

Բ Ա Ն Բ Ե Ր

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱՏԿԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ,
ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ

№ 2

Երևան 2018

В Е С Т Н И К

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ,
ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА**

№ 2

Ереван 2018

PROCEEDINGS

OF NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY
OF ARMENIA

**INFORMATION TECHNOLOGIES,
ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING**

№ 2

Yerevan 2018

Հանդեսը հրատարակվում է 1998 թվականից

Բանբերի խմբագրական խորհուրդ. Յու. Լ. Սարգսյան (գլխավոր խմբագիր, տ.գ.դ.), Ա.Խ. Գրիգորյան (գլխավոր խմբագրի տեղակալ, տ.գ.դ.), Ա.Գ. Ավետիսյան (պատասխանատու քարտուղար, տ.գ.դ.), Ա.Գ. Աղբալյան (տ.գ.դ.), Մ.Ք. Բաղդասարյան (տ.գ.դ.), Ն.Բ. Կնյազյան (տ.գ.դ.), Ո.Ջ. Մարուխյան (տ.գ.թ.), Ա.Հ. Սիմոնյան (տ.գ.դ.)

Հանդեսի խմբագրական խորհուրդ. Ա.Հ. Սիմոնյան (հանդեսի գլխավոր խմբագիր, տ.գ.դ.), Վ.Շ. Մելիքյան (հանդեսի գլխավոր խմբագրի տեղակալ, տ.գ.դ.), Մ.Գ. Խաչատրյան (հանդեսի պատասխանատու քարտուղար, տ.գ.թ.), Ա.Հ. Առաքելյան (տ.գ.դ.), Ա.Շ. Բալասանյան (տ.գ.դ.), Վ.Վ. Բունիաթյան (տ.գ.դ.), Ա.Վ. Գավրիլով (ՌԴ, տ.գ.դ.), Օ.Ն. Գասպարյան (տ.գ.դ.), Վ.Ս. Ջավրիլով (Ֆ-մ.գ.դ.), Ա.Խ. Խուրադերյան (տ.գ.դ.), Վ.Ի. Հահանով (Ուկրաինա, տ.գ.դ.), Վ.Մ. Հարությունյան (Ֆ-մ.գ.դ.), Ա.Գ. Դուրյան (Ֆ-մ.գ.դ.), Թ.Ա. Նալչաճյան (տ.գ.դ.), Օ.Հ. Պետրոսյան (տ.գ.դ.), Օ.Վ. Ստուկաչ (ՌԴ, տ.գ.դ.), Ռ.Ռ. Վարդանյան (տ.գ.դ.)

Խմբագիրներ՝ Ժ.Ս. Սեյրանյան, Հ.Յ. Պետրոսյան, Հ.Ջ. Ղազարյան

© Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան (ՀԱՊՀ), «Ճարտարագետ»
հրատարակչություն, հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան 105, ՀԱՊՀ innovative.polytechnic.am

Журнал издается с 1998г.

Редакционная коллегия Вестника: Ю.Л. Саркисян (главный редактор, д.т.н.), А.Х. Григорян (зам. главного редактора, д.т.н.), А.Г. Аветисян (ответственный секретарь, д.т.н.), С.Г. Агбальян (д.т.н.), М.К. Багдасарян (д.т.н.), Н.Б. Князян (д.т.н.), В.З. Марухян (к.т.н.), С.О. Симонян (д.т.н.)

Редакционная коллегия журнала: С.О. Симонян (главный редактор журнала, д.т.н.), В.Ш. Меликян (зам. главного редактора журнала, д.т.н.), М.Г. Хачатрян (ответственный секретарь журнала, к.т.н.), А.А. Аракелян (д.т.н.), В.М. Арутюнян (д.ф.-м.н.), С.Ш. Баласанян (д.т.н.), В.В. Буниатян (д.т.н.), Р.Р. Варданян (д.т.н.), С.В. Гаврилов (РФ, д.т.н.), О.Н. Гаспарян (д.т.н.), А.Г. Гулян (д.ф.-м.н.), В.С. Захарян (д.ф.-м.н.), Т.А. Налчаджян (д.т.н.), О.А. Петросян (д.т.н.), О.В. Стукач (РФ, д.т.н.), В.И. Хаханов (Украина, д.т.н.), С.Х. Худавердян (д.т.н.)

Редакторы: Ж.С. Сейранян, А.Ц. Петросян, А.З. Казарян

© Издательство Национального политехнического университета Армении (НПУА) “Чартарагет”,
адрес редакции: 0009, Ереван, ул. Теряна 105, НПУА, innovative.polytechnic.am

The journal has been published since 1998

Editorial Council of Proceedings: Yu.L. Sargsyan (editor-in-chief, doctor of tech. sciences), A.Kh. Grigoryan (vice-editor-in-chief, doctor of tech. sciences), A.G. Avetisyan (responsible secretary, doctor of tech. sciences), S.G. Aghbalyan (doctor of tech. sciences), M.K. Baghdasaryan (doctor of tech. sciences), N.B. Knyazyan (doctor of tech. sciences), V.Z. Marukhyan (cand. of tech. sci.), S.H. Simonyan (doctor of tech. sciences)

Editorial Council of the journal: S.H. Simonyan (Editor-in-chief of the Journal, doctor of tech. sciences), V.Sh. Melikyan (vice-editor of the Journal, doctor of tech. sciences), M.G. Khachatryan (responsible secretary of the Journal, cand. of tech. sci.), A.H. Arakelyan (doctor of tech. sciences), S.Sh. Balasanyan (doctor of tech. sciences), V.V. Buniatyan (doctor of tech. sciences), O.N. Gasparyan (doctor of tech. sciences), S.V. Gavrilo (RF, doctor of tech. sciences), A.G. Ghulyan (doctor of phys.-math. sciences), V.I. Hahanov (Ukraine, doctor of tech. sciences), V.M. Harutyunyan (doctor of phys.-math. sciences), S.Kh. Khudaverdyan (doctor of tech. sciences), T.A. Nalchajyan (doctor of tech. sciences), O.H. Petrosyan (doctor of tech. sciences), O.V. Stoukach (RF, doctor of tech. sciences), R.R. Vardanyan (doctor of tech. sciences), V.S. Zakaryan (doctor of phys.-math. sciences)

Editors: Zh. S. Seyranyan, H.Ts. Petrosyan, H.Z. Ghazaryan

© National Polytechnic University of Armenia (NPUA) “Tchartaraget” Publishing House
Address: 0009, Yerevan, 105 Teryan str., NPUA, innovative.polytechnic.am

ԲՈՎԱՆ ԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

Խմբագրի կողմից	6
	<u>ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ</u>
Սիմոնյան Ա.Հ., Պապոյան Հ.Ս.	
Սիլվեստրի տիպի $\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$ դինամիկ միապարամետրական մատրիցային հավասարումների լուծման վերաբերյալ	9
Աբրոյան Ն.Հ.	
Նեյրոնային և բայեսյան ցանցերի համեմատումը իրական ժամանակի տվյալների դասակարգման դեպքում	21
Կիրակոսյան Գ.Հ., Մարգարյան Վ.Վ., Մելքոնյան Վ.Ս., Կիրակոսյան Լ.Գ.	
Առավելագույն հզորության կետին հետևող սարքավորման մոդելավորումը և սիմուլյացիան ցանցային PV համակարգի դեպքում	30
	<u>ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ</u>
Մամիկոնյան Բ.Մ., Մելիքյան Թ.Ա.	
Լարումով կառավարվող հոսանքի էլեկտրոնային աղբյուրների կառուցման սկզբունքները	41
Պետրոսյան Օ.Հ., Ավետիսյան Զ.Մ., Մարտիրոսյան Ա.Ռ.	
Համաժամիչ սխեմաներում մետակայունության հայտնաբերման մեթոդ	56
Հարությունյան Ա.Գ.	
Ինտեգրալ սխեմաների շղթաների երկարությունների մոդելավորումը տարրերի տեղաբաշխման փուլում	67
	<u>ՈԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ</u>
Սաֆին Ռ.Տ.	
Տեսադիտարկումների համակարգերի հետազոտման ստենդի օգտագործման ոլորտի որոշումը	78
Բաղդասարյան Հ.Ա.	
Գերչափ ալիքատարների շարժական միակցումներով միլիմետրային ալիքների հաղորդագծի նախագծումը	87
Թանթուշյան Ա.Մ.	
Անալոգային մոդուլացումների դասակարգման ալգորիթմը	95
Հայրապետյան Ա.Կ.	
Հաղորդչում թրթռոցների վրա ծերացման ազդեցության նվազարկումը	103
Հեղինակների ցուցակ	111
Հոդվածների ձևավորման կանոններ	114

СОДЕРЖАНИЕ

<i>От редактора</i>	7
<u>ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ</u>	
Симонян С.О., Папоян О.С.	
К решению динамических однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра $\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$	9
Аброян Н.О.	
Сравнение нейронных и байесовских сетей для классификации данных реального времени	21
Киракосян Г.Г., Маргарян В.В., Мелконян В.С., Киракосян Л.Г.	
Моделирование и симуляция следящей установки за точкой максимальной мощности для сетевой PV системы	30
<u>ЭЛЕКТРОНИКА</u>	
Мамиконян Б.М., Меликян Т.А.	
Принципы построения электронных источников тока, управляемых напряжением	41
Петросян О.А., Аветисян З.М., Мартиросян А.Р.	
Метод обнаружения метастабильности в синхронизаторах	56
Арутюнян А.Г.	
Моделирование длин цепей интегральных схем на этапе размещения элементов	67
<u>РАДИОТЕХНИКА</u>	
Сафин Р.Т.	
Определение областей применения стенда по исследованию систем видеонаблюдения	78
Багдасарян А.А.	
Подвижная линия передачи миллиметровых волн для антенных измерений по ближнему полю	87
Тантушян А.М.	
Алгоритм классификации аналоговых модуляций	95
Айрапетян А.К.	
Уменьшение воздействия старения на вибрации в передатчике	103
<i>Список авторов</i>	112
<i>Правила оформления статей</i>	115

CONTENTS

Editorial	8
<u>INFORMATION TECHNOLOGIES</u>	
Simonyan S.H., Papoyan H.S.	
To the Solution of Dynamic One-Parametric Silvester-Type Matrix Equations	9
$\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$	
Abroyan N.H.	21
Comparison of Neural and Bayesian Networks for Real-Time Data Classification	
Kirakosyan G.H., Margaryan V.V., Melkonyan V.S., Kirakosyan L.G.	30
Modeling and Simulation of MPPT for the Grid-Connected PV System	
<u>ELECTRONICS</u>	
Mamikonyan B.M., Melikyan T.A.	41
The Principles of Constructing Voltage-controlled Electronic Current Sources	
Petrosyan O.H., Avetisyan Z.M., Martirosyan A.R.	56
The Metastability Detection Method in Synchronizers	
Harutyunyan A.G.	67
Modeling the Length of the Chains of Integrated Circuits at the Stage of Cell Placement	
<u>RADIO ENGINEERING</u>	
Safin R.T.	78
Defining the Application Fields of the Stand for Investigating the Video Monitoring Systems	
Baghdasaryan H.A.	87
Mobile Millimeter Wave Transmission Line for Near-field Antenna Measurements	
Tantushyan A.M.	95
An Algorithm for Analog Modulation Classification	
Hayrapetyan A.K.	103
Aging Impact Minimization on a Transmitter Jitter	
List of the Authors	113
Rules for preparing the articles	116

ԽՄԲԱԳՐԻ ԿՈՂՄԻՑ

Լրացավ Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի «Մոդելավորում, օպտիմալացում, կառավարում» գիտական հանդեսի՝ 2012թ. նրա իրավահաջորդը հանդիսացող Բանբերի «Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ, էլեկտրոնիկա, ռադիոտեխնիկա» սերիայի ստեղծման 20 տարին:

Այս տարիների ընթացքում նշված հանդեսներում իրենց գիտական հետազոտությունների բազմաթիվ արդյունքներ են հրապարակել ոչ միայն պոլիտեխնիկականի պրոֆեսորները, դոցենտները, դասախոսներն ու ասպիրանտները, այլև հանրապետության մյուս բուհերի և այլ կազմակերպությունների բազմաթիվ աշխատակիցներ: Հանդեսը, իրավամբ, դարձել է հանրապետության այն առաջատար գիտական հարթակներից մեկը, որտեղ իրենց հետազոտությունների արդյունքներն են ներկայացրել ինչպես մեր հանրապետության, այնպես էլ արտերկրի մեծանուն գիտնականները:

Երկար ու բեղմնավոր ճանապարհ մաղթենք արդեն հանրահայտ դարձած հանդեսին, որպեսզի այն դառնա մեր ժողովրդի աննկուն կամքը, ապրելու և ստեղծագործելու լուսավոր ձգտումն արտահայտող ևս մեկ կարևորագույն օղակ՝ ի փառս մեր Հայրենիքի զարգացման և բարգավաճման:

*Սերիայի գլխավոր խմբագիր՝
պրոֆ. Ս.Հ. Սիմոնյան*

ОТ РЕДАКТОРА

Прошло 20 лет со дня основания научного журнала Национального политехнического университета Армении “Моделирование, оптимизация, управление” (с 2012 г. его преемника – серии “Информационные технологии, электроника, радиотехника” Вестника НПУА).

В течение этих лет в журнале публиковались результаты научных исследований не только профессоров, доцентов, преподавателей и аспирантов Политехника, но также и представителей ряда других республиканских вузов и организаций. Журнал действительно стал одной из тех ведущих научных площадок республики, на которых результатами своих исследований делились как отечественные, так и зарубежные видные ученые.

Пожелаем долгого и плодотворного пути этому авторитетному журналу, чтобы он стал важным звеном, выражающим национальный творческий дух, непоколебимую волю и просвещенное стремление жить и творить во имя развития и процветания нашей Родины.

*Главный редактор серии
проф. С.О. Симонян*

EDITORIAL

20 years have passed since the foundation of the scientific Journal of National Polytechnic University of Armenia “Modeling, Optimization, Management” and its successor (since 2012) “Proceedings of NPUA - Series Information Technologies, Electronics, Radio Engineering”.

For the past years, the results of scientific investigations of the Academy staff, post-graduate students of NPUA, and also the scientists of a number of other universities and research organizations of the republic have published their works in the journal. The Journal has actually become one of the leading scientific platforms of the republic, where the well-known local and foreign scientists have shared the results of their research.

We wish a long and fruitful path to this prestigious Journal, so that it could become another important link expressing the creative national spirit, unshakable will, and enlightened desire to live and contribute to the development and prosperity of our country.

*Editor-in-chief of the Journal
Prof. S.H. Simonyan*

УДК 621.52+512.643.4

**К РЕШЕНИЮ ДИНАМИЧЕСКИХ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ
МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ ТИПА СИЛЬВЕСТРА**

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$$

С.О. Симонян, О.С. Папоян

Национальный политехнический университет Армении

Предложены методы решения динамических однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра, базирующиеся на соответствующих спектральных моделях, основанных на дифференциальных преобразованиях Г.Е. Пухова. Спектральные модели используют матричные дискреты рассматриваемых задач и порождают:

- рекуррентные нижнетреугольные блочно-матричные вычислительные структуры в первом случае;

- рекуррентные нижнетреугольные блочно-гиперматрично-гипервекторные вычислительные структуры во втором случае.

В первом случае при использовании спектральной модели получаются простые (прямые) рекуррентные вычислительные процедуры, которые генерируются при начальном матричном дискрете $X(0)$ с дальнейшим вычислением последующих матричных дискретов $X(1), X(2), \dots$. Объединение этих вычислительных процедур приводит к нижнетреугольной блочно-матричной вычислительной структуре.

Во втором случае при использовании спектральной модели и аппарата кронекеровых произведений матриц получаются сравнительно сложные рекуррентные вычислительные процедуры, которые также генерируются при начальном матричном дискрете $X(0)$ с дальнейшим вычислением последующих матричных дискретов $X(1), X(2), \dots$. Объединение этих вычислительных процедур приводит к нижнетреугольной кронекеровой блочно-гиперматрично-гипервекторной вычислительной структуре.

Рассмотрен модельный пример, решение которого получено предложенными методами. В обоих случаях удается легко обойти сложную операцию численного интегрирования динамических матричных уравнений, что обычно имеет место в существующих в настоящее время методах.

Ключевые слова: динамические однопараметрические матричные уравнения типа Сильвестра, дифференциальные преобразования, спектральная модель, матричные дискреты, рекуррентная нижнетреугольная блочно-матричная вычислительная структура, кронекерово произведение матриц, рекуррентная нижнетреугольная кронекерова блоч-

но-гиперматрично-гипервекторная вычислительная структура, модельный пример, информационные технологии.

Введение. Динамические матричные уравнения достаточно часто встречаются в различных областях науки и техники, в частности, при решении задач регулирования, слежения, наблюдения (уравнения Сильвестра); анализе многомерных систем управления; выяснении структурных свойств управляемости, наблюдаемости; анализе асимптотической устойчивости (уравнения Ляпунова); в задачах управляемости и наблюдаемости в смысле квадратического интегрального критерия качества (уравнения Риккати) и др. [1-7]. В настоящей работе предлагаются численно-аналитические методы решения динамических матричных уравнений Сильвестра, основанные на дифференциальных преобразованиях [8, 9].

Математический аппарат. Рассмотрим динамическое матричное уравнение Сильвестра

$$\dot{X}(t) = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), \quad X(t_0) = fix, \quad (1)$$

где $X(t) \in R^{m \times n}$, $A(t) \in R^{m \times m}$, $B(t) \in R^{n \times n}$, t_0 - начало динамического процесса, причем

$$X(t) = \begin{bmatrix} X_{11}(t) & X_{12}(t) & \cdots & X_{1n}(t) \\ X_{21}(t) & X_{22}(t) & \cdots & X_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{m1}(t) & X_{m2}(t) & \cdots & X_{mn}(t) \end{bmatrix}_{m \times n} \quad (2)$$

- неизвестная матрица, подлежащая определению.

Используя дифференциальные преобразования [1]

$$A(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K A(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \Leftrightarrow A(t) = \mathfrak{a}_1(t, t_v, H, A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (3)$$

$$B(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K B(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \Leftrightarrow B(t) = \mathfrak{a}_2(t, t_v, H, B(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (4)$$

$$X(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K X(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \Leftrightarrow X(t) = \mathfrak{a}_3(t, t_v, H, X(K), K = \overline{0, \infty}) \quad (5)$$

(где $A(K), B(K), X(K)$, $K = \overline{0, \infty}$ - матричные дискреты матриц $A(t), B(t), X(t)$ в центре аппроксимации $t = t_v$; K - целочисленный аргумент; H - масштабная постоянная, имеющая размерность аргумента t ; $\mathfrak{a}_1(\cdot), \mathfrak{a}_2(\cdot), \mathfrak{a}_3(\cdot)$ - аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $A(t), B(t), X(t)$ соответственно), матричное уравнение (1) переведем из области оригиналов в область \mathcal{D} -изображений. При этом получим следующее представление (спектральную модель):

$$\begin{aligned} \frac{K+1}{H} \cdot X(K+1) &= A(t) * X(t) + X(t) * B(t) = \\ &= \sum_{l=0}^{l=K} A(l) \cdot X(K-l) + \sum_{l=0}^{l=K} X(l) \cdot B(K-l), \quad X(0) = X(t_0) = X(t_v), \end{aligned} \quad (6)$$

где * - знак \mathcal{D} -свертки [1], а матричные дискреты

$$X(K) = \begin{bmatrix} X_{11}(K) & X_{12}(K) & \cdots & X_{1n}(K) \\ X_{21}(K) & X_{22}(K) & \cdots & X_{2n}(K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{m1}(K) & X_{m2}(K) & \cdots & X_{mn}(K) \end{bmatrix}_{m \times n}, \quad \forall K = \overline{0, \infty}. \quad (7)$$

Теперь представим соответствующие методы решения задачи (1).

1. Нижнетреугольная блочно-матричная вычислительная структура

Спектральная модель (6) порождает следующие рекуррентные вычислительные процедуры:

при $K = 0$:

$$\frac{1}{H} \cdot X(1) = A(0) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(0), \quad X(0) = X(t_v) = X(t_0); \quad (8)$$

при $K = 1$:

$$\begin{aligned} \frac{2}{H} \cdot X(2) &= A(0) \cdot X(1) + A(1) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(1) + X(1) \cdot B(0) = \\ &= [A(0) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(0)] + [A(1) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(1)]; \end{aligned} \quad (9)$$

при $K = 2$:

$$\begin{aligned} \frac{3}{H} \cdot X(3) &= A(0) \cdot X(2) + A(1) \cdot X(1) + A(2) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(2) + \\ &+ X(1) \cdot B(1) + X(2) \cdot B(0) = [A(0) \cdot X(2) + X(2) \cdot B(0)] + \\ &+ [A(1) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(1)] + [A(2) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(2)]; \end{aligned} \quad (10)$$

при $K = 3$:

$$\begin{aligned} \frac{4}{H} \cdot X(4) &= A(0) \cdot X(3) + A(1) \cdot X(2) + A(2) \cdot X(1) + A(3) \cdot X(0) + \\ &+ X(0) \cdot B(3) + X(1) \cdot B(2) + X(2) \cdot B(1) + X(3) \cdot B(0) = \\ &= [A(0) \cdot X(3) + X(3) \cdot B(0)] + [A(1) \cdot X(2) + X(2) \cdot B(1)] + \\ &+ [A(2) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(2)] + [A(3) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(3)] \end{aligned} \quad (11)$$

и т.д.

Объединив соотношения (8), (9), (10), (11), ... , получим следующую нижнетреугольную блочно-матричную вычислительную структуру:

$$\frac{1}{H} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K+1 \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} X(1) \\ X(2) \\ X(3) \\ \vdots \\ X(K+1) \end{bmatrix}_{(K+1) \times n} = \begin{bmatrix} A(0) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(0) & 0 & \dots & 0 \\ A(1) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(1) & A(0) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(0) & \dots & 0 \\ A(2) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(2) & A(1) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A(K) \cdot X(0) + X(0) \cdot B(K) & A(K-1) \cdot X(1) + X(1) \cdot B(K-1) & \dots & A(0) \cdot X(K) + X(K) \cdot A(0) \end{bmatrix}_{(K+1) \times n} \begin{bmatrix} E \\ E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix}_{(K+1) \times n} \quad (12)$$

(где \circ - знак прямого произведения вектора на вектор-матрицу; E - единичная матрица), откуда последовательно-рекуррентно могут быть вычислены матричные дискреты $X(1), X(2), \dots, X(K+1)$ при начальном матричном дискрете $X(0)$ и, следовательно, определено решение $X(t)$ в соответствии с правой частью (5).

2. Нижнетреугольная кронекерова блочно-гиперматрично-гипервекторная вычислительная структура

Теперь, обозначив

$$\hat{X}(K) = \begin{bmatrix} X_{1l}(K) \\ \vdots \\ X_{ln}(K) \\ \vdots \\ X_{ml}(K) \\ \vdots \\ X_{mn}(K) \end{bmatrix}_{m \times l}, \quad \forall K = \overline{0, \infty} \quad (13)$$

и используя аппарат кронекеровых произведений матриц [2], представим соотношения (8), (9), (10), (11), ... в следующем эквивалентном виде:

при $K = 0$:

$$\frac{1}{H} \cdot \hat{X}(1)_{m \times l} = \begin{bmatrix} A(0) \otimes E^T + E \otimes B^T(0) \\ m \times m \quad n \times n \quad m \times m \quad n \times n \end{bmatrix} \cdot \hat{X}(0)_{m \times l}; \quad (14)$$

при $K = 1$:

$$\frac{2}{H} \cdot \hat{X}(2)_{m \times l} = \begin{bmatrix} A(0) \otimes E^T + E \otimes B^T(0) \\ m \times m \quad n \times n \quad m \times m \quad n \times n \end{bmatrix} \cdot \hat{X}(1)_{m \times l} +$$

$$+ \left[\begin{matrix} A(1) \otimes E^T & E \otimes B^T(1) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(0); \quad (15)$$

при $K = 2$:

$$\begin{aligned} \frac{3}{H} \cdot \hat{X}(3) &= \left[\begin{matrix} A(0) \otimes E^T & E \otimes B^T(0) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(2) + \\ &+ \left[\begin{matrix} A(1) \otimes E^T & E \otimes B^T(1) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(1) + \\ &+ \left[\begin{matrix} A(2) \otimes E^T & E \otimes B^T(2) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(0); \end{aligned} \quad (16)$$

при $K = 3$:

$$\begin{aligned} \frac{4}{H} \cdot \hat{X}(4) &= \left[\begin{matrix} A(0) \otimes E^T & E \otimes B^T(0) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(3) + \\ &+ \left[\begin{matrix} A(1) \otimes E^T & E \otimes B^T(0) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(2) + \\ &+ \left[\begin{matrix} A(2) \otimes E^T & E \otimes B^T(0) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(1) + \\ &+ \left[\begin{matrix} A(3) \otimes E^T & E \otimes B^T(0) \\ mxm & nxn \end{matrix} \right] \cdot \hat{X}(0) \end{aligned} \quad (17)$$

и т.д., где символ \otimes - знак кронекерова произведения матриц.

Теперь, объединив соотношения (14), (15), (16), (17), ..., получим следующую блочно-гиперматрично-гипервекторную структуру:

$$\begin{aligned} &\frac{1}{H} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K+1 \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} \hat{X}(1) \\ \hat{X}(2) \\ \hat{X}(3) \\ \vdots \\ \hat{X}(K+1) \end{bmatrix}_{(K+1)mn \times 1} = \\ &= \begin{bmatrix} A(0) \otimes E^T + E \otimes B^T(0) & 0 & \dots & 0 \\ A(1) \otimes E^T + E \otimes B^T(1) & A(0) \otimes E^T + E \otimes B^T(0) & \dots & 0 \\ A(2) \otimes E^T + E \otimes B^T(2) & A(1) \otimes E^T + E \otimes B^T(1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A(K) \otimes E^T + E \otimes B^T(K) & A(K-1) \otimes E^T + E \otimes B^T(K-1) & \dots & A(0) \otimes E^T + E \otimes B^T(0) \end{bmatrix}_{(K+1)mn \times (K+1)mn} \begin{bmatrix} \hat{X}(0) \\ \hat{X}(1) \\ \hat{X}(2) \\ \vdots \\ \hat{X}(K) \end{bmatrix}_{(K+1)mn \times 1}, \end{aligned} \quad (18)$$

откуда также последовательно-рекуррентно могут быть вычислены векторные дискреты $\hat{X}(1), \hat{X}(2), \dots, \hat{X}(K+1)$ при начальном дискрете $\hat{X}(0)$, соответственно

матричные дискреты $X(1), X(2), \dots, X(K+1)$ и, следовательно, решение $X(t)$ системы (1) в соответствии с правой частью (5).

Модельный пример. Пусть задано динамическое матричное уравнение

$$\dot{X}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -t^2 \\ 0 & -t & t \\ t & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot X(t) + X(t) \cdot \begin{bmatrix} 1 & t \\ t^2 & -t \end{bmatrix}, X(t_0) = X(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix}.$$

При $t_y = 0, H = 1$ имеем

$$A(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, A(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A(K) = [0], \forall K \geq 3;$$

$$B(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B(1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, B(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B(K) = [0], \forall K \geq 3.$$

Рассмотрим решение задачи обоими предложенными методами.

