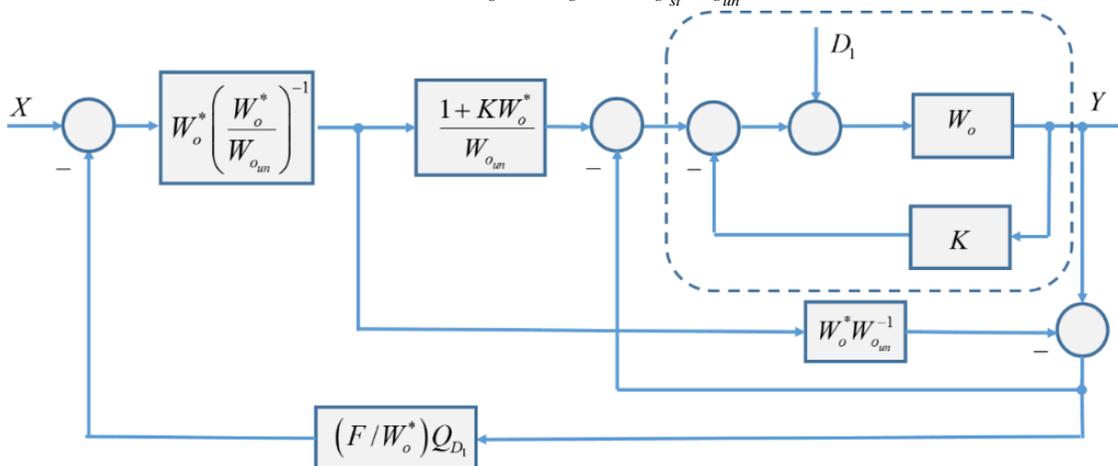
$$U = (F/W_o^*) X + (F/W_o^*) Q_{D1} D_2 + D_0 + W_o (F/W_o^*) Q_{D1} D_1 \quad (6)$$

$$Y_D = D_2 + W_o D_1 \quad (7)$$

Необходимото и достатъчно условие системата да притежава вътрешна устойчивост е предавателните функции, описващи моделите на обекта W_o , на смущението D_1 , на регулатора (филтър при еквивалентните преобразувания) F/W_o^* и на регулатора за смущението $(F/W_o^*)Q_{D1}$, да не съдържат полюси и нули с положителна реална част. В противен случай управление с вътрешен модел, което използва една или две степени на свобода е неприложимо, тъй като се извършва съкращаване на нули и полюси с положителна реална част. Привидната устойчивост по отношение на изходния сигнал в реални работни условия ще доведе

до безкрайното нарастване на този сигнал, до насищания, липса на адекватен управляващ сигнал, а оттам при сработване на защиты и до изключване на системата.

На фиг.4 е показана още една модификация на класическата структура от фиг.1. Схемата [2] е базирана на структурата от фиг.2 и представя метод, чрез който се осигурява стабилизиране на неустойчивата динамика чрез регулатор K . За предавателната функция на обекта се записва израз, в който се обособява устойчива и неустойчива компонента: $W_o = W_o^* = W_{o_{st}} W_{o_{un}}$.

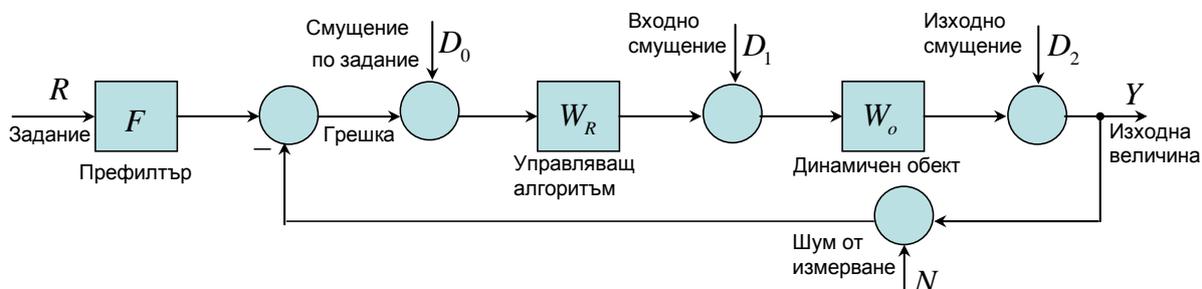


Фиг.4.

Направената модификация позволява управление на обекти с неустойчива динамика. Поради тази причина се извършва сравнение на предложеното в [2] управление с КТОВ алгоритъм, съответно в т.4 и т.5. Изследванията от [2] са развити с извършен инженерен и робастен анализ.

4. СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ, БАЗИРАНИ НА КТОВ

Управлението на обекти с неустойчива динамика не трябва да е само задача на академичната теория, необходимо е тази теория да бъде приведена към инженерната практика, за да могат да се решават по-лесно сложни реални проблеми. Точно тук е мястото на методологията КТОВ. Количествената теория на обратната дава връзката между възможните предавателни функции, описващи многовходовата система за управление, фиг.5.



Фиг.5.

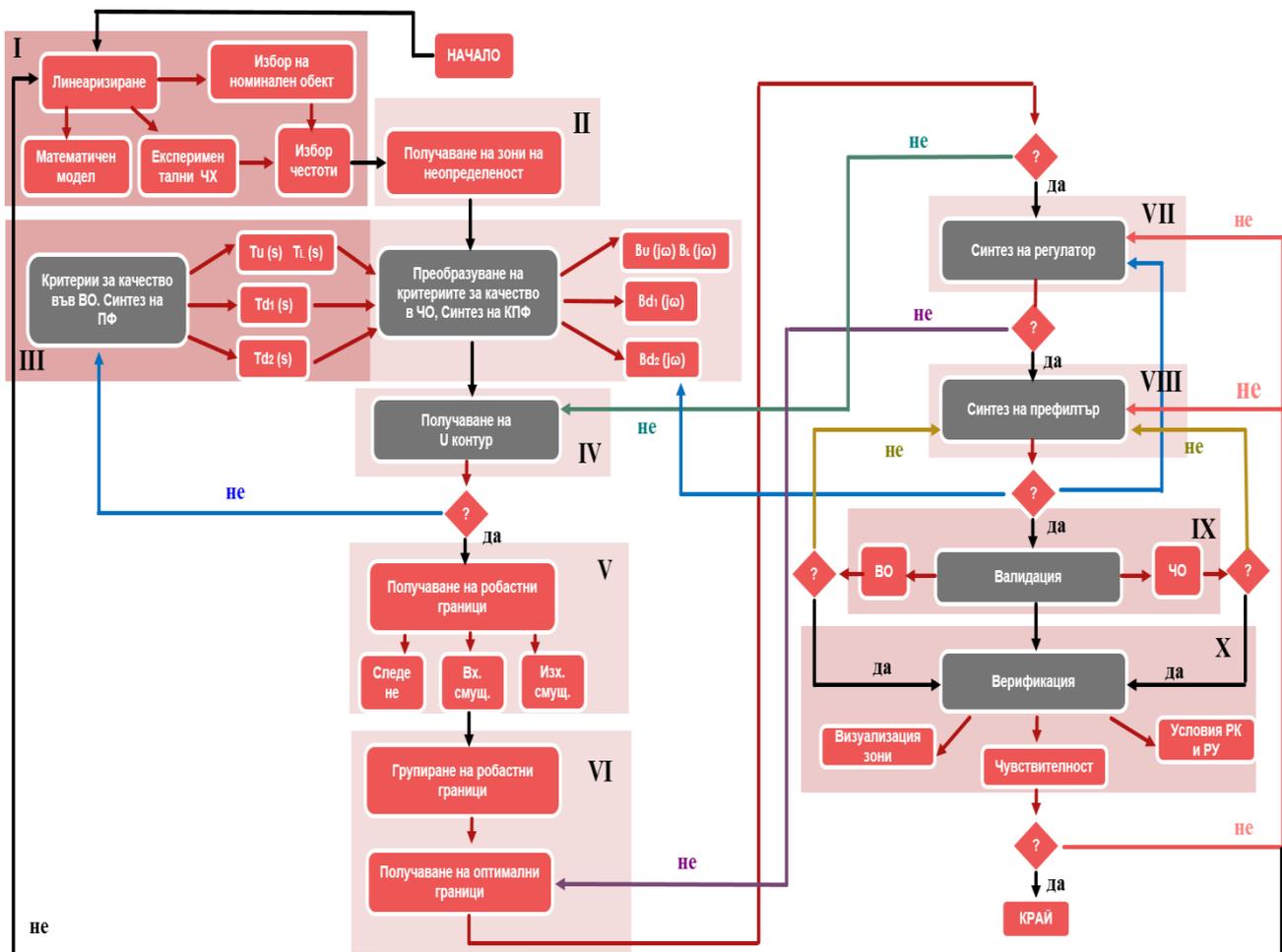
Системата визуализирана на фиг.5 може да бъде описана с (8), (9) и (10)

$$Y = \frac{1}{1 + W_R W_o H} D_2 + \frac{W_o}{1 + W_R W_o H} D_1 + \frac{W_R W_o}{1 + W_R W_o H} (D_0 + FR) - \frac{W_R W_o H}{1 + W_R W_o H} N \quad (8)$$

$$U = \frac{W_R}{1 + W_R W_o H} (D_0 + FR) - \frac{W_R H}{1 + W_R W_o H} (N + D_2 + W_o D_1) \quad (9)$$

$$E = \frac{H}{1 + W_R W_o H} D_2 + \frac{W_o H}{1 + W_R W_o H} D_1 + \frac{W_R W_o H}{1 + W_R W_o H} D_0 + \frac{1}{1 + W_R W_o H} FR - \frac{H}{1 + W_R W_o H} N. \quad (10)$$

КТОВ, използвайки предавателни функции, получени като отношения на изходния сигнал или разгласуването, към произволен вход на системата, указва кой вход колко силно да влияе върху изходната величина или върху динамичната грешка в системата. Самите предавателни функции могат да се разглеждат и като функции на чувствителност и чрез техния синтез да се постигне желана нечувствителност към външно смущение и/или репараметризиране в модела на обекта в реални условия, [1,5]. КТОВ обхваща цялостен синтез на система за управление. Обикновено изисква последователното изпълнение на десет етапа, като във всеки един от тях се прави паралелел между времевата в честотната област, като това дава възможност за бърза пренастройка. Алгоритъмът, по който се прилага методологията на КТОВ е визуализиран на фиг.6. [5]



Фиг.6.

По нататък процедурата по синтез от фиг.6 ще бъде приложена върху тестов обект (11), [2], за да се синтезира КТОВ управляващ алгоритъм за сравнителния анализ в т.5.

$$W_o(s) = \frac{k}{s(s-a)}, \text{ където } k \in [k^-, k^+] \text{ и } a \in [a^-, a^+] \quad (11)$$

Етап I.

Началните условия, съобразно фиг.6 са модела на обекта (11) и модела на действащото на входа на обекта за управление смущение (12).

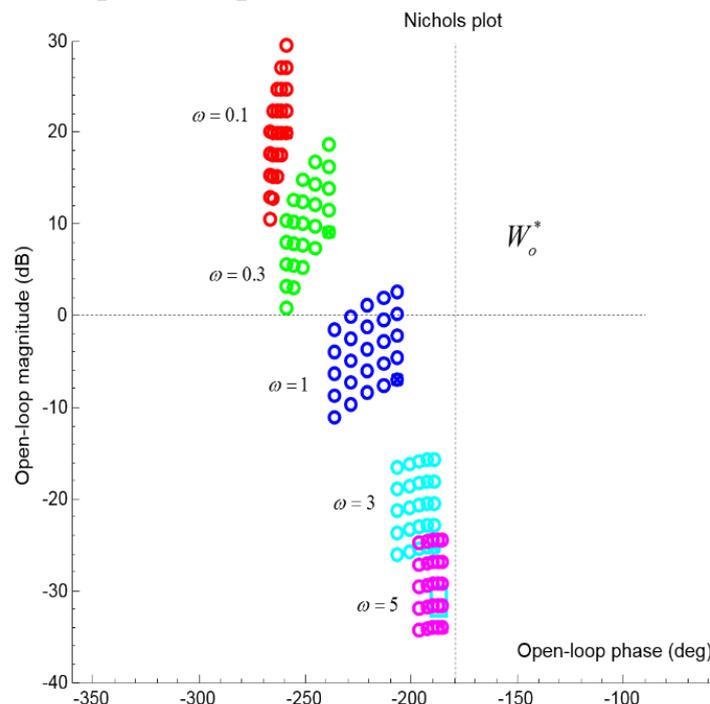
$$D_1(s) = -\frac{1}{s} e^{-50s} \quad (12)$$

Интервалната неопределеност в параметрите на модела има стойности $k \in [0.5, 1]$ и $a \in [0.5, 1]$. Номиналният модел е $W_o^*(s) = \frac{1}{s(s-1)}$. Изборът на вектор от съществени честоти ω , се прави около сръзващата честота на номиналния модел на обекта $\omega = 0.786 \text{ rad/s}$ и има вида $\omega \in [0.1, 0.3, 1, 3, 5]$.

Стъпалното смущение (12) приложено на входа на обекта с неустойчива динамика (11) при класически закон за управление, не може да бъде отработено. Дори при предварителна стабилизация на динамиката на обекта, в установен режим съществува установена грешка.

Етап II.

В равнината на Николс са построени участъци от семейство честотни характеристики, получени при промяната в параметрите на обекта, за всяка една честота от вектора на съществени честоти. Участъците, формиращи зони на неопределеност са визуализирани на фиг.7.



Фиг.7.

От фиг.7 се вижда, че обекта на управление притежава неустойчива динамика, тъй като семейството честотни характеристики обхващат точката на устойчивост $(-180^\circ, 0 \text{ dB})$ в равнината на Николс.

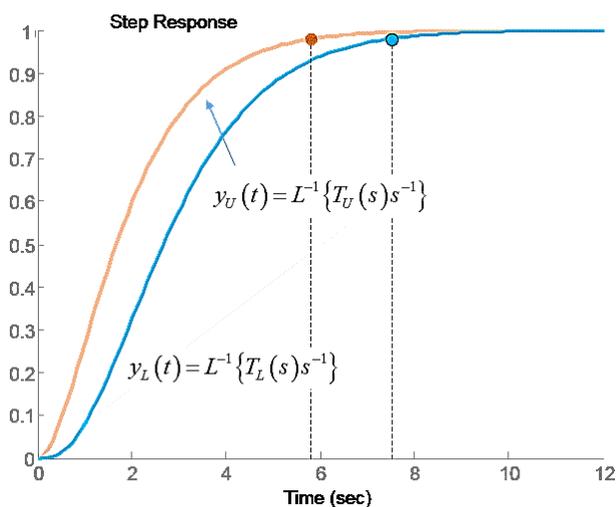
Етап III.

Този етап е свързан със задаване на критерии за качество. Математическата формулировка на критерия за качество е свързана със синтез на желани предавателни функции $T_U(s)$ и $T_L(s)$ на затворени системи. По този начин се формира зона на качество във времевата област, определена от горна и долна граница, която представлява реакцията на моделите $T_U(s)$ и $T_L(s)$ при единично стъпаловидно въздействие, съответно $y_U(t)$ и $y_L(t)$. Критерият за качество към системата с КТОВ управляващ алгоритъм е апериодичен преходен процес, $\sigma = 0$, с бързодействие около 6-8 sec.

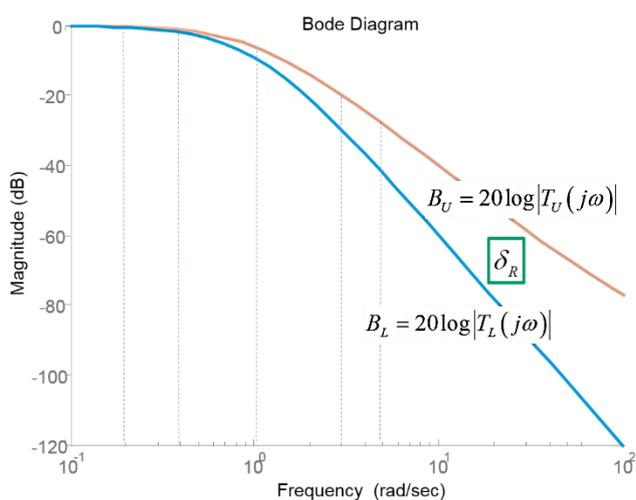
Проектирани са предавателните функции (13), като реалните кратни полюси със стойност -1, осигуряват апериодичен характер на преходния процес и бързодействие на реакцията $y_U(t)$ около 6 sec и на $y_L(t)$ около 8 sec, фиг.8. В предавателната функция $T_U(s)$ е добавена нула, за да се гарантира в честотната област, постоянното нарастване на стойността на параметъра δ_R , където $\delta_R(\omega_i) = B_U(\omega_i) - B_L(\omega_i)$, за вектора от съществени честоти ω , $i = \overline{1,5}$, където $B_U = 20\log|T_U(j\omega)|$, $B_L = 20\log|T_L(j\omega)|$, фиг.9.

$$T_U(s) = \frac{0.01s + 1}{(s + 1)^2} \text{ и } T_L(s) = \frac{1}{(s + 1)^3} \quad (13)$$

На фиг.9 са показани модулите на желаните комплексни предавателни функции $T_U(s)$ и $T_L(s)$, съответно B_U и B_L . С пунктир са отбелязани честотите от вектора ω .



Фиг.8.



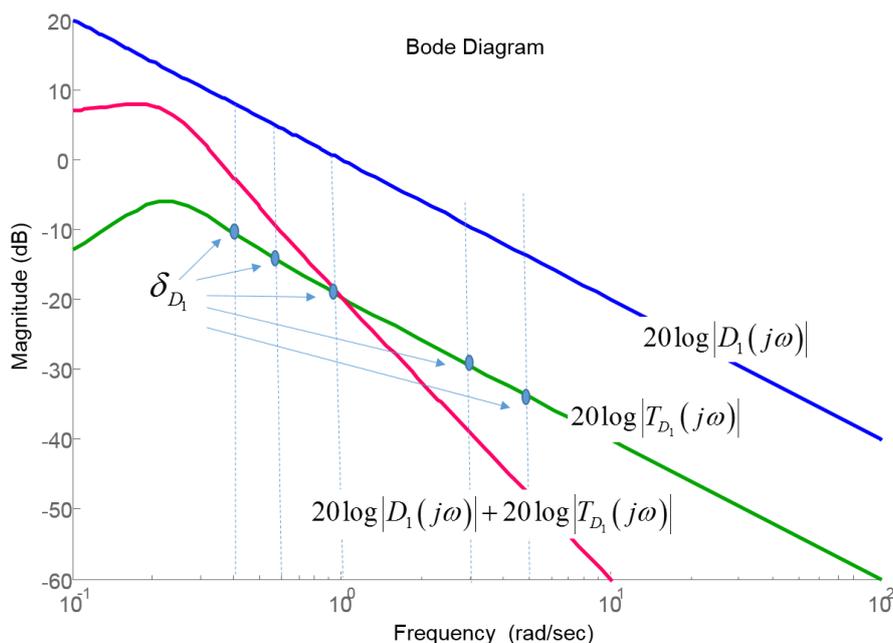
Фиг.9.

КТОВ дава възможност за проектиране на желана комплексна предавателна функция, която да ограничи действието на смущението (12), върху реакцията на системата, без необходимост от добавяне на компенсатор.

Предложената предавателна функция (14) се разглежда като тегловна такава и редуцира влиянието на приложеното смущение.

$$T_{D_1}(s) = \frac{Y(s)}{D_1(s)} = \frac{10s}{100s^2 + 20s + 5} e^{-50s} \quad (14)$$

Колемателното звено като компонент от (14) притежава резонансна честота $\omega = 0.236r/s$ и модул $20\log|T_{D_1}(j0.236)| = -6dB$. По този начин се получава редуциране влиянието на смущението (12) за ниски честоти, там където е необходимо добро следене на входния сигнал, фиг.10.



Фиг.10.

Резултантната характеристика $20\log|D_1(j\omega)| + 20\log|T_{D_1}(j\omega)|$ е показана на фиг.10 и представлява сума от двата модула на смущението (12) и на предавателната функция (14).

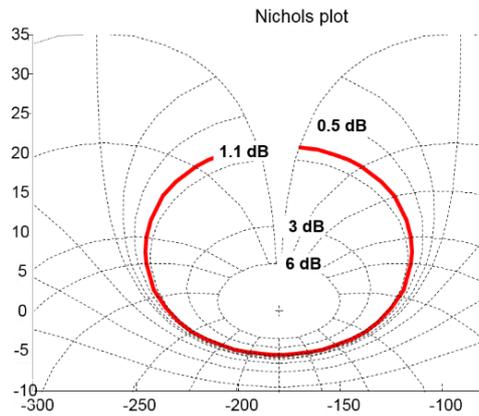
В термините на времевата област това води до рязко намаляване на амплитудата на смущението (12) и достигане на установена стойност на преходния процес на изходната величина.

Етап IV.

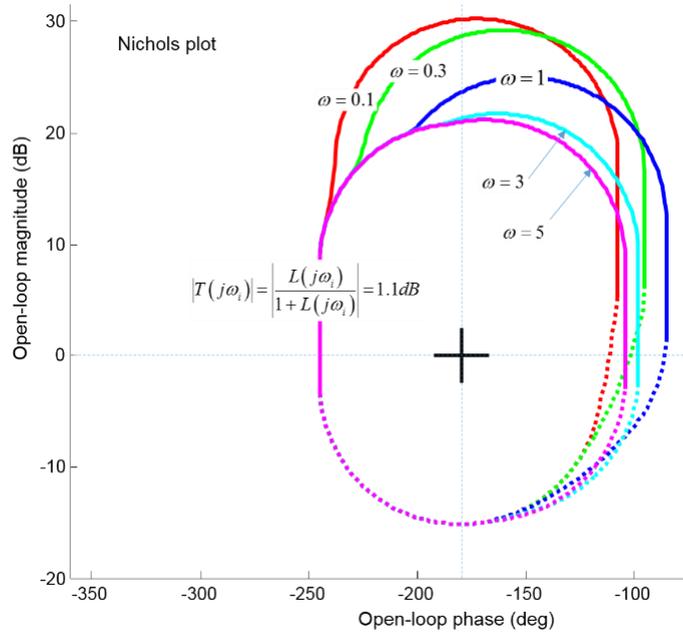
Следващата стъпка изисква формирането на забранителна зона, наречена U-контур в равнината на Николс, която не трябва да бъде нарушавана от набора честотни характеристики на бъдещата отворена система. От гледна точка на времевата област това означава, че ще се гарантира аperiодичен преходен процес.

Определянето на U-контурата е свързано с изомодулните криви на затворената система и представлява овал със стойност на изомодулната крива 1.1 dB и височина, която зависи от промяната в параметрите на обекта.

На фиг.11.а е показан неговия вид. На фиг.11.б е изчислен за вектора от съществени честоти ω .



Фиг.11.а.



Фиг.11.б.

Етап V.