1. Применение вычислительной структуры (12):

при $K = 0$ согласно (8) имеем

$$X(1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix};$$

при $K = 1$ согласно (9) имеем

$$2 \cdot X(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ -2 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix},$$

откуда

$$X(2) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix};$$

при $K = 2$ согласно (10) имеем

$$\begin{aligned}
3 \cdot X(3) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6 & 3 \\ -4 & -1 \\ 0.5 & 0 \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

откуда

$$X(3) = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 0 \end{bmatrix};$$

при $K = 3$ согласно (11) имеем

$$\begin{aligned}
4 \cdot X(4) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + [0] + [0] = \begin{bmatrix} 14/3 & 11/3 \\ -5/6 & -7/2 \\ -1/6 & -1/3 \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

откуда

$$X(4) = \begin{bmatrix} 7/6 & 11/12 \\ -5/24 & -7/8 \\ -1/24 & -1/12 \end{bmatrix}$$

и т.д.

2. Применение вычислительной структуры (18):

при $K = 0$ согласно (14) имеем

$$\hat{X}(1) = \left[\begin{array}{cc|cc|c} 2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 1 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ -1 \end{array} \right],$$

откуда

$$X(1) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix};$$

при $K = 1$ согласно (15) имеем

$$2 \cdot \hat{X}(2) = \left[\begin{array}{cc|cc|c} 2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ -1 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc|cc|c} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 0 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -1 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 1 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} 4 \\ 0 \\ -2 \\ 2 \\ -1 \\ -1 \end{array} \right],$$

откуда

$$X(2) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix};$$

при $K = 2$ согласно (16) имеем

$$3 \cdot \hat{X}(3) = \left[\begin{array}{cc|cc|c} 2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 2 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc|cc|c} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 0 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -1 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ -1 \end{array} \right] +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 1 & & -1 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & -1 \\ \hline 0 & & 0 & 1 & \\ 0 & & 0 & 0 & \\ \hline 0 & & & 0 & 1 \\ 0 & & & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6 \\ 3 \\ -4 \\ -1 \\ 0.5 \\ 0 \end{bmatrix},$$

откуда

$$X(3) = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 0 \end{bmatrix};$$

при $K = 3$ согласно (17) имеем

$$4 \cdot \hat{X}(4) = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & \\ \hline 0 & & 1 & 0 & \\ 0 & & 0 & 0 & \\ \hline 0 & & 1 & 0 & 1 \\ 0 & & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \\ -4/3 \\ -1/3 \\ 1/6 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & & & \\ 1 & -1 & & & \\ \hline 0 & & -1 & 0 & 1 \\ 1 & -2 & & 0 & 1 \\ \hline 1 & 0 & & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ -0.5 \\ -0.5 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 1 & & -1 & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & -1 \\ \hline 0 & & 0 & 1 & \\ 0 & & 0 & 0 & \\ \hline 0 & & & 0 & 1 \\ 0 & & & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -2 \\ -1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \\ -2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 14/3 \\ 11/3 \\ -5/6 \\ -7/2 \\ -1/6 \\ -1/3 \end{bmatrix},$$

откуда

$$X(4) = \begin{bmatrix} 7/6 & 11/12 \\ -5/24 & -7/8 \\ -1/24 & -1/12 \end{bmatrix}$$

и т.д.

Очевидно, что при применении обоих методов получены одни и те же матричные дискреты $X(1), X(2), X(3), X(4), \dots$ (что и должно было быть), следовательно, окончательное маклореновское решение задачи имеет вид

$$\begin{aligned}
X(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & -1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \cdot t + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0.5 & -0.5 \end{bmatrix} \cdot t^2 + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 0 \end{bmatrix} \cdot t^3 + \\
&\quad + \begin{bmatrix} 7/6 & 11/12 \\ -5/24 & -7/8 \\ -1/24 & -1/12 \end{bmatrix} \cdot t^4 + \dots = \\
&= \begin{bmatrix} (1 + 2t + 2t^2 + 2t^3 + 7/6t^4 + \dots) & (1 + t^3 + 11/12t^4 + \dots) \\ (-t^2 - 4/3t^3 - 5/24t^4 + \dots) & (-1 + t^2 - 1/3t^3 - 7/8t^4 + \dots) \\ (-2 - 2t - 0.5t^2 + 1/6t^3 - 1/24t^4 + \dots) & (-t - 0.5t^2 - 1/12t^4 + \dots) \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Заключение. Таким образом, математический аппарат дифференциальных преобразований функций и уравнений позволил обойти труднореализуемую операцию численного интегрирования динамических матричных уравнений Сильвестра, существенно снизить объём вычислительных процедур и получить аналитическое решение задачи. При этом исходное динамическое матричное уравнение в области дифференциальных изображений редуцируется в спектральную модель (6), порождающую нижнетреугольную блочно-матричную вычислительную структуру (12) в первом случае и нижнетреугольную кронекерово блочно-гиперматрично-гипервекторную вычислительную структуру (18) во втором случае. Последние позволяют рекуррентно-последовательно вычислить матричные дискреты решения задачи, начиная с начальной матричной дискреты $X(0)$, и легко восстановить подлежащее определению аналитическое решение $X(t)$ в соответствии с (5). Естественно, отмеченные вычислительные процедуры могут быть эффективно реализованы средствами современных информационных технологий [10]. К тому же, ввиду того, что дифференциальные преобразования являются точным операционным методом, то получаемая при его использовании спектральная модель (6) не обладает методической погрешностью, обуславливающей получение решения динамического матричного уравнения (1) с необходимой точностью.

Литература

1. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. - М.: Наука, 2010. - 560 с.
2. Демиденко Г.В. Матричные уравнения. - Новосибирск: Новосиб. гос. ун-т, 2009. - 202 с.
3. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. - М.: Мир, 1977. - 650 с.
4. Ланкастер П. Теория матриц. - М.: Наука, 1978. - 280 с.

5. **Чуйко С.М.** О решении матричного уравнения Ляпунова // Вестник Воронежского гос. ун-та. Серия: Физика, Математика.- 2015.-№3.-С. 176-185.
6. **Чуйко С.М.** О решении матричного уравнения Сильвестра // Вестник Одесского национального университета. Серия: Математика и механика.- 2014.- Т. 19, вып. 1(21).- С. 49-57.
7. **Uwe Helmke and Moore John B.** Optimization and Dynamical Systems.- Springer-Verlag London Limited, 1994.- 389p.
8. **Пухов Г. Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. – Киев: Наукова думка, 1984.- 420 с.
9. **Симонян С.О., Аветисян А.Г.** Прикладная теория дифференциальных преобразований, - Ереван: Изд-во ГИУА “Политехник”, 2010.- 364 с.
10. **Strastrup B.** The C++ Programming Language.- 4th Edition.- Boston: Addison-Wesley professional, 2013.-1368 p.

*Поступила в редакцию 15.09.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

$$\mathbf{UHLVETSRI SHGH} \frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$$

ԴԻՆԱՄԻԿ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ՎԵՐԱԲԵՐՅԱԼ

Ս.Հ. Սիմոնյան, Հ.Ս. Պապոյան

Առաջարկված են Սիլվեստրի տիպի դինամիկ միապարամետրական մատրիցային հավասարումների լուծման եղանակներ, որոնք հիմնված են Գ. Ե. Պոլսոյի դիֆերենցիալ ձևափոխությունների կիրառմամբ ստացված համապատասխան տարրապատկերային մոդելների վրա: Տարրապատկերային մոդելներն օգտագործում են դիտարկվող խնդիրների մատրիցային դիսկրետները և ծնում են՝

- անդրադարձ ներքին եռանկյունաձև բլոկա-մատրիցային հաշվողական կառույցներ՝ առաջին դեպքում,

- անդրադարձ ներքին եռանկյունաձև բլոկա-հիպերմատրիցա-հիպերվեկտորական հաշվողական կառույցներ՝ երկրորդ դեպքում:

Առաջին դեպքում տարրապատկերային մոդելն օգտագործելիս ստացվում են պարզ (ուղղակի) անդրադարձ հաշվողական ընթացակարգեր, որոնք գեներացվում են սկզբնական $X(0)$ մատրիցային դիսկրետի դեպքում՝ $X(1), X(2), \dots$ մատրիցային դիսկրետների հետագա հաշվարկմամբ: Այդ հաշվողական ընթացակարգերի միավորումը հանգեցնում է ներքին եռանկյունաձև բլոկա-մատրիցային հաշվողական կառույցի:

Երկրորդ դեպքում տարրապատկերային մոդելի և մատրիցների կրոնեկերյան արտադրյալների ապարատն օգտագործելիս ստացվում են համեմատաբար բարդ անդրադարձ հաշվողական ընթացակարգեր, որոնք նույնպես գեներացվում են սկզբնական $X(0)$ մատրիցային դիսկրետի դեպքում՝ նույնպես $X(1), X(2), \dots$ մատրիցային դիսկրետների հետագա հաշվարկմամբ: Այդ հաշվողական ընթացակարգերի միավորումը հանգեցնում է

ներքին եռանկյունաձև կրոնեկերյան բլոկ-հիպերմատրիցա-հիպերվեկտորական հաշվողական կառույցի:

Դիտարկվել է մոդելային օրինակ, որի լուծումն ստացվել է առաջարկված երկու եղանակներով էլ: Երկու դեպքում էլ հաջողվում է հեշտությամբ շրջանցել դինամիկ մատրիցային հավասարումների թվային ինտեգրման բարդ գործողությունը, ինչը սովորաբար տեղի է ունենում գոյություն ունեցող եղանակներում:

Առանցքային բաներ. Սիլվեստրի տիպի դինամիկ միապարամետրական մատրիցային հավասարումներ, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, տարրապատկերային մոդել, մատրիցային դիսկրետներ, անդրադարձ ներքին եռանկյունաձև բլոկ-մատրիցային հաշվողական կառույց, մատրիցների կրոնեկերյան արտադրյալ, անդրադարձ ներքին եռանկյունաձև կրոնեկերյան բլոկ-հիպերմատրիցա-հիպերվեկտորական հաշվողական կառույց, մոդելային օրինակ, տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ:

TO THE SOLUTION OF DYNAMIC ONE-PARAMETRIC SILVESTER-TYPE MATRIX EQUATIONS $\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$

S.H. Simonyan, H.S. Papoyan

Methods for solving dynamic one-parameter matrix equations of Silvester type based on the corresponding spectral models based on G. E. Pukhov's differential transformations are proposed. Spectral models use matrix discretizes of the considered problems and generate:

- recurrent lower triangular block-matrix computational structures in the first case;
- recurrent lower triangular block-hypermatrix-hypervector computational structures in the second case.

In the first case, using the spectral model, simple (direct) recurrent computational procedures are obtained, which are generated by the initial matrix discrete $X(0)$ with further computation of the subsequent matrix discretizes $X(1), X(2), \dots$. Combination of these computational procedures leads to a lower triangular block-matrix computational structure.

In the second case, using the spectral model and the apparatus of kronecker product of matrices, relatively complex recurrent computational procedures are obtained, which are also generated by the initial matrix discrete $X(0)$ with further computation of the subsequent matrix discretizes $(1), X(2), \dots$. Combination of these computational procedures leads to a lower triangular kronecker-block-hypermatrix-hypervector computational structure.

A model example is considered, the solution of which is obtained by both proposed methods. In both cases, it is possible to easily circumvent the complex operation of the numerical integration of dynamic matrix equations, which is usually the case in currently existing methods.

Keywords: dynamic one-parametric Sylvester-type matrix equations, differential transformations, spectral model, matrix discretizes, recurrent lower triangular block-matrix computational structure, kronecker product of matrices, recurrent lower triangular kronecker-block-hypermatrix-hypervector computational structure, model example, information technology.

UDC 004.8

COMPARISON OF NEURAL AND BAYESIAN NETWORKS FOR REAL-TIME DATA CLASSIFICATION

N.H. Abroyan

National Polytechnic University of Armenia

Neural and Bayesian networks have been successfully used in different classification tasks during the last several decades. Then during the last several years, the interest towards deep neural networks have been hugely increased and they have started to be used in vast majority of fields including image, speech, signal processing. Currently field researchers and specialists try to apply neural networks in almost every sphere and system, including systems that deal with real-time data. Eventually neural networks became more popular in industry than Bayesian networks. However, there are some concerns and unanswered questions about this type of usage of neural networks. Especially neural networks are being misused very often in classification tasks, and field specialists do not consider the fact that Bayesian networks could be better solution with better performance and accuracy for a specific problem. In addition, there is a need to consider some factors before choosing the network type, such as transparency of the algorithm, theoretical justification, missing values in data, restriction of being only supervised approach, network building and training time, adaptiveness in case of real-time data. In this work, we present differences of neural networks and Bayesian networks, more specifically for classification tasks for real-time data and carry out theoretical and practical comparison between them. Afterwards, we provide some ideas on which approach is preferable in case of real-time data classification.

Keywords: machine learning, classification, real-time data, neural networks, Bayesian networks.

Introduction. Classification is one of the most popular machine learning problems and there are many algorithms that try to solve it. This work concentrates mostly on classification of real-time data. By saying real-time data, we mean that its total correctness depends not only upon its logical correctness, but also upon the time in which it is used [1]. A lot of examples of such data are in the financial sphere. As an example of such data could be stock prices that rapidly change over time. Another example, which is considered as a popular classification task, could be financial (e.g. credit card) transaction fraud detection system. That is, all orders in financial sphere (e.g. stock exchange markets, banks) are processed and tested for not being fraud. Another real-time data classification problem would be deciding of credit approval, i.e. whether a person should be allowed to take a credit from a bank or not. In all above cases, correctness of data and approval decision strongly depend on time. Thus, the machine

learning model should be adaptive to changes. Otherwise, the trained model, some time later could be irrelevant to the newly received data. In this work, we also work with real-time data on the example of the financial transaction fraud detection problem.

Although, some approaches to the usage of neural networks have been proposed for solving the classification task with high accuracy for financial transaction fraud detection problem [2-4], there are some questions and problems that have not been answered yet in case of usage of neural networks. In the frames of this paper we are going to concentrate on those questions and problems, try to compare the two approaches and provide some answers.

Neural Networks. Neural networks are powerful techniques for representing complex relationships between inputs and outputs [5]. They are inspired by the neural structure of the brain, and for certain tasks, they can contain many layers and nodes [6]. During the last several years, deep learning revolutionized and started a new era of machine learning and artificial intelligence [4]. Thanks to the usage of convolutional, recurrent neural networks, restricted Boltzmann machines and some other technologies machine learning researchers and specialists achieved notable results in visual, voice and natural language processing tasks [4]. In our previous research we showed that it is possible to achieve best results in financial transaction fraud detection problems by using recurrent neural networks [4]. However, there are some questions and problems in case of neural networks usage such as the lack of theoretical solid justification, the restriction to be a supervised approach, adaptiveness to newly received data. We will discuss these problems later in this paper.

Bayesian Networks. Bayesian networks are directed acyclic graphs that represent a set of variables (i.e. nodes) and their probabilistic conditional dependencies (encoded in its arcs) [7]. Nodes can represent any kind of variable: a measured parameter, a latent variable or a hypothesis. There are efficient algorithms that perform inference and learning in Bayesian networks [8, 9]. If there is an arc from node A to another node B, A is called a parent of B, and B is a child of A. The intuitive meaning of an arc from node A to node B is that A has a direct influence on B. The set of parent nodes of a node x_i is denoted by $parents(x_i)$. The joint probability distribution of the node variables can be written as the product of the local distributions of each node and its parents as [7]:

$$P(x_1, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^n P(x_i | parents(x_i)).$$

Each node has conditional probability table, that quantifies the effect of the parent nodes. A simple example of a Bayesian network is presented in Fig. 1.

This example presents a Bayesian network for a high school student, who wants to apply for a university. For that he/she needs to pass a SAT test (*SAT* node has *pass* and *no pass* possible states) and present a good recommendation letter (*Letter* node

has *good* and *bad* possible states) from one of his high school professors. We can assume, that as SAT is a standard test with a standard level of difficulty, its results depend only on the intelligence of the student (or on the preparation level). A high school Professor may give a good recommendation letter in case if that student received a good grade in the final graduation test. And as that exam is not standardized and specific to that particular high school, its difficulty can vary. Thus, the grade depends on both the difficulty of the test and the student's intelligence (or on the preparation level).

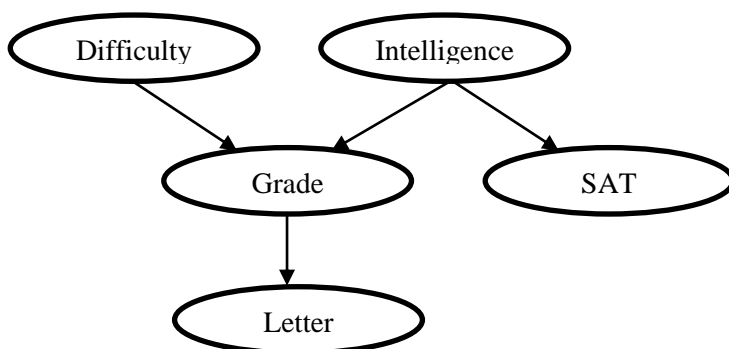


Fig. 1. An example of Bayesian network

Bayesian technology has become popular and well-established, as demonstrated by numerous companies. Some spheres where Bayesian network classifiers have been successfully applied are the following: computing and robotics, medicine and health care, economy, finance and banking, environmental science [10].

The structure of Bayesian networks can be defined either by problem field experts or learned from the data [8]. In case of big datasets with many parameters, it can take a long time to learn the structure. For that reason, there are some Bayesian networks with a predefined structure, which speed up or eliminate the structure learning process.

Naive Bayes. Naive Bayes is one of the Bayesian networks with a predefined structure. In a naive Bayes classifier, each feature variable has the class variable as its only parent. This means that the structure is fixed, and the only task involved in learning is to estimate the parameters [8]. Here, it is assumed that all the features are conditionally independent given the value of the class or more formally $p(\bigcap_{i=1}^n x_i | y) = \prod_{i=1}^n p(x_i | y)$, where x_i is the i -th feature, y is the class variable and n is the feature count [10]. An example of naive Bayes is presented in Fig. 2 (a). There are also some extensions of naive Bayes and the most popular one is tree augmented naive Bayes. Here each feature variable can have maximum one feature variable as

parent (besides the class variable) [8]. Here structure learning is needed to be done. However, the only thing that needs to be done is finding the optimal single links between the features. An example of tree augmented naive Bayes is presented in Fig. 2 (b).

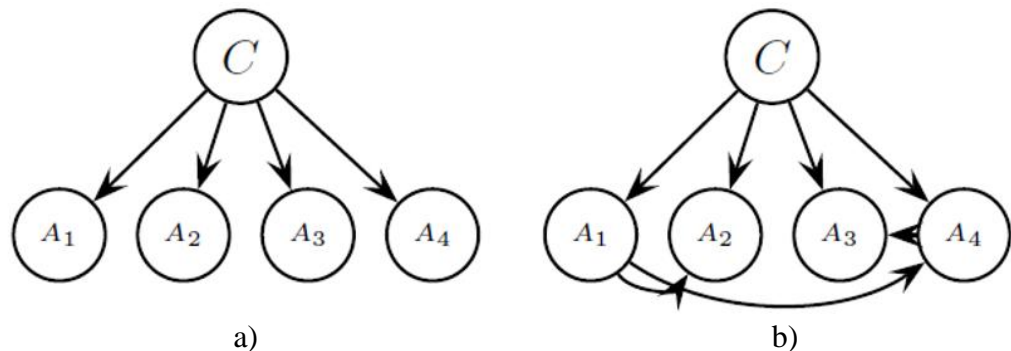


Fig. 2. Examples of naive Bayes (a) and tree augmented naive Bayes (b)

Comparison. Although both neural and Bayesian networks solve similar classification problems and can be presented as graphs, there are significant differences between them, which we have presented below.

Neural networks are discriminative algorithms, Bayesian networks are generative algorithms [5]. In case of classification tasks, discriminative algorithms try to find decision boundaries between classes (i.e. $h(x)$ function) and learn $p(y|x)$ directly, where y represents the class, and x represents features. A new training example is classified in one of classes according to

$$y \in \begin{cases} \text{class 1, } h(x) \geq T, \\ \text{class 2, } h(x) < T \end{cases}$$

formula, where T is the threshold value. In contrast, generative algorithms try to build models for each class based on their features, and they learn $p(x|y)$ and $p(y)$. In this case there is one more additional step for computing $p(y|x)$, which is done with Bayes theorem [8, 9]:

$$p(y|x) = \frac{p(x|y)p(y)}{p(x)}.$$

Here $p(y)$ is the prior probability, which can affect the result, and there are some approaches how to choose it [8, 9].

Neural networks lack theoretical solid justification, nodes (neurons), and edges do not have any meaning individually. A network receives inputs, performs computations and gives an output. Very often neural networks are called black box approach [5]. Up to now, one cannot explain why the network produced that result. Although neural networks have been successfully applied to a vast number of problems [11], these theoretical gaps often prevent the usage of neural networks in some fields. The

reason is that the field specialists almost always want to know not only the accuracy of the algorithms, but also an explanation about to prediction. In case of Bayesian networks, all the nodes and edges have a very concrete meaning. Nodes correspond to dataset feature and edge relationships between them [8]. This approach gives an opportunity to understand the way of working of networks and explain why network predicted that result. In case of classification real-time data (e.g. financial transaction fraud detection) Bayesian networks have advantage over neural networks.

The lack of theory and proofs in case of neural networks includes not only neural network training and prediction, but also data preprocessing such as dealing with missing values. There are some approaches to filling the missing values in dataset, however they are also empirical and may or may not work well in practice [5]. In case of Bayesian networks, there are theoretically proved algorithms (such as expectation maximization), which impute the missing values, and that guarantees the most optimal result [8, 9]. These algorithms also perform well in practice.

Another difference is the restriction of neural networks to be a supervised approach [11]. Supervised learning formally can be defined as follows: let $X = (x_1, \dots, x_n)$ be a set of n examples, where $x_i \in X$ for all $i \in [n] := \{1, \dots, n\}$. The goal is to learn a mapping from x to y , given a training set made of pairs (x_i, y_i) [6]. However, in systems dealing with real-time data, no one could guarantee that all the data will be labeled and y_i will be available for all the examples. Thus, it would be nice to be able to learn from both labeled and unlabeled data, because it is not always feasible to hire experts to label the data. In case of neural networks, all the unlabeled data should be removed from the dataset, because it is not possible to include them in the training process. However, in case of Bayesian networks, the class variable can be monitored as an ordinary feature and the missing data imputing algorithms can be used (such as expectation maximization) [8, 9]. That eventually allows to learn both from labeled and unlabeled data. Thus, for this property, Bayesian networks are more preferable in case of real-time data classification than neural networks.

Neural network structures are defined by researchers/developers by doing experimenting and tuning. There is no theoretically proved rule, which allows to build the most effective neural network for a certain problem [5]. After carrying out experiments and choosing a neural network's structure, the network should be trained in order to learn weights. This can take quite a long time, depending on the training set size, feature count and hardware capabilities. In case of Bayesian networks, structure can be defined by experts or can be learned from data [8]. There are several algorithms that perform Bayesian network structure learning [8, 9]. After building a Bayesian network, there is no need for parameter (weight) learning, because they are automatically learnt. However, in case of predictions, a neural network will do faster than a Bayesian network. Besides, weights and output in neural networks are concrete real

numbers, but in Bayesian networks they are probability distributions, which present the idea of uncertainty [8].

The last point is about adaptiveness. In case of dealing with real time data, this is a very important point. Once a neural network is trained, it will be impossible to update the weights without retrain, which will consume a lot of time. Although there are some proposed methods in literature [12], which try to do a workaround, they have not completely proved to be good. In case of Bayesian networks, weights can be updated on the fly without any extra efforts [8]. This gives a model an opportunity to adapt to the continuously received real-time data.

Experiments. After some theoretical comparison, in this section some experimental results are presented. We implement naive Bayes and tree augmented naive Bayes. After doing experiments we compare the results with those of our previous work [4]. We implement Bayesian networks in R with the help of bnlearn package [13]. As an experimental dataset, the “German Credit Data” dataset has been used as previously [14]. For comparing our experiments with the already known results, we are going to measure our model performance with F_1 score [5]:

$$F_1 = 2 \cdot \frac{\text{precision} \cdot \text{recall}}{\text{precision} + \text{recall}}.$$

Thirty experiments were performed for classifier with data shuffling. The results are shown in Table 1.

Table 1

Experimental results of F_1 score

Experiments		F_1 scores		Experiments		F_1 scores	
No	Naive Bayes	TA Naive Bayes	No	Naive Bayes	TA Naive Bayes		
1	0.79	0.75	16	0.79	0.75		
2	0.818	0.772	17	0.794	0.753		
3	0.799	0.757	18	0.808	0.764		
4	0.83	0.782	19	0.797	0.755		
5	0.819	0.773	20	0.798	0.756		
6	0.813	0.769	21	0.83	0.789		
7	0.807	0.764	22	0.812	0.767		
8	0.83	0.791	23	0.795	0.754		
9	0.83	0.782	24	0.79	0.75		
10	0.827	0.779	25	0.79	0.791		
11	0.798	0.756	26	0.808	0.765		
12	0.83	0.784	27	0.816	0.771		
13	0.825	0.778	28	0.818	0.772		
14	0.815	0.791	29	0.82	0.774		
15	0.805	0.762	30	0.82	0.774		

Experiments show, that the best F_1 score for naive Bayes is up to 0.83 and for the tree augmented naive Bayes is up to 0.79. The comparison of the best and the worst results with already known results of neural networks is presented in Table 2.

Table 2

Results comparison of naive Bayes, TA naive Bayes and neural networks

	Naive Bayes	TA Naive Bayes	Neural networks
Best result	0.83	0.79	0.92
Worst result	0.79	0.75	0.88

As we can see from the results, despite the advantages over neural networks, in practice, Bayesian networks did not perform as well as neural networks for this specific problem. Currently it could be a tradeoff and a matter of choice which approach to use in the real-time data classification task. Our future work will be devoted to raising the accuracy of Bayesian networks by combining them with discriminative algorithms, such as neural networks.

Conclusion. We presented a comparison and showed the differences of neural and Bayesian networks for the real-time data classification task. Bayesian networks have a strong theoretical basis and are considered trustworthy. While neural networks lack theoretical proofs and are more empiric, a black-box approach. However, our experiments showed that neural networks give better results for real-time data classification. Thus, it is a matter of choice which approach to choose for the task – Bayesian networks with moderate accuracy, but theoretically justified, or neural networks with better accuracy, but considered as a black-box. Our future research will concentrate on finding ways to combine and build a hybrid model from discriminative and generative algorithms, which will improve the accuracy and better performance.

References

1. **Abroyan N., Hakobyan R.** A review of the usage of machine learning // Proceedings of NPUA: Information technologies, Electronics, Radio engineering.- Yerevan, Armenia, 2016.- № 1. - P. 46-54.
2. **Wiese B., Omlin C.** Credit card transactions, fraud detection, and machine learning: modelling time with LSTM recurrent neural networks// Innovations in Neural Information Paradigms and Applications. - 2009. - P. 235-272.
3. **Fu K., Cheng D., Tu Y., Zhang L.** Credit card fraud detection using convolutional neural networks // Proceedings of 23rd International Conference, ICONIP. - Kyoto, Japan, 2016. - Part III.- P. 483-490.
4. **Abroyan N.** Convolutional and Recurrent Neural Networks for Real-time Data Classification // Proceedings of the 7th International Conference on Innovative Computing Technology (INTECH 2017). - Luton, UK, 2017. - P. 42-45.

5. **Boneh D., Ng A.** CS229: machine learning course materials. – Stanford University [<http://cs229.stanford.edu/syllabus.html>]. – 2016.
6. **Russell S., Norvig P.** Artificial Intelligence: A Modern Approach. - London, UK, Prentice Hall, 2003.
7. **Correa M., Bielza C., Pamies-Teixeira J.** Comparison of Bayesian networks and artificial neural networks // Expert Systems with Applications. - 2009.- Vol. 36, No. 3. - P. 7270–7279.
8. **Jensen F., Nielsen T.** Bayesian Networks and Decision Graphs. - New York, USA, Springer, 2007.
9. **Koller D., Friedman N.** Probabilistic Graphical Models. - Cambridge, Massachusetts, The MIT Press, 2009.
10. **Martinez A.** New models and algorithms semi-naive Bayesian classification focused on AODE paradigm: PhD Thesis / Computing Systems Department, University of Castilla La-Mancha. - 2012.
11. **Goodfellow I., Bengio Y., Courville A.** Deep Learning. - Cambridge, Massachusetts, The MIT Press, 2016.
12. **Sahoo D., Pham Q., Lu J., Hoi S.** Online Deep Learning: Learning Deep Neural Networks on the Fly. – Singapore, arXiv [<https://arxiv.org/abs/1711.03705>]. - 2017.
13. **Scutari M.,** Learning Bayesian Networks with the bnlearn R // Journal of Statistical Software. - 2010. - Vol. 35. - P. 1-22.
14. **Dheeru D., Karra T.** Efi UCI machine learning repository. - Irvine, California, University of California, School of Information and Computer Sciences [<http://archive.ics.uci.edu/ml>]. - 2017.

Received on 03.09.2018.

Accepted for publication on 17.01.2019.

ՆԵՅՐՈՆԱՅԻՆ ԵՎ ԲԱՅԵՍԱՆ ՑԱՆՑԵՐԻ ՀԱՄԵՄԱՏՈՒՄԸ ԻՐԱԿԱՆ ԺԱՄԱՆԱԿԻ ՏՎՅԱԼՆԵՐԻ ԴԱՍԱԿԱՐԳՄԱՆ ԴԵՊՔՈՒՄ

Ն.Հ. Աբրոյան

Վերջին մի քանի տասնամյակների ընթացքում նեյրոնային ցանցերը և բայեսյան ցանցերը հաջողությամբ կիրառվել են դասակարգման տարբեր խնդիրներում: Այնուհետև վերջին մի քանի տարիներին հետաքրքրությունը նեյրոնային ցանցերի նկատմամբ մեծապես աճեց, և դրանք սկսեցին կիրառվել ամենատարբեր ոլորտներում, այդ թվում՝ նաև պատկերների, ձայնի և ազդանշանների մշակման դեպքում: Ներկայումս ոլորտի հետազոտողները և մասնագետները նեյրոնային ցանցերը փորձում են կիրառել գրեթե ամեն տեսակ համակարգերում՝ ներառյալ այն համակարգերում, որոնք գործ ունեն իրական ժամանակի տվյալների հետ: Ի վերջո, արդյունաբերությունում նեյրոնային ցանցերը դարձան ավելի հայտնի, քան բայեսյան ցանցերը: Սակայն նեյրոնային ցանցերի նման օգտագործման վերաբերյալ կան մի շարք մտահոգություններ: Մասնավորապես, նեյրոնային ցանցերը հաճախ ոչ ճիշտ են օգտագործվում դասակարգման խնդիրների

համար, և ոլորտի մասնագետները հաշվի չեն առնում այն փաստը, որ բայեսյան ցանցերը, կոնկրետ խնդրի դեպքում, կարող են լինել ավելի լավ լուծում՝ ավելի մեծ արագագործությանը և բարձր ճշտությանը: Ավելին, մինչ ցանցի տեսակի ընտրելն անհրաժեշտ է հաշվի առնել մի շարք հանգամանքներ, ինչպիսիք են՝ ալգորիթմի թափանցիկությունը, տեսական հիմնավորումը, տվյալներում արժեքների բացակայությունը, միայն վերահսկվող ուսուցումով սահմանափակումը, ցանցի կառուցման և ուսուցման ժամանակը, իրական ժամանակի տվյալների դեպքում՝ հարմարվողականությունը: Ներկայացվում են նեյրոնային և բայեսյան ցանցերի տարբերությունները, հատկապես իրական ժամանակի տվյալների դասակարգման խնդրի դեպքում, և կատարվում է դրանց տեսական և գործնական համեմատություն: Առաջարկվում են մի քանի գաղափարներ՝ իրական ժամանակի տվյալները դասակարգելիս ավելի գերադասելի մոտեցման վերաբերյալ:

Առանցքային բաներ. մեքենայական ուսուցում, դասակարգում, իրական ժամանակի տվյալներ, նեյրոնային ցանցեր, բայեսյան ցանցեր:

СРАВНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ И БАЙЕСОВСКИХ СЕТЕЙ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ДАННЫХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Н.О. Аброян

На протяжении последних нескольких десятилетий нейронные и байесовские сети параллельно использовались в различных задачах классификации. В последние годы интерес к нейронным сетям значительно возрос, и они начали использоваться в подавляющем большинстве областей, таких как обработка изображений, речи, сигналов. В настоящее время исследователи и специалисты пытаются применять нейронные сети практически в каждой системе, включая системы, которые обрабатывают данные реального времени. В конце концов нейронные сети стали более популярными в индустрии, чем байесовские сети. Тем не менее есть некоторые опасения по поводу обоснованности использования нейронных сетей при обработке данных реального времени. Перед выбором типа сети необходимо учитывать некоторые факторы, такие как прозрачность алгоритма, теоретическое обоснование, отсутствие некоторых значений в данных, ограничение только контролируемого подхода, время построения и обучения сети, адаптивность в случае данных реального времени. К сожалению, специалисты часто злоупотребляют использованием нейронных сетей в задачах классификации, не учитывая тот факт, что применение байесовских сетей может быть более хорошим решением с лучшей производительностью и точностью для конкретного случая. В данной работе приведены различия нейронных и байесовских сетей, особенно для задач классификации данных реального времени, и сделаны теоретическое и практическое сравнения между ними. Представлены некоторые идеи о том, какой подход предпочтительнее в случае классификации данных реального времени.

Ключевые слова: машинное обучение, классификация, данные реального времени, нейронные сети, байесовские сети.

MODELING AND SIMULATION OF MPPT FOR THE GRID-CONNECTED PV SYSTEM

G.H. Kirakosyan, V.V. Margaryan, V.S. Melkonyan, L.G. Kirakosyan

National Polytechnic University of Armenia

The grid-connected PV system must be designed to operate at its maximum power point (MPP) at any temperature or solar radiation. Generally if the load is not directly coupled with the PV panel, the operating point and MPP do not coincide. The direct connection of the load to the PV panel may result in the over sizing of the PV panel and thus increases the cost of the entire grid-connected PV system. The solution to this problem is to use the DC/AC converter (inverter) with an automatic trigger angle control which is usually inserted between the PV panel and the load. The current control method is used for modeling and simulating the MPP tracker for regulating the power flow originated from the PV panel-based on the grid-connected DC/AC converter (inverter). Current-based maximum power point tracker (MPPT) is investigated as a means for controlling the trigger angle of the grid-connected inverter. The maximum efficiency is the main issue presented in this article. A strategy for tracking the MPP for several solar radiation intensities has been used in this article. The control loop circuit, the grid-connected DC/AC converter, operating as an inverter, is modeled to verify the proposed control strategy performance. This article shows that the maximum power supplied by the PV panel is reached at any solar radiation intensity when the PV panel current is directly proportional to photocurrent. This important property of the PV panel means that at the MPP the ratio of the output voltage to the output current for the PV panel is a constant, forming an adaptive matching of the panel to the load. Since the current-voltage characteristic of a PV panel depends on the solar cell temperature, the solar radiation, and the load, it is very difficult to achieve an optimum matching at all solar radiation intensities and at all temperature variations. It should be emphasized that this article, in addition to tracking the MPP efficiently, presents analytical solutions of the transcendental equation.

Keywords: maximum power point (MPP), PI controller, PV panel, solar radiation, grid-connected, trigger angle.

Introduction. The use of new efficient photovoltaic solar cells has emerged as an important solution in energy conservation and demand-side management during the last decades. Owing to their initial high costs, PV solar cells have not yet been an attractive alternative for electricity users who are able to buy cheaper electrical energy from the utility grid. However, they have been used extensively in grid-connected PV systems. Although solar cell prices have decreased considerably during the last years due to new developments in the film technology and manufacturing process [1], PV panels are still considered rather expensive compared with the utility fossil fuel gener-

ated electricity prices. After building such an expensive grid-connected PV system, the user naturally wants to operate the PV panel at its highest conversion efficiency by continuously utilizing the maximum available output power of the panel.

Owing to changes in the solar radiation energy and the cell operating temperature, the output power of a PV panel is not constant at all times. Consequently, a maximum power point tracking controller is always needed in any scheme with PV panels [2-4] to ensure maximum utilization. Therefore, works to solve the problem on maximum power point tracker (MPPT) have always been a hot topic for PV panel utilization systems. It is known that MPPT on the basis of DC/DC converter is mainly used for standalone PV system [5-7]. Since grid-connected PV systems are now much more popular than standalone PV systems, it becomes necessary to develop MPPT for them.

The aim of this article is the modelling and simulation of the MPPT on the basis of a DC/AC converter (inverter) for a grid-connected PV system. The MPPT uses the current control method to seek the MPP to allow the power converter circuit to extract the maximum power from the PV panel.

1. Basic device model of MPPT. This current control maximum power point tracker is implemented based on the idea that the current of the PV panel, for which the power is maximum, is directly proportional to photocurrent if the temperature variation is neglected [8].

The power circuit (thyristor bridge), is designed in such a way that the I ripple is low. Tracking of the maximum power point is achieved by varying the dc reference voltage as the function of the insolation level as shown in Fig. 1. The proposed system transfer function is derived and the method of the current control is discussed. The regulation of the output current from the PV panel to get maximum power transfer is realized by controlling the voltage variation across the inductive reactance. According to the convention depicted in Fig. 1 if the dc voltage variation ΔV_D at the output of the thyristor bridge exceeds the voltage variation ΔV generated by the PV panel, the voltage variation across the inductive reactance is negative thus decreasing the I current. Conversely, if ΔV_D is smaller than ΔV , by decreasing the trigger angle while the insolation remains unchanged, the I current is increased.

2. Modeling of the PV panel. For the current-voltage characteristic of a PV panel, the voltage is approximately constant until it reaches a region called the knee of the characteristic curve [9]. From this region, the voltage falls quickly. Therefore, until the knee, the power is directly proportional to the current. Therefore, in controlling the power, the current is controlled too.

Likewise, the PV panel current and, consequently, the power vary with the cells' operation temperature.

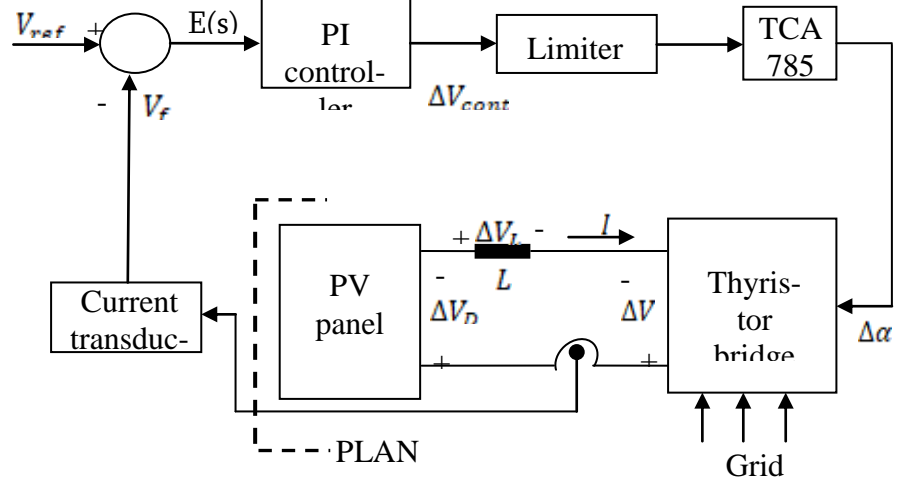


Fig. 1. Block diagram of the proposed system

The equivalent circuit of the PV panel is shown in Fig. 2, where a constant current source is parallel the junction. This circuit includes the series resistance from ohmic loss in the front surface and the shunt resistance from as shown in Fig. 2.

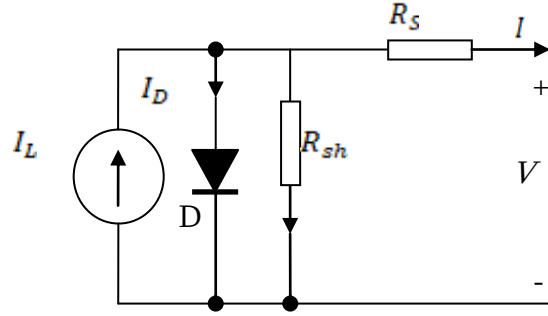


Fig. 2. Equivalent circuit of a PV panel

From Fig. 2, one can write the equation:

$$I_L = I_s \left[e^{\frac{q(V-IR_s)}{kT}} - 1 \right] + \frac{V-IR_s}{R_{sh}} + I. \quad (1)$$

Under the condition $R_{sh} \gg R_s$:

$$I = I_L - I_s \left[e^{\frac{q(V-IR_s)}{kT}} - 1 \right]. \quad (2)$$

From (2) we obtain the output voltage of the PV panel:

$$V = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_L - I}{I_s} + 1 \right) + IR_s. \quad (3)$$

Expression (2) can represent the operation of a solar cell appropriately, but it presents some inconveniences in its practical use. The expression possesses an implicit character: current I appears on both sides of the equation. The problem of the implicit characteristic of the expression for I as a function of V will be solved because the so-

lution will be found analytically making I or V appear on only one side of the equation. The desired analytical solution for the generalized PV panel equation was found in terms of Lambert function [10, 11], by using symbolic MATLAB. Besides, the parameters I_L , I_s , R_S , and R_{sh} are not easy to find.

The parameters of easy experimental determination, usually supplied by the manufacturers are, basically, the open circuit voltage, V_{OC} the short circuit current, I_{SC} and the voltage and current on maximum power point V_m , I_m , respectively.

From (3), we obtain for the open-circuit voltage ($I = 0$):

$$V_{OC} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{SC}}{I_s} \right). \quad (4)$$

I_s may be written in terms of the open circuit voltage as:

$$I_s = I_{SC} e^{-\frac{qV_{OC}}{kT}}. \quad (5)$$

From (5) and (2), the $I - V$ characteristic can be written as:

$$I = I_{SC} \left(1 - e^{\frac{q(V - IR_S - V_{OC})}{kT}} \right). \quad (6)$$

Combining (5) and (3) yields:

$$V = V_{OC} + \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_{SC} - I}{I_{SC}} \right] + IR_S. \quad (7)$$

The panel consists of 182 cells in series, 3 parallel strings. $I_{SC} = 14.4 A$, $I_{MP} = 13.2 A$, $V_{MP} = 85 V$, $V_{OC} = 110 V$, totaling a power of 1122 W.

(8) is an explicit solution of (2):

$$I = I_L + I_s + \frac{kT}{qR_S} LamW \left(-\frac{qR_S I_s}{kT} e^{\left(\frac{q(V - R_S(I_L + I_s))}{kT} \right)} \right), \quad (8)$$

where $LamW(z)$ is the Lambert function defined from the following implicit equation $LamW(z)e^{LamW(z)} = z$. This result was obtained by using MATLAB's symbolic toolbox. The condition for maximum power point can be obtained when

$$\frac{dP}{dI} = \frac{d(VI)}{dI} = 0. \quad (9)$$

Substitution of (3) into (9) gives

$$\ln \left(\frac{I_L - I_m + I_s}{I_s} \right) - \frac{I_m}{I_L - I_m + I_s} - 2 \frac{qI_m R_S}{kT} = 0, \quad (10)$$

where $I_s = I_L e^{-qV_{OC}/kT}$. The PV panel photocurrent can be obtained from (10):

$$I_L = 0.002 e^{\left(LamW(500I_m e^{(-0.08I_m)}) \right) + 0.08I_m - 0.002}. \quad (11)$$

This curve is a linear approach. That is, I_m is directly proportional to I_L , where the proportionality constant is 0.9. Figure 3 shows the current-voltage characteristic of a solar cell, which is calculated by the formula (8).

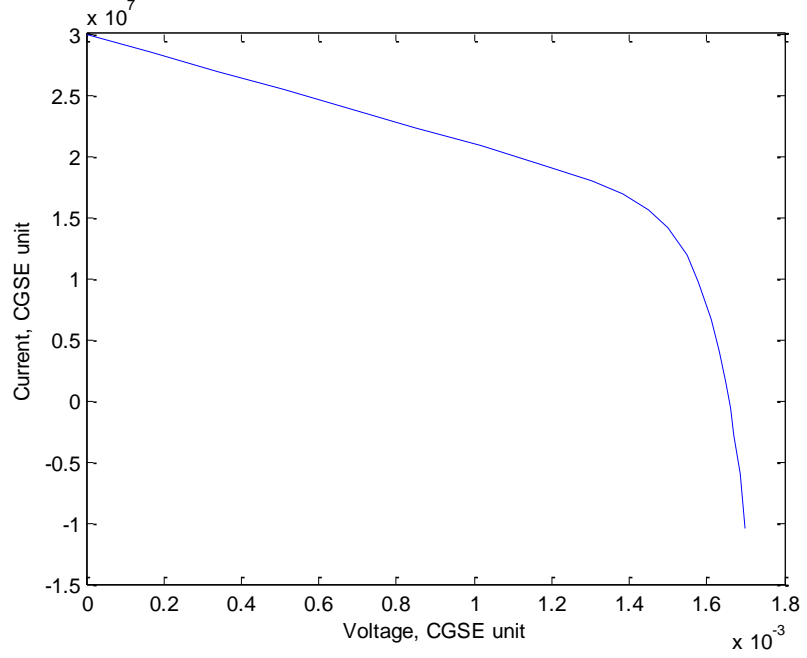


Fig. 3. Current-voltage characteristic of a solar cell under illumination

3. Modeling of the plant and control. The PV panel, power circuit, transducer and controller form the PV system are basic functional elements (Fig. 4). The plant including the power circuit, PV panel and current transducer is modeled as a second-order transfer function given by

$$H_P(s) = \frac{K}{sL(1+sT_D)}. \quad (12)$$

If, for example, the controller is the proportional plus integral controller:

$$G_C(s) = \frac{K_{PI}(1 + sT_{PI})}{sT_{PI}},$$

the closed-loop transfer function is

$$G_{CL}(s) = \frac{sK_{PI}KT_{PI} + K_{PI}K}{s^3T_{PI}LT_D + s^2T_{PI}L + sK_{PI}KT_{PI} + K_{PI}K}. \quad (13)$$

We can select the controller gains in (13) to place the poles of $G_{CL}(s)$ in the desired locations to meet the desired performance specifications. For T_{PI} and K_{PI} we have:

$$\begin{aligned} T_{PI} &= 4T_D, \\ K_{PI} &= \frac{L}{2KT_D}. \end{aligned} \quad (14)$$

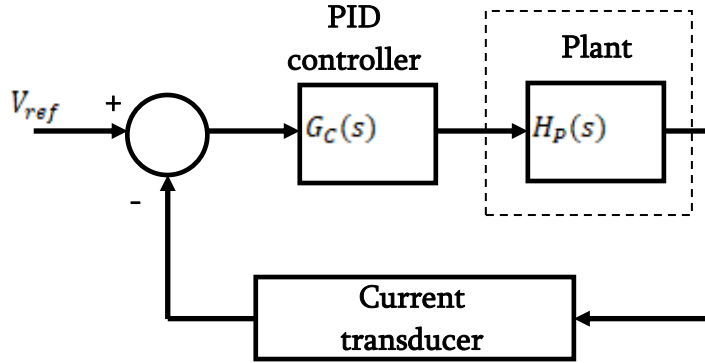


Fig. 4. A simplified block diagram of the proposed system.

4. Experimental results and discussions. The transformer transformation relationship (not shown) (220/40 V) is calculated in such a way that the average voltage at dc side of the thyristor bridge (V_D) when operating with selected trigger angle ($\alpha_0 = 155^\circ$), equals the voltage across the PV panel, when operated in the maximum power at rated insolation level. It is worthwhile to note that although a large steady-state trigger angle would increase the power factor, communication failures could occur. In fact, a limiter should be used in the current-based MPPT to prevent trigger angle from exceeding 170° during transients.

Inductor L is designed in order to limit the magnitude of the lowest order sixth current harmonic at less than 5% of rated dc current when the thyristor bridge is triggered with 140° and required for keeping the dc-ac converter operating in the continuous conduction mode so that power can flow from dc to ac side. It was calculated as 25 mH. The time T_D is the delay that takes into account the period of the modulating signal ($T_D = (1/6f_s)$) where f_s is the frequency of the ac mains. It was calculated as 2.77 ms while the gain and time constant of the PI controller were calculated as 0.217 and 11 ms, respectively. The carrier waveform is the saw tooth type with an amplitude $V_{CAR} = 10$ V, so that it can be easily implemented in practice with a dedicated IC such as TCA 785. $V_{LL} = 40$ V is the line to line voltage. Therefore, the gain of the dc-ac converter is obtained by linearization around the rated steady-state operating point, $\alpha_0 = 155^\circ$.

Fig. 5 shows a reference voltage and the PV panel current (voltage) in the error detector input in the function of time. Two insolation levels were used 11.2 V and 13.2 V represented by a dashed line. The PV panel current presenting the low ripple (less 5%) tracks the maximum power point under the steady state operation. When the av-

erage value of this current (voltage) matches to the reference current ($0.92I_L$), the PV panel power is maximum and the error voltage is zero.

To calculate the MPPT, the MATLAB-Simulink program was used (Fig. 5).

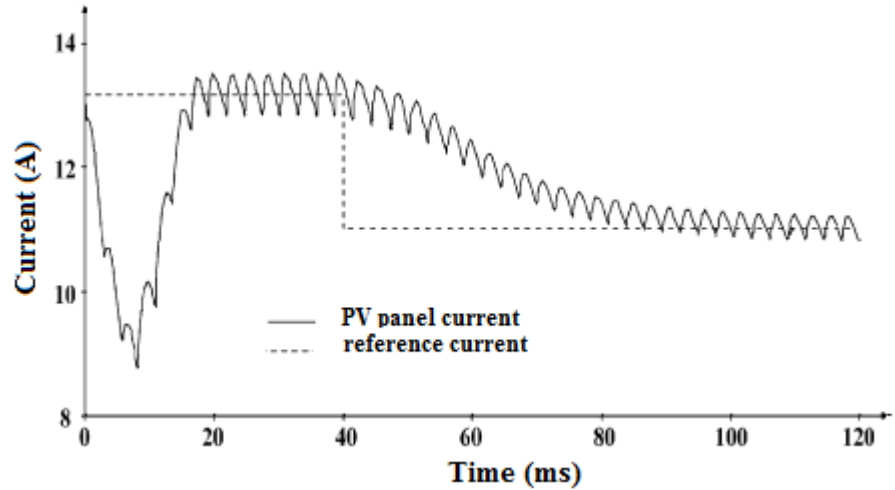


Fig. 5. Current of the PV panel and reference current in the input of the error detector in Fig. 1

Figure 6 shows the Simulink-model of MPPT. The grid is represented by a sinusoidal voltage source (AC 220 V, 50 Hz) and the PV panel with an equivalent DC voltage whose value is 150 V. The thyristor bridge control pulses are formed by the Control System block, whose inputs are used for grid voltage (for synchronization) and the trigger angle calculated from the start of half-period. In this case, the selected trigger angle is equal to $2\pi/3$.

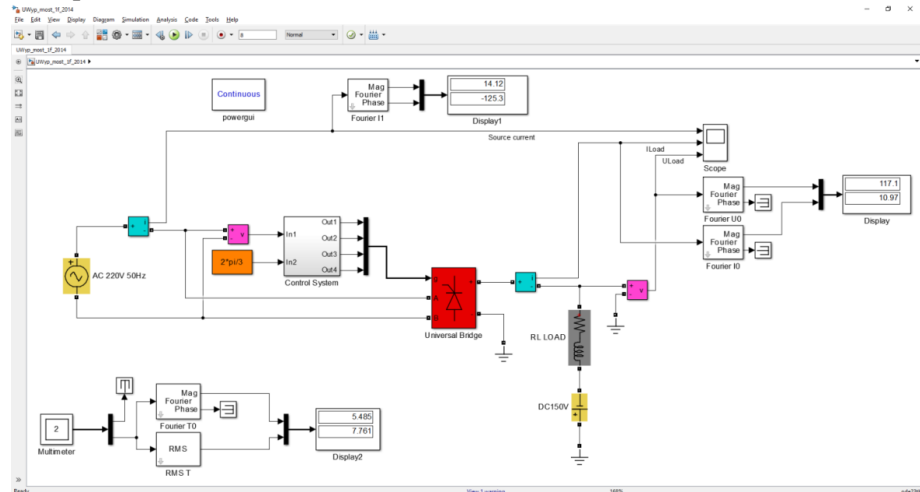


Fig. 6. Simulink-model of MPPT on the basis of the grid-connected inverter

Figure 7 shows the dynamic switching characteristics of the grid-connected inverter during turn-on with zero initial conditions. Figure 8 shows the same operational oscillograms as in Fig. 7 a, b and c, detailed for the stabilized mode.