На база на проектираните в началото на синтеза желани предавателни функции на затворената система по следене $T_U(s)$ и $T_L(s)$ и по смущение $T_{D_1}(s)$ се построяват робастни граници по следене $B_R(j\omega_i)$ и по смущение $B_{D_1}(j\omega_i)$, [1]. Използват се зоните с неопределеност (фиг.7) и разликата в модулите на затворените системи δ_R за вектора от съществени честоти ω , както и стойностите на модула $20\log|T_{D_1}(j\omega_i)|$ от желаната амплитудно-честотна характеристика, получена на база (14), отново за вектора от съществени честоти ω .

Във втора част от настоящата разработка се съдържат етапи от VI до X, необходими за проектиране на КТОВ управляващ алгоритъм, сравнителен анализ, заключение и литература.

Автор: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, доц. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: vaks@tu-sofia.bg

Постъпила на 02.10.2015

Рецензент доц. д-р Нина Николова

УПРАВЛЕНИЕ НА ОБЕКТИ С ПРОМЕНЛИВИ ПАРАМЕТРИ И НЕУСТОЙЧИВА ДИНАМИКА (част II)

Весела Карлова-Сергиева

Резюме: В работата се разглежда управлението на неустойчив обект от втори ред с променливи параметри чрез КТОВ регулатор и регулатор с вътрешен модел. Робастното управление е свързано със синтез на закон за управление, който ще поддържа качество на системата, въпреки промяната в параметрите на обекта за управление. КТОВ е методология за синтез на робастно управление, базирана на честотната област, която удовлетворява количествени спецификации. При прилагане на управление с вътрешен модел към неустойчиви обекти, системите са вътрешно неустойчиви. Предложените методи редуцират влиянието на приложено на входа на обекта с неустойчива динамика смущение.

Ключови думи: КТОВ, Обект с неустойчива динамика, Управление с вътрешен модел.

DESIGN OF CONTROLLERS FOR UNSTABLE UNCERTAIN PLANTS (Part II)

Vessela Karlova-Sergieva

Abstract: In this paper, the problem of stabilizing an unstable second order uncertain plant using QFT controller and IMC controller is considered. The robust control problem is to find a control law which maintains system response and error signals within prescribed tolerances despite the effects of uncertainty on the system. QFT is a methodology to design robust controllers based on frequency domain. This technique allows designing robust controllers which fulfil some quantitative specifications. When the process is unstable, IMC systems are internally unstable. The proposed methods can reduce influence by in an input side disturbance of an unstable plant.

Keywords: QFT, Internal Model Control, Unstable Plant

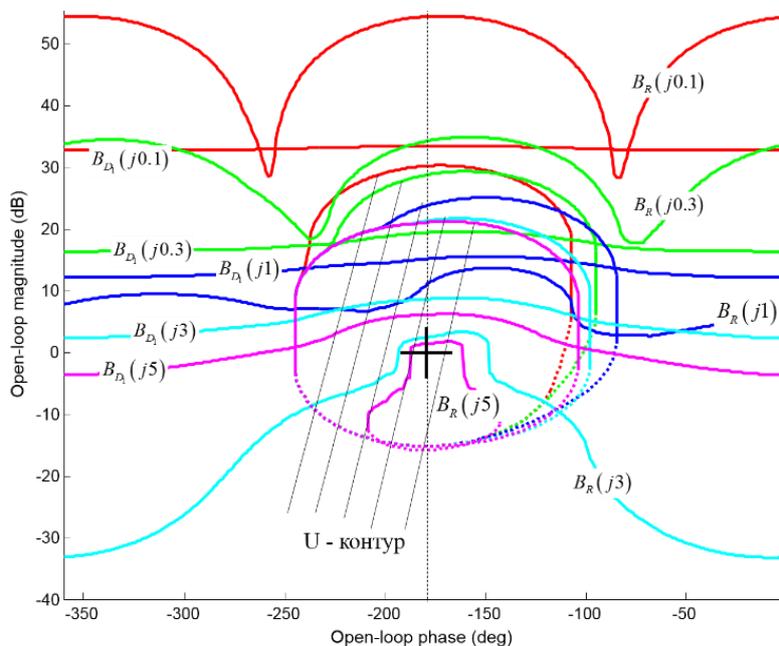
Настоящата разработка е втората част от представената работа с посоченото название. В първата част се съдържат общите и за двете части параграфи от 1. до 4., а именно:

1. Въведение.
2. Цел.
3. Системи за управление с вътрешен модел на обекта.
3.1 Вътрешна устойчивост.
4. Системи за управление, базирани на КТОВ.

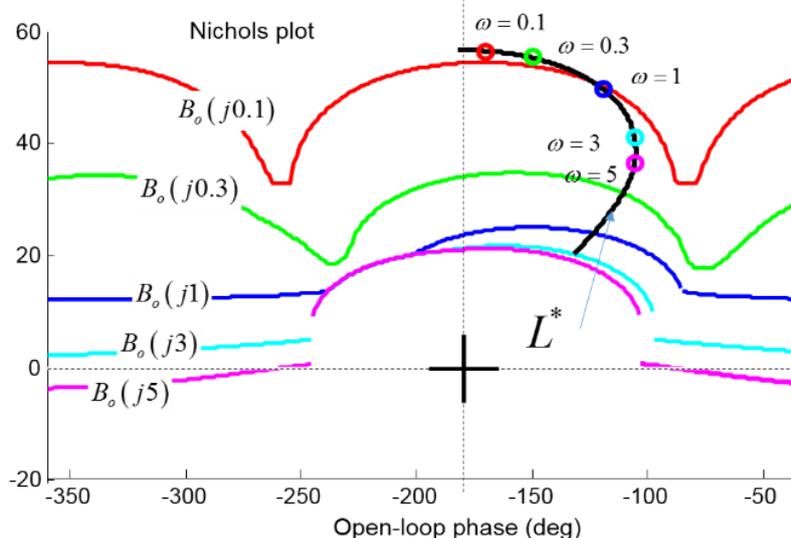
В настоящата втора част се включват: продължение на т.4 етапи от VI до X, сравнителен анализ между управление с вътрешен модел и КТОВ управление, заключението и литературата.

Етап VI.

Етапът включва групиране на получените робастни граници. На фиг.12 са показани робастните граници по следене $B_R(j\omega_i)$ и по смущение $B_{D_1}(j\omega_i)$, както и U-контура.



Фиг.12.



Фиг.13.

За получаване на оптималните граници $B_o(j\omega_i)$ се използва стратегия, която сравнява всяка една робастна граница и U-контур и избира онази част от границите, която е разположена най-отгоре и представлява най-лошия случай, [1]. На фиг.13 са визуализирани оптималните граници. Те са разположени в равнината на отворената система и указват областта, в която трябва да е разположена характеристиката на новата отворена система, така че да се гарантира критерия за качество.

Етап VII.

Най-важният етап е проектирането на регулатор. Синтезът му се извършва на база номинален модел на обекта $W_o^*(j\omega)$ и оптимални граници $B_o(j\omega_i)$. По този начин се избягва високия ред на регулатора, а коефициентът на усилване е в разумни граници, т.е. формираното управляващо въздействие допустимо разширява честотната лента на системата без да води до насищания и излишен разход на енергия. Проектирането на регулатор КТОВ регулатор с предавателна функция $W_R(j\omega)$ се свежда до избор на параметри, които трябва да моделират честотната характеристика на номиналната отворена система

$$L^*(j\omega) = W_R(j\omega)W_o^*(j\omega),$$

така че за вектора от съществени честоти тя да е разположена над или върху съответната оптимална граница.

На фиг.13 са визуализирани $B_o(j\omega_i)$ и $L^*(j\omega)$, а предавателната функция на регулатора е (15).

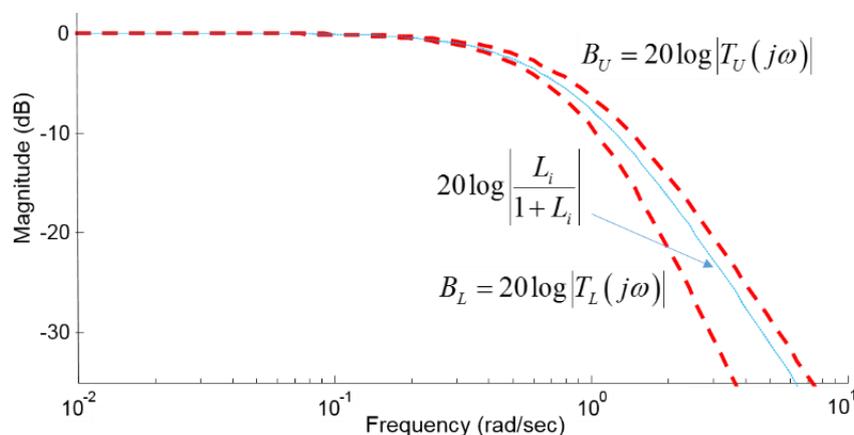
$$W_R(j\omega) = \frac{672s + 0.902}{0.034s + 1} \quad (15)$$

Етап VIII.

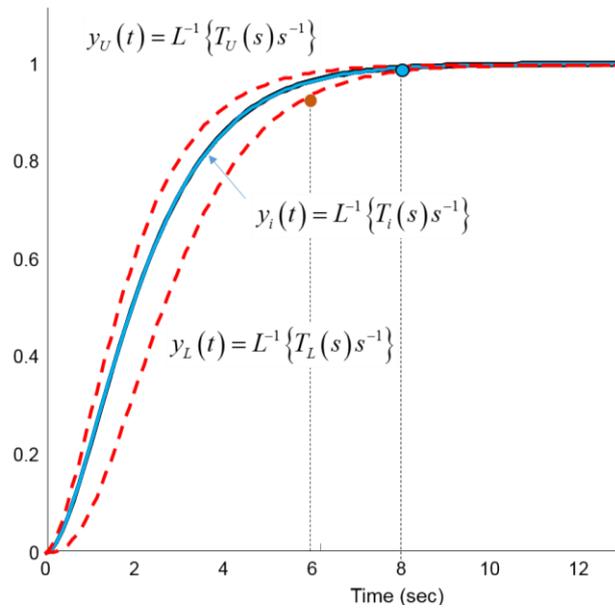
Префилтърът $F(s)$, фиг.5, осигурява втората степен на свобода в управление на системата с неустойчивия обект. Неговото действие се изразява в забавяне динамиката на новополучената система, докато нейните характеристики попаднат в желаната зона на качество ограничена от характеристиките на $T_U(s)$ и $T_L(s)$. Предавателната му функция има израза (16).

$$F(s) = \frac{1}{1.336s^2 + 2.314s + 1} \quad (16)$$

На фиг.14.а са показани амплитудно-честотните характеристики на затворените системи, които попадат в границите B_U и B_L . На фиг.14.б е показано и потвърждението във времевата област.



Фиг.14.а.

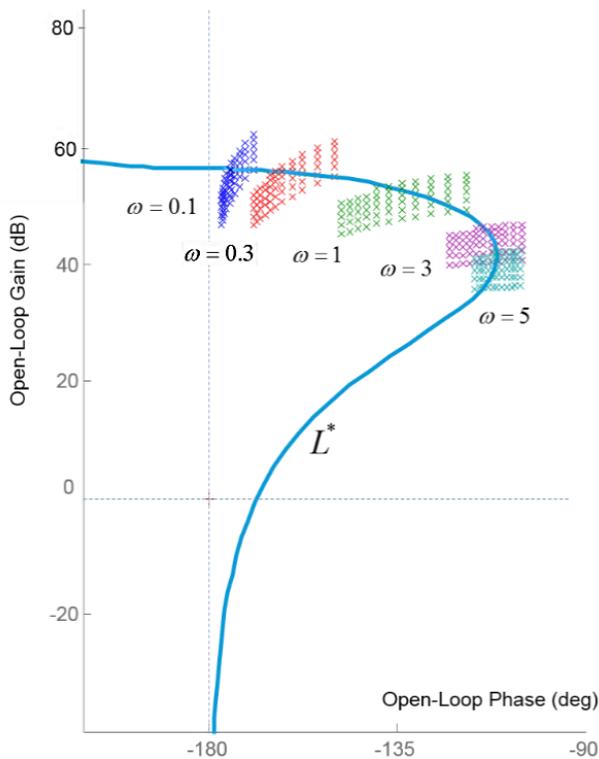


Фиг.14.б.

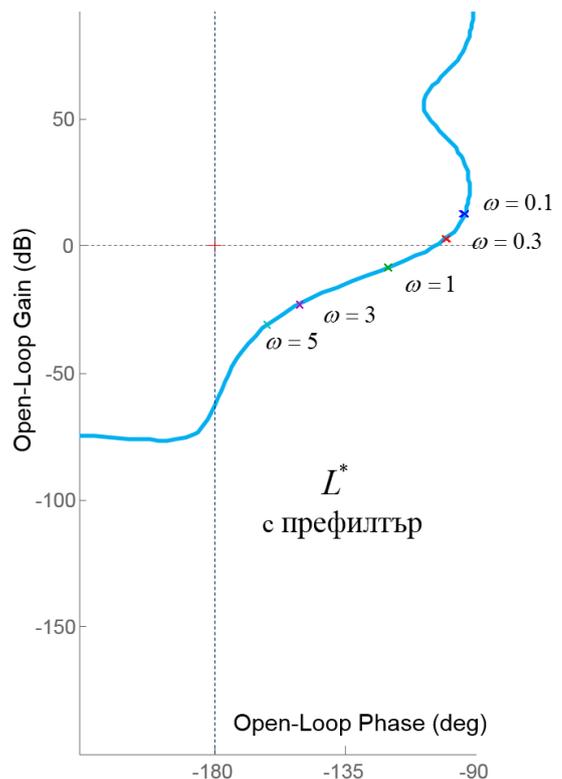
Етапи IX и X обхващат различни инструменти (визуализация на зони на неопределеност с префилтър, проверка на условия за робастна устойчивост и качество) за потвърждение на постигнатите резултати.

На фиг.15 са визуализирани зоните с неопределеност, които са изместени вдясно в равнината на Николс при въвеждането на регулатор $W_R(j\omega)$ в системата.

Постигната е устойчивост в затворената система, но това не повлиява на промяната в параметрите на обекта. При въвеждането на префилтър, фиг.16, зоните с неопределеност практически стават незабележими и това води до постигане на нечувствителност към априорната промяна в параметрите на обекта за управление.



Фиг.15.



Фиг.16.

5. СРАВНИТЕЛЕН АНАЛИЗ МЕЖДУ УПРАВЛЕНИЕ С ВЪТРЕШЕН МОДЕЛ И КТОВ УПРАВЛЕНИЕ

5.1. РОБАСТНОСТ

Понятието робастност в смисъла на времевата област означава, че при промяна на условията на работа на системата предизвикана от външни и/или вътрешни, предварително известни, фактори изходната величина ще остане нечувствителна спрямо тази промяна.

Изследването на робастност има математична формулировка, в която са включени като основни компоненти функцията на чувствителност S и на допълнителна чувствителност T . При реализация на регулатор с вътрешен модел, условията за робастна устойчивост и робастно качество са (17).

$$|W_M \cdot T| \leq 1 \quad \text{и} \quad |R \cdot S| + |W_M \cdot T| \leq 1 \quad (17)$$

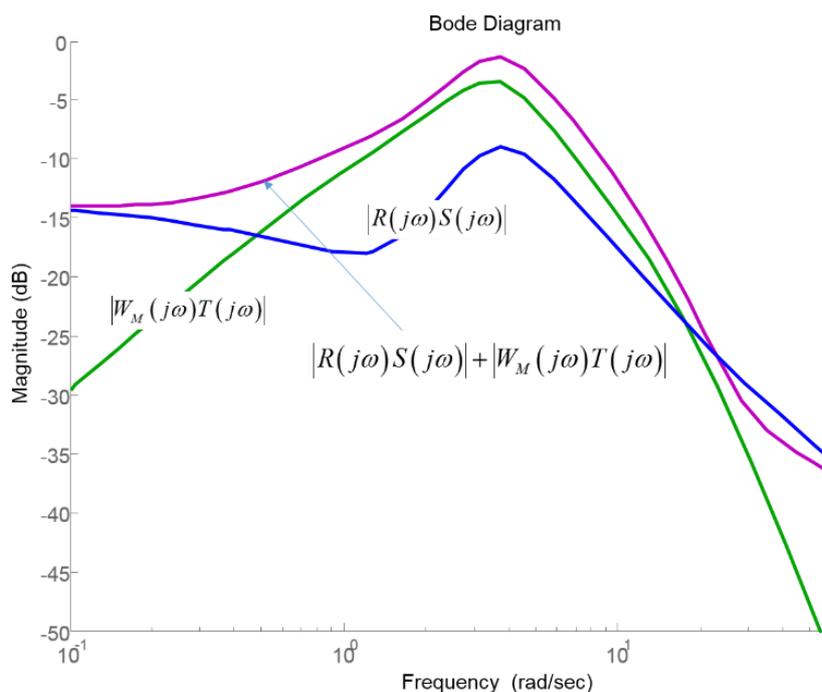
При КТОВ изразите за робастна устойчивост и робастно качество имат вида (18),

$$|W_M \cdot T| \leq 1 \quad \text{и} \quad |F \cdot S| + |W_M \cdot T| \leq 1 \quad (18)$$

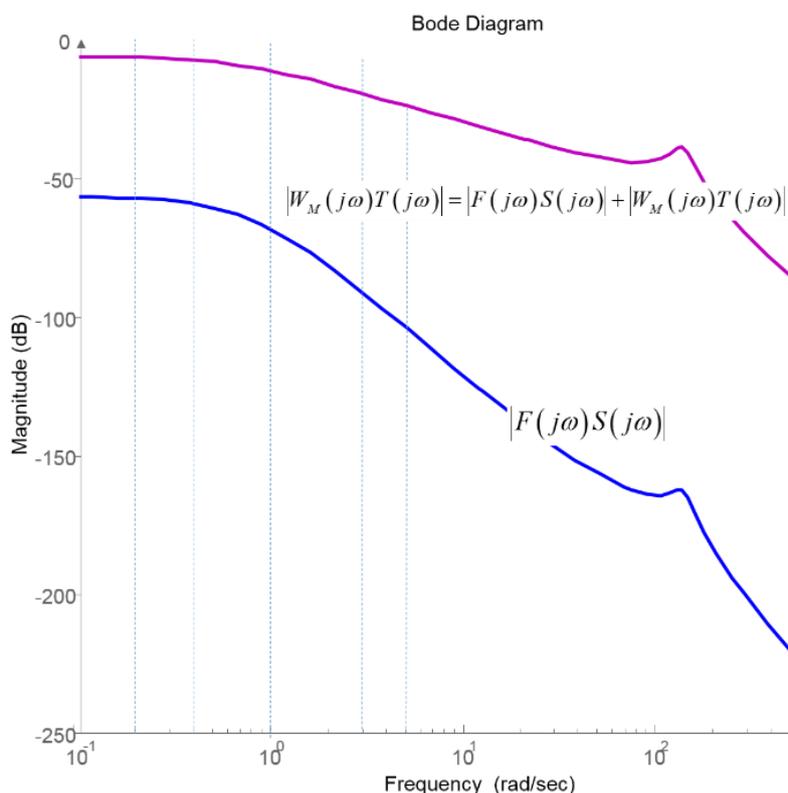
където F е префилтър, W_M - мултипликативна неопределеност, $W_M = \frac{W_o - W_o^*}{W_o^*}$,

R - задание.

На фиг.17.а са визуализирани условията за робастно качество и робастна устойчивост при системата с вътрешен модел на обекта с неустойчива динамика (11). На фиг.17.б са визуализирани условията за робастно качество и робастна устойчивост при системата с КТОВ управление на неустойчивия обект (11).



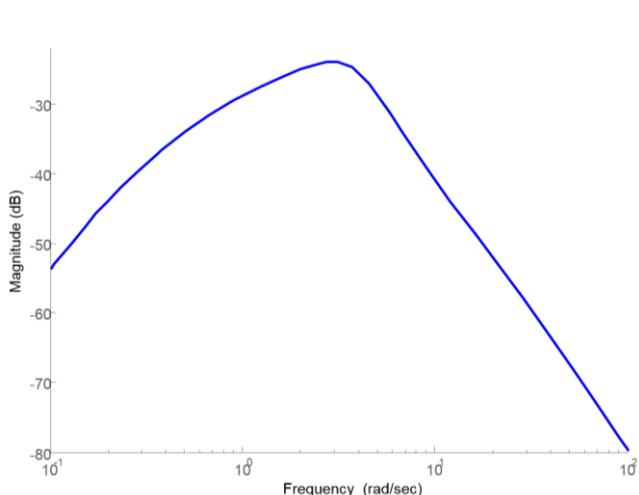
Фиг.17.а.



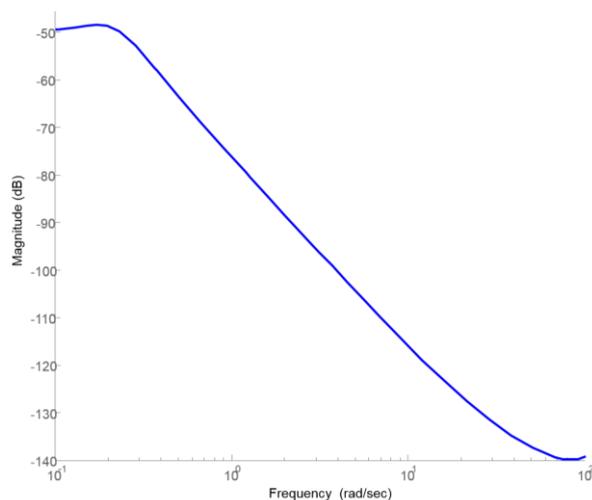
Фиг.17.б.

Графиките (фиг.17.а, фиг.17.б) показват, че и двете системи притежават робастни свойства. При управлението с КТОВ регулатор има съвпадение на условията за робастна устойчивост и робастно качество за показания честотен диапазон от вектора от съществени честоти.

На фиг.18.а и фиг.18.б са показани реакциите на системите при входно на обекта смущение в честотната област.



Фиг.18.а.