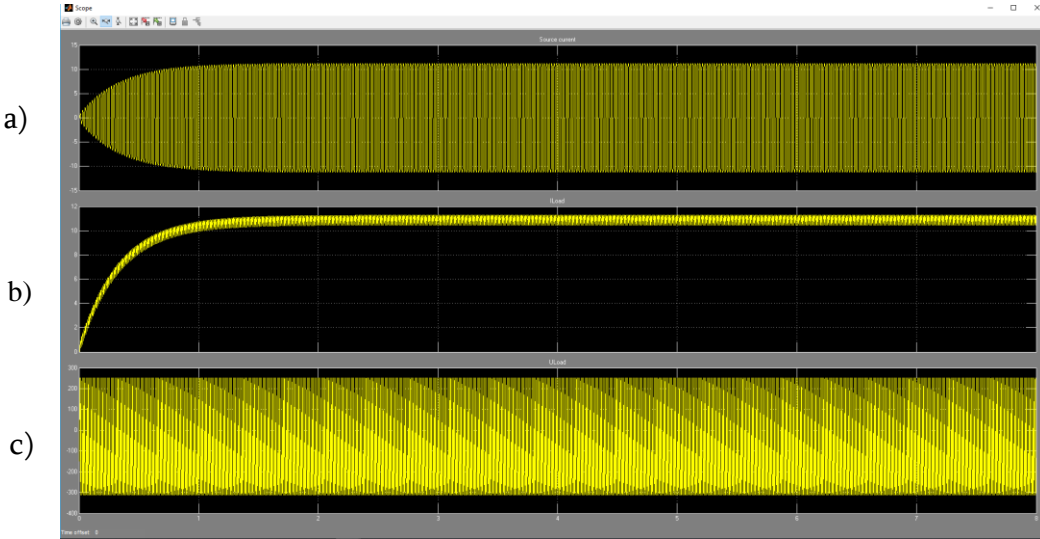


Fig. 7. Dynamic switching characteristics of the MPPT virtual model. (a) Grid current. (b)Choke current. (c) Output voltage of bridge

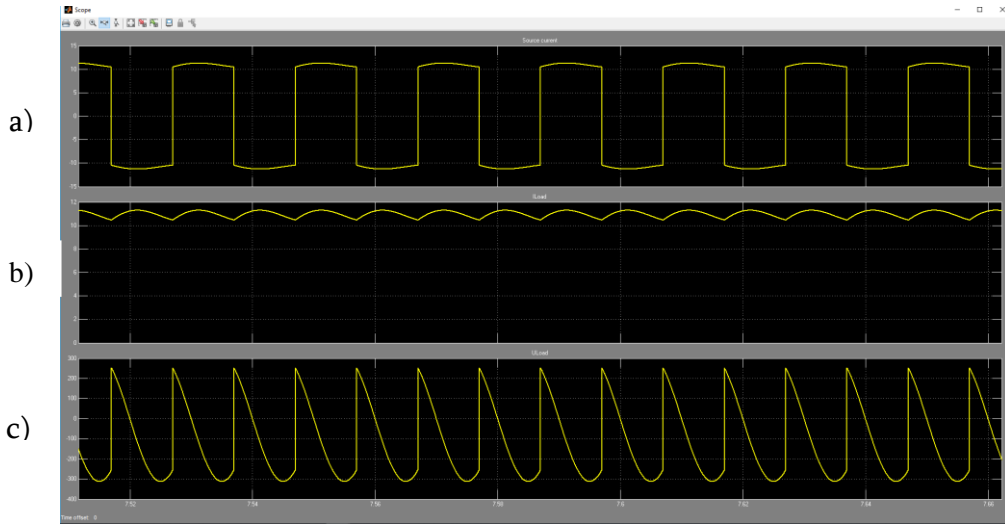


Fig.8. The currents and voltage of the MPPT virtual model in the stabilized mode. (a) Grid current. (b)Choke current. (c) Output voltage of bridge

Conclusion. The new method of the MPPT on the basis of DC/AC converter (inverter) is developed. The proposed MPPT method has the following advantages:

- online adaptive search of the trigger angle for the grid-connected inverter;
- the current on MPP is directly proportional to photocurrent;
- the ratio of the output voltage to the output current for the PV panel is a constant.

This work was made possible by a research grant from the Armenian National Science and Education Fund (ANSEF) based in New York, USA.

References

1. **Buresch M.** Photovoltaic energy systems design and installation. - New York: McGraw-Hill, 1993. – 758p.
2. Discrete control by sliding mode of a photovoltaic system /**B. Khiari, A. Sellami, R. Andoulsi, et al** //International Symposium on Computational Intelligence and Intelligent Informatics. -2003.-P. 187-192.
3. **Kim T.Y., Ahn H.G., Park S.K., Lee Y.K.** A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation // IEEE International Symp. on Ind. Electron.- 2001.- P.1011-1014.
4. **Kirakosyan G.H., Avetisyan Q.A., Kondjoryan A.H., Kirakosyan L.G.** Simulation and construction of a fuzzy-based maximum power point tracker for solar energetic plants // Proceedings of Engineering Academy of Armenia.- 2014.-V. 11, N 1.-P. 135-141.
5. **Hua C., Lin J., Shen C.** Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1998. – V. 45, N 1. – P. 99-107.
6. **Kirakosyan G.H., Ayyazyan G.Y., Barseghyan R.N.** Automatic peak power tracker for solar PV array using software// Proceedings of Engineering Academy of Armenia. - 2007.- V. 4, N 3.-P.437-442.
7. **Kirakosyan G.H., Ayyazyan G.Y., Barseghyan R.N.** Modeling, simulation and optimization of PV pumping system // Proceedings of Engineering Academy of Armenia.- 2006.-V. 3, N 4.-P.645-652.
8. **Masoum M.A.S., Dehbonei H., Fuchs E.F.** Theoretical and experimental analysis of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking // IEEE Trans. Energy Conversion.- 2002.-V.17, N.7.-P. 514-522.
9. **Sze S.M.** Physics of semiconductor devices.- New York: JOHN WILEY & SONS, 1981.- 868 p.
10. **Dubinov A.E., Dubinova I.D., Sajkov S.K.** W-funkciya Lamberta I ee primeneniye v matematicheskix zadachax fiziki. – Sarov: FGUP, 2006. – 160 p.
11. On the Lambert W function / **R.M. Corless, G.H. Gonnet, D.E.G. Hare, et al** // Advances in Computational Mathematics.- 1996. – V.5. – P. 329-359.

Received on 10.10.2018.

Accepted for publication on 17.01.2019.

**ԱՌԱՎԵԼԱԳՈՒՅՆ ՀՉՈՐՈՒԹՅԱՆ ԿԵՏԻՆ ՀԵՏԵՎՈՂ ՍԱՐՔԱՎՈՐՄԱՆ
ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ ԵՎ ՄԻՄՈՒԼՅԱՑԻԱՆ ՑԱՆՑԱՅԻՆ PV ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ
ԴԵՊՔՈՒՄ**

Գ.Հ. Կիրակոսյան, Վ.Վ. Մարգարյան, Վ.Ս. Մելքոնյան, Լ.Գ. Կիրակոսյան

Ֆոտովոլտաիկ ցանցային համակարգերը պետք է այնպես հաշվարկվեն, որպեսզի դրանք աշխատեն առավելագույն հզորության կետում (ԱՀԿ) ջերմաստիճանի և արևի ճառագայթման բոլոր փոփոխությունների դեպքում: Ընդհանուր դեպքում, եթե բեռը անմիջականորեն միացված չէ PV վահանակին, ապա աշխատանքային կետը և ԱՀԿ-ն չեն համապատասխանում: Բեռի անմիջական միացումը PV վահանակին կարող է հանգեցնել PV վահանակի չափերի կտրուկ մեծացմանը, և այդպիսով կմեծանա ցանցային PV համակարգի գինը: Այս խնդրի լուծումը կառավարման անկյան ավտոմատ հսկումով DC/AC կերպափոխիչի (ինվերտորի) օգտագործումն է, որը սովորաբար գտնվում է PV վահանակի ու բեռի միջև: Հոսանքի կառավարման մեթոդն օգտագործվում է մոդելավորելու և սիմուլացնելու համար ԱՀԿ-ին հետևող սարքավորումը, որը բաղկացած է ցանցային DC/AC կերպափոխիչից՝ PV վահանակում առաջացած հզորության հոսքի կարգավորման համար: Հոսանքի հիման վրա ԱՀԿ-ին հետևող սարքավորումը հետագրտվում է որպես միջոց ցանցային ինվերտորի կառավարման անկյան հսկման համար: Առավելագույն արդյունավետությունը հիմնախնդիր է, որը դիտարկվում է տվյալ աշխատանքում: Այս աշխատանքում օգտագործվում է արևի ճառագայթման տարբեր ինտենսիվությունների դեպքում ԱՀԿ-ին հետևող ստրատեգիան: Մոդելավորվում են հոսանքի կառավարման սխեման և որպես ինվերտոր գործող ցանցային DC/AC կերպափոխիչը, որպեսզի ստուգվեն առաջարկվող կառավարման ստրատեգիայի բնութագրերը: Ցույց է տրված, որ PV վահանակից մատուցվող հզորությունը հասնում է իր առավելագույն արժեքին արևի ճառագայթման տարբեր ինտենսիվությունների դեպքում, երբ PV վահանակի ելքային հոսանքն ուղիղ համեմատական է ֆոտոհոսանքին: PV վահանակի կարևոր հատկությունն այն է, որ ԱՀԿ-ում ելքային լարման հարաբերությունը ելքային հոսանքին PV վահանակի համար հաստատուն է, որի հետևանքով ձևավորվում է վահանակի և բեռի հարմարավետ համատեղելիությունը: Քանի որ PV վահանակի վոլտ-ամպերային բնութագիրը կախված է արևային տարրի ջերմաստիճանից, արևային ճառագայթումից և բեռից, ապա շատ դժվար է հասնել օպտիմալ համատեղելիության արևային ճառագայթման ինտենսիվության բոլոր արժեքների և ամբողջ ջերմաստիճանային միջակայքի դեպքում: Անհրաժեշտ է ընդգծել, որ այս աշխատանքում, բացի ԱՀԿ-ին հետևող արդյունավետ տեխնիկայից, ներկայացվել է տրանսցենդենտ հավասարման անալիտիկ լուծումը:

Առանցքային բաներ. առավելագույն հզորության կետ, համեմատական-ինտեգրող կոնտրոլեր, PV վահանակ, արևային ճառագայթում, ցանցային, կառավարման անկյուն:

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИМУЛЯЦИЯ СЛЕДЯЩЕЙ УСТАНОВКИ ЗА ТОЧКОЙ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ СЕТЕВОЙ PV СИСТЕМЫ

Г.Г. Киракосян, В.В. Маргарян, В.С. Мелконян, Л.Г. Киракосян

Фотовольтаические сетевые системы должны рассчитываться таким образом, чтобы они работали в точке максимальной мощности (ТММ) при всех изменениях температуры и солнечного излучения. В общем случае, если нагрузка непосредственно не подключена к PV панели, то рабочая точка и ТММ не совпадают. Прямое подключение нагрузки к PV панели может привести к превышению размеров PV панели и, тем самым, повышению стоимости целой сетевой PV системы. Решение этой проблемы заключается в использовании DC/AC конвертера (инвертора) с автоматическим контролем угла управления, который обычно находится между PV панелью и нагрузкой. Используется метод управления током для моделирования и симуляции следящей установки за ТММ, которая состоит из сетевого DC/AC конвертера для регулирования потока мощности, возникающей в PV панели. Исследуется установка слежения за ТММ на основе тока как средство для контроля угла управления сетевым инвертором.

Показано, что основной задачей является максимальная эффективность. В работе используется стратегия для слежения за ТММ при различных интенсивностях солнечной радиации. Для проверки характеристик предложенной стратегии управления моделируется схема управления током и сетевым DC/AC конвертером, действующим в качестве инвертора. Показано, что поставляемая со стороны PV панели мощность достигает максимального значения при разных интенсивностях солнечного излучения, когда выходной ток PV панели прямо пропорционален фототоку. Важное свойство PV панели заключается в том, что в ТММ отношение выходного напряжения к выходному току для PV панели постоянно, в результате чего формируется адаптивное совмещение панели с нагрузкой. Так как вольт-амперная характеристика PV панели зависит от температуры солнечного элемента, солнечного излучения и нагрузки, то очень сложно добиться оптимального совмещения при всех интенсивностях солнечного излучения и во всем температурном диапазоне. Следует подчеркнуть, что в этой работе, кроме эффективного слежения за ТММ, представлено аналитическое решение трансцендентного уравнения.

Ключевые слова: точка максимальной мощности, пропорционально-интегрирующий контроллер, PV панель, солнечное излучение, сетевой, угол управления.

УДК 621.3.084

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ

Б.М. Мамиконян, Т.А. Меликян

Национальный политехнический университет Армении, Гюмрийский филиал

Описаны основные принципы, по которым строятся источники тока, управляемые напряжением (ИТУН), на операционных усилителях (ОУ). Рассмотрены схемы ИТУН, предназначенных для незаземленных и заземленных нагрузок. ИТУН для незаземленных нагрузок наиболее просты в схемной реализации и в основном используют то свойство ОУ, что в инвертирующем и неинвертирующем усилителях по цепи отрицательной обратной связи протекает ток, не зависящий от сопротивления этой цепи, куда и включается нагрузка. При этом предпочтительно использование неинвертирующего усилителя, поскольку в этом случае коэффициент преобразования ИТУН не зависит от внутреннего сопротивления источника управляющего сигнала. ИТУН для заземленных нагрузок более совершенны; в них нагрузка имеет заземленный зажим, общий с заземленным зажимом источника управляющего напряжения. Все они основаны на использовании схемы источника тока Хауленда. Отличительной особенностью этой схемы является наличие дополнительной цепи положительной обратной связи. Через эту цепь и осуществляется компенсация изменения тока в нагрузке при изменении ее сопротивления, однако это происходит при определенных соотношениях резисторов. Изложена методика определения математических моделей всех рассмотренных ИТУН, путем анализа которых оценено их качество. Исследовано влияние на работу схем ИТУН разброса сопротивлений используемых резисторов и неидеальности ОУ. Приведены основные характеристики лучших схемных решений ИТУН.

Ключевые слова: источник тока, управляющий сигнал, операционный усилитель, обратная связь, коэффициент преобразования, выходное сопротивление.

Введение. Источники тока, управляемые напряжением, широко применяются в информационно-измерительной технике для создания режима заданного тока в параметрических первичных преобразователях, передачи измерительной информации на расстояния с помощью токовых сигналов и других целей. На начальном этапе ИТУН разрабатывались на дискретных элементах электроники. Появление (1964г.) интегральных операционных усилителей существенно облегчило труд разработчиков, расширило функциональные возможности ИТУН, уменьшило их массу, габариты, стоимость, энергопотребление. В статье “Источники тока на одном усилителе”

(Single Amplifier Current Sources), опубликованной в журнале Analog Dialogue, том 1, номер 1, 1967 (Analog Dialogue, Volume 1, Number 1, 1967, p. 5) [1], впервые представлены несколько схем ИТУН на ОУ, которые обеспечивают различные “плавающие” или заземленные нагрузки стабилизированным током. В промышленных приложениях, таких как датчики давления и газоанализаторы, данные схемы широко используются для поддержания токов от 4 до 20 мА или от 0 до 20 мА. Основные принципы построения ИТУН, их схемные особенности и анализ, а также рекомендации по выбору параметров элементов схем изложены в трудах [2-15].

Объект и методы исследования. ИТУН предназначены для обеспечения нагрузки R_L током I_L , который не зависит от напряжения U_L (падение напряжения на нагрузке) и регулируется только входным напряжением U_1 . Поэтому ИТУН может быть по желанию дистанционно запрограммирован или зафиксирован. ИТУН характеризуются большим входным и большим выходным сопротивлениями. Для идеального ИТУН они равны бесконечности. В реальных схемах превышение сопротивлений входных и выходных цепей относительно сопротивлений источника сигнала U_1 и нагрузки R_L зависит от требуемой точности преобразования, т.е. входное сопротивление должно быть намного больше сопротивления источника сигнала, а выходное сопротивление - намного больше сопротивления нагрузки.

Принципы построения ИТУН основаны на применении ОУ с глубокой отрицательной обратной связью (ОС) и учете особенностей вольт-амперных характеристик транзисторов, используемых в качестве бустеров выходного тока. Схемы ИТУН отличаются по способу подключения нагрузки, диапазону изменения выходного тока, а также однополярному или двухполярному выходному току. В зависимости от назначения, все ИТУН можно подразделить на два основных класса:

- ИТУН с незаземленной нагрузкой (“плавающая” нагрузка);
- ИТУН с заземленной нагрузкой.

ИТУН с незаземленной нагрузкой наиболее просты в схемной реализации и в основном используют то свойство ОУ, что в инвертирующем (рис. 1а) и неинвертирующем (рис. 1б) усилителях по резистору отрицательной ОС протекает ток $I_L = U_1/R_1$ (предполагается, что ОУ - идеальный) [1, 2, 4, 5, 16]. Следовательно, обе эти схемы можно использовать в ИТУН, так как ток ветви ОС не зависит от падения напряжения на нагрузке R_L . Элементы R и C (рис. 1а) могут и не включаться, если в нагрузке нет индуктивности [1, 10].

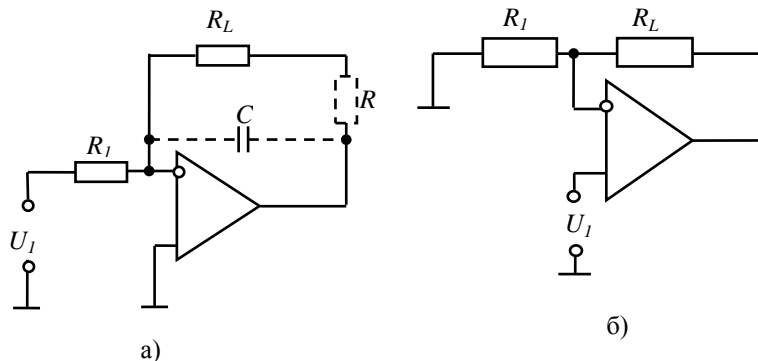


Рис. 1. Базовые схемы ИТУН с незаземленной нагрузкой: а – по схеме инвертирующего усилителя; б – по схеме неинвертирующего усилителя

Отметим, что при достаточно большом коэффициенте усиления ОУ ток I_L не зависит от входного сопротивления ОУ, а входное сопротивление схемы и коэффициент преобразования определяются только значением сопротивления резистора R_1 . В реальных ОУ дифференциальный коэффициент усиления K_U имеет конечное значение, входное дифференциальное напряжение U_D остается отличным от нуля. Определим выходное сопротивление ИТУН (рис. 1а) [16]:

$$I_1 = I_L = (U_1 - U_D) / R_1, \quad U_D = -(U_{OUT} / K_U),$$

$$I_L = U_1 / R_1 + U_{OUT} / R_1 K_U, \quad R_{OUT} = (\partial U_{OUT} / \partial I_L) = K_U R_1,$$

где U_{OUT} - выходное напряжение ОУ.

В схеме рис. 1а ток, потребляемый от управляющего источника U_1 , равен току, протекающему по сопротивлению нагрузки. Для того, чтобы не нагружать источник входного напряжения, можно подавать входное напряжение на прямой вход ОУ (ИТУН электрометрического типа) (рис. 1б). Формулы для схемы рис. 1б могут быть получены аналогичным образом. Для обеих схем выходное сопротивление пропорционально коэффициенту усиления ОУ; последний должен быть по возможности большим, чтобы ИТУН стал ближе к идеальному, для которого $R_{OUT} = \infty$.

Для иллюстрации существенного влияния K_U на работу ИТУН рассмотрим численный пример по схеме рис. 1б. Пусть $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_L = 900 \text{ Ом}$, $K_U = 10^4$. Тогда при заданном напряжении $U_1 = 0,5 \text{ В}$ ток нагрузки будет $I_L = I_1 = U_1 / R_1 = 5 \text{ мА}$, выходное напряжение ОУ $U_{OUT} = I_L (R_L + R_1) = 5 \text{ В}$. Пусть из-за изменения (увеличения) R_L произошло уменьшение тока I_L на $\Delta I_L = 1$

мкА. Прирост дифференциального входного напряжения ОУ составит $\Delta U_{IN} = U_1 - R_1(I_1 - \Delta I_1) = R_1 \Delta I_1 = 100 \cdot 10^{-6} = 0,1$ мВ. Выходное напряжение ОУ увеличится на $\Delta U_{OUT} = K_U \Delta U_{IN} = 10^4 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = 1$ В. Это изменение выходного напряжения вызовет увеличение (обратная связь отрицательная) тока нагрузки на $\Delta U_{OUT} / (R_L + R_1) = 1/1000 = 1$ мА. Таким образом, уменьшение тока нагрузки на 1 мкА вызывает через ОУ его же увеличение на 1,0 мА, т.е. в 1000 раз больше, что мгновенно восстанавливает на входе ОУ нулевое значение напряжения. Регулировать ток в нагрузке при заданном значении R_1 можно только по формуле $I_L = U_1 / R_1$, т.е. напряжением U_1 . Дифференциальное выходное сопротивление ИТУН будет равно

$$R_{OUT} = -(\partial U_{OUT} / \partial I_L) = -\partial [(U_1 - I_L R_1) K_U] / \partial I_L = K_U R_1 = 1 \text{ МОм.}$$

В схеме рис. 2 добавлен резистор R_3 , который отводит часть тока нагрузки на землю [4]. Уравнения по законам Кирхгофа будут: $I_1 = U_1 / R_1$, $U_1 = -I_1 R_2 + I_3 R_3$, $I_L = I_1 + I_3$, откуда находим ток в нагрузке: $I_L = U_1 [1 + (R_1 + R_2) / R_3] / R_1$.

Рассмотренные источники тока обладают существенным недостатком: ни к одному из зажимов нагрузки не может быть приложен постоянный потенциал (в том числе и нулевой), поскольку в противном случае либо выход, либо инвертирующий вход ОУ будет закорочен. Если требуемый нагрузкой ток превосходит возможности ОУ, используют токовый бустер на биполярном либо полевом транзисторе [1, 10, 13, 17-19]. Схема однополярного ИТУН с токовым бустером с использованием эмиттерного повторителя показана на рис. 3. Здесь напряжение на резисторе R принудительно поддерживается равным разности $(U - U_1)$, поэтому ток в нагрузке равен $I_L = (U - U_1) / R$.

Для нормальной работы схемы напряжение U_L на нагрузке не должно превышать значения, определяемого выражением $U_L = I_L R_L < U - U_{KEmax} - I_L R$, где U_{KEmax} - значение напряжения коллектор-эмиттер при токе насыщения транзистора. Поскольку в этой схеме бустер включен в контур ОС, то при этом характеристики ОУ существенно не меняются [10, 13]. Ошибка эмиттерного повторителя из-за падения напряжения U_{BE} снижается в K_U раз, так что сдвиг выходного напряжения составляет всего U_{BE} / K_U . Очевидно, что стабильность ИТУН по схеме рис. 3 зависит от стабильности источника питания U . Если требуемый нагрузкой ток такой, что ОУ не в состоянии отдать достаточный ток

для управления транзистором, то транзистор может быть заменен на пару Дарлингтона, однако при этом сдвиг выходного напряжения удваивается. Для изменения полярности выходного тока должен быть использован $p-n-p$ транзистор.

Несовершенство этого источника тока проявляется лишь в том, что небольшой базовый ток может немного изменяться в зависимости от напряжения U_{KE} . Погрешность возникает в связи с тем, что ОУ стабилизирует эмиттерный ток, а в нагрузку поступает коллекторный ток. Если использовать составной транзистор Дарлингтона, эта погрешность будет существенно уменьшена, а если вместо биполярного использовать полевой транзистор, то проблема будет полностью решена, т.к. затвор полевого транзистора не потребляет тока.

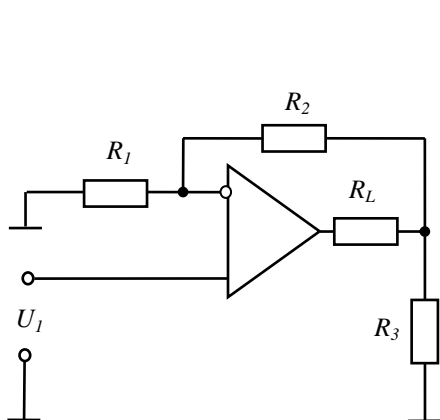


Рис.2. Схема ИТУН с дополнительным токоотводом

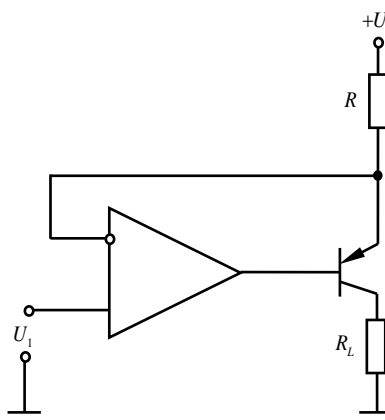


Рис. 3. Схема однополярного ИТУН с токовым бустером

Дополнительно отметим, что подключенный к выходу ОУ токовый бустер делает данный ИТУН пригодным для заземленной нагрузки. Однако, как указано в [13], схема будет надежно функционировать, если входное напряжение U_1 формируется от U посредством делителя напряжения. Если же напряжение U_1 подается от внешнего источника, то возможны неприятности. Возможные способы устранения этого недостатка рассмотрены в [13], однако все они усложняют схему и предъявляют определенные ограничения к величинам напряжений питания и управления.

Стоит заметить, что схемы источников тока с незаземленной нагрузкой требуют не точной настройки связей (в отличие от схем источников тока с заземленной нагрузкой), а лишь по возможности большого значения

дифференциального коэффициента усиления ОУ. Однако невозможность заземления нагрузки в некоторых случаях ограничивает их применение.

ИТУН с заземленной нагрузкой более совершенны, в них нагрузка имеет заземленный зажим, общий с заземленным зажимом источника управляющего напряжения. Почти все они основаны на использовании схемы источника тока Хауленда. Схема (рис. 4) изобретена профессором Брэдфордом Хаулендом (Howland) из Массачусетского технологического института в 1962 г. и не была запатентована. Статья "Basic Howland Current Pump" была впервые опубликована в 1964 г. Д.Х. Шейнгольдом [20]. Отличительной особенностью этой схемы является наличие дополнительной цепи положительной обратной связи (R_1, R_2, R_L). Через эту цепь и осуществляется компенсация изменения тока в нагрузке при изменении ее сопротивления, однако это происходит при определенных соотношениях резисторов [4, 5, 8, 10, 11, 13, 21-24]. Для правильной работы этой схемы необходимо, чтобы глубина отрицательной обратной связи была больше глубины положительной обратной связи [23].

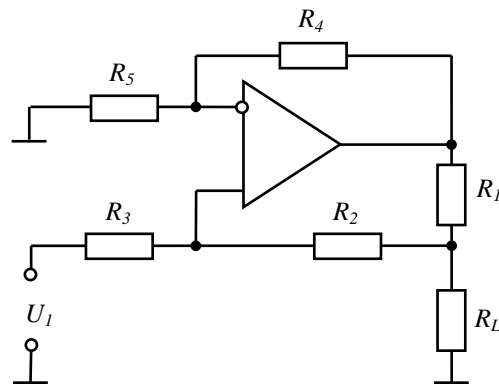


Рис. 4. Базовая схема источника тока Хауленда

Принцип действия ИТУН Хауленда состоит в том, что выходной ток измеряется по падению напряжения на резисторе R_1 . Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что падение напряжения на резисторе R_1 стало равным величине входного напряжения U_1 . Выведем расчетные соотношения. Напряжение инвертирующего входа ОУ $U^- = U_{OUT}/\alpha$, а прямого входа - $U^+ = U_1 - I_3 R_3$, где U_{OUT} - выходное напряжение ОУ, $\alpha = (R_4 + R_5)/R_5$, I_3 - ток через резистор R_3 . С учетом равенства $U^+ = U^-$ получаем $U_{OUT} = \alpha(U_1 - I_3 R_3)$. Составляем уравнения по законам Кирхгофа:

$$I_L = I_1 + I_3 = (U^+ - U_L)/R_2 + (U_{OUT} - U_L)/R_1,$$

$$U_1 = I_3(R_3 + R_2) + I_L R_L, \quad U_{OUT} = I_1 R_1 + I_L R_L,$$

где I_1 и I_L - токи через резистор R_1 и нагрузку R_L соответственно, $U_L = I_L R_L$.

Решение этих уравнений дает выражение тока нагрузки:

$$I_L = U_1 \frac{R_1 + \alpha R_2}{(R_2 + R_3)R_1 + R_L [(R_2 + R_3) - (\alpha R_3 - R_1)]}. \quad (1)$$

Для того, чтобы I_L не зависел от R_L , должно выполняться равенство $R_2 + R_3 - (\alpha R_3 - R_1) = 0$, или с учетом выражения α :

$$R_5(R_1 + R_2) - R_3 R_4 = 0. \quad (2)$$

При этом из (1), с учетом условия (2), получаем окончательно $I_L = U_1 R_4 / R_1 R_5$, и если выбрать $R_4 = R_5$, получим $I_L = U_1 / R_1$, т.е. чем меньше R_1 , тем больше коэффициент преобразования ИТУН.

Из приведенных соотношений видно, что в частном случае в схеме рис. 4 можно принять $R_2 = 0$ [13]. Отмечается [9], что если в этой схеме подавать U_1 на инвертирующий вход ОУ, а левый зажим резистора R_3 заземлить, то при выполнении упомянутого условия (2) ток в нагрузке R_L только изменит знак, а величина его по-прежнему будет равна $U_1 R_4 / R_1 R_5$.

Для определения дифференциального выходного сопротивления по вышеприведенным формулам находим зависимость $U_L = f(I_1)$:

$$U_L = [I_1(R_2 + R_3)R_1 - U_1 \alpha R_2] / [\alpha R_3 - (R_2 + R_3)]$$

и определяем $R_{OUT} = (\partial U_L / \partial I_1)$, в результате получаем

$$R_{OUT} = (R_2 + R_3)R_1 R_5 / (R_3 R_4 - R_2 R_5). \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что, выполняя точную подстройку, например R_5 , в соответствии с условием (2), можно добиться бесконечного выходного сопротивления источника тока Хауленда на низких частотах даже при реальных характеристиках ОУ. На практике в реальных условиях R_{OUT} будет сильно зависеть от отклонений значений резисторов. Выполним анализ влияния на R_{OUT} отклонений номиналов резисторов по формуле (3), когда $R_2 = R_4 = R_5$ (это условие практически выполняется при расчете схемы). При этом из (3) получается $R_{OUT} = 2R_1 R_5 / (R_2 - R_5)$. При построении схемы ИТУН используются одинаковые резисторы, поэтому R_2 и R_5 можно представить в зависимости от допусков в виде $R_2 = R(1 + \delta_2)$, $R_5 = R(1 + \delta_5)$, тогда получим

$$R_{OUT}(\delta) = 2R_1(1 + \delta_5)/(\delta_2 - \delta_5). \quad (4)$$

Для получения минимального значения R_{OUT} примем, что все резисторы имеют одинаковый допуск, например $\delta = \pm 1\%$, без корреляции друг с другом. Тогда из (4) получим

$$R_{OUT_{min}}(\delta) = 2R_1(1 + \delta)/2\delta \approx R_1/\delta = 100R_1.$$

Таким образом, увеличение R_1 увеличивает выходное сопротивление ИТУН, но снижает его чувствительность к управляющему напряжению. Учитывая, что нормальное функционирование схемы, а также значение выходного сопротивления чувствительны к отклонению сопротивлений резисторов, резисторы в схеме источника Хауленда должны иметь допуски не хуже 0,1%, чтобы было не менее $R_{OUT_{min}} = 1000R_1$.

Кроме чувствительности к отклонениям номиналов резисторов, источник Хауленда имеет также следующие недостатки [13, 22, 24]:

- внутреннее сопротивление R_5 управляющего источника напряжения U_1 входит в условие (2) (оно добавляется к сопротивлению R_3), а ток управляющего источника напряжения зависит от сопротивления нагрузки, поэтому балансировка схемы нарушается, если R_5 зависит от тока;

- даже при выполнении условия (2) определенные ограничения накладывает коэффициент ослабления синфазного сигнала ОУ. При больших выходных токах резисторы должны быть небольшими, что ограничивает диапазон выходного тока. Кроме того, на высоких частотах, где усиление в цепи ОС невелико [13, 25], выходное сопротивление может существенно уменьшаться – от требуемого бесконечного значения до всего лишь нескольких сотен ом, что соответствует выходному сопротивлению ОУ с разомкнутой ОС.

Для устранения перечисленных недостатков и расширения функциональных возможностей разработаны усовершенствованные ИТУН на основе схемы Хауленда, в которых добавлены подстроечные резисторы и различные корректирующие цепи, дополнительные ОУ [13, 23, 25-33]. Достойна упоминания схема сильноточного биполярного ИТУН на основе схемы Хауленда в инвертирующем включении (рис. 5) [13]. Ток нагрузки определяется выражением $I_L = -U_1 R_4 / R_1 R_5$ и может составлять до ± 3 А с чувствительностью $K = \Delta I_L / \Delta U_1 = 1,0$ А/В.

Удачной модификацией схемы Хауленда считается ИТУН по схеме рис. 6. Здесь выходной ток не зависит от внутреннего сопротивления управляющего напряжения. Другое достоинство этой схемы состоит в отсутствии синфазного сигнала [9, 22]. Для расчета выходного тока в этой схеме используем

соотношение $U_3 = -U_2 = U_1 + (R_2/R_3)U_L$. Уравнение по первому закону Кирхгофа для выхода схемы будет $I_1 - I_3 - I_L = 0$ или

$$(U_3 - U_L)/R_1 - U_L/R_3 - I_L = 0.$$

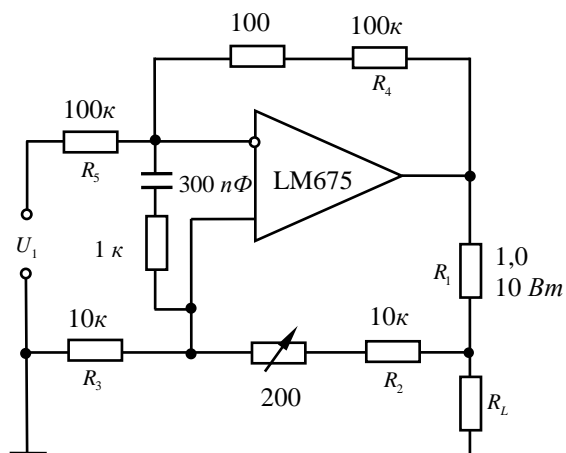


Рис. 5. Схема высокоточного биполярного ИТУН

Исключив потенциал U_3 , получаем

$$I_L = U_1/R_1 + U_L[(R_2 - R_3 - R_1)/R_1R_3],$$

из которого следует, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие $R_3 = R_2 - R_1$, и определится выражением для идеального ИТУН $I_L = U_1/R_1$.

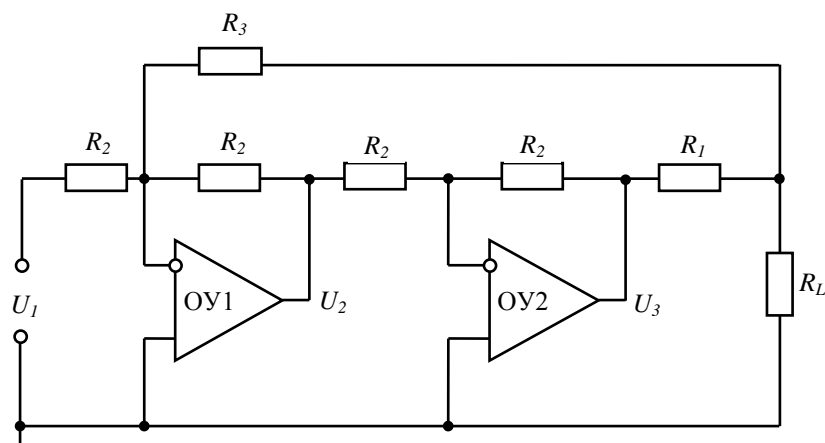


Рис. 6. Схема ИТУН на двух ОУ

Оценим неидеальность ИТУН, для чего найдем дифференциальное выходное сопротивление:

$$I_1 = (U_3 - U_L)/R_1 = [U_1 + (R_2/R_3)U_L - U_L]/R_1 = [U_1R_3 + U_L(R_2 - R_3)]/R_1R_3, \\ U_L = I_1R_1R_3/(R_2 - R_3) - U_1R_3/(R_2 - R_3), R_{OUT} = (\partial U_L/\partial I_1) = R_1R_3/(R_2 - R_3).$$

Поскольку при построении схемы ИТУН используются одинаковые резисторы, то R_2 и R_3 можно представить в зависимости от допусков в виде $R_2 = R(1 + \delta_2)$, $R_3 = R(1 + \delta_3)$, тогда получим

$$R_{OUT}(\delta) = R_1(1 + \delta_3)/(\delta_2 - \delta_3). \quad (5)$$

Для получения минимального значения R_{OUT} примем, что все резисторы имеют одинаковый допуск, например $\delta = \pm 0,1\%$, без корреляции друг с другом. Тогда из (5) получим $R_{OUT\min}(\delta) = R_1(1 + \delta)/2\delta \approx R_1/2\delta = 500R_1$.

В [34] изложена общая методика экспериментального определения выходного сопротивления ИТУН, использующая метод эквивалентного генератора. Обозначим через U_{L0} напряжение холостого хода на выходе ИТУН. Измерим напряжения U_{L1} и U_{L2} и токи I_{L1} и I_{L2} при двух значениях нагрузки R_{L1} и R_{L2} . Желательно, чтобы R_{L1} было минимальным (но не равным нулю), а $R_{L2} = R_{Lmax}$. Тогда для напряжений на нагрузке можно записать: $U_{L1} = U_{L0} - I_{L1}R_{OUT}$, $U_{L2} = U_{L0} - I_{L2}R_{OUT}$. Следовательно,

$$U_{L1}(1 + R_{OUT}/R_{L1}) = U_{L2}(1 + R_{OUT}/R_{L2}),$$

откуда получим

$$R_{OUT} = \frac{U_{L2} - U_{L1}}{U_{L1}/R_{L1} - U_{L2}/R_{L2}} = \frac{U_{L2} - U_{L1}}{I_{L1} - I_{L2}} = \frac{\Delta U_L}{\Delta I_L}.$$

Из всех модификаций схемы Хауленда лучшими функциональными характеристиками обладает ИТУН по схеме рис. 7 [9, 12, 35]. ИТУН состоит из двух ОУ, из которых ОУ2 включен по схеме повторителя напряжения (буфер), токозадающего резистора R_1 , набора резисторов $R_2 \div R_5$.

Математическая модель преобразования получается из следующих исходных соотношений: $I_5 = I_4$ или $(U_1 - U^-)/R_5 = (U^- - U_2)/R_4$, откуда следует $U_2 = U^-(R_4 + R_5)/R_5 - U_1R_4/R_5$; $I_3 = I_2$, или $(0 - U_1)/R_3 = (U^+ - U_3)/R_2$, откуда следует $U_L = U_3$, $U^+ = U_3R_3/(R_2 + R_3) = U_LR_3/(R_2 + R_3)$.

С учетом равенства $U^- = U^+ = U_LR_3/(R_2 + R_3)$ получим

$$U_2 = \frac{U_LR_3(R_4 + R_5)}{R_5(R_2 + R_3)} - \frac{U_1R_4}{R_5}. \quad (6)$$

С учетом выражения (6) по формуле $I_1 = I_L = (U_2 - U_L)/R_1$ получаем выражение тока нагрузки:

$$I_1 = -\frac{U_1 R_4}{R_1 R_5} + \frac{U_L (R_3 R_4 - R_2 R_5)}{R_1 R_5 (R_2 + R_3)}, \quad (7)$$

откуда видно, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие $R_3 R_4 = R_2 R_5$.

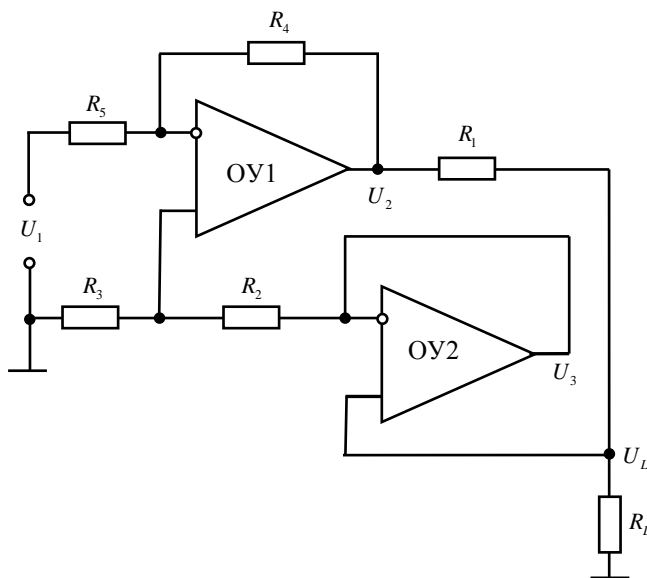


Рис. 7. Схема ИТУН Хауланда с буфером в цепи положительной обратной связи

Из (8) определяем дифференциальное выходное сопротивление

$$R_{OUT} = \frac{\partial U_L}{\partial I_1} = \frac{R_1 R_5 (R_2 + R_3)}{R_3 R_4 - R_2 R_5},$$

откуда аналогично вышеизложенной методике находим зависимость R_{OUT} от допуска δ номиналов резисторов и его минимальное значение $R_{OUT_{min}}(\delta) = R_1/2\delta$. Выходной ток (7) зависит от выходного напряжения, а значит, от сопротивления нагрузки. С учетом $R_L = U_L/I_1$ из (7) получаем

$$I_1 (1 - m R_L / R_1) = -U_1 R_4 / R_1 R_5, \quad \text{где } m = (R_3 R_4 - R_2 R_5) / R_5 (R_2 + R_3).$$

Как правило, при построении схемы выбирается $R_4 = R_5$, следовательно,

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - m R_L / R_1} \quad (8)$$

где $I_{10} = -U_1/R_1$ - ток идеального ИТУН.

Из (8) следует, что чем меньше отношение R_L/R_1 , тем ближе ИТУН к идеальному. В [35] выполнен анализ влияния входных токов и напряжений смещения, а также конечности коэффициента усиления ОУ на выходное сопротивление и погрешность задания выходного тока ИТУН по схеме рис. 7.

Методика расчета параметров ИТУН на основе схемы Хауленда изложена в [36]. ИТУН совместно с ОУ использован для создания инструментального усилителя [37].

Заключение. Сравнительный анализ существующих схем ИТУН показывает, что наилучшими техническими характеристиками обладает ИТУН по схеме рис. 7. В нем [35]:

- выходное сопротивление не зависит от напряжений и токов смещения ОУ и в случае применения инструментального усилителя составляет $R_{OUT} = 2500R_1$;
- при низком коэффициенте усиления ОУ погрешность задания выходного тока значительно возрастает; рекомендуется выбирать ОУ с коэффициентом усиления не менее $5 \cdot 10^4$;
- диапазон рабочих частот управляющего сигнала может достигать до 300 Гц (с погрешностью задания тока 0,1%), либо до 3 кГц (с погрешностью задания тока 1,0%).

Литература

1. **Miller B.** Single Amplifier Current Sources // Analog Dialogue.-1967.- Vol. 1, №1.- P. 5.
2. **Алексеев А.Г.** Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. – М.: Советское радио, 1971. – 352 с.
3. **Tobey G., Graeme J., Huelsman L.** Operational amplifiers: design and applications. - New York: McGraw-Hill, 1971. – 473 p.
4. **Гутников В.С.** Применение операционных усилителей в измерительной технике. – Л.: Энергия, 1975. – 120 с.
5. **Кофлин Р., Дрискол Ф.** Операционные усилители и линейные интегральные схемы/ Пер. с англ. –М.: Мир, 1979. – 362 с.
6. **Фишер Дж., Гетланд Х.Б.** Электроника - от теории к практике/ Пер. с англ. - М.: Энергия, 1980. - 400 с.
7. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. -М.: Мир, 1982. – 512 с.
8. **Данс Дж.Б.** Операционные усилители: Принцип работы и применение/ Пер. с англ. – М.: Энергоиздат, 1982. - 80 с.
9. Patent 4451779 US, cl. G05F 3/08. Voltage controlled current source / **P.G. Jonathan.**- 1984.

10. **Фолкенберри Л.** Применение операционных усилителей и линейных ИС/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
11. **Гутников В.С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. - Л.: Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1988. - 304 с.
12. **Mark S.R.** Implementation and applications of current sources and current receivers // Burr-Brown Application Bulletin.– 1990 (602).- 746-7445. – 30 p.
13. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1998. – 704 с.
14. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б., Назарян Е.Х.** Сравнительный анализ измерительных преобразователей напряжения в ток // Изв. НАН РА и ГИУА. Серия Техн. наук.- 2000.- Т. 53, №2. - С. 232-238.
15. **Симаков А.В.** Управляемые источники ЭДС и тока. Учет управляемых источников при расчете электрических цепей методами контурных токов и узловых потенциалов. - М.: МИИТ, 2007.- 31с.
16. Источники тока с незаземленной нагрузкой / http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/op/funop_10_3.htm.
17. **Волович Г.** Мощные источники регулируемого тока на операционных усилителях // Современная электроника. – 2010.- № 5. - С. 36-39.
18. Patent 4618814 US, cl. G05F 1/44. Voltage-to-current converter circuit / **К. Kato, H. Sato.**- 1986.
19. Патент 1774475 SU по кл. H03K 4/48. Источник тока, управляемый напряжением / **В.Н. Сидорец** и др.- 1990.
20. **Sheingold D.H.** Impedance and admittance transformations using operational amplifiers // Lightning Empiricist.-1964.- Vol. 12, No. 1.- P. 1-8.
21. **Loe J.M.** Grounded-load current source uses one operational amplifier // Analog Dialogue.-167.- Vol. 1, Number 3.- P. 15-16.
22. Источники тока с заземленной нагрузкой / http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/op/funop_10_4.htm.
23. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда / <https://gigabaza.ru/doc/33246.html>.
24. **Bertemes-Filho P., Felipe A., Vincence V.C.** High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis // Circuits and Systems. – 2013.- No. 4. – P. 451-458.
25. Patent 7449873 US, cl. G05F 3/16. Voltage controlled current source device / **V. Schaffer, R.T. Burt, J. Metzger.**- 2008.
26. Patent 5021729 US, cl. G05F 1/12. Differential current source / **J.F. Sutton.**- 1991.
27. Patent 5153499 US, cl. G05F 3/08. Precision voltage controlled current source with variable compliance / **J.J. Klesh.**- 1992.
28. Patent 5815012 US, cl. H02M 11/00. Voltage-to-current converter for high frequency applications / **R. Rivoir, F. Maloberti.**- 1998.
29. Patent 1410126 EO, cl. G05F 3/04. Differential current source with active common mode reduction / **G. Pomeroy.**- 2001.
30. Расчет выходного преобразователя «напряжение-ток» (ПНТ) / https://studbooks.net/2349488/tehnika/raschet_vyhodnogo_preobrazovatelya_napryazhenie

31. Neil Z., Malik R., Liao W. Difference Amplifier Forms Heart of Precision Current Source // Analog Dialogue.- 2009.- Vol. 43, Number 3.- P. 22-24.
32. Guo D. Choose resistors to minimize errors in grounded-load current source // Analog Dialogue.-2013.- Vol. 47, Number 2.- P. 16.
33. Выбор резисторов для минимизации ошибок в источнике тока / <http://meandr.org/archives/22588>.
34. Преобразователи «напряжение-ток»: назначение, области применения. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда. Методика определения выходного сопротивления / <https://bit.ly/2OHLEPy>
35. Исследование точностных характеристик источника тока для задач импедансометрии / <https://bit.ly/2y0ZauP>
36. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда / <https://gigabaza.ru/doc/33246.html>
37. Добрев Д. ОУ и источник тока эмулируют инструментальный усилитель // Радиолоцман. – 2017.- №8. – С. 66-67.

*Поступила в редакцию 25.09.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ԼԱՐՈՒՄՈՎ ԿԱՌԱՎԱՐՎՈՂ ՀՈՍԱՆՔԻ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ՍԿԶԵՄԻՆՔՆԵՐԸ

Բ.Մ. Մամիկոնյան, Թ.Ա. Մելիքյան

Նկարագրված են այն հիմնական սկզբունքները, որոնցով կառուցվում են լարումով կառավարվող հոսանքի աղբյուրները (ԼԿՀԱ)՝ գործառնության ուժեղարարների (ԳՈՒ) հիման վրա: Դիտարկված են ԼԿՀԱ-ների սխեմաներ, որոնք նախատեսված են չհողանցված և հողանցված բեռնվածքների համար: Չհողանցված բեռնվածքներով ԼԿՀԱ-ները ամենապարզն են սխեմային իրականացման տեսանկյունից և հիմնականում օգտագործում են ԳՈՒ-ների այն հատկությունը, որ շրջող և չշրջող ուժեղարարներում հետադարձ կապի շղթայով հոսող հոսանքը կախված չէ այդ շղթայի դիմադրությունից, ուր և միացվում է բեռնվածքը: Ընդ որում, գերադասելի է չշրջող ուժեղարարի օգտագործումը, քանի որ այս դեպքում ԼԿՀԱ-ի կերպափոխման գործակիցը կախված չէ կառավարող ազդանշանի աղբյուրի ներքին դիմադրությունից: Հողանցված բեռնվածքով ԼԿՀԱ-ներն առավել կատարելագործված են. դրանցում բեռնվածքն ունի հողանցված սեղմակ, որն ընդհանուր է կառավարող լարման աղբյուրի հողանցված սեղմակի հետ: Դրանք բոլորը հիմնված են Հաուլենդի հոսանքի աղբյուրի սխեմայի օգտագործման վրա: Այդ սխեմայի տարբերակիչ առանձնահատկությունը լրացուցիչ դրական հետադարձ կապի շղթայի առկայությունն է: Հենց այդ շղթայով էլ իրականացվում է բեռնվածքի հոսանքի փոփոխության համակշռումը դրա դիմադրությունը փոփոխելիս, սակայն դա տեղի է ունենում ռեգիստորների որոշակի հարաբերակցության դեպքում: Շարադրված է բոլոր դիտարկված ԼԿՀԱ-ների մաթեմա-

տիկական մոդելների որոշման մեթոդակարգը, որոնց վերլուծությամբ գնահատվել է դրանց որակը: Հետազոտվել է օգտագործվող ռեզիստորների դիմադրությունների ցրվածքի և ԳՈՒ-ների ոչ իդեալականության ազդեցությունը ԼԿՀԱ-ների աշխատանքի վրա: Ներկայացված են ԼԿՀԱ-ների լավագույն սխեմային լուծումների հիմնական բնութագրերը:

Առանցքային բաներ. հոսանքի աղբյուր, կառավարող ազդանշան, գործառության ուժեղարար, հետադարձ կապ, կերպափոխման գործակից, ելքային դիմադրություն:

THE PRINCIPLES OF CONSTRUCTING VOLTAGE-CONTROLLED ELECTRONIC CURRENT SOURCES

B.M. Mamikonyan, T.A. Melikyan

The basic principles of construction of voltage controlled current sources (VCCS) on operational amplifiers (OA) are described. The schemes of VCCS designed for ungrounded and grounded loads are considered. The VCCS for ungrounded loads are the simplest in the scheme realization and basically use the following property of OA: in inverting and non-inverting amplifiers the current flows through the negative feedback and it is independent of the resistance of this circuit, to which the load is switched. In doing so, it is preferable to use a non-inverting amplifier, since in this case, the conversion coefficient of VCCS does not depend on the internal resistance of the control signal source. The VCCS for ground loads are more perfect, the load in them has a grounded clamp common with the control voltage source grounded clamp. All of them are based on the use of the Howland current source circuit. A distinctive feature of this scheme is the presence of an additional positive feedback circuit. The compensation of the current change in the load while its resistance changes is carried out through this circuit, however, this happens under specified ratios of resistors. The method of determining the mathematical models of all VCCS reviewed is considered, by the analysis of which their quality is evaluated. The influence of the resistance variation of the resistors used and the imperfection of the OA on the VCCS scheme operation has been studied. The main characteristics of the best circuit solutions of VCCS are given.

Keywords: current source, control signal, operational amplifier, feedback, conversion coefficient, output resistance.

УДК 621.382

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ МЕТАСТАБИЛЬНОСТИ В СИНХРОНИЗАТОРАХ

О.А. Петросян¹, З.М. Аветисян², А.Р. Мартиросян³

¹Национальный политехнический университет Армении

²ЗАО “Синописс Армения”

³ЗАО “МОНИТИС”

В настоящее время в системах на кристалле (СнК) возникает необходимость использования более одной синхросигнальной системы, что дает возможность совместить работу разных узлов СнК. В многосинхросигнальных сверхбольших интегральных схемах (СБИС), когда сигнал передается из области, работающей на одном синхросигнале, в область, работающую на другом синхросигнале, возникает проблема синхронизации разных синхросигналов. Во избежание проблем, возникающих вследствие этих переходов, используют синхронизаторы, которые широко применяются в современных СБИС.

В случае неиспользования синхронизаторов в читающем данные триггере, работающем в другой области, вследствие одновременного возникновения входных сигналов может возникнуть метастабильное состояние. Данное состояние может стать причиной некорректной работы иных узлов схемы, распространиться по всей интегральной схеме (ИС) и привести к неправильной работе всей системы. И так как выход из метастабильного состояния схемы с некоторой точностью является случайным процессом, необходимо использовать методы защиты от попадания схем в это состояние.

В статье изучены синхронизаторы, а также случаи возникновения метастабильных состояний в них. Выбрана защелка синхронизатора, и в ней смоделировано метастабильное состояние. Разработана и предложена новая схема, которая может обнаружить метастабильное состояние, возникаемое в синхронизаторах. В дальнейшем при проектировании выходной сигнал предложенной схемы может быть использован во избежание передачи неправильных сигналов, возникаемых в схеме в результате метастабильности.

Рассчитан ряд параметров, которые представлены в виде таблиц и диаграмм.

Ключевые слова: метастабильность, многосинхросигнальная система на кристалле, синхронизатор, защелка, D триггер.

Введение. Метастабильное состояние может возникнуть в синхросхемах [1] любого типа. Рассмотрим это состояние на примере простейшего D триггера, приведенного на рис. 1 [2], где из-за недосмотра за ограничениями времен установки (T_{SU}) и утверждения (T_H) (необходимая задержка между синхросигналом и сигналом входных данных) триггер может оказаться в

метастабильном состоянии (рис. 2). Как видно из рис. 2, при неудержании времен T_{SU}/T_H выход схемы не находится на логическом уровне ($Q_{мет}$). Именно этот нелогический уровень и называется метастабильностью. И неизвестно, когда и в каком направлении выйдет схема из этого состояния – в одном случае может совпасть с правильным выходом, в другом случае – нет. $Q_{норм}$ соответствует нормальной работе триггера.

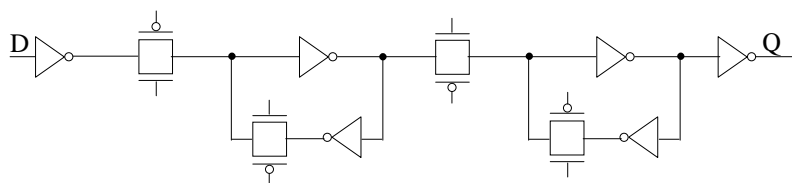


Рис. 1. D триггер

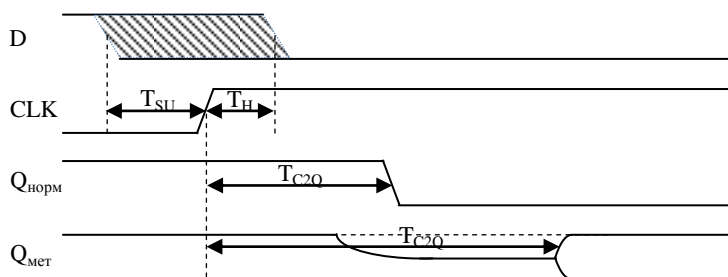


Рис. 2. Метастабильное состояние

Из рис. 2 также видно, что задержка D триггера от синхросигнала до выходного сигнала (T_{C2Q}) растет, что также является проблемой для синхронных интегральных схем, так как это может привести к нарушению времен установки/утверждения других триггеров и, как следствие, к неправильной работе всей системы.