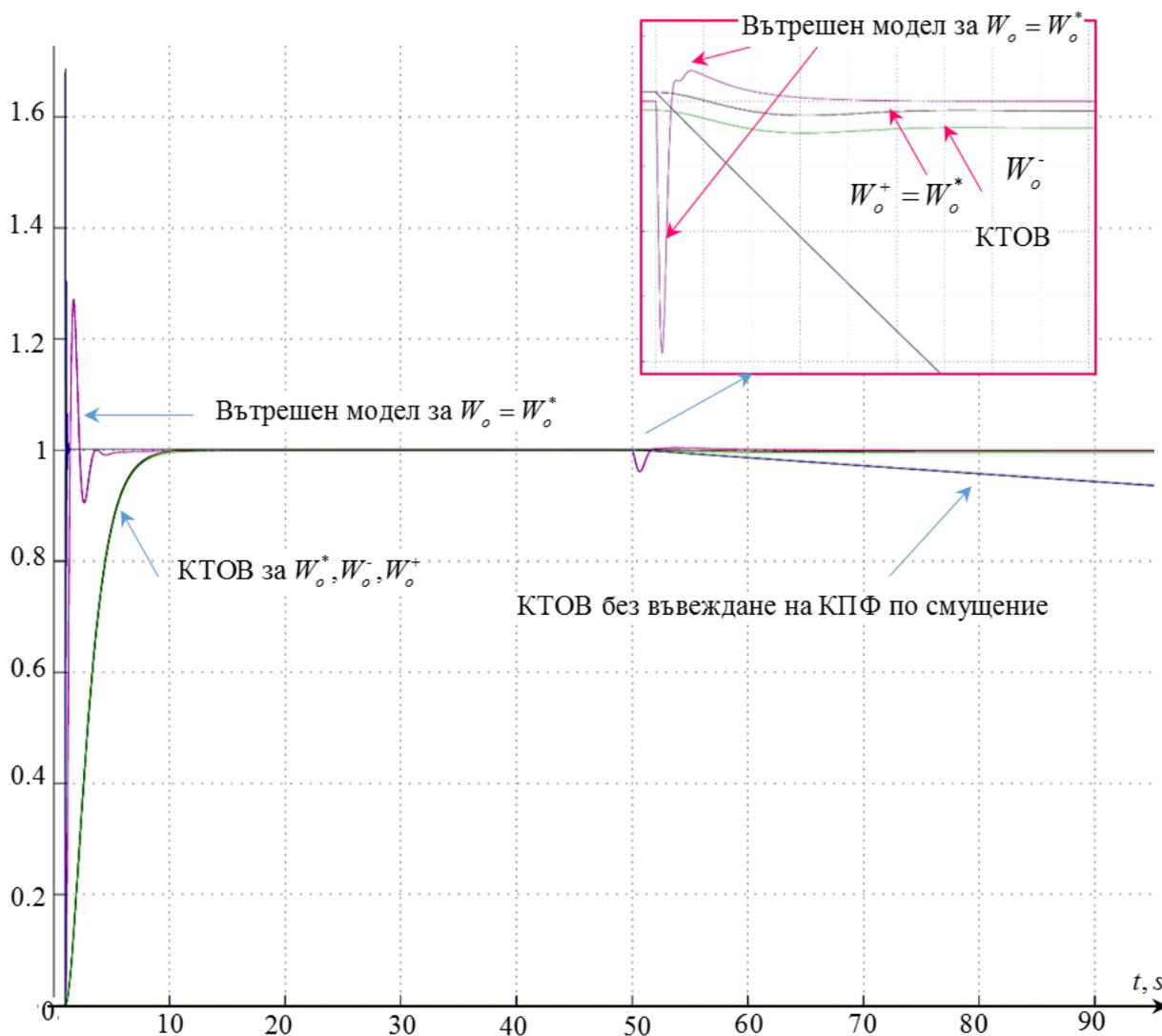
Фиг.18.б.

Очевидно е, че реакцията по смущение е под 0 dB , което означава, че системата отработва приложеното смущение и в двата случая. Интерес представлява поведението на двете системи във времевата област, фиг.19.

Преходните процеси са снети паралелно при: • управление с вътрешен модел, фиг.4, за номинален модел на обекта (11); • при КТОВ управление, фиг.5, за граничните стойности на интервала на промяна на модела на обекта и номиналния модел на обект, като $D_0 = D_2 = N = 0$ и • КТОВ управление, фиг.6, без комплексна предавателна функция, която да ограничи действието на външното смущение (12).

От проведения сравнителен анализ може да се заключи, че при управление с КТОВ алгоритъм се постигат по-добри робастни свойства на системата, изразени в голяма редукция на функцията на чувствителност, фиг.17.б и по-добро отработване на приложеното външно смущение (12), фиг.18.б, което практически не влияе на изходната величина.

Полученият аperiодичен характер на преходния процес в сравнение с управлението с вътрешен модел е гарантиран за целия обхват на изменение на параметрите в модела на обекта, докато обратното не е вярно, [2].



Фиг.19.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Едно от основните предимства на управлението с вътрешен модел е способността директно да специфицира функциите на чувствителност чрез връзката с качеството на затворената система, което се определя от включването на филтър в инверсията на обекта. При управление на обекти с неустойчива динамика се налагат модификации на метода, поради получаването на вътрешна неустойчивост.

КТОВ управлението гарантира качество на системата при удовлетворяване на количествени спецификации в произволен честотен диапазон, като полученото управление осигурява допустим управляващ сигнал. Приложението на методологията КТОВ за управление на неустойчиви обекти не води до вътрешна неустойчивост и може да се прилага директно.

Загубата на точност на следене на заданието, породена от спецификата на разглеждания обект и приложеното му на входа смущение се елиминира и от двата метода, като КТОВ управлението демонстрира по-добро отработване на смущението.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. M. Garcia-Sanz, C. Houppis, *Wind Energy Systems, Control Engineering Design*, CRC Press, 2012
- [2]. H. Shibasaki, J. Endo, Y. Hikichi, R. Tanaka, K. Kawaguchi, and Y. Ishida, *A Modified Internal Model Control for an Unstable Plant with an Integrator in Continuous-Time System*, International Journal of Information and Electronics Engineering, Vol. 3, No. 4, July 2013.
- [3]. R. Kaouther, L. Ksouri, *Stabilizing Sets of PI/PID Controllers for Unstable Second Order Delay System*, International Journal of Automation and Computing 11(2), 210-222, April 2014
- [4]. A. Sakulin, D. Puangdownreong, *Control Synthesis for Unstable Systems via Current Search*, Recent Researches in Artificial Intelligence and Database Management
- [5]. В. Карлова-Сергиева, *Проектиране на системи за управление с гарантирано качество*, монография, Радикс, 2013

Автор: Весела Ангелова Карлова-Сергиева, доц. д-р, катедра „Автоматизация на непрекъснатите производства”, Факултет Автоматика, Технически Университет - София, E-mail address: vaks@tu-sofia.bg

Постъпила на 02.10.2015

Рецензент доц. д-р Нина Николова

УПРАВЛЕНИЕ НА ВЕНТИЛАТОРНИ КОНВЕКТОРИ С МИНИМИЗИРАНЕ НА ШУМА

Дочо Цанков

Резюме: *Работата е посветена на създаването на алгоритъм за управление на вентилаторни кондиционери, минимизиращ нивото на фоновия им шум в затворени помещения. Представено е сравнение между класическото решение на управление със стъпален релеен регулатор на температурата в зоната и новото управление, фокусирано върху минимизирането на генерирания шум. Извършено е експериментално изследване на нивата на шума при прилагане на двата метода за управление.*

Ключови думи: *Matlab/Simulink, вентилаторни конвектори, фонов шум, звуково налягане*

CONTROL FAN COILS WITH MINIMIZATION OF BACKGROUND SOUND

Docho Tsankov

Abstract: *The work is dedicated to creating an algorithm for managing fan conditioners and minimizing their level of background noise. It is presented a comparison between classic relay temperature control and novel type of management, which is focused on minimizing of generated noise. An experimental study of noise levels in the implementation of the two control methods is made.*

Keywords: *Matlab / Simulink, fan coil units, background noise, noise power*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Основната цел на системите за сградна автоматизация е да поддържат нивото на комфорт на обитателите си високо. Шумът е един ключов елемент от факторите, определящи зоновия комфорт. Източниците на шумово замърсяване в една обитаема зона са най-разнообразни, като се започне от тези на специфичното оборудване в зоната и се стигне до самите обитатели [1]. Физиологичната дефиниция за шума го определя като “всеки нежелан звук, който не само уврежда здравето, но също смущава отдиha, нарушава съня и пречи на трудовата дейност на човека”. Нормите на звуково замърсяване на работното място са регламентирани със стандарти и са обект на трудовата медицина. Производственият шум, като фактор на работната среда, въздейства както на слуховия анализатор (специфично, пряко действие), така и на целия организъм (неспецифично, непряко действие).

Методите за управление на шума са свързани от една страна с похвати, които се явяват чисто организационни за дейността в дадена зона, а от друга са такива, чрез които на базата на анализ на параметрите на шума се прилагат активни или пасивни ограничения на работещите в зоната инженерни системи. В офис сградите като източници на нежелан звук с най-висок дял се явяват агрегатите от системата за отопление вентилация и климатизация (ОВК). Ако се говори за локална зона в дадена сграда от този тип, това ще е устройството, осигуряващо климатизация в дадената зона. Една от най-разпространените реализации на ОВК системи е системата от тип вода-въздух, базирана на локални вентилаторни конвектори. Цел на настоящия труд е създаването на управление на тези конвектори, което намалява интензитета на генерирания от тях шум.

2. ПАРАМЕТРИ НА ВЪЗДЕЙСТВИЕ НА ШУМА

Всеки звук или шум предизвиква промяна на атмосферното налягане, а предизвиканата реакция върху обитателите зависи от два основни параметъра: ниво и честота. Човешкото ухо регистрира звуци в диапазона от 20 до 20 000 Hz, като тази честотна лента варира в зависимост от различни фактори: възраст, пол и др.

Нивото на шума се оценява на базата на два параметъра, които се измерват с логаритмична скала в децибели [dB] и в акустиката са известни като звуково налягане и звукова мощност.

Звуковото налягане отчита силата на звука като логаритмична зависимост (1) на относителното изменение на налягането, причинено от звуковата вълна към минималния праг на чуваемост, съответстващ на $20 \cdot 10^{-6}$ [Pa].

$$L_p = 20 \lg \left(\frac{p}{20 \cdot 10^{-6}} \right) \quad (1)$$

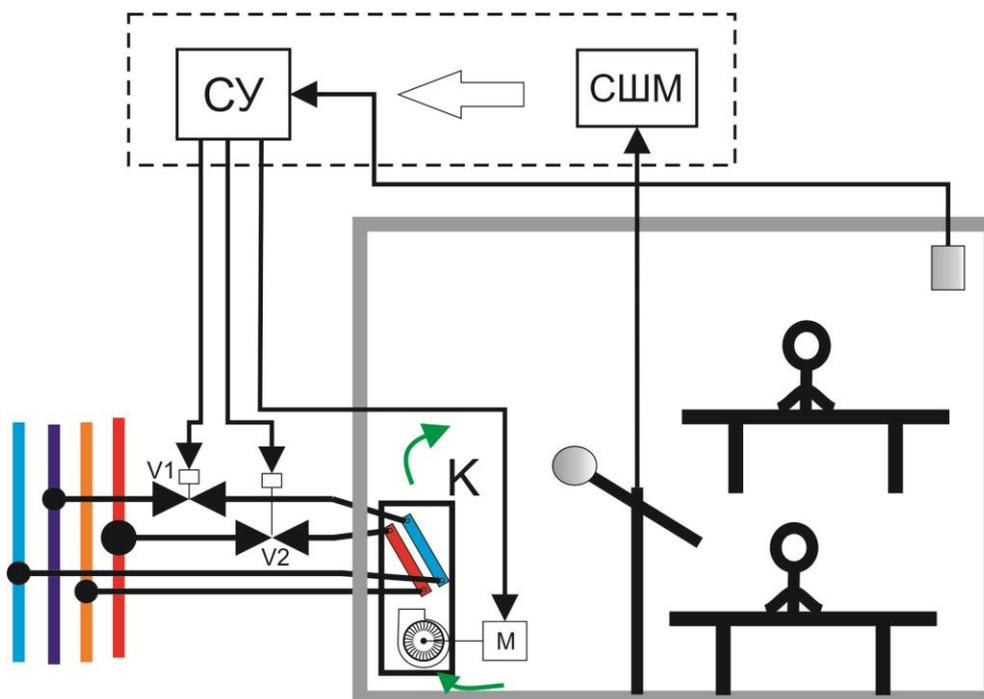
Звуковата мощност отчита вложената звукова енергия в помещението и се определя от равенството (2).

$$L_w = 10 \lg \left(\frac{W}{10^{-12}} \right) \quad (2)$$

Параметърът звукова мощност не определя дали вложената енергия може да бъде чута.

2. ОПИСАНИЕ НА ОПИТНАТА ПОСТАНОВКА

За реализирането на поставените цели е необходима специализирана опитна постановка с възможности за поддържане на желана температура в зоната при прилагане на различни управляващи стратегии и средство за измерване на нивото на шума. Такава опитна постановка е показана на функционална схема фиг.1.



Фиг.1.

Тя включва следните компоненти: локална зона със съответните ѝ акустични свойства, вентилаторен конвектор К с: тристепенно регулиране на вентилатора М и регулиращи вентили V1, система за управление и система за шумов мониторинг.

Посочената схема дава възможност за изследване на поведението на системата при различни стратегии за управление на вентилаторния конвектор като едновременно с това отчита генерирания от него шум.

3. СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ВЛИЯНИЕТО НА МЕТОДА ЗА УПРАВЛЕНИЕ ВЪРХУ ГЕНЕРИРАНИЯ ШУМ В СРЕДА *Matlab Simulink*

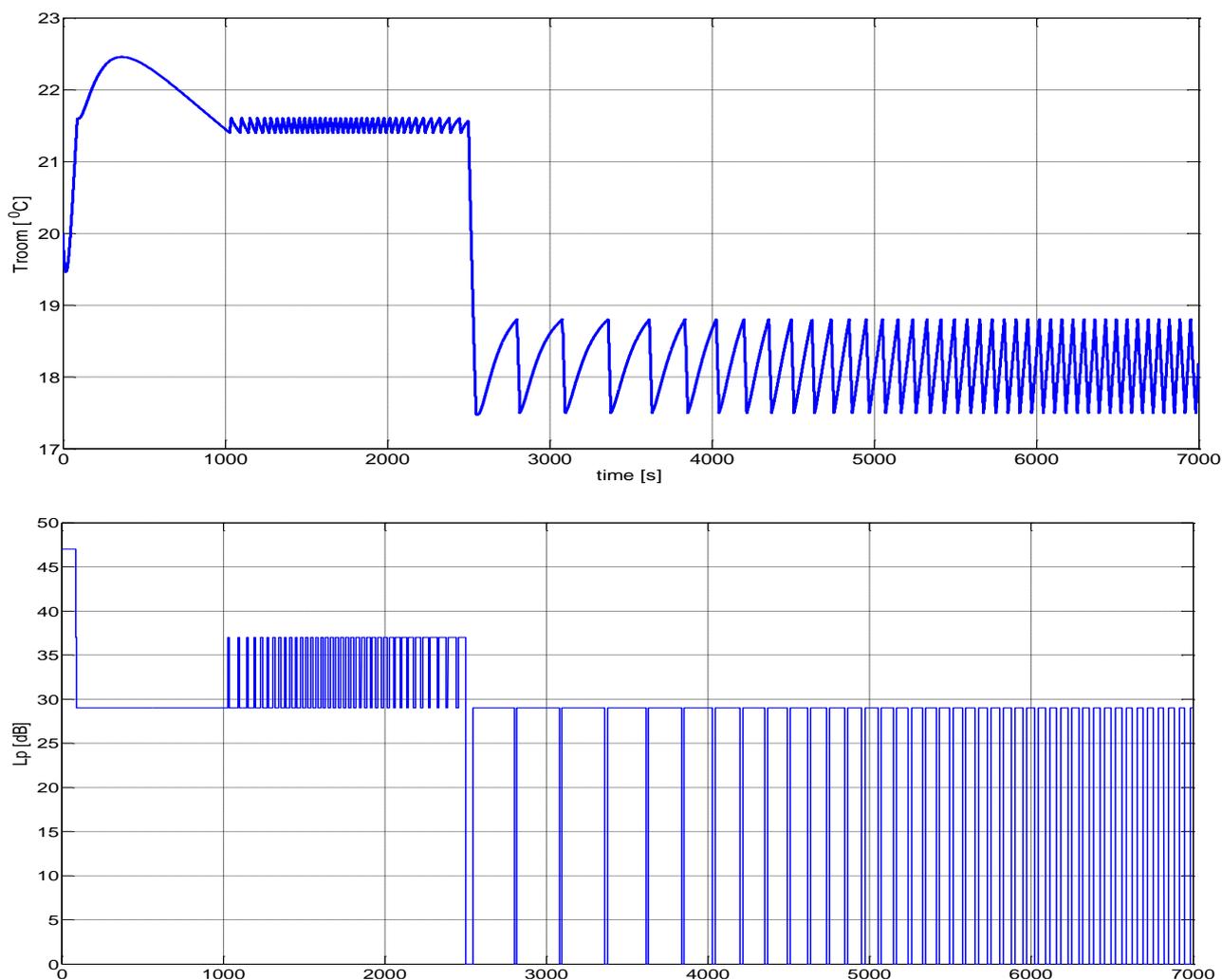
За провеждане на изследването е необходимо едновременно симулиране работата на конвектора в системата за поддържане на зона температура и оценяване на нивото на генерирания шум. При вентилационните конвектори то зависи от движението на флуидните потоци и вибрациите от въртящите им се части. Не случайно фирмите производителки обвързват шумовите показатели със степените на работа на вентилатора. Според каталожни данни за конвектори от типа *AquaFan II AWC/AHC* данните за шумовото налягане и шумовата мощност са поместени в таблица 1.

Таблица 1

Степен на вентилатора	Дебит на въздуха [m ³ /h]	Звукова мощност [dB]	Звуково налягане [dB]
I	435	37	29
II	575	45	37
III	700	55	47

Приложената табл.1 може директно да бъде използвана като модел на шума във функция от степента на работа на вентилатора.

Въз основа на предварително създаден модел на топлинните процеси в тристепенен конвектор [2] е извършено модифициране с оглед отчитане на генерирания шум като функция на скоростта на вентилатора. Получените резултати за изменението на температурата в помещението и генерирания шум при управление на зоната чрез степенно регулиране на дебита на въздуха е показана на фиг.2.



Фиг.2.

Параметрите на изследването са:

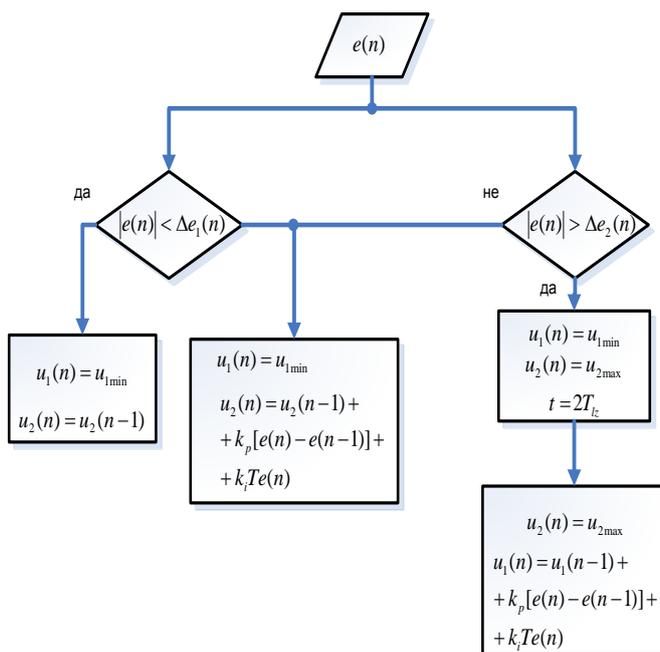
- Външна температура (15°C с плавно изменение от 5°C) ;
- Задание (22°C) след 2500s се променя на 18°C .

При регулиране чрез потока на течния топлоносител нивото на шума в установен режим е константа и зависи от степента, на която е поставен вентилаторът. Работата в този режим е за предпочитане, защото при него шумът има постоянно ниво и обитателите могат да се адаптират към него. От табл.1 се вижда, че нивото на шума зависи от степента, на която работи вентилаторът, т.е. от ъгловата скорост на турбината. Ясно е, че при спрян вентилатор няма да имаме шум,

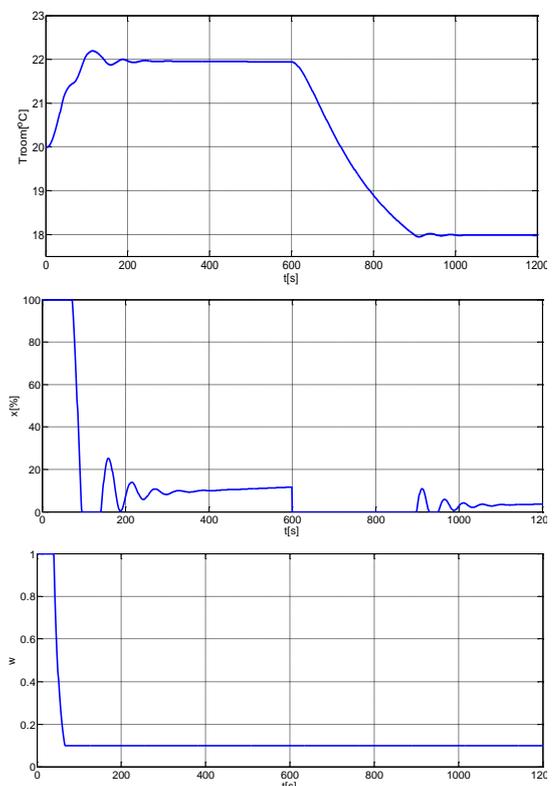
но почти няма да има отдаване/отнемане енергия в зоната. Поради това решението на проблема, свързан с минимизирането на генерирания шум, се търси при следните ограничителни условия: грешката при поддържане на температурата в установено състояние да е под 5% , плавно изменение на силата на шума и задържането му на възможно най-ниски нива.

4. РЕАЛИЗАЦИЯ НА УПРАВЛЕНИЕ НА ВЕНТИЛАТОРНИ КОНВЕКТОРИ, МИНИМИЗИРАЩО ГЕНЕРИРАНИЯ ШУМ

Някои изследвания в областта на енергетичните показатели на асинхронните двигатели [3] и енергоефективните им разновидности [4] представят особеностите на техните експлоатационни режими. Използваният вентилаторен електродвигател е еднофазен асинхронен с работен кондензатор. Регулирането на ъгловата му скорост е чрез превключване на статорните намотки. Предложението в настоящата работа, като се вземе под внимание вида на съпротивителния момент, е да се подобри начинът на управление на мотора чрез допълнително регулиране на подаваното фазно напрежение в допустим диапазон. Предложеното в [5] регулиране на напрежението на статорната намотка на асинхронни двигатели с накъсосоединен ротор чрез трифазен широчинно-импулсен преобразувател на променливо напрежение е приложимо и за двигатели с работен кондензатор. Този метод не е най-подходящ за регулиране на скорост при асинхронните двигатели, но прилагането на честотопреобразуватели за еднофазни двигатели с работен кондензатор не е много разпространено и по-скъпо. Допълнителен проблем се явява шумът от комутационната честота, генериран във въздушната междина.



Фиг.3.



Фиг.4.

Създаден е хибриден регулатор на температура, работещ с превключващ алгоритъм (фиг.3) в зависимост от предварително зададени стойности на грешката.

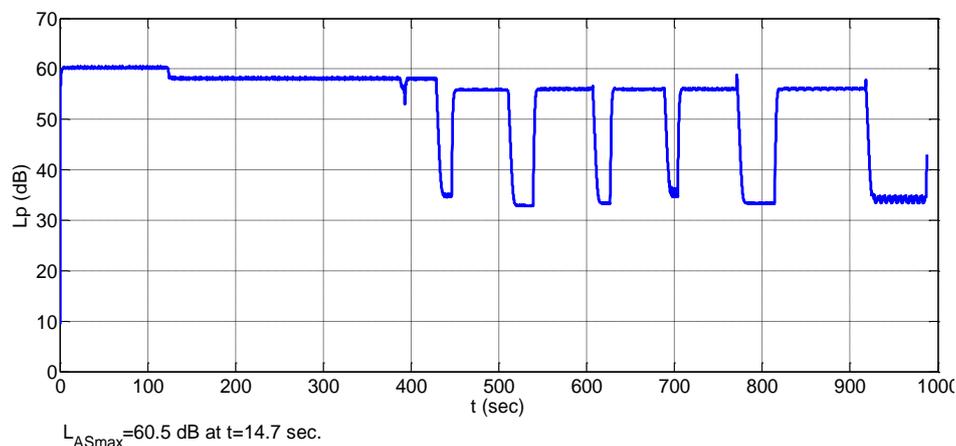
При същите условия на експеримента са проведени на симулационни изследвания на системата като е приложен новият регулатор на температура. Получените резултати на изменението на температурата в зоната и реакцията на изхода му са показани на фиг.4. Постигнатата грешка в установено състояние е по-малка от 5%. На фигурата се вижда, че след начално достигане на зададената температура напрежението, подадено на вентилатора, спада до предварително избрана стойност от 0,1 (30 об/мин) и до края на експеримента не се променя. Тази стойност определя минималната ъглова скорост на вентилаторната турбина, дебита на въздуха през топлообменника и нивото на шума. Ограничаването на скоростта на изменение на звука става чрез ограничаване темпа на изменение на ъгловата скорост на вентилатора в посока увеличаване. Във времевия диапазон, в който вентилаторът работи при минимални нива на шума, смущаващите въздействия, каквито за локалната зона са външната температура и вътрешните източници на топлинна енергия, се компенсират за сметка на изменение на дебита на течния топлоносител.

5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ШУМА

Проведеното експериментално изследване е извършено при спазване на следната методика на изпълнение.

- Определяне положението на измерителния сензор;
- Избор на параметри на измерване;
- Избор на средства за измерване;
- Обработка и анализ на резултатите.

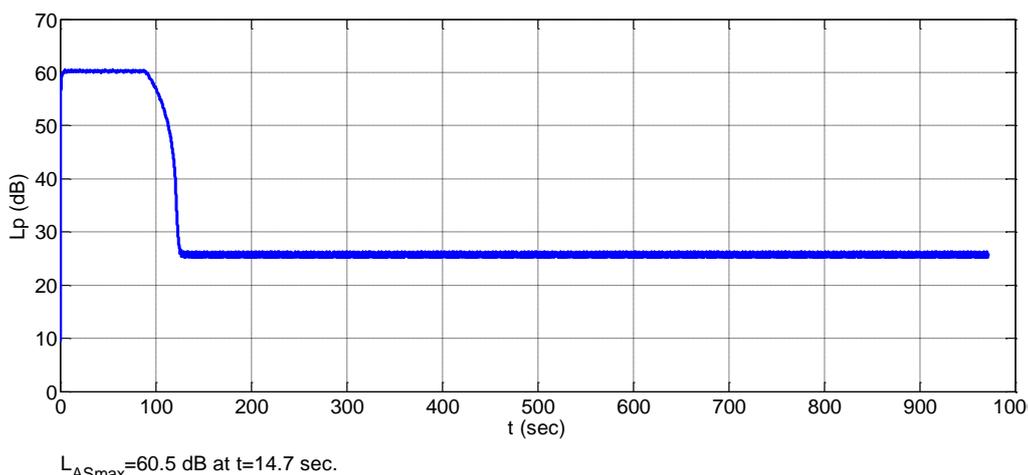
Определянето на пространственото положение на измерителния микрофон е направено в съответствие с Наредба 2/2003г. за минималните изисквания за осигуряване на здравето и безопасността на работещите при рискове, свързани с експозиция на шум. В случая то е на 1 м. от кондиционера на височина 1,20 м. Като средство за измерване е използван измерителен микрофон SUPERLUX ECM999 и софтуерен измерител на ниво на звука VSLM v0.41, работещ в среда на Matlab.



Фиг.5.

Измерваният параметър на шума е звуковото налягане, защото това е параметърът, свързващ разпространяваната звукова вълна с прага на човешката чувателност. Преди началото на всяка измерителна процедура е извършено калибриране с звуков калибратор PCE-SC41 1kHz 94dB.

Проведени са експерименти при два сценария (фиг.5). Първият включва изследване на шума при управление на температура в зоната със стъпален регулатор на скоростта на вентилатора, а при втория изследването е направено при управление с предложени нов регулатор на температура.



Фиг.6.

Минималната стойност в първия случай е 32.93 dB, съответстваща на най-ниската степен на вентилатора.

При втория сценарии шумът след установяване на температурата е 25.25 dB, което съответства на работа на вентилатора с фазно напрежение от 42 V (около 5 пъти по-ниско от номиналното).

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Създаденият регулатор напълно отговаря на предварително поставените изисквания за точност в установено състояние. Постигнатата грешка при симулация е около 2%. Грешката в поддържането на температурата, постигната по време на експериментите, е около 4%.

Извършен е сравнителен анализ на симулационно и експериментално изследване на шумови характеристики на локална зона за климатизация, съдържаща вентилаторен кондиционер. Получените резултати показват намаляване на генерирания шум в установен режим с 7.68 dB след прилагане на предложени температурен регулатор. Проблемите, решени в процеса на работа, създават допълнителни ползи, свързани с внедряване на създадения температурен регулатор в зони с по-строги изисквания към нивото на шума.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Schaffer, M.E. (2005), A practical guide to noise and vibration control for HVAC systems, 2nd ed. ASHRAE.
- [2] Цанков Д. (2014), Оценка на енергийната икономичност при управление на локални конвектори, Годишник на ТУ-София, ISSN 1311-0829 том 64, кн. 1, (61-71)
- [3] Христов Вл., Георгиев Г. (2010), Изследване на енергетичните показатели на класове асинхронни двигатели, – Годишна научна конференция с международно участие, Национален Военен университет “Васил Левски“ ISSN1314-1937
- [4] Христов Вл. (2011). Стандарти и тенденции в развитието на асинхронните електродвигатели”, сборник доклади от годишната университетска научна конференция с международно участие, Национален военен университет „Васил Левски“, ISSN1314-1937
- [5] Костов И. (2015). Моделиране и изследване на асинхронно електрозадвигване с регулатор на напрежение с ШИМ, Годишник на ТУ-София, ISSN 1311-0829, том 65, кн. 1.

Автор: Дочо Цанков Цанков, гл. ас. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвигванията“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: d_tsankov@tu-sofia.bg

Постъпила на 14.10.2015

Рецензент: доц. д-р Ефтим Йончев

РАЗШИРЯВАНЕ ДИАПАЗОНА НА РЕГУЛИРАНЕ НА ЕФЕКТИВНОСТТА ПРИ РОТАЦИОННИ РЕКУПЕРАТОРИ В РЕЖИМ НА ЕСТЕСТВЕНО ОХЛАЖДАНЕ

Дочо Цанков

Резюме: *Работата е посветена на управлението на ротационни рекуператори като акцентът е върху увеличаване на работния им диапазон. Създадения алгоритъм предвижда преминаване от задаване на ниски скорости към задаване на дискретни позиции на ротора за определено време. Извършено е симулационно изследване на работоспособността на регулатора.*

Ключови думи: *ротационен рекуператор, вентилационна система, Matlab / Simulink.*

EXTENSION OF THE REGULATION RANGE OF THERMAL WHEEL EFFICIENCY IN COOLING MODE

Docho Tsankov

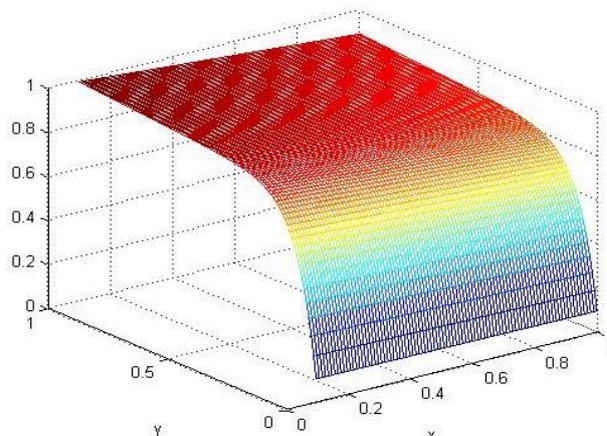
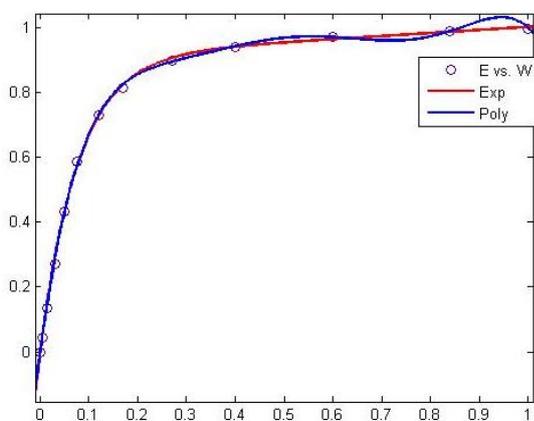
Abstract: *The work is dedicated to the management of the rotary heat recovery units with emphasis on increasing their working range. Created algorithm provides passing from setting as lower speeds to set as discrete positions of the rotor for a given time. In an environment Matlab / Simulink was performed simulation study for test of regulators.*

Keywords: *rotary heat exchanger, ventilation system, Matlab / Simulink.*

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Известно е [1], че консумираната енергия за отопление или охлаждане е вторият по големина консуматор на енергия след тази, изразходвана за транспорт в световен мащаб. Използването на методи за когенерация и рекуперация е задължителна част от процесите, свързани с производство или консумация на топлинна енергия. Докато когенерацията най-често съпътства използваните възобновяеми източници и производството на енергия, то рекуперацията е приложима за системите, консумиращи енергия. Потреблението на топлинна енергия е характерно за индустрията и сградния фонд. Ротационните рекуператори са популярно средство за възстановяване на част от топлината в сгради с принудителна вентилация. Голямото им разпространение в системите за отопление вентилация и климатизация (ОВК) се дължи на високия им коефициент на ефективност и на възможността за регулирането му.

Съществуват различни подходи за моделиране на процесите, свързани с работата на рекуператора. В статичен режим е известно [2] как изглежда (фиг.1) функционалната зависимост между ефективността му и ъгловата скорост на ротора след апроксимация и отчитане на изменение на въздушните потоци.

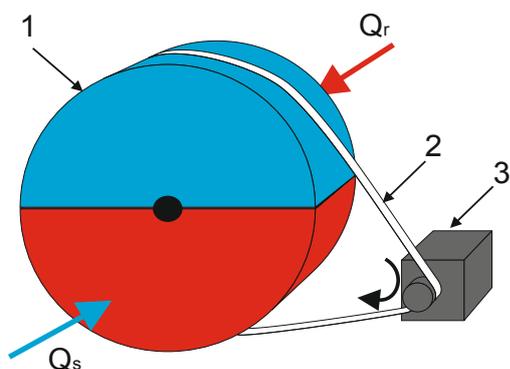


Фиг.1.

На едномерната графика се вижда как малките изменения на ъгловата скорост водят до големи изменения на ефективността. Това отговаря на увеличаване коефициента на усилване на предавателната функция в диапазона на ниски скорости. Работата на рекуператора в такъв режим е необходима за поддържане на микроклимат в зони, където има съсредоточаване на източници на топлина или на обитатели. Управлението в този случай може да реализира икономия на енергия като контролирано се използва охлаждане за сметка на „свежия” въздух. От статичната характеристика се вижда, че получаването на ниски стойности за коефициента на ефективност е свързано с получаването на ниски стойности на скоростта на въртене на ротора. В 98% от случаите задвижването е осъществено по отворената система асинхронен двигател - честотопреобразувател. Известно е, че тази система е ограничена в областта на ниските скорости.

2. ФУНКЦИОНАЛНА СХЕМА НА РОТАЦИОНЕН РЕКУПЕРАТОР

Показаната схема на фиг.2 дава представа за топлинните потоци в агрегата и кинематиката на задвижването.



1. Ротор на рекуператора – инерционен момент J_r , площ A_r
2. Ремък – еластичност C , преводно отношение i_{rr}
3. Асинхронен двигател и редуктор – преводно отношение i_{rm} , инерционен момент J_m

Фиг.2.

За всеки от елементите са дадени параметрите, които го характеризират. От гледна точка на задвижването след отчитане на твърдостта на връзките между кинематичните елементи дадената електромеханична система може да бъде опростена до такава с двумасова или едномасова еластична механична част. Условие за еквивалентността на приведената опростена схема и реалната механична система е запазване на запаса от кинетична и потенциална енергия на системата, а също и запазване на работата на всички действащи моменти при възможните премествания.

2. МЕТОДИ ЗА РАЗШИРЯВАНЕ НА ДИАПАЗОНА НА РЕГУЛИРАНЕ В РЕЖИМ НА НИСКА ЕФЕКТИВНОСТ НА РОТАЦИОННИЯ РЕКУПЕРАТОР

Фирмите производителки на ротационни рекуператори предлагат като решение на проблема, свързан с работа в диапазон с ниска ефективност, следните два подхода:

- Организиране на преминаване на входящия или изходящия въздух по байпасен въздуховод като този поток се регулира чрез жалюзийна решетка. Недостатък се явява необходимостта от допълнителни изходи на управляващия контролер и повишени разходи за изграждане на въздуховоди.
- Въвеждане на режим на циклично използване примерно: 5 мин. работа, 2 мин. покой. Това при малки времена на работа води до пулсации в изходната температура, въпреки че енергийно решава проблема.

Предложението в настоящата работа е преминаване от задаване на ниски скорости към задаване на дискретни позиции на ротора за определено време, при което ще се получи регулиране на средната скорост на въртене.

3. РЕАЛИЗАЦИЯ НА УПРАВЛЕНИЕ НА РОТАЦИОНЕН РЕКУПЕРАТОР

Необходимо е да се създаде идеализиран модел на електрозадвижването чрез привеждане на инерционния момент J , твърдостта на механичните връзки c , момента M и ъгловото преместване φ на ротора на рекуператора към вала на двигателя. Това става по известна методика [3] показана с уравненията (1) ÷ (4).

$$J_{\Sigma} = J_M + J_i / i_{1i}^2 \quad (1)$$

$$M_{pri} = M_i / i_{1i} \quad (2)$$

$$\varphi_{pri} = \varphi_i i_{1i} \quad (3)$$

$$c_{pri} = c_i / i_{1i}^2 \quad (4)$$

където: $i_{1i} = \omega_1 / \omega_i$ е предавателното число от вала на привеждане до i -тия вал.

Ако за асинхронния двигател се приложи линеаризация на работния участък на характеристиките при захранване от източник на напрежение, уравненията, описващи динамиката на електрозадвижването в операторен вид, са:

$$\begin{aligned}(T_e p + 1)M &= \beta(\omega_0 - \omega_1) \\ M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p \omega_1 \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p \omega_2\end{aligned}\quad (5)$$

където: $\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_\pi}$; $\beta = \frac{2M_k}{\omega_{0nom} s_k}$; $T_e = \frac{1}{\omega_{0nom} s_k}$;

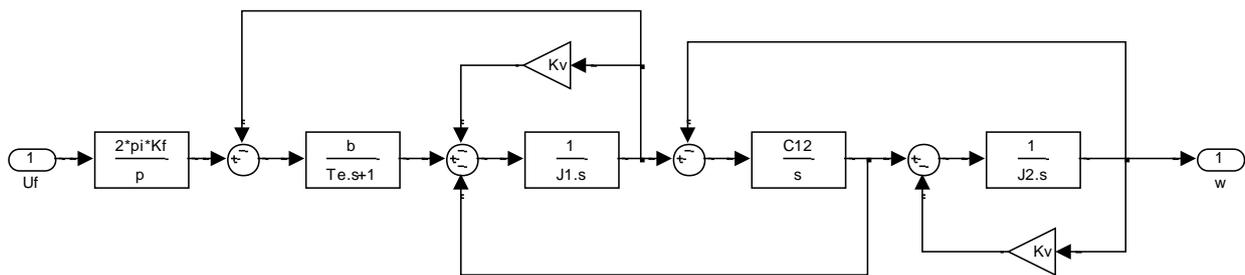
f_1 - честота на напрежението подавано от честотопреобразувателя;

p_π - брой чифтове полюси;

M_k, s_k - критичен момент и хлъзгане на асинхронния двигател;

ω_{0nom} - номинална ъглова скорост на полето при f_{1nom} .

Съгласно зависимостта (5), след добавяне на честотопреобразувател, моделът на обекта е показан на структурната схема (фиг.3).



Фиг.3.

Изследването на получената система дава представа за граничните параметри на задвижването: максимален момент, допустимо ускорение и максимална скорост. Прието е, че съпротивителните моменти са от тип вискозно триене.

Създаването на регулатор на дискретни позиции изисква привеждане към вала на двигателя на ъгловото преместване, отговарящо на съответната позиция на ротора на рекуператора. Това съгласно уравнение (3) при разделяне завъртането на ротора на произволен брой позиции (n) изглежда така:

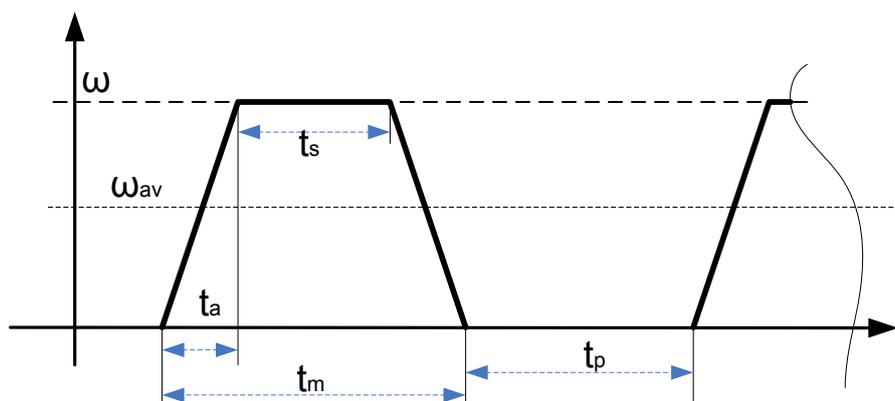
$$\varphi_m = \frac{2\pi}{n} i_{1i} \quad (6)$$

Ако се приеме, че завъртането се извършва по четири участъкова диаграма с равни участъци за ускоряване и забавяне, то връзката между ъгъл на завъртане, ъглова скорост и време се определя от зависимостта:

$$\varphi_m = \omega (t_a + t_s) \quad (7)$$

От графиката на фиг.4 може да се изведе зависимостта на времето за пауза от средната скорост на въртене при еквивалентен импулс на преместване.

$$t_p = (t_a + t_s) \left(\frac{\omega}{\omega_{av}} - 1 \right) \quad (8)$$



Фиг.4.

Зависимостите (6), (7) и (8) се използват за създаване на алгоритъм за управление на рекуператора, при който след определена минимална скорост на въртене се преминава към движение до достигане на дадена позиция и задържане в нея за време t_p . При работа с нерегулируемо задвижване може да се окаже по целесъобразно, регулирането на средната скорост да става за сметка на промяна на времето t_s , а ограничаването на ускорението да става за сметка на понижено напрежение на захранване или на повишен инерционен момент на двигателя.

Симулационното изследване на поведението на регулатора се провежда при входни данни за задвижването на рекуператора, указани в табл.1.

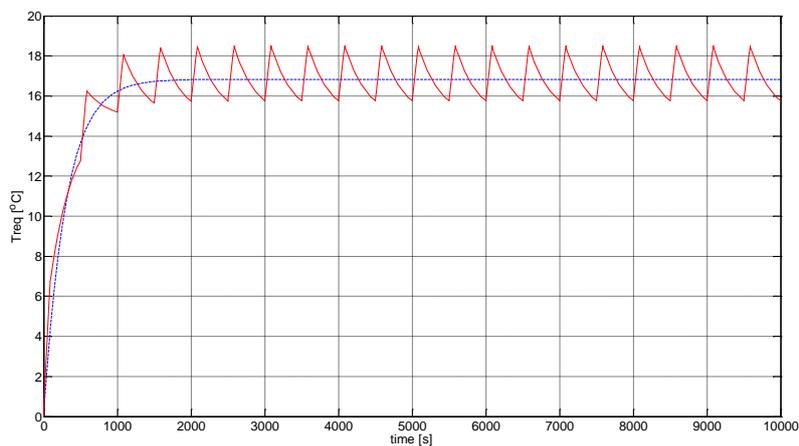
Табл. 1

P_n [W]	370	ω_o [rad/s]	157
ω_n [rad/s]	142,42	β [N.s/rad]	0,781
I_n [A]	1,12	T_e [s]	0,068
M_n [N]	2,6	η [%]	66
M_k [N]	5,7	$\cos\varphi$	0,72
J_m [kg m ²]	0,00072	M_s [N]	5,46
J_r [kg m ²]	24,5	I_s [A]	3,36

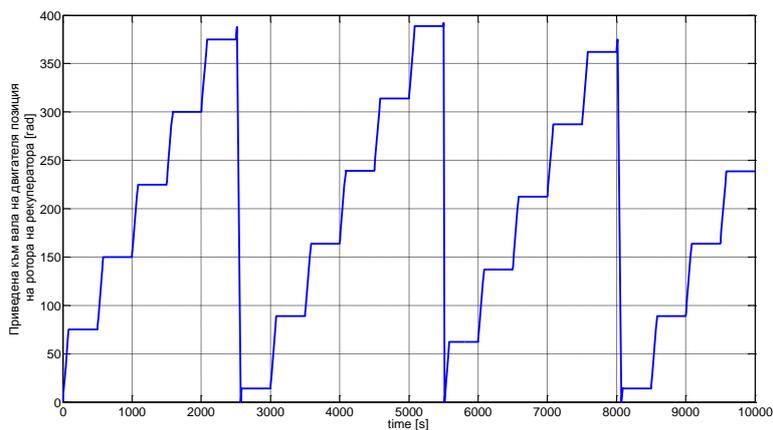
Извършено е сравнение между реакциите на изменение на температура на въздуха, преминала през рекуператора в режим на дискретни позиции при стандартно задаване на скоростта Фиг.5. Отклонението на температурата се запазва в диапазона $\pm 1,5^\circ\text{C}$ от тази постигната по стандартния начин.