Из литературы известен ряд примеров синхросхем, простейшей из которых является сочетание соединенных один за другим D триггеров (рис. 3) [3]. Если первый из триггеров попадает в метастабильное состояние, то второй прибавляет дополнительное время, равное одному такту синхросигнала, в течение которого первый может выйти из метастабильного состояния.

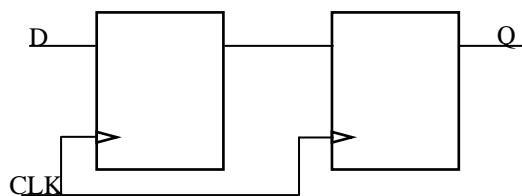


Рис. 3. Синхронизатор, основанный на D триггере

Несмотря на огромное значение синхронизаторов в СБИС, они всего лишь уменьшают вероятность метастабильности в ИС, но не исключают ее. Существует ряд методов, которые вычисляют вероятность выявления сбоев в схеме [4]. Эту вероятность обозначим P_F . Она будет иметь следующий вид [5]:

$$P_F = f_c T_0 e^{-t_s/\tau}, \quad (1)$$

где f_c – частота приемного синхросигнала; T_0 – метастабильное окно, которое представляет собой временной интервал, где появление даты приведет схему в метастабильное состояние (часто вычисляется суммой времен установки и утверждения); t_s – дозволенное время, за которое сигнал должен утвердиться в логическом уровне:

$$t_s = T_{CLK} - T_{C2Q} - T_{SU}, \quad (2)$$

τ – временная константа, зависящая от физических параметров устройства, которая показывает, с какой скоростью устройство выходит из метастабильного состояния. τ вычисляется на основе результатов моделирования, приведенного на рис. 4 [5]:

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln\left(\frac{\Delta V_2}{\Delta V_1}\right)}. \quad (3)$$

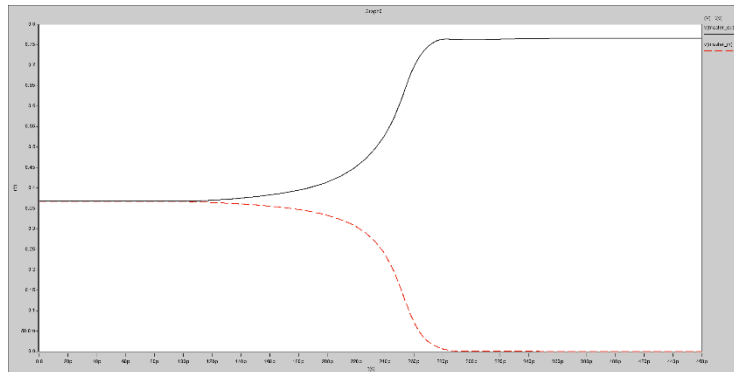


Рис. 4. Моделирование вычисления τ

Частота сбоев обозначается буквой λ и вычисляется по формуле

$$\lambda = f_c P_F = f_d f_c T_0 e^{-t_s/\tau}, \quad (4)$$

где f_d – частота даты. Обратная величина λ называется наработкой на отказ (ННО) и вычисляется по формуле

$$MTBF = \frac{e^{t_s/\tau}}{f_d f_c T_0}. \quad (5)$$

Постановка задачи. В ИС широко используются многосинхросигнальные области, что может привести к возникновению метастабильности в разных узлах ИС. Следовательно, неизбежно использование синхронизаторов. Исходя

из этого, возникает задача спроектировать схему, которая сможет обнаружить в ней метастабильное состояние, что в дальнейшем может быть использовано во избежание подобных состояний.

В настоящей работе задача рассматривается на защелке D триггера, для которой и осуществляется обнаружение метастабильного состояния.

Схема обнаружения метастабильности. В работе предлагается схема, которая сопоставлена с защелкой для осуществления обнаружения присутствующей в ней метастабильности. Схема обнаруживает и фиксирует случаи нахождения схемы в метастабильном состоянии и неправильного выхода из метастабильного состояния.

На рис. 5 отображена схема, соответствующая предлагаемому методу на вентиляном уровне. Выделенный на рисунке отрезок является схемой, обнаруживающей метастабильное состояние (предлагаемая схема), а другой отрезок – схемой защелки.

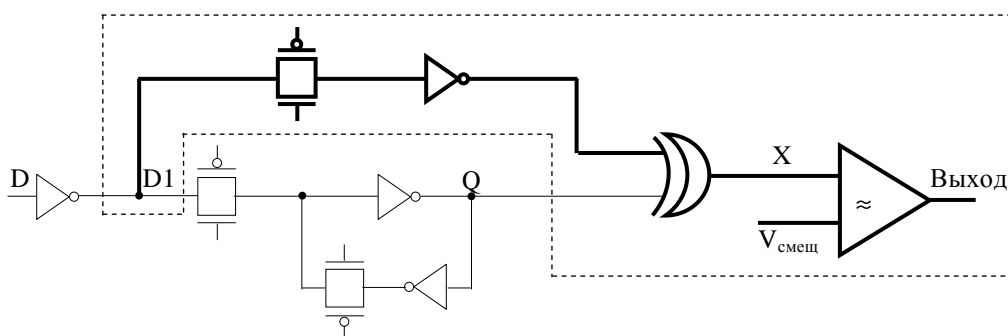


Рис. 5. Предлагаемая схема на вентиляном уровне

Схема действует по следующему принципу:

- с помощью элемента “Исключающее ИЛИ” выполняется наблюдение во входных и выходных узлах защелки – “D1” и “Q” (сигналы сверяются друг с другом). Разница сигналов свидетельствует о метастабильном или неправильно прочтенном сигнале;

- так как полученный результат (узел “X”) не всегда находится на одном из логических уровней, он сравнивается с напряжением смещения. Если полученный результат больше напряжения смещения, то фиксируется метастабильное или неправильно прочтенное состояние, в противном случае – фиксируется, что схема работала правильно (узел “Выход”).

Исследование было проведено на комплементарной металл-оксид-полупроводниковой (КМОП) защелке, схема которой приведена на рис. 6 [6].

Моделирование проводилось с помощью симулятора HSPICE с использованием библиотеки технологии saed32/28 нм.

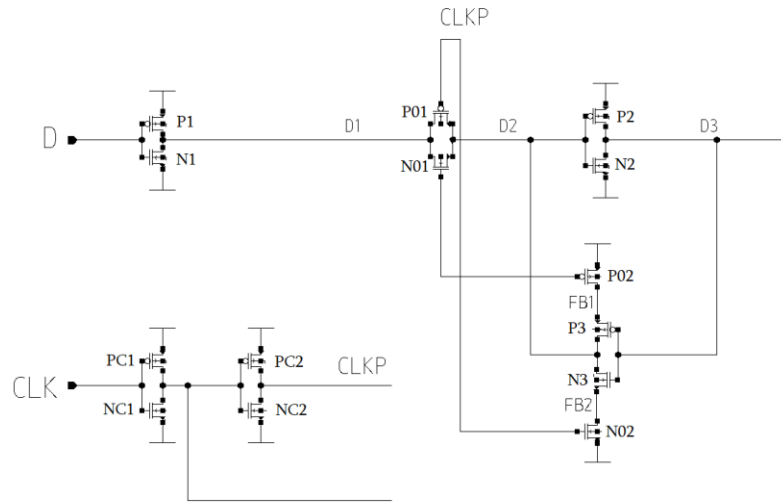


Рис. 6. Схема защелки

В роли схемы “Исключающее ИЛИ” была выбрана схема, приведенная на рис. 7 [7]. Она сравнивает входные сигналы, и при обнаружении разницы выходной сигнал из логического “0” переходит в логическую “1”.

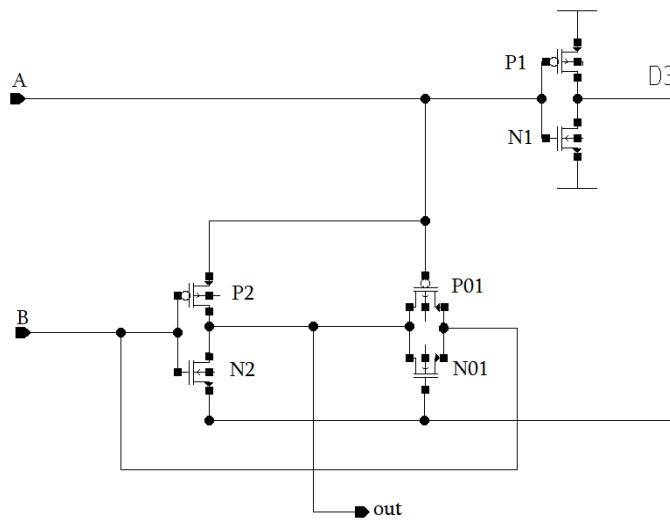


Рис. 7. Схема “Исключающее ИЛИ”

На рис. 8 приведены результаты моделирования выбранной схемы “Исключающее ИЛИ”. Во время моделирования одному из узлов “А” и “В” были присвоены логические уровни, а другому узлу, кроме логических уровней, был присвоен уровень, соответствующий метастабильности (узел “В”). Как видно из рис. 8, при наличии метастабильного состояния уровень выходного сигнала отличается от 0. В дальнейшем, сравнивая этот сигнал с напряжением смещения, на выходе общей схемы устанавливается логический уровень.

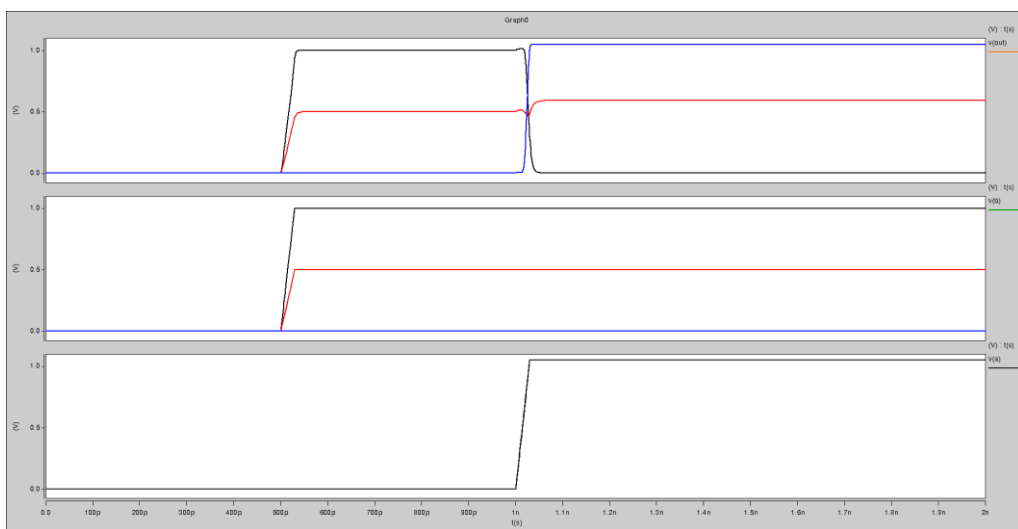


Рис. 8. Результаты моделирования “Исключающее ИЛИ” элемента

На рис. 9 приведена схема выбранного компаратора, где одному из входных узлов задается выходной сигнал “Исключающее ИЛИ”, а другому – напряжение смещения. Нулевой уровень выходного сигнала компаратора свидетельствует о наличии в схеме метастабильности, а уровень “1” – о правильной работе защелки.

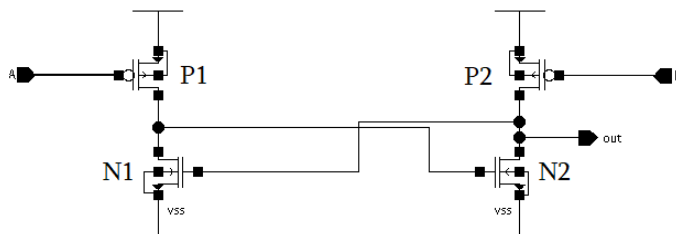


Рис. 9. Схема компаратора

Для проверки работы схемы, обнаруживающей метастабильность, в защелке смоделировано метастабильное состояние (сигнал данных и синхросигнал приближены друг к другу). Спроектированная схема обнаруживает метастабильное состояние, присутствующее в защелке, формируя на выходе уровень логического “0”. И поскольку защелка выходила из метастабильного состояния в неправильном направлении (выходной сигнал защелки в установленном режиме не соответствует входному сигналу защелки), схема, обнаруживающая метастабильность, сохраняет нулевой уровень выходного сигнала (рис. 10).

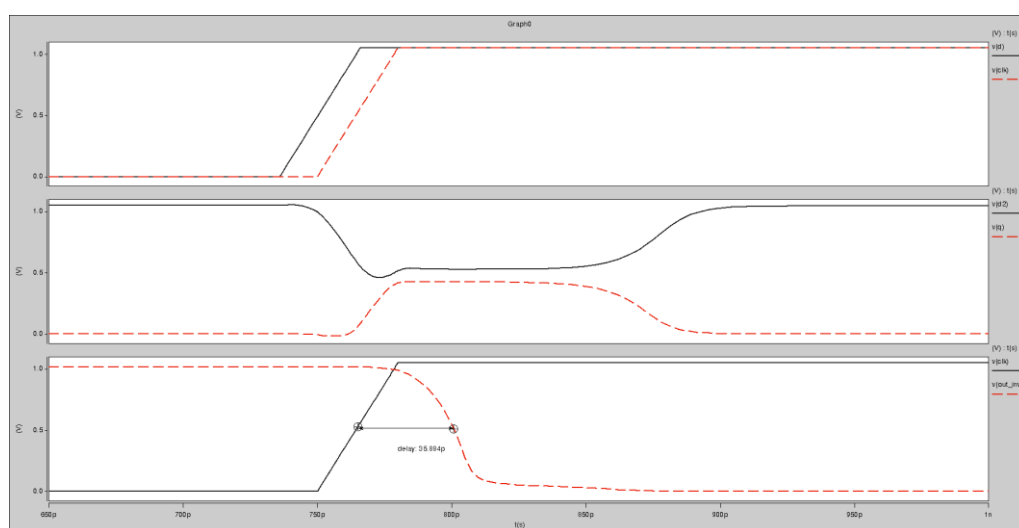


Рис. 10. Результаты моделирования работы предлагаемой схемы

Изучен ряд параметров первичной и предлагаемой схем защелки (табл. 1 и 2). С помощью формул (2) и (3) вычислены время установления (T_S) и постоянная времени (τ) (табл. 1). Результаты, приведенные в таблицах, соответствуют типичным условиям: типичный транзистор, температура 25°C , напряжение питания $1,05\text{ В}$, при условиях частот синхросигнала в 1 ГГц и данных в $0,5\text{ ГГц}$.

Таблица 1

Параметры вычисления ННО для первичной и предлагаемой схем

Схема	$\tau, \text{нс}$	$T_{SU}, \text{нс}$	$T_H, \text{нс}$	$T_S, \text{нс}$	$T_0, \text{нс}$
Первичная защелка	18.214	17	6	483	23
Предлагаемая схема защелки	19.451	20	8	480	28

Используя параметры из табл. 1, с помощью формулы (5) можем рассчитать наработку на отказ:

$$MTBF_{Перз} = \frac{e^{tS/\tau}}{f_d f_c T_0} = \frac{e^{483/18.214}}{5 \cdot 10^8 \cdot 10^9 \cdot 23 \cdot 10^{-12}} = 2.86 \cdot 10^5 (с) = 9,06 \cdot 10^{-3} (\text{год}),$$

$$MTBF_{Предз} = \frac{e^{tS/\tau}}{f_d f_c T_0} = \frac{e^{480/19.451}}{5 \cdot 10^8 \cdot 10^9 \cdot 28 \cdot 10^{-12}} = 3.73 \cdot 10^4 (с) = 1,18 \cdot 10^{-3} (\text{год}).$$

Таблица 2

Параметры первичной и предлагаемой схем

Схема	Статичный ток, мкА	Динамичный ток, мкА	Оценка площади, мкм ²	ННО, год	Обнаружение метастабильности
Первичная защелка	0.791	6.297	3.808	9.06* 10 ⁻³	-
Предлагаемая схема защелки	39.9	40	8.07	1.18* 10 ⁻³	+

Кроме типичных условий, предлагаемая схема также исследована в крайних рабочих условиях (SS/-40⁰C/0,945 В и FF/125⁰C/1,155 В). Результаты моделирования приведены на рис. 11 и 12.

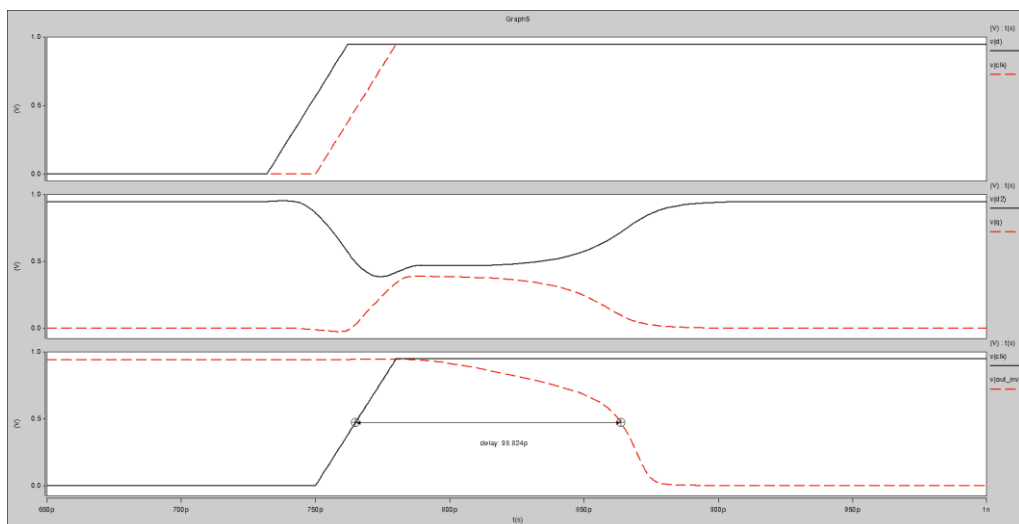


Рис. 11. Результаты моделирования работы предлагаемой схемы для худших условий

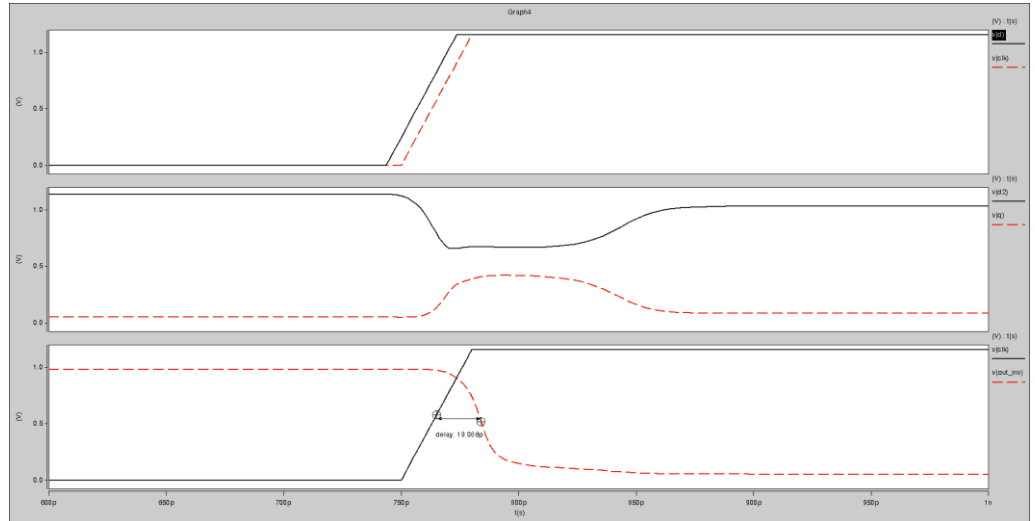


Рис. 12. Результаты моделирования работы предлагаемой схемы для лучших условий

Из рис. 10-12 видно, что в типичных условиях предложенная схема обнаруживает метастабильное состояние, присутствующее в защелке, за 35,84 *пс*, в худшем случае – 98,82 *пс* и в лучшем случае – 19,08 *пс*.

Для типичного случая схема исследована при разных значениях температуры и напряжения питания, результаты которых приведены на рис. 13.

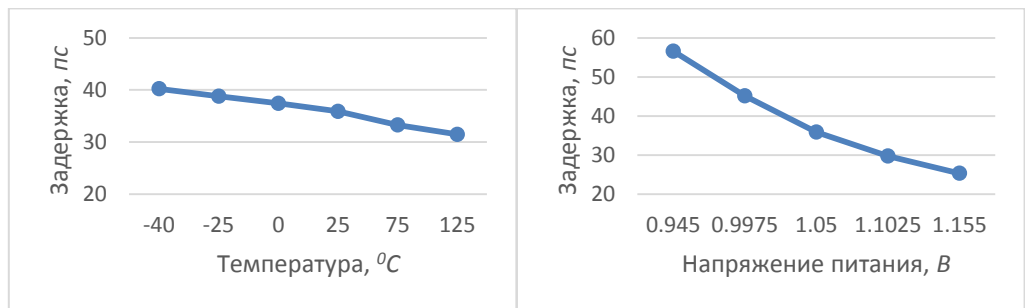


Рис. 13. Зависимость задержки предлагаемой схемы от температуры (а) и напряжения питания (б)

Заключение. Изучено явление возникновения метастабильности в защелке синхронизатора. Предложена схема, обнаруживающая метастабильность в защелке, выходной сигнал которой можно использовать во избежание

метастабильного состояния. Учитывая, что синхронизаторы во всей системе встречаются в небольшом количестве, увеличением потребляемого тока и площади, приведенных в результатах исследования, можно игнорировать, поскольку при применении предложенного подхода эти величины увеличатся в незначительных процентах (занимаемая площадь – на 0,009%, потребляемая мощность – на 0,016%).

Литература

1. **Hatture S., Dhage S.** Multi-clock domain synchronizers // Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC), IEEE International Conference. – 2015. – P. 0403-0408.
2. **Xue S., Oelmann B.** Comparative study of low-voltage performance of standard-cell flip-flops // Electronics, Circuits and Systems. ICECS 2001: The 8th IEEE International Conference. – 2001. – Vol. 2. – P. 953-957.
3. **Melikyan V., Babayan E., Khazhakyan T., Manukyan S.** Analysis of the impact of metastability phenomenon on the latency and power consumption of synchronizer circuits // East-West Design & Test Symposium (EWDTS), IEEE. – 2016. – P. 1-3.
4. **Beer S., Cox J., Chaney T., Zar D.M.** MTBF bounds for multistage synchronizers // Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC), IEEE 19th International Symposium. – 2013. – P. 158-165.
5. **Golson Steve.** Synchronization and Metastability. – Synopsys Users Group (SNUG) Silicon Valley, 2014.
6. **Thote V.S., Khetade V.E.** Modified synchronizer for protection from metastability // Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), IEEE International Conference. – 2016. – P. 1393-1397.
7. **Mishra S.S., Agrawal A.K., Nagaria R.K.** A comparative performance analysis of various CMOS design techniques for XOR and XNOR circuits // International Journal on Emerging Technologies. – 2010. – 1(1). – P. 1-10.

*Поступила в редакцию 07.10.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ՀԱՄԱԺԱՄԻՉ ՍԻՆԽՐՈՆԻՐՈՒՄ ՄԵՏԱԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ՀԱՅՏՆԱԲԵՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Օ.Հ. Պետրոսյան, Զ.Մ. Ավետիսյան, Ա.Ռ. Մարտիրոսյան

Ներկայումս բյուրեղի վրայի համակարգերում անհրաժեշտություն է առաջանում օգտագործելու մեկից ավելի սինքրոնազդանշանային համակարգեր, որը հնարավորություն է տալիս համատեղելու տարբեր հանգույցների աշխատանքը: Բազմասինքրոնազդանշանային գերմեծ ինտեգրալ սխեմաներում (ԳՄԻՍ), երբ ազդանշանը մի

սինքրոազդանշանով աշխատող տիրույթից փոխանցվում է մեկ այլ սինքրոազդանշանով աշխատող տիրույթ, առաջանում է տարբեր սինքրոազդանշանները միմյանց հետ համաժամեցնելու խնդիր: Այդ անցման հետևանքով առաջացող խնդիրներից խուսափելու միջոցը համաժամիչ սխեմաներն են, որոնք լայնորեն կիրառվում են ներկայիս ԳՄԻՍ-ներում:

Համաժամիչ սխեմաներ չկիրառելու դեպքում մեկ այլ սինքրոազդանշանային տիրույթում աշխատող տվյալը ընթերցող տրիգերում կարող է առաջանալ մետակայուն վիճակ՝ մուտքային ազդանշանների միաժամանակյա ի հայտ գալու պատճառով: Այդ վիճակը կարող է սխեմայի այլ հանգույցների ոչ ճիշտ աշխատանքի պատճառ հանդիսանալ, տարածվել ամբողջ ինտեգրալ սխեմայով (ԻՍ) և հանգեցնել ամբողջ համակարգի սխալ աշխատանքին: Եվ քանի որ սխեմայի մետակայուն վիճակից դուրս գալը որոշակի ճշտությամբ պատահական երևույթ է, անհրաժեշտ է կիրառել սխեմաներն այդ վիճակի մեջ ընկնելուց պաշտպանելու եղանակներ:

Հետազոտվել են համաժամիչ սխեմաները, դրանցում մետակայուն վիճակների առաջացման դեպքերը: Ընտրվել է համաժամիչ սխեմայի սևեռիչը, և նրանում մոդելավորվել է մետակայուն վիճակ: Մշակվել և առաջարկվել է նոր սխեմա, որը կարող է հայտնաբերել համաժամիչ սխեմաներում առաջացած մետակայուն վիճակը: Հետագայում նախագծողը կարող է օգտագործել առաջարկվող սխեմայի ելքային ազդանշանը և խուսափել համակարգում առաջացած մետակայուն վիճակների արդյունքում սխալ ազդանշաններ փոխանցելուց:

Առանցքային բաներ. մետակայունություն, բազմասինքրոազդանշանային համակարգ բյուրեղի վրա, համաժամիչ սխեմա, սևեռիչ, D տրիգեր:

THE METASTABILITY DETECTION METHOD IN SYNCHRONIZERS

O.H. Petrosyan, Z.M. Avetisyan, A.R. Martirosyan

At present, in systems on crystal (SoC), it becomes necessary to use multi-clocking domains which gives an opportunity to combine the collaboration of different blocks of the SoC. In a SoC, when a signal from a clock domain passes to another, a problem to synchronize the signals arises. To avoid that problem synchronizers are designed, which are widely used in very-large-scale integration (VLSI) systems.

In the data receiving trigger, working in the other clock domain, metastability can occur if synchronizers are not used. That state can cause a failure of other nodes and can be spread within the integrated circuit (IC) and bring about failure of the whole system. And as the falling out of the metastable state is an accidental phenomenon with some accuracy, it is necessary to use methods to protect the circuits from metastability.

Synchronizers and reasons of occurrence of metastability have been researched. A latch of synchronizer has been chosen and a metastable state has been modeled in the latch. A new scheme has been developed and proposed which detects metastability in synchronizers. In the future, the circuit designer can use the output signal of the proposed scheme and avoid wrong data transmissions in the system.

Keywords: metastability, multi-clocking SoC, synchronizer, latch, D-trigger.