Установено е, че скоростта на двигателя в режим на дискретни позиции е 8 пъти по-висока от тази, която е необходима при стандартното задаване на скоростта.

Дискретните позиции, които заема роторът на рекуператора, са показани на фиг.6. В процеса на работа стъпката, на която е разделено ъгловото преместване, е различна. При дадената стойност от изхода на регулатора за температура тя е 5.



Фиг.5.



Фиг.6.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Създаденият алгоритъм на управление на ротационен рекуператор с променлива стъпка на делене постига до 8 пъти по-висок диапазон на изменение на скоростите при запазване на отклонението на температурата в рамките на +10%, -6%. Предложеният алгоритъм е приложим и при нерегулируеми задвижвания като условието е да се осигури: ограничаване на пусковите токове и задаване на ускорения при развъртане и спиране.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Eurostat (2012), Energy, transport and environment indicators, ISSN 1725-4566, 2012
- [2] Д. Цанков (2013), Оптимизационни подходи в системите за сградна автоматизация, Автореферат за придобиване на научна степен «доктор» по направление 02.21.08 «Автоматизация на производството»
- [3] В. Ключев (1989), Теория на електрозадвижването, Техника,

Автор: Дочо Цанков Цанков, гл. ас. д-р, катедра „Автоматизация на електрозадвижванията“, Факултет Автоматика, Технически Университет-София, E-mail address: d_tsankov@tu-sofia.bg

Постъпила на 14.10.2015

Рецензент: доц. д-р Ефтим Йончев

КЛЪСТЕРИЗАЦИЯ В ПОДГОТОВКАТА НА ДАННИТЕ ПРИ АВТОМАТИЧНОТО ВЗЕМАНЕ НА РЕШЕНИЯ

Александър Ефремов, Павел Николов

Резюме: *Клъстеризацията е често използвана дейност в извличането на информация от данни. С нейна помощ данните се структурират като обектите се групират в сходни подмножества (клъстери). С клъстеризация може да се намали значително размерността на задачата и в същото време да не се изгуби информацията, съдържаща се в данните, а това е особено важно при работа с големи набори от данни. При системите за вземане на решения редуцирането на данните е важна стъпка преди същинската оптимизация. Причината е, че често в основата им е заложена итеративна, числена оптимизация, което е свързано с многократно обхождане на данните. В статията са дадени примери от пазарния сектор и кредитния риск. От теоретична гл.т. накратко са засегнати основните видове клъстеризация, а заключението е свързано основно с приложимостта им за първоначално обособяване на групи от сходни продукти или потребители.*

Ключови думи: *клъстеризация, йерархична-, разделяща-, пазарна система, вземане на решение, оптимизация на кампании*

CLUSTERING AS A PREPROCESSING TOOL IN AUTO DECISION MAKING

Alexander Efremov, Pavel Nikolov

Abstract: *Clustering techniques are very useful in data mining in order to isolate an appropriate, natural structure of the investigated data sets. Especially in the case of large data sets, these techniques can be used to reduce the data size, and at the same time not to lose some important aspects of the available data. Moreover such a reduction of the data size is a crucial step before the decision making. The reason is that decision process is usually based on an iterative, numerical optimization, which requires many data passes. There are many applications where decision making plays a key role. The provided examples are mostly from the retail industry and credit risk. From theoretical point of view the main clustering approaches are discussed. Finally, the applicability of clustering for customers or products segmentation is made.*

Keywords: *clustering, hierarchical, partitioning, marketing, retail, decision making, campaign optimization*

1. INTRODUCTION

Clustering is used to partition a set of objects into subsets (clusters). The objects are presented in a feature/factor space. The goal is usually to extract an initial knowledge from the available data. For example the goal in campaigns optimization is to detect natural groups of similar consumers and to better understand the relations between these groups, or for a segmentation of products on a market, for a new products design, etc.

Strictly speaking there is a difference between segmentation and clustering. After segmentation the factor space is split into regions with common borders. E.g. a population can be split up based on the feature “Age” into people younger than 21 years and the remaining part population. On the other hand, clustering leads to regions in the feature space, which have their own, not necessary common, borders. In some parts of the paper we assume that clusters have common borders, so we could say that cluster analysis may be used for solving a segmentation problem, i.e. to determine the splitting surface between every couple of clusters. This implementation of the clustering methods is useful, if we expect to appear new objects in the overall objects’ set. An example is when a strategy optimization system is training on old but then is dealing with new customers.

Clustering is an unsupervised learning approach as it doesn’t require dependent variable(s). It is based only on the similarity between the objects, which are positioned in the factor place. The similarity can be defined in different ways depending on the available features. It is usually based on a distance or a similarity measure. So cluster analysis finds groups without answering the question “Why?”. There are three basic clustering approaches: hierarchical, partitioning and density based. Different data types are discussed in the next section and corresponding ways to apply the idea behind clustering (in terms of similarity measures) are considered.

2. AUTO DECISION MAKING AND CLUSTERING

Nowadays a huge amount of data is available in the internet, and also is gathered by big-market companies, regarding their customers. Usually such data is from many different sources (like ERP, CRM and Support systems, also account data, clicks and likes etc.). This leads to a large number of features, which represent some aspects of human behavior. Also the number of customers may be thousands of hundreds, millions and more. This is the main reason some software applications for analysis, modelling, prediction, decision making, etc., which feed up with data, to be designed as autonomous units (performing without human intervention). But avoiding the human factor is still not enough to reduce the performance time to a reasonable level. Many applications use iterative procedures and hence working with large data sets the delay in producing the results may become unacceptable. The simplest way to manage with the combination between large data size and high computational burden is to sample down the data. Some practical examples are given below and a motivation behind this approach is discussed.

Modelling

In a big data environment, before the modelling task, it is useful to sample down the overall data set. The reason is that after a certain number of objects (say N), a further increase of N doesn't lead to a significant improvement of the model's accuracy. One way is randomly to pick up a subset of objects. The main disadvantage of this approach is that, if there is a small (but still statistically significant) number of similar objects, which differ from the other objects, after the standard random sampling, their number will be reduced further. As a result, it is possible the corresponding new smaller group to consist of not enough members and the final model to be inaccurate w.r.t. this group. For this reason the so called stratified sampling can be used. Here the cluster analysis is a preliminary step in the data mining process. In this case, after the determination of clusters, each cluster's size (number of members) is reduced, depending on its initial size, such that the reduced subsample to remain representative w.r.t. every one of the detected groups. Hence, if a cluster is not well populated, it is possible all members to be used for modelling, but if another cluster consists of unnecessarily big number of objects (observations), its size could be reduced without affecting sensibly the final model's accuracy.

Strategy optimization

The software products for campaigns optimization use data about customers and also frequently include a modelling stage for development of propensity models, risk models, utilization models, etc. But here the main functionality is connected with the optimization process (as mentioned above), providing the actions, like offers to particular clients, which lead to maximum profit, loss minimization or whatever is defined by the business as an objective function. There are two approaches for strategy optimization, which are mostly used in practice. One way is the overall (customers) population to be split into segments (e.g. based on a decision tree) and after that each leaf node to be considered as a unitary set. Hence to all customers belonging to a leaf node can be applied one offer. The advantage of this approach is that the tree structure gives an explanation of why particular offer is assigned to a segment. This gives the ability to avoid mistakes due to data uncertainty. For instance an offer about "credit card for high risk clients" can be assigned to a leaf node, which consists of young customers with small income. This decision is in accordance with the business logic. But if the offer "credit card for low risk clients" is associated with this high risk segment, then it is an indication that the solution could be inaccurate and a revision of the suggested optimal decision options has to be made. Another advantage is that the number of customers N is reduced to N_s leaf nodes, where $N \ll N_s$ and therefore the optimization problem dimension is significantly reduced. The main disadvantage is that the granularity of the segments leads to a suboptimal solution – one offer may be the best one for some individuals in a leaf node, but another offer could be the best option for the rest in the leaf node.

The other approach for strategy optimization is to play on individual level, which means that for every one customer the most appropriate offer(s) is determined. The main advantage is that the generated decision is optimal (of course it depends on the

uncertainty level in the data). This approach has the disadvantage that it is impossible to check out the result as in the first case. Also the optimization problem may be from a huge dimension. A realistic example in retail sector is when there are tens of millions of potential customers, i.e. $N = 10^7$ and thousands of offers are eligible. Here the number of parameters under optimization becomes 10^{10} . As mentioned above a sampling down can reduce N to a desirable size. But here a key point is that it is normal a specific offer to be most appropriate for relatively small number of customers. Again a stratified sampling can be used to keep representative subsets of the customers.

The segmentation of objects, which is made in the first strategy optimization approach, requires the presence of a dependent variable. When think about customers of a retail company the dependent would show if a given customer has bought a product or not. But sometimes a dependent variable is not available. This is the so called “cold start” – when we don’t have information about customers behavior. This may happen, if a company expands its business in other geographical region or if new products are offered. In this case the only thing which remains is to use unsupervised methods to structure the data. Here the cluster analysis can be used for the segmentation, instead of supervised techniques like decision trees.

3. DATA TYPE AND MEASURES

Generally, the features (variables) can be quantitative or categorical. The categorical variables have limited number of possible values. For example the variable “Marital status” can take values: ‘Single’, ‘Married’, ‘Divorced’ and ‘Widow’. This data type can be split into ordinal and nominal types. Ordinal variables have natural gradation between their values, e.g. “Education”, but nominal variables don’t have such arrangement between their values (an example is “Marital status” – a person can be ‘Married’, then ‘Divorced’ and after that again ‘Married’, so a gradation sequence cannot be defined).

The quantitative variables could be split into continues and discrete. Continuous are features, which can take theoretically infinite number of distinct values in an interval. A practical example from the credit industry is “Loan as Percentage Income” – this variable is a ratio and hence it may take a very big number of real values. The discrete variables take one from a set of exact values like “Sales of Beer” – the values are non-negative integers.

A normal case in practice is the variables in a data set to be from different types. In order to define the feature space, different normalizations can be applied to the data and also the differences between the values of a feature can be weighted before to calculate the distance between the objects.

4. CLUSTERING METHODS

Hierarchical clustering

Methods related to this approach could be separated into two groups [1,3,5]: agglomerative and divisive. Agglomerative methods initially represent every object (or all identical objects) as a separate cluster. Then clusters are grouped on every iteration and form a tree based diagram (dendrogram). The algorithm stops when the root of the tree is reached i.e. all the objects belong to a single cluster (this way for clustering is named down-up movement). A stopping rule can be introduced in order to interrupt this iterative process before to reach the root. This rule prevents the loss of information due to clusters aggregation.

Divisive algorithms work in the opposite way (up-down movement): they begin from the tree root i.e. all the objects are gathered in a single cluster and then iteratively the nodes are split until each object becomes a separate cluster. Again appropriate stopping rule can track the level of improvement and if further best splits are not significant, the division process is stopped.

Representative methods for hierarchical clustering are: K -nearest neighbours, furthest neighbours, mean distance method, Ward method and centroid method. One of the most popular methods is DIANA (divisive analysis clustering).

Partitional clustering

These algorithms are based on centroids (central points) more precisely every object is associated with the nearest cluster's centroid. It is not necessary the centroids to be data points. The number of clusters K is specified by the user when initialize the algorithm [2]. All objects are grouped on one layer (without nested clusters) and on every iteration K clusters are formed. Methods based on partitional clustering are: K -means, K -modes, K -medians, K -medoids, K -prototypes, CLARA and CLARANS.

Density based clustering

The third group of clustering methods is based on the density of the objects in the feature space. In this case the clusters are formed around high density areas. Low density areas are called border zones. These algorithms are appropriate for non-elliptic data distributions. Also they are robust to data uncertainty. Density based algorithms are: DBSCAN, OPTICS and DENCLUE.

5. CONCLUSIONS

The main advantage of hierarchical clustering is the built-in flexibility when select the level of details. Main disadvantage is that these algorithms are much more time and memory consuming. On the other hand, the idea behind partitional clustering is simple, but their disadvantage is that these algorithms need of a-priori information about the number of clusters. Also the partitional clustering methods are not suitable for finding clusters with complex form (not elliptic). And finally, if the goal is to find

high density areas and/or to reduce noise in the data, the density based algorithms should be used. A large application of this approach is for image processing. But if the distance between the objects is the main aspect under investigation – the partitioning algorithms (like K -means) are appropriate. This makes them useful tools for the stratified sampling, especially when deal with large scale tasks, which are heavy from computational point of view. This is exactly the case in the retail marketing, when search for an optimal decision.

The result produced by the cluster analysis highly dependent on the selected number of clusters and the particular relations between the variables. From this point of view a key question for many researchers, who work in different application fields, is how to transform the variables and how to form the meaningful groups. Cluster analysis is one of the main tools for solving this problem.

REFERENCES

- [1] Berry, M. W., M. Browne (2006), *Lecture notes in data mining*, World Scientific Publishing, ISBN: 981-256-802-6
- [2] Myatt, G. (2007). *Making Sense of data*, John Wiley & Sons Inc., ISBN 978-0-470-07471-8
- [3] Dong, G., Pei, J (2007), *Sequence Data Mining*, Springer, ISBN 978-0-387-69937-0
- [4] Tan, P., M. Steinbach, V. Kumar (2005), *Introduction to Data Mining, Chapter 8 – Data Mining Cluster Analysis: Basic Concepts and Algorithms*, Boston: Pearson Addison Wesley, ISBN-10: 0321321367 ISBN-13: 9780321321367
- [5] Wu, W., H. Xiong, S. Shekhar (2004), *Clustering and Information Retrieval*, Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA

Authors: Alexander Efremov, Ph.D., Eng. Assoc. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, Sofia; Senior BA & Mathematician at Experian; expert in education stream of Data Science Society; E-mail address: aeefremov@gmail.com, linkedin: <https://bg.linkedin.com/in/aeefremov>; Pavel Nikolov, Ph.D. student, Department of Industrial Automation, Faculty of Automation, Technical University of Sofia, E-mail address: pavelnnikolov@gmail.com

Received 14 October 2015

Reviewer: Professor D.Sc. Emil Nikolov

ПРИЛОЖЕНИЕ НА МИКРОФЛУИДНИТЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОЛОГИЧНОТО ИНЖЕНЕРСТВО

Борис Киров

Резюме: В последните години биологичното инженерство достигна високо ниво на контрол на процесите на различни нива на биологичните системи - организмово, клетъчно, молекулярно. За да бъдат използвани пълноценно и ефективно възможностите на биологичните системи в производството, фармацевтиката, медицината и т.н., е необходимо да бъдат детайлно изучени управляващите ги механизми. Последното е невъзможно без технически средства за наблюдение и експеримент позволяващи точност в отчитането и повтаряемост на резултатите на възможно по-ниска цена. Представената статия описва предимствата на микрофлуидната технология като експериментално средство в биологичното инженерство, позволяващо миниатюризация и паралелизация на инженерно-биологичния експеримент.

Ключови думи: биологично инженерство, микрофлуидна технология, експерименти с единични клетки

APPLICATION OF MICROFLUIDICS TECHNOLOGY IN BIOENGINEERING

Boris Kirov

Abstract: In the latter years biological engineering has reached a high level of process control at different levels of the biological systems – organism, cellular, molecular. In order to be able to utilize efficiently the possibilities of the biological systems in industry, pharmacy, medicine, etc., detailed study of their governing mechanisms is required. However, the latter is impossible without technical means for observation and experiment allowing for precision in measurements and repeatability of results at the lowest price possible. The presented work describes the advantages of microfluidics as an experimental means for biological engineering, allowing for miniaturization and parallelization of the bioengineering experiment.

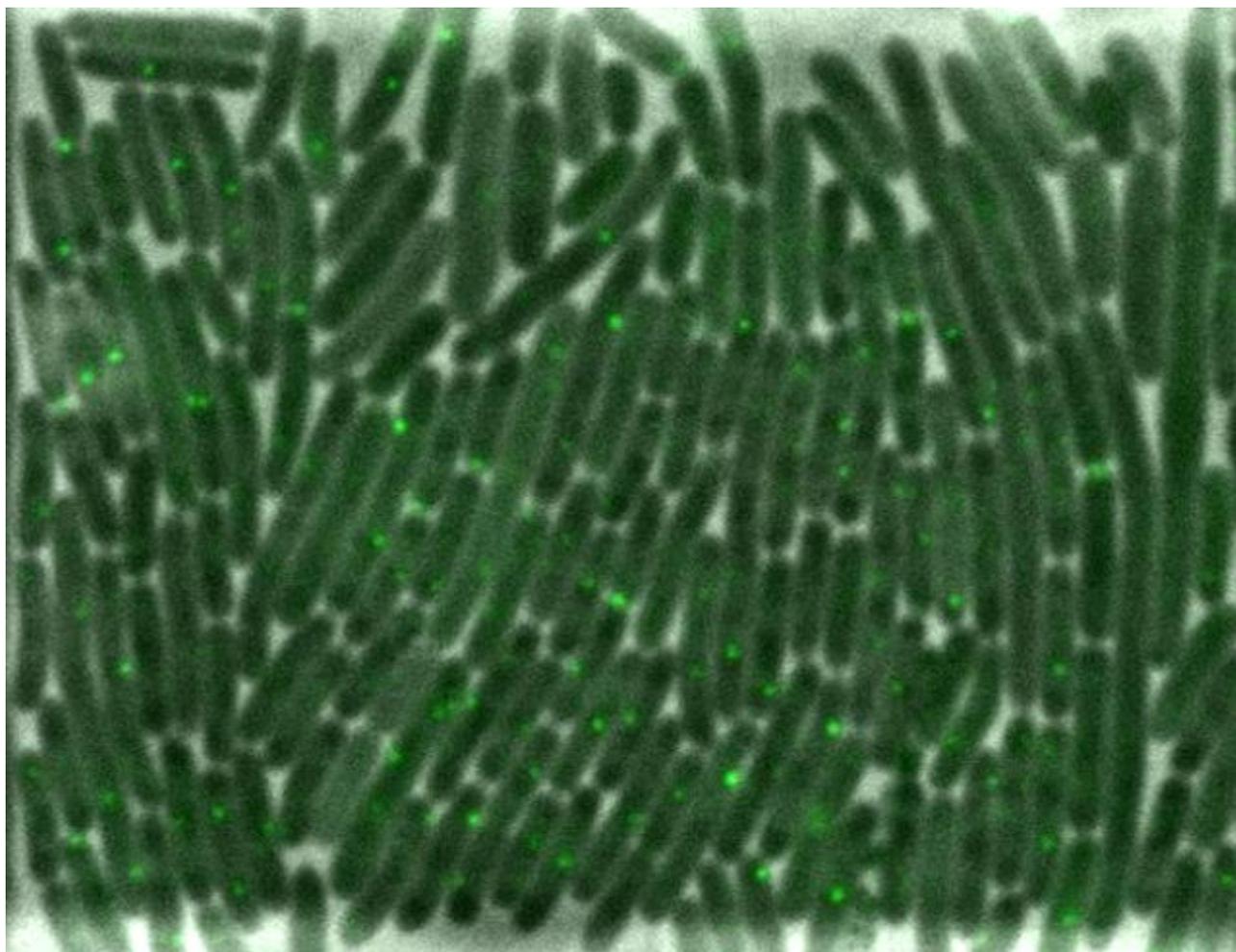
Keywords: bioengineering, microfluidics, single-cell experiments

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Разбирането на интимните молекулярни механизми на регулация използвани от живите системи, както и наблюдението на поведението на отделните клетки в консорции придобиват първостепенно значение за развитието на биотехнологиите и биомедицината.

За изучаването на гореспоменатите процеси е необходимо да се извършват експерименти позволяващи наблюдение на единични живи клетки в контролирана среда и по възможност в различни динамични условия [1]. За съжаление, стандартните лабораторни техники за извършване на такива наблюдения са изключително трудоемки и скъпи и на практика не гарантират повторимост на експерименталните резултати.

Една от възможностите за решаване на тези проблеми е приложението на микрофлуидните технологии в експерименталната дейност свързана с биологичното инженерство (фиг.1).



Фиг.1. Култивиране на *E. coli* в микрофлуиден чип.

Клетките се разполагат в единичен слой, което позволява ясното им разграничаване и анализ на единични клетки. Ясно си личат флуоресциращите белтъци бележещи единични молекули ДНК.

2. ПРЕДИМСТВА НА МИКРОФЛУИДНИТЕ ТЕХНОЛОГИИ

Микрофлуидната технология е незаобиколим фактор за развитието на съвременното биологично инженерство поради множество причини. На първо място, тази техника дава възможност за наблюдение на микроорганизми като единични клетки. Такива експерименти се провеждат в микрофлуидни чипове, предназначени за растеж на микробни култури в единични слоеве [2]. По този начин, при вертикално наблюдение, застъпването на отделни клетки се избягва и всяка клетка е лесно отличаваща се и достъпна за охарактеризиране.

Култивирането на клетки в единичен слой се осъществява в растежни камери, които се различават по своите хоризонтални размери и форма, но обикновено имат идентичен дизайн на вертикалните си измерения. По-точно, дълбочината на този тип растежни камери е обикновено между 1 и 1,5 пъти нормалната дебелината култивираните клетки. По този начин, по време на растежа си, отделните клетки са механично възпрепятствани от подреждане във вертикална посока и са принудени да се придвижват само в една равнина. Това поведение има и допълнителен аспект от експериментален интерес, който се състои в непрекъснатото притискане между растящите клетки по посока на отвора(ите) на растежната камера [3]. Последното води до екструдирание на излишните клетки в захранващия канал, като по този начин се ограничава общия брой на клетките в отделните растежни камери, което на практика превръща последните в хемостати.

Също така, микрофлуидните технологии позволяват биологичните експерименти да се провеждат в добре контролирана среда. Микрофлуидните чипове се състоят от взаимосвързани канали и камери с размери в микронната скала. Захранването и отстраняване на клетки и растежна среда се осъществява чрез флуидни потоци вътре тези канали и камери. Контролът върху динамиката на флуидите може да бъде упражняван външно чрез апарати генериращи налягане (спринцовъчни помпи и т.н.) или вътрешно чрез интегрирани вентили. Тези възможности за контрол на флуидните потоци позволяват прецизно насочване на определени входящи течност(и) към специфични растежни камери, съдържащи клетки [4]. Малките размери на микрофлуидните канали водят до повишено значение на вискозитета на флуида спрямо инерцията и правят смесването изключително труден процес [5]. Последното означава, че съдържанието на всяко количество течност достигащо до определена част от микрофлуидното устройство се определя еднозначно от входящите потоци и динамиката им. Това е в рязко противоречие с поведението на флуидите при стандартните лабораторни биореактори, където окончателният състав на хранителната среда достигаща до растящата клетъчна култура е комплексна и практически неопределимо смес от прясна постъпваща среда, изтощена среда вече използвана от клетките и отпадъчни продукти, произведени от клетките.

Точният контрол върху качеството и динамиката на хранителната среда означава също, че подаването на хранителната среда може да бъде програмирано като динамична функция за разлика от нормалния процес на течна култивиране.

Следователно, голямо разнообразие от входни функции могат да бъдат тествани за определяне на предавателната функция на дадена нова биологична система, която е продукт на инженерна разработка. В контекста на биологично инженерство като цяло и синтетичната биология в частност, тези възможности са от изключително значение за точното моделиране на разработваните нови части и процеси.

Четвърто, миниатюрният размер на вътрешните структури на микрофлуидните чипове дава възможност за лесно извършване на биологични и технически повторения по време на експеримент [6]. Точното разбиране на движещите механизми на биологичните части изисква надеждни и представителни данни. Въпреки това, биологията, както всички съвременни природни науки разчита на вземане на проби, за да се опише общото поведение на дадена изучавана система. Затова, статистически значим брой повторения на експериментите, са необходими за получаването на достоверни заключения. При провеждането на стандартни дълговремени микроскопски изследвания, за да получат еднослойни култури се използват подложки от агар. В този случай задачата за получаване на статистически значим брой експериментални резултати е изключително тежка. За разлика от това, малкият размер на частите, от които се състоят микрофлуидните устройства позволява лесно комбиниране на батерия от растежни камери и съответните им хранящи канали. По този начин се осигуряват пространство и средства за лесна биологична и техническа репликацията на една иначе сложна експериментална настройка.

Пето, миниатюрните размери също намаляват количеството на консумативи, необходими за извършване на даден експеримент. В типична за биологична лаборатория практика, средата (включително всички скъпи компоненти като индуктори), използвана за единична течна култура е 5 ml за всеки тест включващ един набор параметри. Същото количество среда се консумира от микрофлуиден чип със стотици растежни камери за 10 часа [7]. За такъв период от време със същия общ обем на средата могат да бъдат тествани поредица различни условия поради възможността за динамична промяна на условията в микрофлуидния експеримент.

На следващо място, процедурата за получаване на експоненциално растяща микробиологична култура в един слой е ясна и много по-малко трудоемка. При използване на традиционна микроскопия с предметно и покривно стъкло за получаване на проба от култура в единичен слой, експериментаторът трябва да следва предизвикателен протокол. Първо, от ношна култура трябва да се получи прясна култура в експоненциална фаза на растеж. След това, среда с ниска концентрация агароза (0,1-0,2%) се стопява и се изсипва върху предметно стъкло и трябва да се изчака да се охлади. Трябва да се внимава, тъй като заедно с температурата, агарозната подложката губи също и своята влага, като прекалено сух субстрат просто ще убие микроорганизмите разстлани върху последния. За съжаление, няма обективен начин за измерване на влагата в подложката и оцеляването на културалната проба може да се потвърди само чрез пряко наблюдение по-късно под микроскоп. След като се приеме, че агарозата е достигнала необ-

ходимата температура, една капка от културата внимателно се поставя на подложката. Непосредствено след това, подложката трябва да се изреже много бързо с друго микроскопско стъкло, така че повърхността да стане по-малка от покривно стъкло. След това последното се прикрепя към повърхността на подложката. Ако процедурата се спре тук, наблюденията могат да се извършат за 10-15 минути, след което агарозата започва бързо да съхне под топлината на източника на светлина на микроскопа и клетките лизират. Ако експериментаторът желае да удължи наблюденията, агарозната подложката трябва да бъде запечатана между предметното и покривното стъкло. Това се постига обикновено чрез слой от разтопен парафин. Обаче, тази изолация предотвратява обмена на кислород, следователно заедно с анаеробен растеж на организмите и пречи на правилното нагъване на GFP и други съобщителни белтъци [8]. От друга страна, наблюдението на микробни клетки растящи в единичен слой в микрофлуиден чип изисква няколко прости стъпки. Първо, прясна култура трябва да се зареди в чипа посредством входящия порт. След това, се създава кратковременен страничен стрес чрез обикновено поклащане на маркучите за доставка, така че клетките да влязат в камерите за растеж. И последно, подходяща среда се доставя през каналите и клетките започват да растат. Полимерът, който обикновено се използва за производството на микрофлуидни чипове е полидиметилсилоксан (PDMS) [9], който е порест материал. Поради това не възпрепятства обмена газ, включително кислород. По този начин, нарастващите микроорганизми са снабдени с всичко необходимо и за периода на наблюденията на такава култура се ограничава само от качеството на доставената растежна среда и вътрешни физиологични причини.

Последно, но не и по значение, производството на микрофлуидни чипове е лесно, с възпроизводимы характеристики и евтино. Най-широко разпространеният процес се състои в леене на полимер в съд, който на дъното си има структури с негативна форма по отношение на целевите канали и камери на чипа. Така полученият отпечатък впоследствие се изрязва в подходяща форма(и) и се прикрепя стабилно към твърда основа. Последната запечатва каналите и камерите на микрофлуидното устройство, което го прави функционално и готово за употреба. Основата носеща отрицателните структури, които се отпечатват върху чипа обикновено е доста твърда и може да се използва много (т.е. стотици) пъти. В допълнение, размерът на тази твърда основа дава възможност за паралелно производство на голям брой устройства, което прави процеса много ефективен. И накрая, цената на консумативите за този вид производство е много привлекателна.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представената разработка показва недвусмислено ефективността на микрофлуидната технология в биологично-инженерния експеримент, като още веднъж подчертава и ресурсната ефективност на този тип устройства. Успешното развитие на биологичното инженерство изисква стартирането на целенасочена развойна дейност в тази област на микротехнологиите, както и последващо въвеждане на специфични устройства в практиката.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Vinuselvi, P., Park, S., Kim, M., Park, J. M., Kim, T., & Lee, S. K. (2011), *Microfluidic technologies for synthetic biology*, International journal of molecular sciences, 12(6), 3576–93, doi:10.3390/ijms12063576
- [2] Fetita, C., Kirov, B., Jaramillo, A., & Lefevre, C. (2012), *An automated approach for single-cell tracking in epifluorescence microscopy applied to E. coli growth analysis on microfluidics biochips*, In *SPIE Medical Imaging* (p. 83170Z-83170Z-11). International Society for Optics and Photonics, doi:10.1117/12.911371
- [3] Volfson, D., Cookson, S., Hasty, J., & Tsimring, L. S. (2008), *Biomechanical ordering of dense cell populations*. Proceedings of the National Academy of Sciences, 105(40), 15346-15351, doi:10.1073/pnas.0706805105
- [4] Ferry, M. S., Razinkov, I. a., & Hasty, J. (2011), *Microfluidics for synthetic biology: from design to execution*, Methods in enzymology (Vol. 497, pp. 295-372), doi:10.1016/B978-0-12-385075-1.00014-7
- [5] Bruus, H. (2008), *Theoretical Microfluidics*
- [6] Rowat, A. C., Bird, J. C., Agresti, J. J., Rando, O. J., & Weitz, D. a. (2009), *Tracking lineages of single cells in lines using a microfluidic device*, Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 106(43), 18149-54. doi:10.1073/pnas.0903163106
- [7] Wang, P., Robert, L., Pelletier, J., Dang, W. L., Taddei, F., & Wright, A. (2010), *Robust Growth of Escherichia coli*, 1099–1103. doi:10.1016/j.cub.2010.04.045
- [8] Smith, S. S. T. and G. G. / M. B. and J. L., & Remington, S. J. (2006), *Fluorescent proteins: maturation, photochemistry and photophysics*. Current Opinion in Structural Biology, 16(6), 714-721
- [9] McDonald, J. C., Duffy, D. C., Anderson, J. R., Chiu, D. T., Wu, H., Schueller, O. J., & Whitesides, G. M. (2000), *Fabrication of microfluidic systems in poly(dimethylsiloxane)*. Electrophoresis, 21(1), 27-40. doi:10.1002/(SICI)1522-2683(20000101)21:1<27::AID-ELPS27>3.0.CO;2-C

Автор: Борис Киров, ас. д-р, катедра „Автоматизация на Непрекъснатите Производства“, Факултет Автоматика, Технически Университет - София; E-mail address: Boris.Kirov@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.10.2015

Рецензент: доц. д-р В. Т. Гълъбов

ЛАБОРАТОРЕН СТЕНД „ВЪЗДУШНО-ВИТЛОВО МАХАЛО“ - ОПИСАНИЕ И ПЪРВИ ЕКСПЕРИМЕНТИ

Станислав Енев

Резюме: *Работата представя лабораторен стенд с обект – въздушно-витлово махало, проектиран като помощно методически средство за учебни курсове в областта на системите за автоматично управление. Представени са някои преходни процеси, получени в резултат на първоначални експерименти. Реализирана е опростена идентификационна процедура и е демонстрирано ПИД-базирано регулиране в затворен контур на ъгъла на махалото в неустойчивата област на работа на обекта.*

Ключови думи: *въздушно-витлово махало, управление в реално време, ПИД управление на неустойчив обект, експериментални резултати.*

LABORATORY PROPELLER-DRIVEN PENDULUM TESTBED - DESCRIPTION AND FIRST EXPERIMENTS

Stanislav Enev

Abstract: *A laboratory propeller-driven pendulum testbed, designed as a teaching tool in control systems theory and engineering courses, is described in the paper. Transient responses, obtained in the initial experiments are presented. A simplified identification procedure is carried out and a PID controller is designed, implemented and successfully experimented for stabilizing the pendulum at a defined angle in the unstable region of operation.*

Keywords: *propeller-driven pendulum, real-time control experiment, unstable system PID control, experimental results.*

1. INTRODUCTION

Pendulum systems, within different setups and actuation variants of the apparatus, offer benchmark dynamics for testing novel control designs and design approaches, and are extensively used in classrooms as a teaching “tool” in the control systems theory and engineering field. This paper considers a simple pendulum, driven by the thrust of a motorized propeller attached to the free end of the pendulum rod within a PC-based control system, built around Matlab’s Simulink Real-Time Windows Target. Such configuration of the mechanical system offers in principle rather versatile local second-order dynamics ranging from under-damped to over-damped and even unstable for angles of operation above the horizontal line. This versatility can be used in class-

room to enlighten many basic control concepts through physical experiment and further introduce students to classical (Laplace domain) and modern (state-space domain) analysis and design methods. Moreover, the behavior of the entire apparatus is affected by actuator dynamics in the pendulum joint which can be either introduced in the model for design or left not accounted for to assess control performance in uncertainty conditions. Finally, the dependence of model parameters (of the linearized system) on the set-point angle makes this system a suitable candidate for demonstrating and teaching adaptive control techniques as advanced control approaches.

Different realizations of the same apparatus, driven in single-motor (unidirectional thrust) or dual-motor configurations have been reported lately [1-7] along with different control designs tested in experiments, with references [1-5] considering academic applications of the system.

In this paper, an existing laboratory testbed build around a propeller-driven pendulum within a real-time PC-based control platform is described. First experiments are presented, including PID-based stabilization at an angle in the unstable operating region of the pendulum.

2. MATHEMATICAL MODELING OF THE PENDULUM

Comprehensive overviews of design methods for different variants of model reference adaptive controllers are presented in [6] and [7]. Here, basically a state-feedback adaptive controller is designed, though in the practical realization only output measurements are used and explicit derivation is implemented for completing the state vector for feedback. The nonlinear equation describing the dynamics of the driven pendulum, depicted in Fig. 1, with only viscous friction included, is given by:

$$J\ddot{\theta} + c\dot{\theta} + ml_{cm}\sin\theta = l_p T, \quad (1)$$

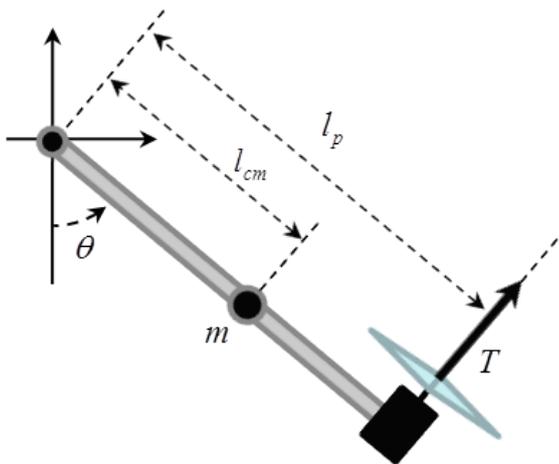


Fig.1. Sketch of the propeller-driven pendulum

with: $\theta(t)$ - pendulum angle;

$T(t)$ - thrust (force) created by the propeller;

m - mass of the pendulum;

l_{cm} - distance to the center of mass of the entire pendulum (from the pendulum joint);

l_p - distance to the propeller axis;

J - moment of inertia of the pendulum around the joint axis;

c - viscous friction coefficient.

By linearizing the differential equation at a given operating point ($T^*, \theta^* = const$, such that (1) is satisfied), the following transfer function is obtained:

$$\frac{\Delta\theta(s)}{\Delta T(s)} = \frac{l_p}{Js^2 + cs + a_0}, \quad (2)$$

with $a_0 = ml_{cm} \cos \theta$.

A simple analysis shows that the damping ratio grows with the operating angle, and the system dynamics goes from under-damped, through critically damped to over-damped. For angles, greater than 90° , a_0 becomes negative and the system becomes unstable, with one real positive pole.

3. TESTBED DESCRIPTION

The laboratory testbed represents a PC-based control system. Its main blocks are depicted in Fig.2. The control law is implemented in real-time within the Real-Time Windows Target environment of Matlab®, with Simulink® being used as control law building environment and an interface for data logging and visualization. The control interface to the physical system is realized with the DAQ board NI 6014 through a signal conditioning custom-made circuit board.

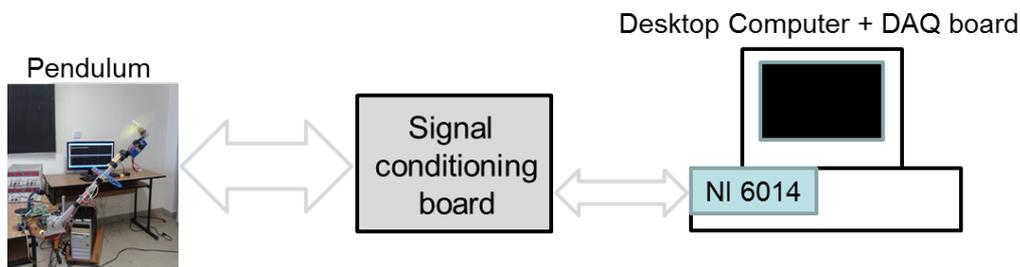


Fig.2.

The laboratory apparatus is shown in Fig.3. It comprises a planar physical pendulum with a BLDC motor, mounted at the free end of pendulum rod. The motor is battery-powered and driven by a BLDC-motor driver. The motor turns a propeller attached to the rotor shaft, thus creating a thrust in a direction perpendicular to the rod, in the plane of the pendulum. The pendulum rod is mounted directly on the shaft of an incremental encoder which serves actually as the pendulum joint. The encoder outputs a pulse train with 3600 pulses per revolution.

The signal conditioning board contains the following blocks:

- a decoder circuit for the incremental encoder, used to decode the generated pulse trains. The decoder circuit outputs a direction signal and a pulse, on a second output line, when an edge in any of the encoder two outputs is detected. Thus, the resolution is increased by a factor of 4 to 14400 counts per revolution. Also, the circuit eliminates vibration problems, which otherwise may lead to false counting. The decoded signals are fed to one of the up/down counters of the NI 6014 DAQ board;
- a small microcontroller board which converts the analog control signal, generated by the NI DAQ board into a 100 Hz width modulated train conforming to the motor driver control interface.

The system's sample rate is set to 0.01 s., according to the driver maximal input update rate. Manual control is provided by means of an additional encoder, whose signals are fed to the counter inputs of the NI 6014 DAQ board through the signal conditioning circuits. Additional potentiometer is also available for the same purpose.

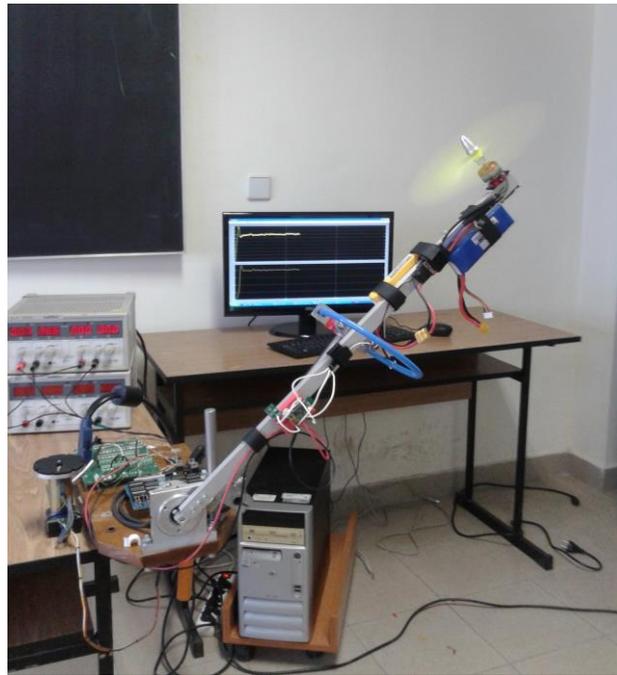


Fig.3. Pendulum balancing at a required angle

4. FIRST EXPERIMENTAL RESULTS

An experiment in open-loop configuration was carried out, starting from an angle equal to zero. A series of step changes of the control input variable (denoted by μ), with constant amplitude, was realized. The values are shown on the left graph in Fig.5, expressed in percentages of the driver's input range.

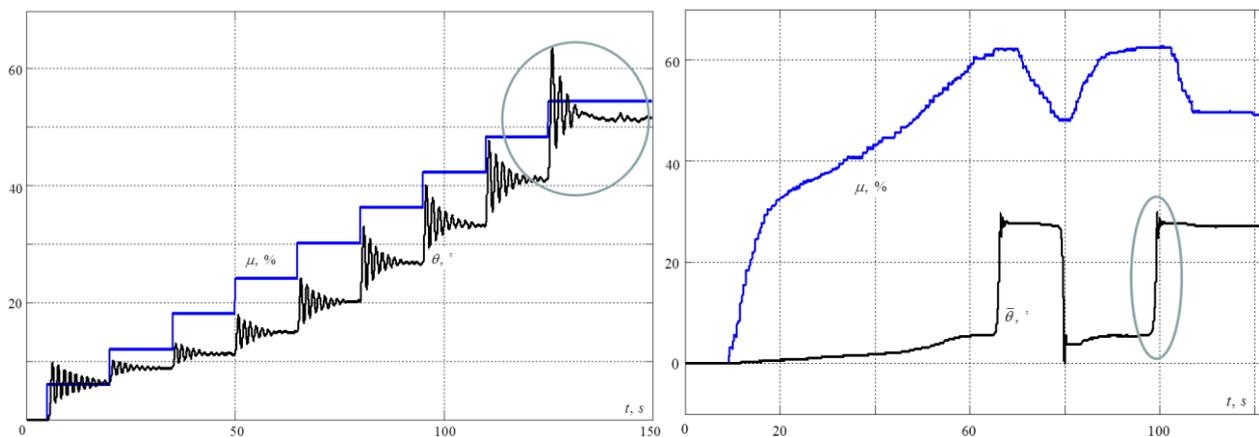


Fig.5. Open-loop responses

Initial analysis lead to the following observations:

- a nonlinear steady-state curve is observed. As an immediate future work, the steady-state thrust-to-control input response of the driver-motor-propeller sub-system is to be experimentally determined;
- as expected, a very small value of the viscous friction coefficient is “seen” in the experimental curves. First detailed studies of the response curves and initial identification procedures suggest the presence of static friction in the pendulum joint. Also, a first-order lag is present in the input-output dynamics, related to propeller speed and ultimately thrust transients;

- as seen, for large propeller speeds, random fluctuations in the pendulum angle persist, probably due to turbulence and/or reflected air flows.

Further identification, based on the measured data is planned, combined with constraining directly measurable parameters such as masses and distances to their actual values (the moment of inertia of the pendulum assembly can be also calculated with good accuracy based on mass and distance measurements);

For the design of the stabilizing controller first an experiment in the unstable operating region of the pendulum is carried out. A rubber safety ring (seen in blue in Fig.3) is provided, confining the pendulum movement to an angle range of about 25°. With $\bar{\theta}$ is denoted the deviation of the pendulum angle from the angle corresponding to the pendulum rod, resting on lower end of the ring. The ring mount is adjusted such that the safety ring is centered on around 40° above the horizontal line. In manual mode, the control signal level is gradually increased /decreased until the pendulum diverges from its current location at one of the ring's ends (resting on the lower end of the ring or pushing its upper end). The resulting transients are shown on the right graph in Fig.5. The highlighted transient is used to estimate the values of model parameters for the respective operating conditions. A simplified identification is done by fitting by trial-and-error approach the coefficients and initial conditions in a second order state-space realization of (2), so that closest visual fit between model and measured response is obtained (Fig.6). The following characteristic polynomial is determined:

$$s^2 + 0.05s - 10.5, \quad (3)$$

By inspecting the step response of the pendulum in the symmetrical region of operation with respect to the horizontal line (the transient is highlighted in Fig.5), the steady-state gain is estimated to a value of 1.8. Thus, for the transfer function of the system is obtained:

$$\frac{\bar{\theta}(s)}{\Delta T(s)} = \frac{18.9}{s^2 + 0.05s - 10.5}, \quad (4)$$

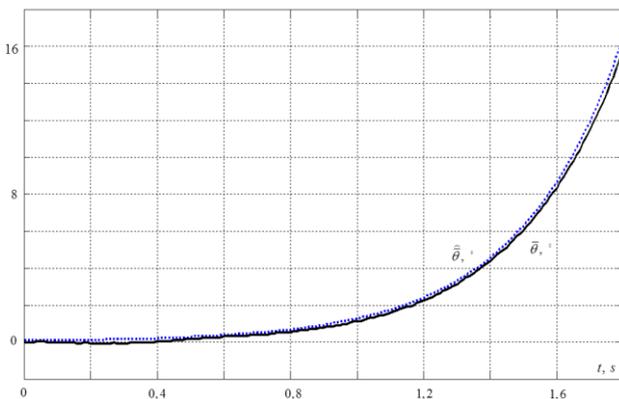


Fig.6. Open-loop model fitting

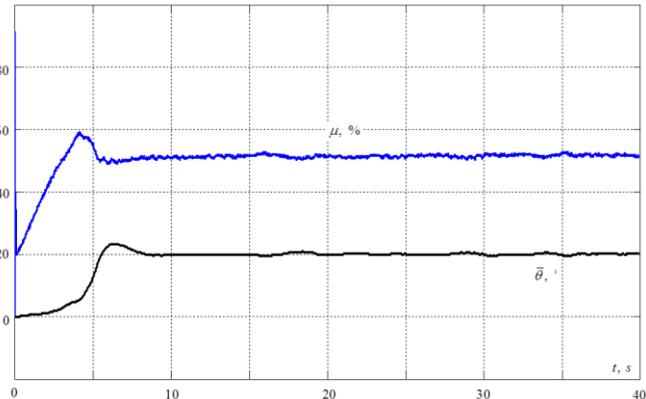


Fig.7. Closed-loop system step response

Based on the pole configuration of (4) (the transfer function has two poles at ≈ 3.24 and -3.24) a PID controller is designed with the following transfer function:

$$W_{PID}(s) = k_R \frac{(s+1)(s+2)}{s(s+40)}, \quad (5)$$

By using the root-locus method the controller gain is set to 16. A Simulink model of the obtained controller is build and compiled for execution within RTWT. The initial value of the control input is set to around 33% and a step change in the required angle of 20° is applied at start-up. The obtained transients are shown in Fig.7.