УДК 621.3.049

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЛИН ЦЕПЕЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ЭТАПЕ РАЗМЕЩЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ

А.Г. Арутюнян

Национальный политехнический университет Армении

Так как на этапе размещения элементов интегральных схем (ИС) еще не известны топологические структуры цепей и, следовательно, их длины, то для оценки задержек сигнала в будущих межсоединениях возникает необходимость моделирования длин цепей ИС. Наличие таких моделей позволяет управлять процессом размещения элементов с точки зрения быстродействия. Основными требованиями для таких моделей являются быстрота и точность оценки длин будущих цепей.

С точки зрения точности, наиболее близкие к фактическим длинам цепей оценки выдает модель дерева Штейнера, так как она положена в основу используемых в автоматизированных системах электронного проектирования алгоритмов трассировки. Однако, поскольку модель Штейнера имеет NP сложность и ее решение требует большого машинного времени, ее применение на этапе размещения неэффективно.

В существующих программных инструментах размещения элементов ИС наибольшее применение получила полупериметрическая модель оценки длин цепей. Она является упрощенной моделью Штейнера и основана на построении ограничивающей контактами данной цепи минимальной прямоугольной рамки и определении ее полупериметра. Однако точность этих моделей убывает с ростом количества контактов цепи.

В условиях растущей интеграции ИС появляется необходимость разработки новых и усовершенствованных моделей оценки длин цепей, которые, с одной стороны, повысят точность оценки, с другой - потребуют относительно небольшого времени оценки.

В настоящей работе предложены новый метод и алгоритм моделирования длин цепей ИС, которые, имея $O(n \log n)$ сложность, по точности превышают полупериметрическую модель и приближаются к точности модели минимального дерева Штейнера. Предложенный метод основан на том, что точность полупериметрической модели для цепей, имеющих не более трех контактов, совпадает с точностью модели минимального дерева Штейнера. Предлагается разбить монтажное поле цепи на области, содержащие не более трех контактов, с дальнейшей оценкой длины цепи каждой области по полупериметрической модели и дальнейшим соединением этих областей, применяя известные методы построения минимальных связывающих деревьев.

Ключевые слова: моделирование длин цепей, минимальное дерево Штейнера, полупериметрическая модель.

Введение. Алгоритмы автоматизации физического проектирования ИС основаны на графах связности и используют входную информацию в виде списка цепей схем и конструктивных ограничений на размещение элементов и трассировку межсоединений. В общем случае цепи схемы являются многозвенными, и для правильного их представления следует использовать гиперграфовые модели цепей, в которых количество вершин любого гиперребра соответствует количеству контактов данной цепи. На этапе размещения элементов ИС модели линий связи используются для оценки длин будущих межсоединений и управления процессом размещения с точки зрения их быстродействия. Такие модели основаны на известных в теории графов наименьших покрывающих деревьях, в частности, на минимальном дереве Штейнера [1,2].

В существующих инструментах размещения наибольшее применение получила полупериметрическая модель оценки длины цепи. Такая модель является упрощенной моделью Штейнера, основанной на построении ограничивающей контакты данной цепи минимальной прямоугольной рамки и определении ее полупериметра. Эти модели выделяются своей простотой и удобством использования на этапе размещения элементов.

В общем случае полупериметрическая модель обеспечивает нижний предел оценки длины цепи, а основным ее недостатком является понижение точности оценки для цепей, содержащих более трех контактов. Применение полупериметрической модели на практике обусловлено ее простотой и тем обстоятельством, что цепи с не более чем тремя звеньями в промышленных схемах составляют в среднем 80% всех цепей [3,4].

Учитывая тот факт, что паразитная емкость любого межсоединения зависит от длины цепи, которой принадлежит данное межсоединение, можем сказать, что полупериметрическая модель, помимо оценки длины цепи, также может быть достаточным средством оценки задержки цепи на этапе размещения элементов. Таким образом, расстояния между элементами, которые регулируются на этапе размещения, могут служить средством оценки длины межсоединений и, следовательно, задержек в них.

Как известно, с уменьшением технологических размеров ИС и увеличением степени их интеграции доля задержек в межсоединениях в общей задержке увеличивается, и в современных ИС 80...90% задержек приходится именно на межсоединения [1,5]. Так как от результатов размещения зависят, в основном, успешность трассировки и длины межсоединений, следовательно, размещение в большей степени может способствовать обеспечению быстродействия схемы.

Однако в условиях растущей интеграции ИС появляется необходимость разработки новых и усовершенствованных моделей оценки длин цепей, которые, с одной стороны, повысят точность оценки, с другой - потребуют относительно

небольшого времени оценки. Очевидно, что из-за противоречивости этих двух условий выбор такой модели является проблемой инженерного компромисса.

Резюмируя вышесказанное, можно сделать вывод, что с уменьшением технологических размеров ИС повышается важность задачи разработки методов моделирования длин цепей ИС, обеспечивающих достаточную точность и быстродействие на этапе размещения элементов.

В настоящей работе предложены метод и алгоритм оценки длин цепей, которые, имея приемлемое быстродействие, по точности превышают полупериметрическую модель оценки и приближаются к точности модели минимального дерева Штейнера.

Предлагаемый метод моделирования длин цепей ИС. Поскольку на этапе размещения еще не известны структуры топологии цепей, для оценки задержек в них появляется необходимость разработки методов виртуальной трассировки цепей и оценки их длин. С этой целью используются различные сетевые модели представления топологии цепей. На рис. 1 представлены примеры графической интерпретации различных моделей топологии многозвенной цепи с указанием оценочных длин L [1,4].

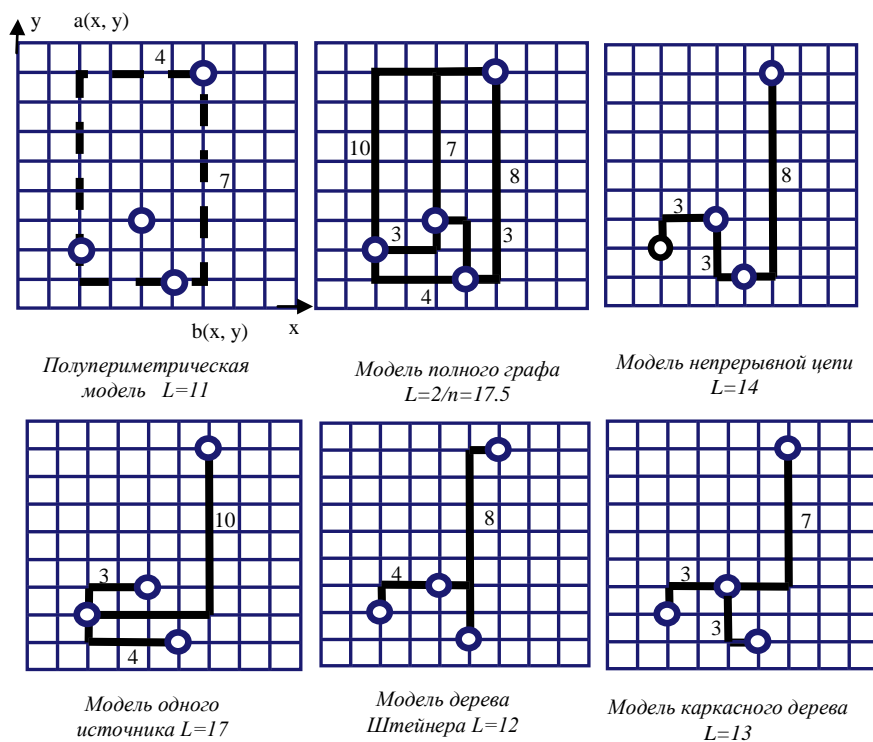


Рис. 1. Примеры моделей цепи

Среди этих моделей наиболее высокую точность обеспечивает модель дерева Штейнера, так как она максимально совпадает с результатами окончательной трассировки цепей. Однако, поскольку проблема Штейнера имеет NP сложность, то на этапе размещения элементов ИС использование модели Штейнера в ее исходной форме ограничено по причине сложности и, следовательно, большого времени реализации. Поэтому на этом этапе используют различные упрощенные модели дерева Штейнера, которые отличаются друг от друга своей сложностью и точностью. Как уже отмечалось, среди этих моделей наиболее распространенным и простейшим методом моделирования является полупериметрическая модель [1].

Если величины $a(x, y)$ и $b(x, y)$, приведенные на рис. 1, являются вершинами диагонали минимального прямоугольника, охватывающего контакты цепи, то длина цепи, оцененная полупериметрической моделью, определится следующим образом:

$$L = |a(x) - b(x)| + |a(y) - b(y)|. \quad (1)$$

Однако, как уже отмечалось, для многозвенных цепей полупериметрическая модель не обеспечивает достаточную точность. Предлагаемый метод моделирования длин многозвенных цепей на этапе размещения элементов основан на том, что точность полупериметрической модели для цепей, имеющих не более трех контактов, совпадает с точностью модели минимального дерева Штейнера. С учетом сказанного предлагается разбить монтажное поле многозвенных цепей на области, содержащие не более трех контактов, с дальнейшей оценкой длины цепи каждой области с помощью полупериметрической модели и дальнейшим соединением этих областей, применяя известные методы построения минимальных связывающих деревьев.

Предлагаемый метод реализует последовательное решение следующих задач:

1. Разбиение монтажного поля многозвенной цепи на области, содержащие не более трех контактов.

С этой целью производится иерархическое ортогональное разбиение монтажного поля по линиям сбалансированного среднего по осям x и y по следующей формуле:

$$x_{cp} y_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i}{n}, \quad (2)$$

где $x_{cp} (y_{cp})$ - сбалансированное среднее по оси $x (y)$; $x_i (y_i)$ - координаты

i -го контакта; n – количество контактов цепи.

2. Оценка длин, полученных в результате решения первой задачи фрагментов цепи по полупериметрической модели, используя формулу (1).

3. Определение длины минимального дерева, связывающего подмножества контактов, что подразумевает решение следующих подзадач:

- вычисление минимальных расстояний между локальными полупериметрическими моделями подмножеств;
- построение полного взвешенного графа расстояний подмножеств;
- выделение минимального дерева из полного графа.

4. Оценка длины цепи как суммы длин отдельных фрагментов, определенных по п. 2, и минимального дерева - по п.3.

Приведенный выше метод по сложности совпадает со сложностью алгоритмов построения минимальных связывающих деревьев, таких как алгоритм Прима или Крускала, и оценивается величиной $O(n \log n)$ [6].

Пример реализации алгоритма моделирования длин цепей ИС. Работу алгоритма моделирования длин цепей рассмотрим на примере 9- контактной цепи, приведенной на рис. 2.

Как видно из рисунка, в приведенном примере длина цепи, оцененная по полупериметрической модели ($L_{\text{пп}}$), равна 20-и единицам (рис. 2 а), а минимальное дерево Штейнера ($L_{\text{шт}}$) имеет длину, равную 28-и единицам (рис. 2 б).

Алгоритм предлагаемого метода реализует следующие шаги:

1. Разбиение монтажного поля на две части А и В по вертикали, проходящее через сбалансированное среднее по оси y , округленное до ближайшего целого числа:

$$y' = \frac{\sum_{i=1}^9 y_i}{9} = \frac{44}{9} = 4,88(8) \approx 5 \quad (3)$$

2. Разбиение монтажного поля на две части каждого из фрагментов А и В по горизонтали, проходящее через сбалансированное среднее по оси x , округленное до ближайшего целого числа:

$$x_A' = \frac{\sum_{i=1}^n x_{Ai}}{n} = \frac{\sum_{i=1}^4 x_{Ai}}{4} = \frac{23}{4} = 5,75 \approx 6 \quad (4)$$

$$x_B' = \frac{\sum_{i=1}^n x_{Bi}}{n} = \frac{\sum_{i=1}^5 x_{Bi}}{5} = \frac{22}{5} = 4,4 \approx 4 \quad (5)$$

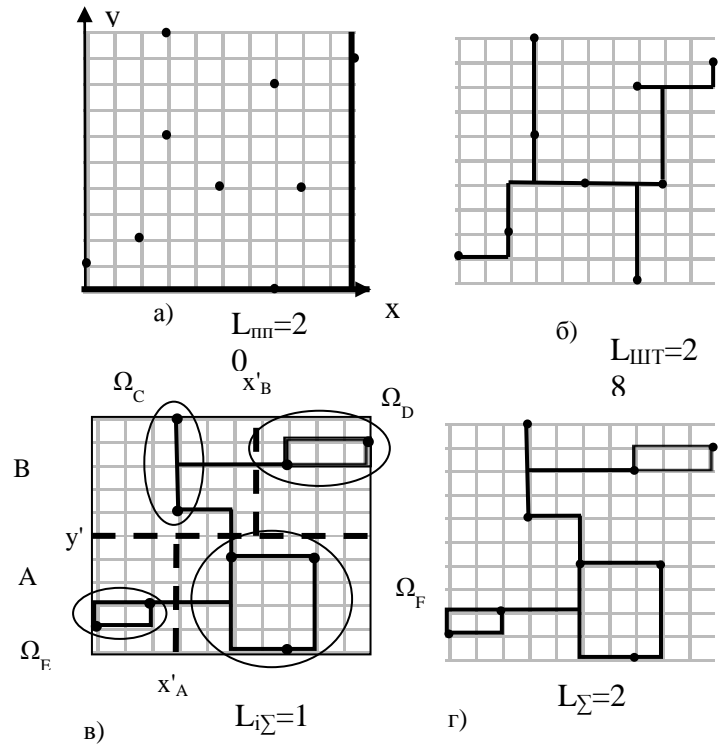


Рис. 2. Геометрическая интерпретация предложенной модели оценки длины цепи: а - размещение контактов цепи с указанием полупериметрической модели, б - минимальное прямоугольное дерево Штейнера, в - полупериметрические модели локальных фрагментированных зон, г - окончательный вид предложенной модели оценки длины цепи

3. Рекурсивное повторение шагов 2 и 3, пока во всех полученных фрагментах останется не более трех контактов.

4. Оценка длины соответствующей части цепи по полупериметрической модели для каждого фрагмента контактов:

$$L_i = 0,5(|\max_{x_i \in \Omega_i} x_i - \min_{x_i \in \Omega_i} x_i| + |\max_{y_i \in \Omega_i} y_i - \min_{y_i \in \Omega_i} y_i|); i = 1, 2, \dots, k, \quad (6)$$

где x_i и y_i - координаты контактов подмножества Ω_i ; k - количество подмножеств контактов.

Отметим, что для приведенного на рис. 2 примера получаются 4 фрагмента контактов, суммарная длина которых, рассчитанная по полупериметрической модели, равна 18.

5. Определение длины минимального ортогонального дерева, связывающего подмножества контактов.

Для этого сначала вычисляются минимальные расстояния между локальными полупериметрическими моделями подмножеств Ω_i ; $i= 1,2, \dots, k$. Для любой пары подмножеств Ω_i и Ω_j это расстояние будет:

1) при $\max_{x_i \in \Omega_i} x_i < \min_{x_j \in \Omega_j} x_j$; $\min_{y_i \in \Omega_i} y_i > \min_{y_j \in \Omega_j} y_j$, т.е. Ω_j расположено правее и вниз от Ω_i :

$$L_{ij} = \left| \max_{x_i \in \Omega_i} x_i - \min_{x_j \in \Omega_j} x_j \right| + \left| \min_{y_i \in \Omega_i} y_i - \max_{y_j \in \Omega_j} y_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j;$$

2) при $\max_{x_i \in \Omega_i} x_i < \min_{x_j \in \Omega_j} x_j$; $\min_{y_i \in \Omega_i} y_i < \min_{y_j \in \Omega_j} y_j$, т.е. Ω_j расположено правее и вверх от Ω_i

$$L_{ij} = \left| \max_{x_i \in \Omega_i} x_i - \min_{x_j \in \Omega_j} x_j \right| + \left| \max_{y_i \in \Omega_i} y_i - \min_{y_j \in \Omega_j} y_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j;$$

3) при $\min_{x_i \in \Omega_i} x_i > \min_{x_j \in \Omega_j} x_j$; $\min_{y_i \in \Omega_i} y_i > \max_{y_j \in \Omega_j} y_j$, т.е. Ω_j расположено левее и вниз от Ω_i :

$$L_{ij} = \left| \min_{x_i \in \Omega_i} x_i - \max_{x_j \in \Omega_j} x_j \right| + \left| \min_{y_i \in \Omega_i} y_i - \max_{y_j \in \Omega_j} y_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j;$$

4) при $\min_{x_i \in \Omega_i} x_i > \min_{x_j \in \Omega_j} x_j$; $\max_{y_i \in \Omega_i} y_i < \min_{y_j \in \Omega_j} y_j$, т.е. Ω_j расположено левее и вверх от Ω_i :

$$L_{ij} = \left| \min_{x_i \in \Omega_i} x_i - \max_{x_j \in \Omega_j} x_j \right| + \left| \max_{y_i \in \Omega_i} y_i - \min_{y_j \in \Omega_j} y_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j;$$

5) при $\max_{x_i \in \Omega_i} x_i > \min_{x_j \in \Omega_j} x_j$; $\min_{x_i \in \Omega_i} x_i < \max_{x_j \in \Omega_j} x_j$;

$\max_{y_i \in \Omega_i} y_i < \min_{y_j \in \Omega_j} y_j$, т.е. Ω_j расположено вверх (вправо) от Ω_i :

$$L_{ij} = \left| \max_{x_i \in \Omega_i} x_i - \min_{x_j \in \Omega_j} x_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j;$$

б) при $\max_{x_i, y_i \in \Omega_i} x_i y_i > \min_{x_j, y_j \in \Omega_j} x_j y_j$; $\min_{x_i, y_i \in \Omega_i} x_i y_i < \max_{x_j, y_j \in \Omega_j} x_j y_j$;
 $\max_{x_i, y_i \in \Omega_i} x_i y_i < \min_{x_j, y_j \in \Omega_j} x_j y_j$, т.е. Ω_j расположено вниз (влево) от Ω_i ;

$$L_{ij} = \left| \min_{y_i, x_i \in \Omega_i} y_i x_i - \max_{y_j, x_j \in \Omega_j} y_j x_j \right|; i, j = 1, 2, \dots, k; i \neq j.$$

На рис. 3а приведен полный взвешенный граф расстояний подмножеств, приведенных на рис. 2 в, веса которого рассчитаны по пункту 5.

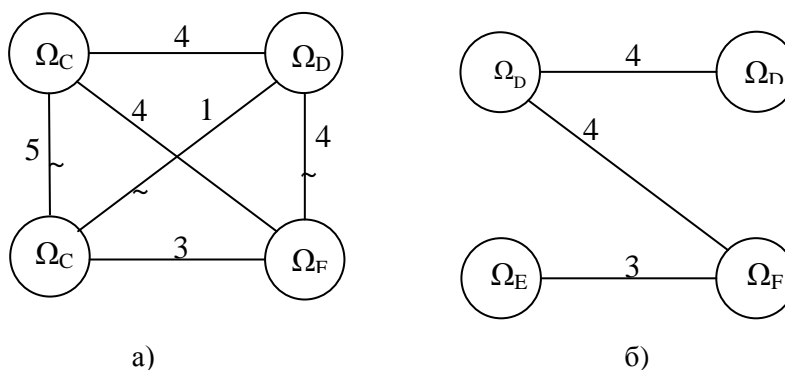


Рис. 3. Взвешенный граф расстояний подмножеств контактов:
 а - полный взвешенный граф расстояний подмножеств,
 б - минимальное связывающее дерево подмножеств

Во взвешенном графе расстояний подмножеств контактов выделяется минимальное связывающее дерево, приведенное на рис. 3б. Суммарная длина этого дерева равна 11. Отметим, что если количество таких минимальных деревьев больше одного, то оставляется любое из них.

6. Оценка суммарной длины цепи по следующей формуле:

$$I_{\text{сум}} = \sum_{i=1}^k L_i + \min \sum_{i,j=i;i \neq j}^k L_{ij} = 18 + 11 = 29,$$

где $\sum_{i=1}^k L_i$ - суммарная длина фрагментов цепи, рассчитанная по полупериметрической модели; $\min \sum_{i,j=i;i \neq j}^k L_{ij}$ - длина минимального связывающего дерева подмножеств контактов.

Таким образом, для рассматриваемого примера, содержащего 9 контактов, длина цепи, определенная предлагаемым методом, отличается от длины минимального дерева Штейнера всего на одну единицу.

Реализация описанного выше метода моделирования для ряда тестовых примеров цепей, содержащих до 30 контактов, показала на 25% больше точности по сравнению с полупериметрической моделью.

Заключение. Разработаны метод и алгоритм моделирования и оценки длин многозвенных цепей на раннем этапе размещения элементов ИС, которые за счет многоуровневого иерархического представления широко используемой в настоящее время полупериметрической модели обеспечивают по сравнению с ней на 25% большую точность. Предложенная модель имеет несравненно малую сложность по сравнению с моделью минимального связывающего дерева Штейнера и составляет $O(n \log n)$.

Разработанный метод моделирования длин цепей может быть использован на этапе размещения элементов ИС с целью оперативной оценки длин будущих межсоединений и задержек сигнала в них с приемлемой точностью для многозвенных цепей.

Литература

1. **Sherwani Naveed A.** Algorithms for VLSI Physical Design Automation. Intel Corporation.- Kluwer Academic Publishers, 2007. -572 p.
2. **Chu and Yiu-C, Wong.** FLUTE: Fast Lookup Table Based Rectilinear Steiner Minimal Tree Algorithm for VLSI Design// IEEE Transactions on Computer-aided Design.-2008.-Vol. 27, No. 1.- P. 70-83.
3. **Մելիքյան Վ.Շ., Հարությունյան Ա.Գ., Գևորգյան Ա.Ա.** Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների ֆիզիկական նախագծման մեթոդներ: Մենագրություն/ ՀՊՃՀ.- Եր.: Ճարտարագետ, 2015.-240 էջ:
4. **Pan D.Z., Halpin B., and Ren H.** Timing-Driven Placement: In Handbook of Algorithms for VLSI Physical Automation (edited by Charles J. Alpert, Dinesh P. Mehta, and Sachin S. Sapatnekar).- CRC Press, 2007 (Invited) (Amazon) (ISBN: 0849372429). -2008. -1024p.
5. The International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS), 2013 <http://www.itrs.net/Links/2013ITRS/2013Chapters/2013SysDrivers.pdf>.
6. **Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р., Штайн К.** Алгоритмы: построение и анализ.- 2-е изд. - М.: Вильямс, 2013. - 1328 с.

*Поступила в редакцию 18.10.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՇՂԹԱՆԵՐԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ ՏԱՐԻԵՐԻ ՏԵՂԱԲԱՇԽՄԱՆ ՓՈՒԼՈՒՄ

Ա.Գ. Հարությունյան

Ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) տարրերի տեղաբաշխման փուլում դեռևս հայտնի չեն շղթաների տոպոլոգիական կառուցվածքները և, հետևաբար, դրանց երկարությունները: Ուստի ապագա միջմիացումներում ազդանշանների հապաղումների գնահատման համար շղթաների երկարությունների մոդելավորման անհրաժեշտություն է առաջանում: Այդպիսի մոդելների առկայությունը հնարավորություն է տալիս սխեմայի արագագործության տեսանկյունից կառավարել տեղաբաշխման ընթացքը: Այդ մոդելներին ներկայացվող հիմնական պահանջն ապագա շղթաների երկարությունների արագ և համարժեք գնահատումն է:

Համարժեքության և ճշտության տեսանկյունից շղթաների իրական ծրագծմանը համապատասխանող երկարության ամենամոտ արժեքները կապահովի Շտեյնների ծառի մոդելը, քանի որ այն դրված է էլեկտրոնային նախագծման ավտոմատացման համակարգերում օգտագործվող ծրագծման ալգորիթմների հիմքում: Սակայն Շտեյնների խնդիրն ունի NP բարդություն, և դրա լուծումը պահանջում է մեքենայական մեծ ժամանակ: Ուստի տեղաբաշխման փուլում վերջինիս կիրառումը արդյունավետ չէ:

ԻՍ-երի տարրերի տեղաբաշխման գոյություն ունեցող ծրագրային գործիքներում ամենաշատ կիրառվում է շղթաների երկարությունների գնահատման կիսապարագծային մոդելը: Այն Շտեյնների պարզեցված մոդելն է, որը հիմնված է տվյալ շղթայի կոնտակտներն ընդգրկող նվազագույն շրջանակի կառուցման և նրա կիսապարագծի որոշման վրա:

Սակայն ԻՍ-երի ինտեգրման աճի պայմաններում շղթաների երկարությունների գնահատման նոր և կատարելագործված մոդելների մշակման անհրաժեշտություն է առաջանում, որը մի կողմից՝ կբարձրացնի գնահատման ճշտությունը, մյուս կողմից՝ կապահովի գնահատման համեմատաբար փոքր ժամանակ:

Մշակվել են շղթաների երկարությունների մոդելավորման նոր մեթոդ և ալգորիթմ: Ունենալով $O(n \log n)$ բարդություն՝ մոդելը ճշտությամբ գերազանցում է կիսապարագծային մոդելին և մոտենում է Շտեյնների նվազագույն ծառի մոդելի ճշտությանը: Մոդելի հիմքում ընկած է այն դրույթը, որ ոչ ավելի, քան 3 կոնտակտ պարունակող շղթաների համար կիսապարագծային և Շտեյնների մոդելների ճշտությունները համընկնում են: Առաջարկվում է բազմաճյուղ շղթաներով մոնտաժային դաշտը բաժանել ոչ ավելի, քան 3 կոնտակտ պարունակող մասերի՝ յուրաքանչյուր մասի համար կիսապարագծային մոդելի կիրառմամբ, հետագայում այդ մասերի միացմամբ՝ օգտվելով նվազագույն կապող ծառերի կառուցման մեթոդներից:

Առանցքային բաներ. շղթաների երկարությունների մոդելավորում, Շտեյնների նվազագույն ծառ, կիսապարագծային մոդել:

MODELING THE LENGTH OF THE CHAINS OF INTEGRATED CIRCUITS AT THE STAGE OF CELL PLACEMENT

A.G. Harutyunyan

Since the topological structures of chains and, consequently, their lengths are not yet known at the stage of placement of cells of integrated circuits (ICs), it is necessary to model the lengths of circuits to estimate the signal delays in future interconnects. The presence of such models allows managing the process of cell placement in terms of performance. The main requirements for such models are the fast and adequate validation of the length of the future chains.

From the point of view of accuracy, the model of the Steiner tree gives the closest to the actual length of validating chains, since it is imposed on the basis of routing algorithms used in automated electronic design systems. However, since the Steiner problem has NP complexity and its solution requires a lot of machine time, its application at the placement stage is inefficient.

In the existing software tools for the placement of IC cells, the semi-perimeter model for validating the net length has found the widest application. It is a simplified Steiner model and is based on the construction of a minimum rectangular frame, bounding the contacts of this circuit and determining its semi-perimeter.

However, in the context of growing integration of ICs, there arises a need to develop new and improved models for estimating the length of the chains, which, on the one hand, will increase the accuracy of the validation, on the other hand, will require a relatively short validation time.

In the present work, a new method and algorithm for modeling the lengths of IC circuits are proposed, which, having the $O(n \log n)$ complexity, exceed the semi-perimeter model in accuracy and approaches the accuracy of the Steiner minimum tree model. The proposed method is based on the fact that the accuracy of the semi-perimeter model for circuits having no more than 3 contacts coincides with the accuracy of the model of the minimal Steiner tree. It is proposed to divide the circuit's field into areas containing not more than 3 contacts, with a further validation for each area by a semi-perimeter model and a further connection of these areas using the known methods for constructing the minimal connectivity trees.

Keywords: modeling of the chain length, minimal Steiner tree, semi-perimeter model.