As seen, satisfactory performance is achieved in regulating the pendulum angle to the set-point and maintaining it there.

4. DISCUSSION AND CONCLUSION

In this paper, a laboratory testbed, built around a physical model of a propeller-driven pendulum is described. The versatility of the pendulum dynamics in this actuation scheme is discussed along with the usefulness of such system in the control engineering classroom. First experimental results are discussed and directions for future work are given. A PID controller design procedure is implemented and successfully tested in experiments with the proposed testbed.

REFERENCES

- [1] Enikov E. T., G. Campa, Mechatronic Aeropendulum: Demonstration of Linear and Nonlinear Feedback Control Principles With MATLAB/Simulink Real-Time Windows Target, IEEE Transactions on Education, Vol. 55, Nov. 2012, pp. 538-545
- [2] <http://aeropendulum.arizona.edu/>
- [3] <http://www.mathworks.com/matlabcentral/linkexchange/links/3021-aeropendulum-and-real-time-windows-target-examples>
- [4] Yang S.-F., J.-H. Chou, A mechatronic positioning system actuated using a micro DC-motor-driven propeller–thruster, Mechatronics, Vol.19, pp. 912-926, 2009
- [5] <http://prism2.mem.drexel.edu/~paul/thrustTester/thrustTester.html>
- [6] Gultekin Y., Y. Tascioglu, Pendulum positioning system actuated by dual motorized propellers, Proceedings of the 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11), 16-18 May. 2011, Elazig, Turkey, pp. 6-9
- [7] Kizmaz H., S. Aksoy, A. Muhurcu, Sliding-mode control of suspended pendulum, Modern Electric Power Systems Automatica, MEPS'10 - paper P14, Wroclaw, Poland, 2010

Authors: Stanislav Enev, Ph.D., Eng. Assoc. prof., Department of Industrial Automation, Faculty of Automation, Technical University of Sofia; E-mail address: enev@tu-sofia.bg

Received 15 October 2015

Reviewer: Professor D.Sc. Emil Nikolov

МЕТОДИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА МАГНИТНАТА ПРОНИЦАЕМОСТ НА НАНО-ФЕРОФЛУИДНИ МАТЕРИАЛИ

Илиана Маринова, Валентин Матеев, Анелия Терзова

Резюме: В статията се изследват различни експериментални методи за определяне на магнитните характеристики на течни феромагнитни материали с нано-размерни частици - Метод с изменение на индуктивността на намотка, Метод с електромагнитна сила, Индукционен метод, Резонансен метод и Спектро-фотометричен метод. Определени са началната магнитна проницаемост и изменението на магнитната проницаемост от интензитета на магнитното поле и честотата на нано-ферофлуидни материали. Получените резултати са сравнени и анализирани.

Ключови думи: нано-ферофлуидни материали, магнитна проницаемост, магнитни характеристики.

METHODS FOR MAGNETIC PERMEABILITY DETERMINATION OF NANO-FERROFLUID MATERIALS

Iliana Marinova, Valentin Mateev, Aneliya Terzova

Abstract: In this paper are investigated several experimental methods for determination of magnetic properties of ferromagnetic liquid materials with nano-sized particles - Inductance coil method; Electromagnetic force method; Induction magnetization method; Resonance method; Spectrophotometric method. The initial magnetic permeability, change of the magnetic permeability due to magnetic field strength and frequency are measured for nano-ferrofluid materials. The obtained results are summarized and analyzed.

Keywords: nano-ferrofluid materials, magnetic permeability measurements, magnetic characteristics.

1. ВЪВЕДЕНИЕ

В последните години нано-ферофлуидните материали намират все по-широко приложение в различни области като медицина, мехатроника, в електромагнитни и електромеханични системи за автомобилостроене, самолетостроене, адаптивна оптика, микромеханика и др. [1-4]. Устройства, работещи с ферофлуид, са различни видове електромагнити, микроелектромеханични системи, преобразуватели, сензори и др. При проектирането и изследването на тези устройства от съществено значение са характеристиките на ферофлуидните материали. Нарастващият интерес към тези материали и широкото им приложение изисква разработването на методи за определянето на магнитните им характеристики с висока точност. За определяне на магнитната проницаемост на твърди феромагнитни ма-

териали са разработени различни методи, но те са трудно приложими за ферофлуидите [5-11]. Нано-ферофлуидните материали се характеризират с много ниска относителна магнитна проницаемост, с тесен хистерезисен цикъл, лесно и бързо насищане при относително малки стойности на външни магнитни полета, силно влияние върху характеристиките на различни случайни фактори при измерването им, нелинейни свойства при стойности на магнитната индукция, близки до индукцията на насищане и др. За определяне на магнитните характеристики на течни феромагнитни материали са изградени експериментални системи и са разработени и приложени метод с изменение на индуктивността на намотка, метод с електромагнитна сила, индукционен метод, резонансен метод и спектро-фотометричен метод като са отчетени особеностите на нано-ферофлуидните материали. С разглежданите методи е изследвана еталонна проба на нано-ферофлуиден материал. Определени са началната магнитна проницаемост, характеристики на изменението на магнитната проницаемост от интензитета на магнитното поле и честотата. Характерните особености на различните методи са анализирани и са посочени насоки за тяхното развитие в това специфично приложение.

2. НАНО-ФЕРОФЛУИДНИ МАТЕРИАЛИ

Ферофлуидът представлява колоидна стабилна суспензия от феритни наночастици в разтвор и повърхностно активни вещества. Разтворите са най-често деионизирана вода или смес от органични разтворители или синтетични масла. Повърхностно активните вещества покриват наночастиците и по този начин флуидът има поведението на хомогенна система, дори при наличието на външни въздействия като магнитно поле, налягане, вибрации и др. Наночастиците обикновено са железни оксиди (FeO , Fe_2O_3 , Fe_3O_4) или комплексни съединения като $\text{ZnMnFe}_2\text{O}_4$, MnFe_2O_4 , CoFe_2O_4 , ZnFe_2O_4 , CuFe_2O_4 , NiFe_2O_4 . Размерът на наночастиците е от 1 nm до 100 nm, като е пряко свързан с физико-химичните свойства на ферофлуида. Магнитната проницаемост е основна характеристика на нано-ферофлуидните материали, която представя магнитните им свойства, и се определя от големината на интензитета на магнитното поле H и магнитната индукция B [16]. При нано-ферофлуидните материали при липса на външно магнитно поле ($H=0$) ферофлуидът има характеристиките на течност. При малки стойности на магнитното поле ($H < 50 \text{ A/m}$) се определя началната магнитна проницаемост $\mu_{нач}$. Когато се приложи външно магнитно поле ферофлуидът променя своите физични свойства и се ориентира по посока на силовите линии на магнитното поле. Магнитната проницаемост на ферофлуида се изменя в зависимост от големината на интензитета на магнитното поле H и магнитната индукция B . При постоянно магнитно поле се определя статичната магнитна проницаемост (1).

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (1)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2)$$

След премахването на външното магнитно поле, ферофлуидът не запазва своята намагнитеност и се връща в началното си състояние [12, 13]. Относителна магнитна проницаемост μ_r е отразена с (2), където μ е магнитната проницаемост на определена материална среда, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ е магнитната проницаемост на

вакуума. За повечето индустриални приложения нано-ферофлуидните материали имат стойности на μ_r в диапазона $1 \div 10$.

3. МЕТОД С ИЗМЕНЕНИЕ НА ИНДУКТИВНОСТТА НА НАМОТКА

За определяне на магнитната проницаемост на наноферофлуидни материали е разработен метод с изменение на индуктивността на намотка. Същността на метода се състои в определяне на изменението на индуктивността на намотка при поставяне на ферофлуиден материал [9, 10]. Относителната магнитна проницаемост на изследвания ферофлуид се определя от отношението на индуктивността на намотката с ферофлуид L_ϕ и собствената индуктивност на намотката L_0 , която е измерена без ферофлуид (3)

$$\mu_{r\phi} = \frac{L_\phi}{L_0} \quad (3)$$

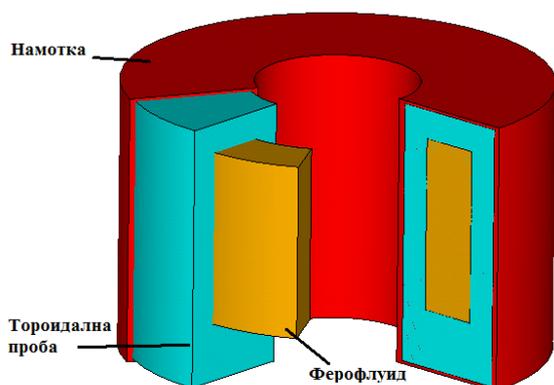
$$L_\phi = L_0 + L'_\phi \quad (4)$$

Индуктивността на намотката с ферофлуид може да се представи като сума от две компоненти - собствената индуктивност на намотката L_0 и компонента, обусловена от наличието на ферофлуид L'_ϕ . (4). Чрез (3) и (4) относителната магнитна проницаемост на изследвания ферофлуиден материал се представя с (5). Компонентата L'_ϕ/L_0 определя относителната магнитна проницаемост, обусловена от наличието на ферофлуид $\mu'_{r\phi}$ и (5) може да бъде записан във вида (6)

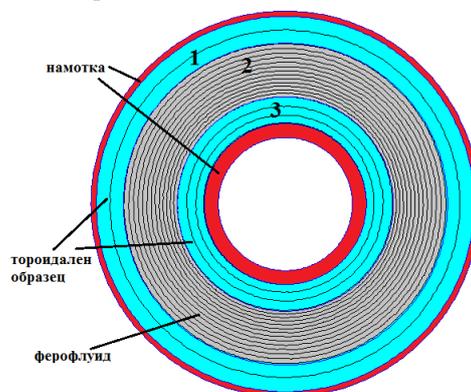
$$\mu_{r\phi} = 1 + \frac{L'_\phi}{L_0} \quad (5)$$

$$\mu_{r\phi} = \mu_0 + \mu'_{r\phi} \quad (6)$$

За определяне на компонентата $\mu'_{r\phi}$ от съществено значение е конструкцията на намотката, чиято индуктивност се определя, както и тази на контейнера за ферофлуидни проби. Имайки предвид особеностите на ферофлуидните материали, за провеждане на изследванията е създадена специална измервателна система, състояща се от тороидален контейнер за течни проби и система от намотки, навити върху него (фиг.1). Контейнерът е с размери, както следва: външен диаметър 700 mm; вътрешен диаметър 30 mm; височина 45 mm. За измерване на индуктивността на намотката е използван измервателен проводник, навит паралелно с възбудителния проводник. Формираната намотка е със 100 навивки. Използвани са медни проводници като измервателният проводник е с диаметър $d_{изпр}=0.5$ mm, а възбудителният проводник е с диаметър $d_{взпр}=1$ mm.

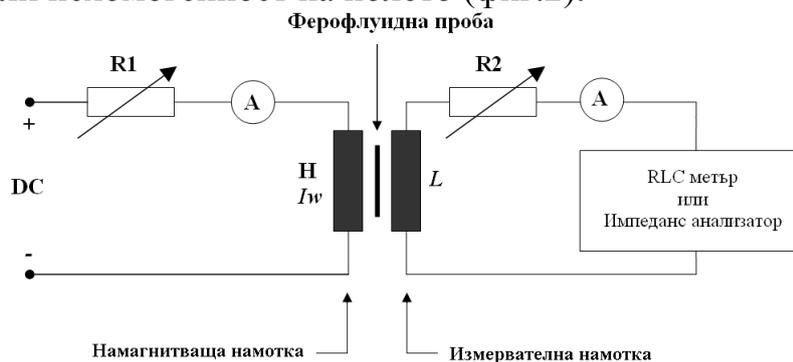


Фиг.1. Тороидален контейнер и система от намотки.

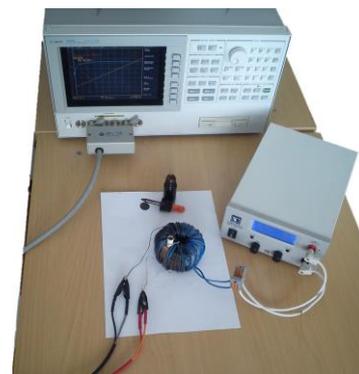


Фиг.2. Магнитни силови линии в тороидалната система.

Поради малката стойност на относителната магнитна проницаемост на ферофлуидните материали е възможно да се получи разсейване на магнитния поток или нехомогенност на полето (фиг.2).



Фиг.3. Електрическа схема на измервателната верига.



Фиг.4. Общ вид на измервателната постанова.

Измервателната система за определяне на индуктивността е показана на фиг.3 и фиг.4. Тя се състои от прецизен импеданс анализатор Agilent 4294A [14], персонален компютър, постояннотоково захранване и тороидална система от намотки. Грешка, с която е измерена индуктивността е $\Delta L = 0,08 \mu H$. Грешката на определяне на относителната магнитна проницаемост е $\Delta \mu_r = 0,0008$. Получените по този метод резултати са обобщени и показани на Фиг.15 и Фиг.16.

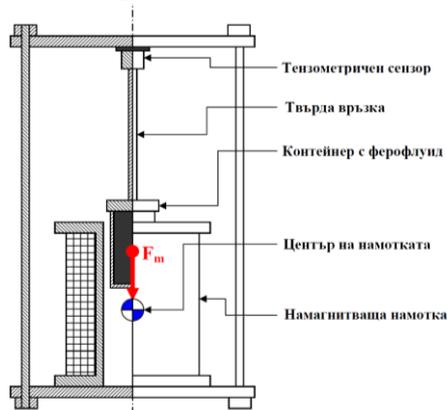
4. МЕТОД С ЕЛЕКТРОМАГНИТНА СИЛА

Този метод се основава на определянето на електромагнитната сила, действаща на феромагнитна проба, поставена в магнитно поле [10].

Измервателната система използва специално изработена цилиндрична намотка като формата и размерите ѝ позволяват поставяне на изследваната проба (фиг.5 и фиг.6) и прецизно измерване на действащата електромагнитна сила.



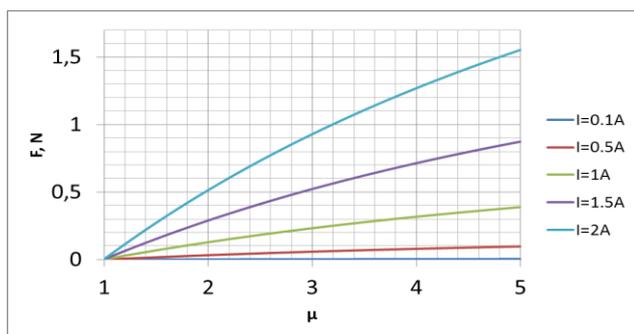
Фиг.5. Общ вид на измервателна система за определяне на електромагнитната сила



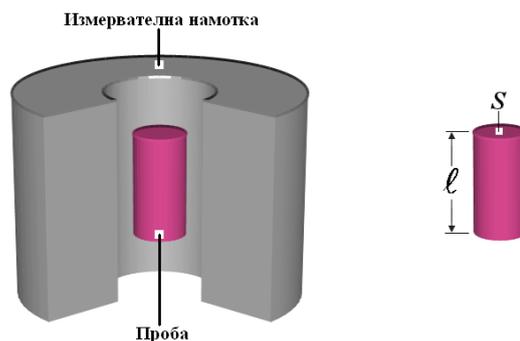
Фиг.6. Измервателна система за определяне на електромагнитната сила

Изследваният ферофлуиден материал е поставен в херметичен цилиндричен контейнер за течни проби с диаметър $D=30mm$, напречно кръгло сечение $S=706.5mm^2$ и височина $\ell=50mm$. Обемът на контейнера е $V=35ml$. Пробата е закрепена към стенд за изпитване и е разположена съсно на намотката, фиг.8. На фиг.5 е показана разработената измервателна система, състояща се от стенд за изпитване, измервателни сензори и преобразуватели, намотка, управляемо захранване. За определяне на електромагнитната сила е използвана тензомет-

рична везна с точност на измерването $1 \times 10^{-4} N$. Получените резултати по метода на електромагнитната сила са обобщени и показани на фиг.7.



Фиг.7. Електромагнитната сила в зависимост от магнитната проницаемост на ферофлуида.



Фиг.8. Измервателна намотка и ферофлуидна проба.

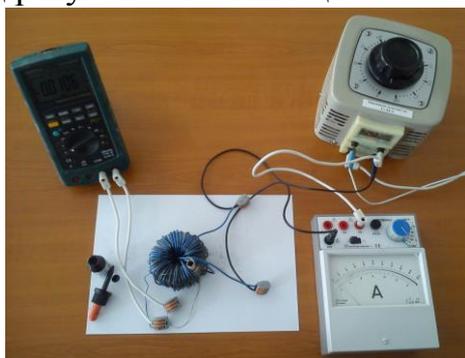
5. ИНДУКЦИОНЕН МЕТОД

В намотка, обхващаща променлив във времето магнитен поток се индуцира електродвижещо напрежение, пропорционално на изменението на потока във времето и броя навивки на намотката. При добър контрол на хомогенността на полето, разсеяните потоци, хармоничния състав на намагнитващия ток и пр., този метод е подходящ за изследване и на слабомагнитни материали с ниска магнитна проницаемост. Използвана е тороидалната система от намотки и контейнер, показана на фиг.1, с равномерно навита намагнитваща бобина, която има $w_1=35$ навивки. Така се осъществява сравнително равномерно намагнитване на материала. Интензитетът на полето по средната магнитна силова линия е (7), където I е големина на тока, w_1 - брой навивки, l_{cp} - средно хармонична дължина на магнитопровода. Върху тороидалния контейнер е навита още една бобина $w_2=100$ навивки, от която се получава сигнал за определяне на индукцията B (8), където U е измереното напрежение, f е честотата, S е сечението на тороида.

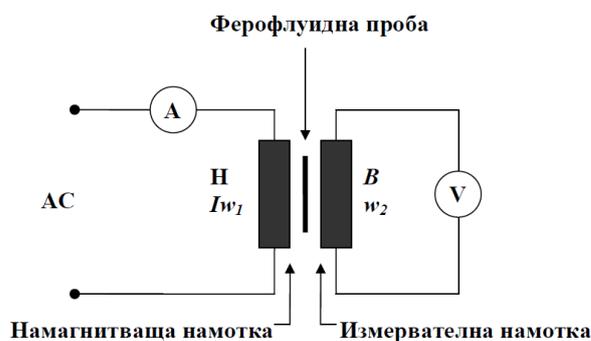
$$H = \frac{Iw_1}{l_{cp}} \quad (7)$$

$$B = \frac{U}{4.44 f S w_2} \quad (8)$$

На фиг.9 и фиг.10 са показани общ вид на опитната постановка и електрическата схема на измервателната верига. Измерванията са направени при температура на ферофлуидните материали $20^\circ C$, и честота $f=50Hz$. Получените по този метод резултати са обобщени и показани на фиг.15 и фиг.16.



Фиг.9. Опитна постановка за определяне на магнитната проницаемост



Фиг.10. Електрическа схема на измервателната верига.

6. РЕЗОНАНСЕН МЕТОД

Резонансният метод принадлежи към групата методи, при които се измерва коефициента на самоиндукция на определена намотка, когато в нея е поставена изследваната проба. Методът използва изменението на резонансната честота - f_R на измервателна намотка, предизвикано от изследваната проба.

Резонансната честота зависи от собствената индуктивност L и капацитет C на намотката (9). Индуктивността от своя страна зависи от магнитната проницаемост на материала, през който преминават силовите линии на магнитния поток. При високи честоти малки промени на магнитната проницаемост може да доведат до съществено изменение на резонансната честота (9). Поставянето на магнитна проба, която може да е феро-, пара- или диа-магнитна, в измервателна намотка със собствена индуктивност $L_{нам}$, води до промяна на индуктивността с ΔL (10). Така индуктивността L , определяща резонансната честота, е с две компоненти $L_{нам}$ и ΔL , като втората компонента зависи от магнитната проницаемост, формата и размерите на изследваната проба. Използвайки (9) и (10), за изменението на индуктивността ΔL може да се запише (11).

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9) \quad L = L_{нам} + \Delta L(\mu) \quad (10) \quad \Delta L = \frac{1}{C(2\pi(f_R + \Delta f))^2} - L_{нам} \quad (11)$$

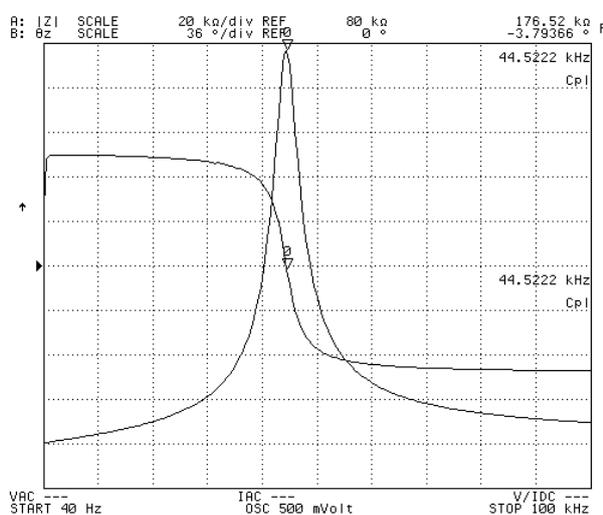
За определяне на магнитната проницаемост е необходимо първоначално да бъдат известни собствената индуктивност $L_{нам}$ и капацитет на намотката и съответстващата им резонансна честота f_R . Опитно се измерва новата резонансна честота при наличие на проба в намотката (фиг.8). Разликата между двете честоти Δf чрез (11) определя ΔL , откъдето съответно с отчитане на формата и размерите на пробата и намотката се определя и изменението на магнитната проницаемост на пробата [17]. При така предложената изчислителна методика се пренебрегват влиянието на вихровите токове в пробата, изменението на температурата в пробата и намотката, поляризацията и промяната на вискозитета на ферофлуида. За определяне на изменението на честотата е проектирана и реализирана измервателна система, използваща прецизен импедансен анализатор Agilent 4294A, позволяващ определяне на честотата с точност до 1 mHz [14].

Измервателната система използва специално подбрана намотка с възможно повисока резонансна честота като формата и размерите позволяват поставяне на изследваната проба. За изследванията е използвана цилиндрична намотка, показана на Фиг.8, с вътрешен диаметър $D_2=38mm$, външен диаметър $D_1=68mm$, височина $H=56mm$, брой навивки $w=1600$ и напречно сечение на намотката $A = 840 mm^2$. Тази измервателна намотка има собствена индуктивност $L_{нам}=62,8 mH$, собствен капацитет $C=2,056 nF$ и съответно резонансна честота $f_R = 44 522,2 Hz$. Изследваният ферофлуиден материал е поставен в херметичен цилиндричен контейнер за течни проби с диаметър $D=30mm$, надлъжно кръгло сечение $S=706,5mm^2$ и височина $\ell=50 mm$. Обемът на контейнера е $V = 35 ml$. Пробата е разположена съсно и симетрично спрямо центъра на намотката.

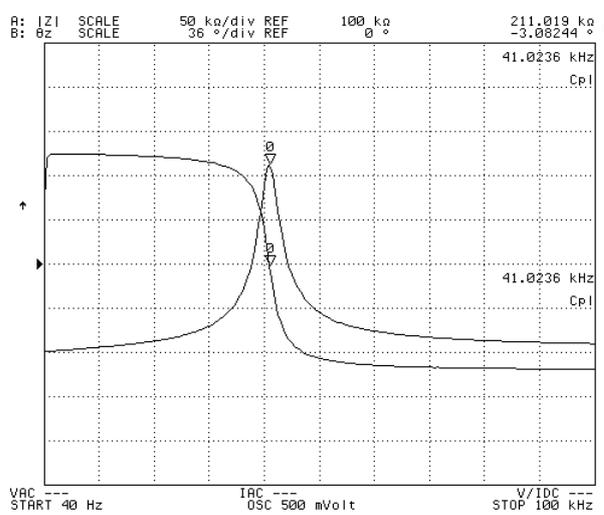
Промяната на индуктивността на използваната измервателна намотка при промяна на магнитната проницаемост на цилиндричната проба с известни постоянни размери е измерено посредством измервателната система. Изменението на

магнитната проницаемост, отговаряща на този промяна на индуктивността е определена с съгласно [17].

Кривата на измерения импеданс на намотката без наличие на тестова проба е показана на фиг.11. Определен е естественият резонансен максимум при честота от 44 522,2Hz. След поставяне на тестовата проба импедансът на намотката е измерен отново. Получената крива на импеданса на намотката след поставяне на пробата е показан на фиг.12. Наблюдава се отместване на резонансния максимум, новата резонансна честотата е 41 023,6 Hz. Така е изменение на резонансната честота от $\Delta f = 3\,498,6\text{ Hz}$, съответстващо на промяна на индуктивността на измервателната намотка $\Delta L = 11,168\text{ mH}$. Това изменение съответства на стойност на относителната магнитна проницаемост на пробата от $\mu_r = 1.213$. Определена е максималната гранична чувствителност на измервателната система, която може да се постигне с тази намотка или $\Delta\mu/\Delta f = 3,604 \cdot 10^{-5}\text{ 1/Hz}$.



Фиг.11. Резонансен максимум на намотката.



Фиг.12. Промяна на резонансния максимум при поставяне на изследваната проба.

При така приложената методика се пренебрегват влиянието на вихровите токове в пробата. Предвид малката стойност на електрическа проводимост на ферофлуида (за изследвания образец $\sigma = 1.27\text{ S/m}$) тези токове нямат съществено значение, както в електромагнитен така и в топлинен аспект. Предвид плътното запълване на съдържащия пробата контейнер и малката стойност на измервателния ток (под 2mA), може да се изключат и други смущаващи измерването ефекти, като преместване на течността, поляризация, промяна на вискозитета на ферофлуида и др. За по-нататъшното развитие на тази методика обаче е желателно количествено оценяване на тези ефекти.

7. СПЕКТРО-ФОТОМЕТРИЧЕН МЕТОД

В практиката се използват два оптични метода за определяне на електромагнитни характеристики. Методите се основават на изменение на фазовата скорост на светлината v_p при преминаване през среда с по-голяма магнитна проницаемост μ и/или диелектрична проницаемост ε (12).

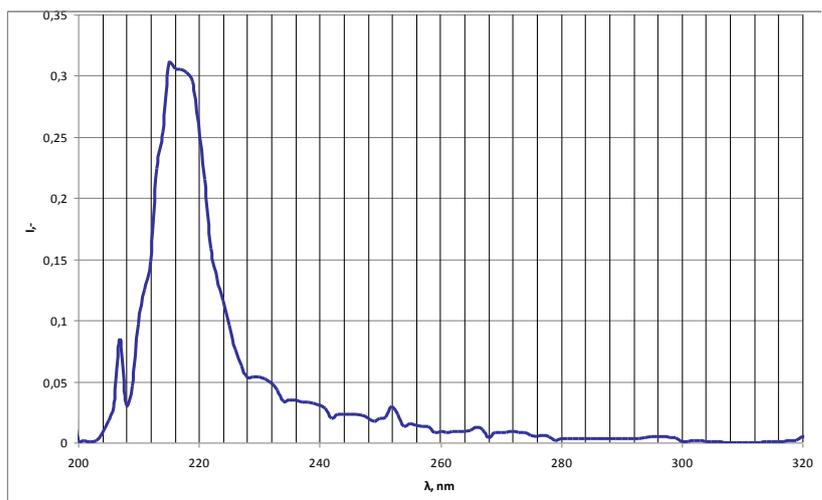
$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (10)$$

Отношението в разликата между скоростите дава информация за промяната на електромагнитните характеристики на съответната среда.

Промяната в скоростта може да бъде определена със спектрофотометричен способ, като се следи изменението на характерен максимум в спектъра на поглъщане на разтвор, при добавяне на изследвания течен феромагнитен материал. Разликата в скоростите се отразява и на индекса на пречупване на границата между двете среди, което с висока точност се определя с прилагането на гониометрични методи. Методът с изменение на фазовата скорост е приложен посредством спектрофотометър S-26, фиг.13, [15], като референтна среда се използва 5% амонячен разтвор във вода. Част от абсорбционния спектър на разтвора в ултравиолетовата област между 198 и 320 nm е показан на Фиг.14. Като характерен маркер е избран максимума при 217 nm. След това разтворът е смесен с ферофлуидния материал в съотношение 1:1 обемни части. Намалването на дължината на вълната, респективно намалването на фазовата скорост, е 1,07 пъти (203 nm), което съответства на стойност на относителната магнитната проницаемост от 1,145. Разделителната способност на спектрофотометъра е 1 nm, като е прието, че при направените измервания диелектричната константа не се променя и не е отразено влиянието на концентрацията на разтвора върху получените резултати.



Фиг.13. Спектрофотометричен апарат S-26.

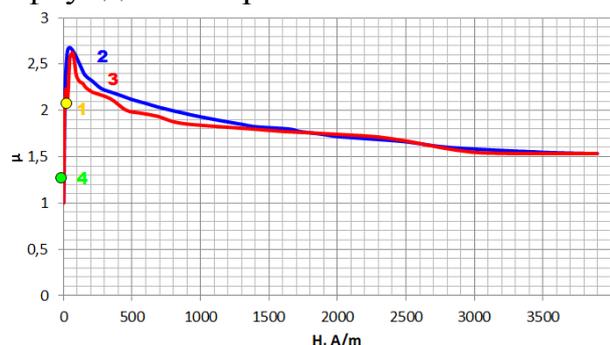


Фиг.14. Максимум на спектъра на поглъщане на референтния разтвор.

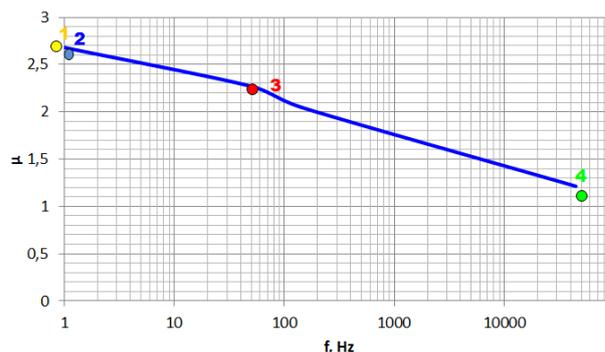
8. ОБОБЩЕНИЕ И АНАЛИЗ НА РЕЗУЛТАТИТЕ

Получените експериментални резултати са обобщени в графичен вид на фиг.15 и фиг.16. На двете фигури разгледаните методи са номерирани както следва: Метод с изменение на индуктивността на намотка - 1; Метод с електромагнитна сила - 2; Индукционен метод - 3; Резонансен метод - 4; Спектро-фотометричен метод - 5. Измервателните методи обхващат различни области по честота и интензитет на приложеното поле. Така например при методите с индуктивността – 1 и метода с електромагнитната сила - 2, се определя началната статична относителна магнитна проницаемост при нулева или близка до нея честота. Индукционният метод е приложен при работна честота от 50 Hz, докато резултатите от резонансния метод се отнасят към съответната честота от 44 kHz. Посредством метода с индуктивността, електромагнитната сила и резонансния метод се

определя началната относителна магнитна проницаемост, при интензитет на полето около и под 50 A/m. Същевременно методите с индуктивността, електромагнитната сила и индуктивното намагнитване, позволяват изменение в широки граници на интензитета на полето при проведените измервания до 4000 A/m (фиг.15). При резонансния метод също е приложимо външно намагнитване на пробата, като в случая такова не е използвано поради специфичните изисквания за съгласуване на параметрите на измервателната и намагнитваща намотки. Тези особености на приложението на отделните методи предоставят широк поглед върху изменението на магнитните характеристики на изследвания нано-ферофлуиден материал.



Фиг.15. Изменение на магнитната проницаемост от интензитета на полето.



Фиг.16. Изменение на магнитната проницаемост от честотата.

Съгласуване на характеристиките по честота на приложеното магнитно поле е показано на фиг.16. Наблюдава се експоненциално намаляване на стойността на магнитната проницаемост в рамките на изследвания честотен диапазон, до 44 kHz, със относителна скорост $-0,9 1/\log(\text{kHz})$. Това изменение на магнитната проницаемост е локално и при по-високи честоти има повторно нарастване около резонансната честота на изследвания материал.

9. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Магнитната проницаемост може да бъде разгледана като интегрална характеристика в случай на хомогенни изотропни проби, така и като локална характеристика, променяща се в мащаб, зависещ от конкретното разглеждане. Така определените свойства в микро и нано мащаб може силно да се отличават от осреднените и общоприети стойности за макро обект. В тази насока забележимо се открояват спектро-фотометричните и резонансните методи като перспективно средство, способно да постигне локализация и бързина на измерването, отговарящи на съвременните изисквания за нано- измерване и с обширен хоризонт за бъдещо развитие. Така например тези методи са приложими и при определяне на други електромагнитни и физични характеристики, като локална електрическа проводимост, остатъчна намагнитеност, диелектрична проницаемост, температура, налягане, плътност на материала и др. Подходящи са за хибридикация с други измервателни методи, като допълнение дават възможност за извършване на обемно пространствено сканиране с добро бързодействие. Резултатите от проведените изследвания ще подпомогнат развитието на нано ферофлуидните материали и ще разширят приложението им в съвременните електромагнитни и микро- електро-механични устройства.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] L. Martinez, F. Cecelja, R. Rakowski, A novel magneto-optic ferrofluid material for sensor applications, *Sensors and Actuators*, 123–124, (2005), pp. 438–443.
- [2] A. Nethe, T. Scholz, H. D. Stahlmann, and M. Filtz, Ferrofluids in electric motors – A numerical process model, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, (2002), pp. 1177–1180.
- [3] B. Sreedhar, R. Kumar, P. Sharma, S. Ruhela, J. Philip, S. Sundarraj, N. Chakraborty, M. Mohana, V. Sharma, G. Padmakuma, B. Nashine, K. Rajan, Development of active magnetic bearings and ferrofluid seals toward oil freesodium pumps, *Nuclear Engineering and Design*, (2013), p.9.
- [4] V. Mateev, I. Marinova, Y. Saito, Coupled Field Modeling of Ferrofluid Heating in Tumor Tissue, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 5, (2013), pp. 1793 – 1796.
- [5] В. Матеев, А. Терзова, И. Маринова, Експериментално определяне на електромагнитните свойства на нано-ферофлуиден материал, *Сборник с доклади на XXIII ММО-2013*, Созопол, 2013, сс. 233-238.
- [6] K. Buschow, F. de Boer, *Physics of Magnetism and Magnetic Materials*, Kluwer Academic Publishers, New York, 2003, 182p.
- [7] Р. Бозорт, *Ферромагнетизм*, Иностранной Литературы, Москва, 1956г., 784с.
- [8] P. Marcon and K. Ostanina, Overview of Methods for Magnetic Susceptibility Measurement, *PIERS Proceedings*, Malaysia, 2012, pp. 420-424.
- [9] D.Mayer, P.Polcar, A novel approach to measurement of permeability of magnetic fluids, *Electrical Review*, 2012, pp. 229-231.
- [10] P. Polcar, M. Kubát, On Measurement of Permeability of Ferromagnetic Fluids, *Computational problem of electrical engineering*, Vol.3, No-2, 2013.
- [11] C. Buzduga, A. Benabou, Measurement magnetic force that be exercised on the tube with ferrofluid, *Buletinul AGIR*, vol. 4, 2011, pp.243-248.
- [12] C. Scherer, A. M. Figueiredo Neto, Ferrofluids: Properties and Applications, *Brazilian Journal of Physics*, vol. 35, no. 3A, (2005), pp. 718-727.
- [13] K. Raj, B. Moskowitz and S. Tsuda, New commercial trends of nanostructured ferrofluids, *International Journal of Engineering and Materials Sciences*, Vol. 11, (2004), pp. 241-252.
- [14] Agilent Technologies Impedance Measurement Handbook. Agilent Technologies, 2006. 154 p.
- [15] Boeko, Model S-26, Spectrophotometer, Operating Manual, 2008.
- [16] БДС/IEC EN 60404-15:2012, Магнитни материали. Част 15: Методи за определяне на относителна магнитна проницаемост на слабо магнитни материали.
- [17] Mateev V., I. Marinova. Magnetic Permeability Resonance Determination of Nonferromagnetic Materials. *Proceedings of the 20th Symposium on Metrology and Metrology Assurance 2010*, September 9-13, Sozopol, Bulgaria, 2010, pp. 168-172.

Автори: Илиана Маринова, проф. дтн инж., катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: iliana@tu-sofia.bg; Валентин Матеев, д-р инж. асистент в катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: vmateev@tu-sofia.bg; Анелия Терзова, маг. инж. асистент и докторант в катедра “Електрически апарати”, Електротехнически Факултет, Технически Университет - София, E-mail address: aterzova@tu-sofia.bg

Постъпила на 15.10.2015

Рецензент: проф. дтн Е. Николов

НАУЧНОТО СПИСАНИЕ
„ГОДИШНИК НА ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ“
НА 65 ГОДИНИ
(бележки на главния редактор)

Емил Николов

65-th ANNIVERSARY
OF THE SCIENTIFIC JOURNAL
“PROCEEDINGS OF TECHNICAL UNIVERSITY OF SOFIA”
(Editorial)

Emil Nikolov

Научното списание - сборник научни трудове „Годишник на Технически Университет-София“ съпътства развитието на Университета от неговото създаване като:

- Висше Техническо Училище ВТУ (1941 ÷ 1945);
- Държавната Политехника ДП (1945 ÷ 1953);
- Машинно-Електротехнически Институт МЕИ (1953 ÷ 1965);
- Висш Машинно-Електротехнически Институт ВМЕИ (1965 ÷ 1995);
- Технически Университет-София ТУ-София (1995 ÷).

Списанието „Годишник на ТУ-София“ води началото си от 1950 г., когато излиза от печат първият том със статии в областта на математиката и инженерната физика. През 2015 г., то навършва своята шестдесет и пета годишнина, паралелно със седемдесетата годишнина от създаването на ТУ-София.

Основател на списанието и негов първи главен редактор е проф. Саздо Иванов (Ректор на ДП в периода 1951 ÷ 1953 г., Ректор на МЕИ в периода 1953 ÷ 1960 г. и почетен Ректор на ТУ-София от 1995 г.). В спомените на проф. Саздо Иванов се чете [1]:

„. . . През времето от 1953 до 1960 г. настъпиха следните по-съществени промени в МЕИ: . . . Осигурени бяха необходимите условия не само за провеждане на практическите занятия на съвременен ниво, но и за извършване на научноизследователска работа. Продължи редовно да се отпечатва Годишник на МЕИ, в който се помещаваше главно научна продукция. Провеждаха се ежегодно научни сесии, на които се отчиташе научноизследователската дейност . . .“.

Етапите в развитието на „Годишник на ТУ-София“ са както следва:

заглавие на списанието	години на издаване	главни редактори на редколегията на списанието	издател на списанието	ISSN
“Годишник на ВТУЗ”	1950 ÷ 1953	проф. Саздо ИВАНОВ	ДИ Техника	-
“Годишник на МЕИ”	1953 ÷ 1965	проф. Саздо ИВАНОВ	ДИ Техника	-
“Годишник на ВМЕИ” физика	1965 ÷ 1976	проф. Саздо ИВАНОВ	ДИ Техника	-
“Годишник на ВМЕИ” техническа физика	1977 ÷ 1994	проф. Саздо ИВАНОВ	ДИ Техника	-
“Годишник на ВМЕИ” математика	1974 ÷ 1990	проф. дмн Евтим БОЖОРОВ	ДИ Техника	-
“Годишник на ВМЕИ” приложна механика	1966 ÷ 1976	проф. дтн Алекси ПИСАРЕВ	ДИ Техника	-
“Годишник на ВМЕИ” техническа механика	1977 ÷ 1989	проф. дтн Алекси ПИСАРЕВ	ДИ Техника	-
“Известия на ВМЕИ”	1970 ÷ 1990	издава се по факултети	Издателство на ВМЕИ	ISSN 0374-342X
„Известия на ВМЕИ”	1991 ÷ 1994	проф. д-р Димитър КУПЕНОВ	Издателство на ТУ-София	ISSN 0374-342X
„Годишник на ТУ-София”	1995 ÷ 2011	проф. дтн Ганчо БОЖИЛОВ	Издателство на ТУ-София	ISSN 1311-0829
„Годишник на ТУ-София”	2011 ÷	проф. дтн Емил НИКОЛОВ	Издателство на ТУ-София	ISSN 1311-0829



проф. Саздо ИВАНОВ Тричков



проф. дмн Евтим Егоров БОЖОРОВ



проф. дтн Алекси Миланов ПИСАРЕВ



проф. д-р Димитър Кръстев КУПЕНОВ



проф. дтн Ганчо Йорданов БОЖИЛОВ



проф. дтн Емил Костов НИКОЛОВ

Списанието по неоспорим, престижен и авторитетен начин доказва и защитава водещата роля на ТУ-София в областта на висшето образование и университетската наука в страната. То осигурява възможността за разпространяване и обмен на академично знание, допринасящо за повишаване на ефективността на научните изследвания. С дългогодишната си история и достойни за уважение традиции в резултат на активността на европейски и световно известни учени-преподаватели от университета, научното списание „Годишник на ТУ-София“ е представителят на научните, научноприложните резултати и постиженията на академичния състав на ТУ-София.

Основни езици на „Годишник на ТУ-София“ са български и английски, с тенденция да се премине към цялостното му отпечатване на английски език. Тематичните направления на „Годишник на ТУ-София“ са в шестнадесет научни области:

„Автоматика“,	„Информатика и компютърни науки“,	„Машиностроене“,	„Математика“,
„Електроенергетика“,	„Ядрена Енергетика“,	„Топлоенергетика“,	„Физика“,
„Електроника“,	„Комуникации“,	„Технологии“,	„Химия“,
„Електротехника“,	„Икономика и мениджмънт“,	„Механика“,	„Транспорт“.

Списанието „Годишник на ТУ-София“ с идентификатор *ISSN 1311-0829* от 1990 г. Инсталирано е от 2011 г. на сървър за съхранение (адрес) на документите с *uniform resource locator URL: <http://proceedings.tu-sofia.bg/>* и е включено в международната система за рефериране и бази данни на световно известните информационни центрове *STN (The Science & Technical Information Network)*:

- STN International INSPEC; Database for Physics, Electronics and Computing;*
- STN International CAPLUS; Chemical Abstracts;*
- STN International METADEX; METals Abstracts/Alloy InDEX;*
- STN International EMA; Engineered Materials Abstracts;*
- STN International CIVILENG; CIVILENGineering Abstracts;*
- STN International ALUMINIUM; ALUMINIUM Industry Abstracts;*
- STN International MECHENG; MECHANical and Transportation ENGiNEering Abstrs*

От 2013 г. списанието е в групата на наблюдаваните от *Scopus Elsevier* научни списания с цел индексирането му в класа “А” значими периодични университетски научни издания и оценяването му с *SCImago Journal Rank (SJR indicator - Scopus Impact Factor)* и с *Hirsch-index Scopus* за въздействието, което отпечатаните в него статии оказват върху останалите периодични издания в научния свят.

„Годишник на ТУ-София“ се издава като книжно тяло в Издателството на Технически Университет - София във вид на една или няколко книжки за том, излизащи всяка година и съдържащи научните трудове, постъпили в течение на предходната година. За периода 2005 ÷ 2015 г. списанието публикува над 2600 статии. От 2005 г. електронните версии на томовете на списанието се публикуват на *web*-сайта на ТУ-София - *URL: <http://proceedings.tu-sofia.bg/>*.

В Библиотечно Информационния Център на ТУ-София е подредена самостоятелна зала, в която се съхраняват надлежно всичките книжки на списанието, отпечатани през изминалите шестдесет и пет години от неговото съществуване. Те съдържат повече от 11 850 научни публикации на преподавателите и докторантите в ТУ-София.

Изискванията към предлаганите от авторите за отпечатване в **“Годишник на ТУ-София”** статии са систематизирани в Правилник за издаване на научни трудове, URL: http://proceedings.tu-sofia.bg/sadarjanie/Regle_Annuaire_2011.pdf.

Издателят на научното списание **„Годишник на ТУ-София“** е Техническият университет - София, представляван от Ректора на **ТУ-София**. Списанието се издава от Редакционна колегия, одобрена от РС, състояща се от главен редактор, зам. главен редактор и членове - водещи преподаватели в различните технически области. Редколегията урежда научните, издателските, организационните и техническите въпроси, свързани с издаването на списанието. Редколегията предприема и осъществява необходимата юридическа защита на авторското право, грижата за съблюдаването на етичните норми при публикуване на научни резултати и сигнали за нарушения по международните правила и норми на **COPE (Committee on Publication Ethics)**, недопускането на прояви на посегателство върху интелектуалната собственост, установяването и предотвратяването на плагиатството; одобрява рецензентите на статиите и реализира научната, стилната, и езиковата редакция на постъпващите ръкописи.

[1] Младен Цонев, Светослав Йорданов, Петър Държанов, Лиляна Младенова, Елена Телбизова (2010), **Летописи 1945-2010 (дати, събития и документи)**, © 2010 Издателство на ТУ-София, ISBN: 978-954-438-859-1, 114 стр.

Главен Редактор
Проф. д-р Емил Николов