УДК 621.391.837:621.397.13

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЛАСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ СТЕНДА ПО
ИССЛЕДОВАНИЮ СИСТЕМ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ**

Р.Т. Сафин

Алматинский университет энергетики и связи

Обоснована необходимость исследования видеокамер охранной сигнализации, их тестирования при организации производства и целесообразность проведения лабораторных работ студентами вузов, изучающих системы охранной безопасности. Показано состояние дел этой области в постсоветских странах. Приведены некоторые требования Государственного образовательного стандарта по информативности и расширению возможностей лабораторных стендов. Рассмотрены входные параметры, необходимые для проектирования стендов по исследованию видеокамер. Представлены результаты исследования разработанного лабораторного стенда по изучению и исследованию систем охранного телевидения и определению областей их применения. Предлагается структура стенда и его частей. Приводятся рекомендации по его применению. Анализируется опыт проведения лабораторных работ по исследованию характеристик видеокамер охранной сигнализации. Показаны возможность исследования робастной фильтрации на помехозащищённость видеосистемы, влияние спектра подсветки на основные качественные характеристики видеокамеры с применением предлагаемого стенда. Приведенный перечень предлагаемых для выполнения на стенде работ включает лабораторные работы “Изучение параметров, режимов работы и конфигурации системы видеонаблюдения NOVUS”, “Исследование возможностей различных видов видеокамер при изменении освещенности и определение характеристик чувствительности различных видов видеокамер”, “Определение фокусного расстояния, угла обзора и разрешающей способности различных типов видеокамер и объективов”, “Определение рабочей зоны наблюдения, дальней и мертвой зон для различных типов видеокамер и объективов”, “Определение условно мертвых зон для различных скоростей записи видеорегистратора и при различных фокусных расстояниях” и “Определение объема и качества записанной информации от значения скорости записи видеорегистратора”, а также исследовательские работы “Устройство обработки сигналов с изменяющимся спектром”, “Влияние робастной фильтрации на помехозащищенность видеосистемы”, “Влияние спектра подсветки на основные качественные характеристики видеокамеры” и “Сравнительные характеристики аналоговых и цифровых видеокамер”.

Ключевые слова: системы охранного телевидения, робастная фильтрация, устройства подсветки.

Введение. В настоящее время модернизация вузовской лабораторной базы производится в двух направлениях: повышение информативности выполняемых лабораторных работ и расширение возможностей стенда для проведения различных исследований. Такой подход является одним из требований государственного образовательного стандарта многих государств.

Каждая специальность выдвигает свои требования к лабораторным стендам. В этой связи представляют интерес также лабораторные стенды для специальностей “Радиотехника, электроника, телекоммуникации и инфокоммуникационная безопасность”, в частности, для получения современных знаний и навыков в области технологий и систем охранного телевидения.

Поиски возможных лабораторных стендов по проведению исследований систем видеонаблюдений дали отрицательный результат. Поиски охватывали вузы Российской Федерации, Армении, Республики Казахстан и Белоруссии. Исходя из этого, была поставлена задача разработки соответствующего лабораторного стенда, предназначенного для проведения учебных и исследовательских работ по оценке качества видеокамер охранной сигнализации.

Оснащение лабораторий соответствующих кафедр вузов нижеприведенным стендом (рис.1) позволит повысить качество подготовки специалистов соответствующей области.

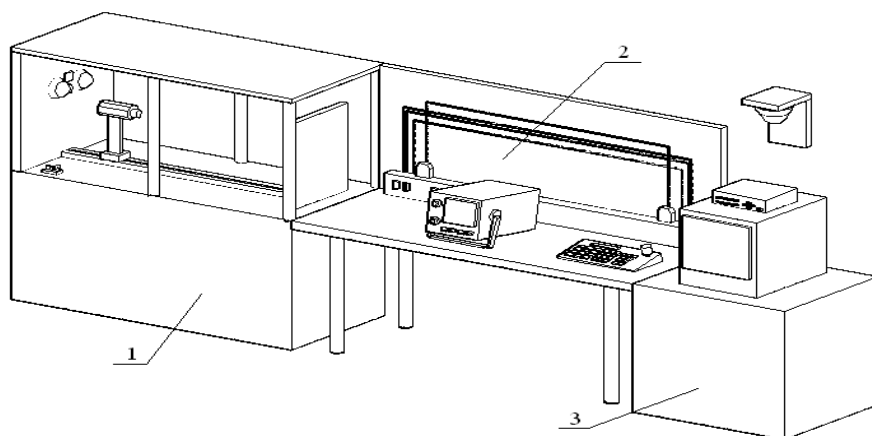


Рис.1. Внешний вид лабораторного стенда

*Условные обозначения: 1 – лабораторный стол №1; 2 – лабораторный стол №2;
3 – лабораторный стол №3*

Структура лабораторного стенда. Для разработки соответствующего стенда, в первую очередь, была определена группа параметров, исследование которых является важной научно-технической задачей. Такими параметрами для систем видеонаблюдения являются:

- характеристики чувствительности видеокамер при изменении освещенности;
- фокусное расстояние, угол обзора;
- разрешающая способность различных типов видеокамер и объективов;
- рабочая зона наблюдения, дальняя и мертвая зоны видеокамер и объективов.

Приведенный перечень параметров, несмотря на их достаточность, может быть увеличен. Для изучения вышеприведенных параметров разработанный лабораторный стенд выполнен в виде трёх столов, на которых расположены аппаратура системы ССТV, контрольно-измерительные приборы, а также проложены каналы связи и система электропитания. Общий вид лабораторного стенда представлен на рис. 1. Лабораторный стол №1 представляет собой стойку, на одной из стенок которой расположены две купольные камеры, объективы которых направлены на держатель, расположенный с противоположной стороны стола. Держатель предназначен для размещения на нём плакатов в виде тестовых таблиц и любого иного графического материала, необходимого для съёмки характеристик используемых видеокамер. Вдоль стойки расположены направляющие для цилиндрической камеры, что позволяет изменять расстояние от её объектива до держателя. Особенностью стола №1 является наличие затемняющих шторок (которые не отображены на приведенных рисунках стенда), позволяющих создать требуемый уровень освещения внутри стойки, что также необходимо при съёмке характеристик видеокамер.

Расположение различных частей и оборудования лабораторного стола №1 показано на рис. 2 и 3.

Также на лабораторном столе №1 смонтирован блок питания постоянного тока с выходным напряжением 12 В, предназначенный для обеспечения электропитания видеокамер.

Лабораторный стол №2 имеет проложенные вдоль задней стенки кабели связи:

- два коаксиальных кабеля РК-75;
- один кабель UTP 4x2 e5 cat;
- один оптический одномодовый кабель.

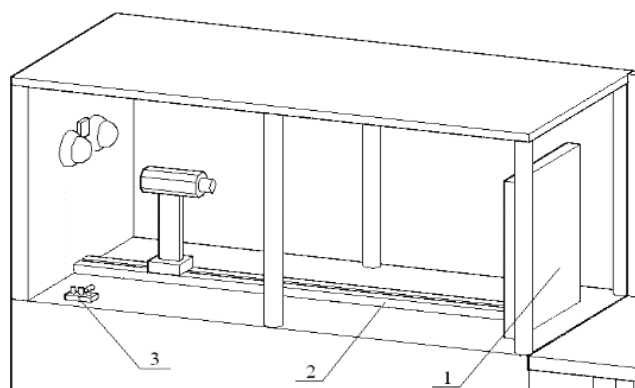


Рис. 2. Фрагмент лабораторного стенда

Условные обозначения: 1 – держатель; 2 – направляющие цилиндрической камеры;
3 – разъемы под соединение коаксиального кабеля

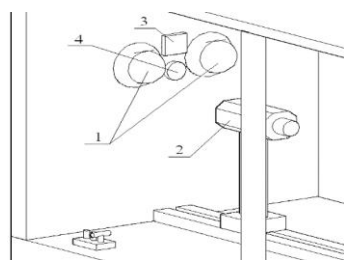


Рис. 3. Фрагмент лабораторного стенда

Условные обозначения: 1 – купольные видеокамеры NVC-SC200D и NVC-HC200D; 2 – цилиндрическая видеокамера NVC-825-DN с варифокальным объективом NVL-416D/IR; 3 – прожектор видимого спектра излучения (выполнен на светодиодах); 4 – прожектор инфракрасного спектра излучения IR-6/20-880

Подключение видеокамер к устройству видеорегистрации по оптическому каналу связи производится посредством электрооптического (OVT-1) и оптоэлектрического (OVR-1) преобразователей. Вдоль задней стенки смонтирован кабельный канал 80x100, в котором проложены кабели слаботочного питания и вмонтированы выключатели. Также на лабораторном столе №2 расположены осциллограф С1-220 и клавиатура управления поворотным устройством (рис. 4).

На лабораторном столе №3 расположены монитор видеонаблюдения и цифровой видеорегистратор. Сзади стола к стене прикреплена купольная поворотная видеокамера. Также имеется радиоприёмник, настроенный на приём

видеосигнала с беспроводной видеокамеры, установленной в другом конце помещения (рис.5).

Структурная схема разработанной лабораторной сети приведена на рис. 6.

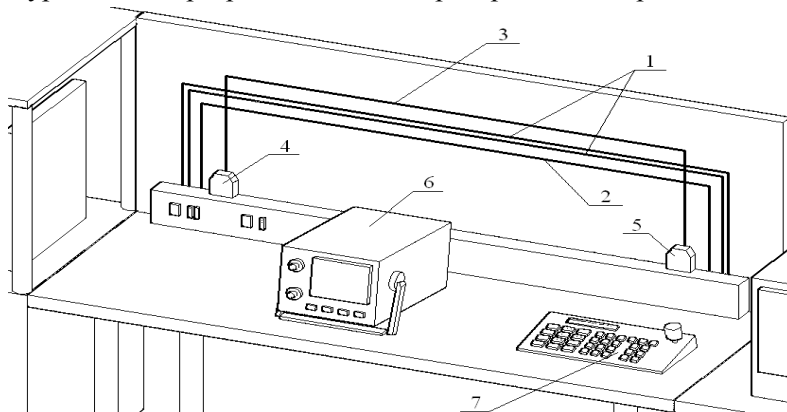


Рис. 4. Фрагмент лабораторного стенда

Условные обозначения: 1 – коаксиальные кабели РК-75; 2 – кабель UTP 4x2 e5 cat; 3 – оптический одномодовый кабель; 4 – электрооптический преобразователь OVT-1; 5 – оптоэлектрический преобразователь OVR-1; 6 – осциллограф С1-220; 7 – клавиатура управления поворотным устройством NV-KBD40

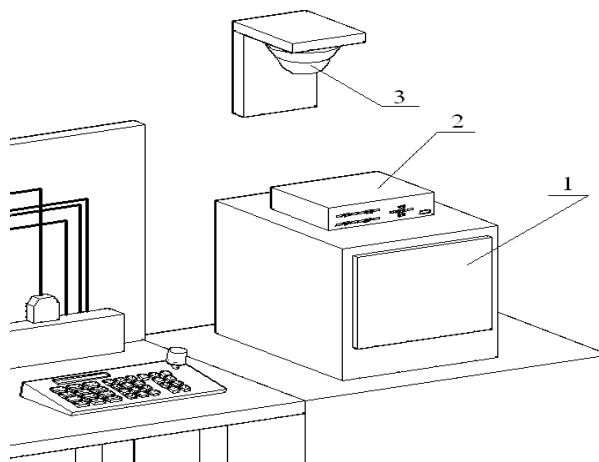


Рис.5. Фрагмент лабораторного стенда

Условные обозначения: 1 – монитор видеонаблюдения NVM-015CH; 2 – цифровой видеорегистратор NV-DVR1014; 3 – купольная поворотная видеокамера САМА-mini II NVC-MSD22DN

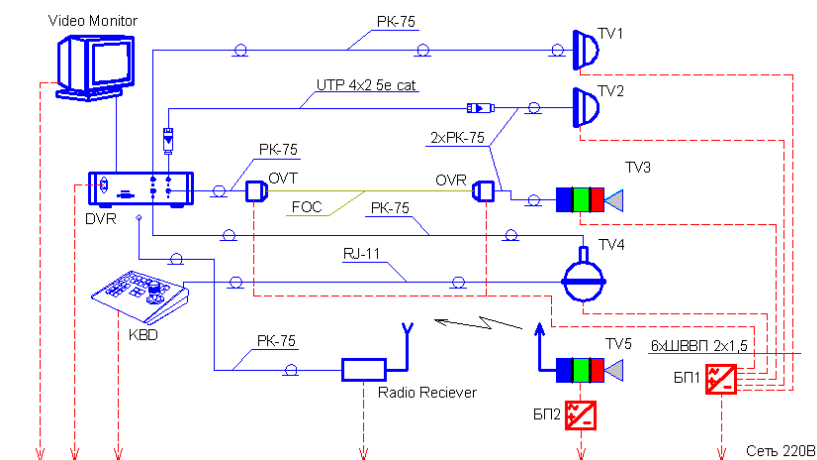






Рис.6. Структурная схема лабораторной сети CCTV

Условные обозначения кабелей:

-  - коаксиальный кабель РК-75
-  - кабель UTP 4x2, 5 категория
-  - оптический одномодовый кабель
-  - кабель слаботочного питания ШВВП 2x1,5

Исследование возможностей лабораторного стенда позволило организовать проведение научных и экспериментальных работ, в результате которых разработаны лабораторные работы для студентов и выдвинуты направления возможных исследований.

Примерный перечень возможных лабораторных и исследовательских работ. Лабораторный стенд позволяет проводить учебные и научно-исследовательские работы. Ориентировочный перечень работ приведен ниже [1,2].

Лабораторная работа №1 “Изучение параметров, режимов работы и конфигурации системы видеонаблюдения NOVUS”.

Лабораторная работа №2 “Исследование возможностей различных видов видеокамер при изменении освещенности и определение характеристик чувствительности различных видов видеокамер”.

Лабораторная работа №3 “Определение фокусного расстояния, угла обзора и разрешающей способности различных типов видеокамер и объективов”.

Лабораторная работа №4 “Определение рабочей зоны наблюдения, дальней и мертвой зоны для различных типов видеокамер и объективов”.

Лабораторная работа №5 “Определение условно мертвых зон для различных скоростей записи видеорегистратора и при различных фокусных расстояниях”.

Лабораторная работа №6 “Определение объема и качества записанной информации от значения скорости записи видеорегистратора”.

Кроме лабораторных работ, стенд дает возможность проведения различных исследований, таких как:

Исследовательская работа №1 “Устройство обработки сигналов с изменяющимся спектром”.

Исследовательская работа №2 “Влияние робастной фильтрации на помехозащищенность видеосистемы”.

Исследовательская работа №3 “Влияние спектра подсветки на основные качественные характеристики видеокамеры”.

Исследовательская работа №4 “Сравнительные характеристики аналоговых и цифровых видеокамер”.

Перечень лабораторных и исследовательских работ может быть значительно расширен, так как лабораторная сеть видеонаблюдения практически не имеет ограничений.

Заключение. Таким образом, на основе разработанного стенда создана лабораторная база, позволяющая гибко задавать параметры изучаемых видеокамер наблюдения, менять условия их работы, приближая к естественным, производить сравнительные оценки различных типов камер, оценивать влияние подсветки на качество работы последних. Как показал опыт эксплуатации лабораторного стенда на кафедре “Радиотехника и инфокоммуникационная безопасность” Алматинского университета энергетики и связи, при проведении учебных работ студенты получают необходимые знания, умения и навыки в области систем охранного телевидения, а при проведении научно-исследовательских работ по тематике 1-3 были получены патенты на изобретения [3 -5].

Данный стенд может быть рекомендован вузам, научно-исследовательским институтам и производственным предприятиям для проведения учебных, исследовательских и производственных работ, в частности, для оценки качества производимых видеокамер.

Литература

1. **Аргюхин. В.В.** Инструментальное определение качественных характеристик видеокамер в системах охранного телевидения // Материалы 6-й научно-практической конференции “Актуальные возможности науки – 2010”. – Praha: Education and Science, 2010. – С.43-46.
2. ГОСТ Р 51558-2000. “Системы охранного телевизионного. Общие технические требования и методы испытаний”. – 2001.

3. Патент 29311, G01V 3/06 (Казахстан). Устройство обработки сигналов с изменяющимся спектром/ **В.В. Артюхин, А.К. Есенова.** - Опубл.15.12.2014.
4. Патент (13) U (11) 1467 (Казахстан). Устройство робастной параметрической фильтрации в системах с изменяющейся полосой пропускания/ **В.В. Артюхин, Р.Т. Сафин, Е.А. Шабельников.**- Опубл.17.03.2016.
5. Патент 2136 (Казахстан) Устройство подсветки видеокамеры на основе RGB-светодиодов/ **В.В. Артюхин, Р.Т. Сафин, Е. Туржанова.**- Опубл.13.03.2017.

*Поступила в редакцию 29.10.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ՏԵՍԱԴԻՏԱՐԿՈՒՄՆԵՐԻ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՄԱՆ ԱՏԵՆԴԻ ՕԳՏԱԳՈՐԾՄԱՆ ՈԼՈՐՏԻ ՈՐՈՇՈՒՄԸ

Ռ.Տ. Սաֆին

Ցույց են տրված պահակային ազդարարման տեսահամակարգերի հետազոտությունների, արտադրության կազմակերպման համար դրանց թեստավորման անհրաժեշտությունը և ուսանողների հետ լաբորատոր աշխատանքների կատարման նպատակահարմարությունը, ովքեր ուսումնասիրում են պահակային անվտանգության համակարգերը: Ներկայացված է այդ ասպարեզում իրավիճակը հետխորհրդային երկրներում: Ներկայացված են պետական կրթական ստանդարտների որոշ պահանջներ տեղեկատվության և լաբորատոր ստենդների հնարավորությունների ընդլայնման վերաբերյալ: Դիտարկված են տեսախցիկների հետազոտման ստենդների նախագծման համար անհրաժեշտ մուտքային պարամետրերը: Ներկայացված են անվտանգության տեսահամակարգերի ուսումնասիրման և հետազոտությունների անցկացման, դրանց կիրառման ոլորտների որոշման համար ստեղծված լաբորատոր ստենդի ուսումնասիրության արդյունքները: Բերված են ստենդի կառուցվածքը և օգտագործման համար մշակված առաջարկությունները: Վերլուծվում է տեսախցիկների անվտանգության ազդանշանի բնութագրերի ուսումնասիրման լաբորատոր աշխատանքների փորձը: Ցույց է տրված տեսահամակարգի աղմկապաշտպանվածության վրա ռոբաստ զտման ազդեցության ուսումնասիրությունների, տեսախցիկի հիմնական որակական բնութագրերի վրա ենթալուսավորման սպեկտրի ազդեցության ուսումնասիրման հնարավորությունը՝ առաջարկված ստենդի միջոցով: Ստենդի վրա կատարման համար առաջարկվող աշխատանքների ցուցակը ներառում է «NOVUS տեսահսկման համակարգի պարամետրերի, գործառնական ռեժիմների և կոնֆիգուրացիայի ուսումնասիրություն», «Լուսավորման փոփոխման պայմաններում տարբեր տեսակի տեսախցիկների հնարավորությունների հետազոտում և տարբեր տեսակի տեսախցիկների զգայնության հատկանիշների որոշում», «Տարբեր տեսակի տեսախցիկների և ոսպնյակների ֆոկուսային հեռավորության, տեսողության անկյան և թողայնության որոշում», «Տարբեր տեսակի տեսախցիկների և ոսպնյակների տեսողության տարածքի համար հեռավոր և մեղայլ գոտիների որոշում», «Տեսաարձանագրիչի գրանցման տարբեր արագությունների և ֆոկուսային

հեռավորությունների համար պայմանական մեռյալ գոտիների որոշում» և «Տեսաարձանագրիչի գրանցման արագությունից գրանցվող տեղեկատվության ծավալի և որակի կախվածության որոշում» լաբորատոր աշխատանքները, ինչպես նաև «Փոփոխական սպեկտրով ազդանշանների վերամշակման սարք», «Ճկուն ֆիլտրման ազդեցությունը տեսահամակարգի խանգարումակայունության վրա», «Լուսավորվածության սպեկտրի ազդեցությունը տեսախցիկի հիմնական հատկանիշների վրա» և «Անալոգային և թվային տեսախցիկների համեմատական բնութագրերը» հետազոտական աշխատանքները:

Առանցքային բառեր. անվտանգության հեռուստատեսային համակարգեր, ճկուն ֆիլտրում, ենթալուսավորման սարքեր:

DEFINING THE APPLICATION FIELDS OF THE STAND FOR INVESTIGATING THE VIDEO MONITORING SYSTEMS

R.T. Safin

The necessity of researching video cameras of security alarm systems, their testing in the organization of production, and the feasibility of carrying out laboratory work by students of universities studying security systems are substantiated. The state of affairs in this area in post-Soviet countries is shown. Some of the requirements of the State Educational Standard for informativeness and the expansion of the capabilities of laboratory stands are given. The parameters necessary for the design of stands for the video cameras research are considered. The results of the study of the developed laboratory stand for the study and research of security television systems and the identification of areas for its use are presented. The structure of the stand and its parts is proposed. The developed recommendations for its use are given. The experience of the laboratory work on the study of the characteristics of security alarm cameras is analyzed. The possibility of studying the robust filtering for video noise immunity, the influence of the illumination spectrum on the main quality characteristics of a video camera using the proposed stand is shown. The given list of works proposed for performance at the stand includes laboratory works “Study of parameters, modes of operation and configuration of the NOVUS video surveillance system”, “Research of capabilities of various types of video cameras when changing light and determining the sensitivity characteristics of various types of video cameras”, “Determination of focal length, viewing angle and resolution of various types of cameras and lenses”, “Determination of the working observation area, the far and dead zones for various types of cameras and lenses”, “Definition of conditionally dead zones for different recording speeds of the DVR and at different focal lengths” and “Determining the volume and quality of recorded information from the value of the recording speed of the DVR”, as well as the research works “A device for processing signals with a changing spectrum”, “Influence of robust filtering on video noise immunity”, “Influence of the backlight spectrum on the main quality characteristics of a video camera” and “Comparative characteristics of analog and digital video cameras”.

Keywords: security television systems, robust filtering, lighting devices.

УДК 621.391, 621.396

ПОДВИЖНАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН ДЛЯ АНТЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПО БЛИЖНЕМУ ПОЛЮ

А.А. Багдасарян

Российско-Армянский университет, Институт Математики и Высоких Технологий

Рассматриваются вопросы проектирования и создания подвижной линии передачи диапазона миллиметровых волн (ММВ). Работа нацелена на дальнейшее исследование линии для ее применения в автоматических измерительных комплексах (АИК) амплитудно-фазового распределения (АФР) на плоскости ближних полей антенн соответствующего диапазона. Предлагаемая подвижная линия осуществляет передачу сигнала через участок "сканируемый пробный зонд - неподвижная измерительная аппаратура" и построена на отрезках сверхразмерных волноводов, соединенных с помощью их подвижных сочленений. Она способна обеспечить протяженность сканирования пробного зонда по плоскости до расстояния в 1000 мм. С другой стороны, такая линия передачи, являясь по сути квазиоптической, может обеспечить малые ослабления сигналов ММВ и универсальность ее применения во всем диапазоне ММВ. Для достаточной стабильности (по амплитуде и фазе) передаваемого сигнала геометрическая длина подвижной линии в процессе измерений остается неизменной. Неизменность длины обеспечивается методом одновременной тромбонной компенсации изменения ее длины. Применение предлагаемой подвижной линии передачи сигналов ММВ в АИК по измерениям АФР ближнего поля антенн отмеченного диапазона позволит определить параметры остронаправленных антенн (ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН) в пределах $0,1^0 \dots 1^0$), нашедших широкое применение в радиолокационных, радионавигационных системах и в системах связи, зондирования и пассивного радиовидения диапазона ММВ. Создание такой линии передачи с достаточно стабильными передаточными характеристиками является частью развития технологии измерений АФР ближнего поля антенн диапазона ММВ.

Ключевые слова: линия передачи, миллиметровые волны, антенна, ближнее поле, сверхразмерный волновод.

Введение. В последние годы интенсивно развиваются системы связи, радиолокации, радионавигации, зондирования и пассивного радиовидения, работающие также в диапазоне ММВ. В большинстве случаев характеристики таких систем определяются параметрами антенных устройств. Прямой перенос определения характеристик антенн методом антенных измерений по их ближнему полю, оправданным в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне [1-3], в диапазон ММВ сталкивается с принципиальными трудностями, связанными с реализацией точностей позиционирования сканируемого пробного зонда и измерением АФР ближнего поля испытываемых антенн (ИА) [4]. Возникает потребность в применении особых подходов к точному измерению АФР

ближнего поля антенн с достаточными, для точного восстановления их дальнего поля, среднеквадратическими отклонениями по амплитуде менее 1 дБ и по фазе в несколько градусов. Погрешности измерений обусловлены погрешностями амплифазометра измерительной радиоаппаратуры и нестабильностью передаточных характеристик подвижной линии передачи сигнала ММВ. Возникает необходимость в наличии линии передачи с передаточными характеристиками по амплитуде и фазе с нестабильностями в пределах отмеченных величин. Проблема состоит в том, что, в отличие от диапазона СВЧ, для диапазона ММВ не существует фазостабильных и малых по потерям коаксиальных кабелей длиной в несколько метров, на которых можно было бы построить подвижную линию передачи сигналов диапазона ММВ с отмеченными стабильными передаточными характеристиками. Создание подвижной линии передачи сигналов диапазона ММВ с вышеприведенными стабильными передаточными характеристиками является насущной и актуальной задачей развития технологии измерений АФР ближнего поля антенн диапазона ММВ.

Целью работы является проектирование подвижной линии передачи АИК, предназначенного для определения характеристик остронаправленных антенн ММВ (с шириной главного лепестка ДН в пределах $0,1^0 \dots 1^0$) методом измерения их ближнего поля на плоскости.

Задачей исследования является передача сигнала с малым ослаблением от движущегося пробного зонда к неподвижной измерительной аппаратуре (или наоборот) со стабильностью по фазе в несколько градусов и по амплитуде в десятые доли децибела.

Конструкция подвижной линии передачи ММВ неизменной геометрической длины. Для решения поставленной задачи используется построение подвижной линии передачи, предложенное в [5] и изображенное на рис. 1.

Линия передачи содержит отрезки сверхразмерных волноводов, соединенные между собой их подвижными сочленениями. По сути, линия на сверхразмерных волноводах является линией квазиоптического характера, обеспечивающей малое ослабление сигнала ММВ [6]. Для этого размер a стенки волновода, перпендикулярной вектору электрического поля в волноводе, удовлетворяет критерию квазиоптического приближения $ka=2\pi a/\lambda > 30$ (λ – длина рабочей волны) при выбранной рабочей моде H_{10} . Уголки линии выбраны в соответствии с рекомендациями, приведенными в [7]. Линия содержит фильтры для подавления высших паразитных мод, взаимодействие которых с основной модой приводит к флуктуациям амплитуды и фазы проходящего через линию сигнала. Неизменность геометрической длины подвижной линии передачи обеспечивается одновременной тромбонной компенсацией изменения длины линии в процессе сканирования пробного зонда, присоединенного к ее подвижному концу. При непрерывном перемещении зонда вместе с подвижным

волноводом линии на расстояние L волноводное колено тромбона одновременно перемещается на расстояние $L/2$. В итоге геометрическая длина пути волны, распространяющейся через такую линию передачи, остается неизменной (см. рис 1а).

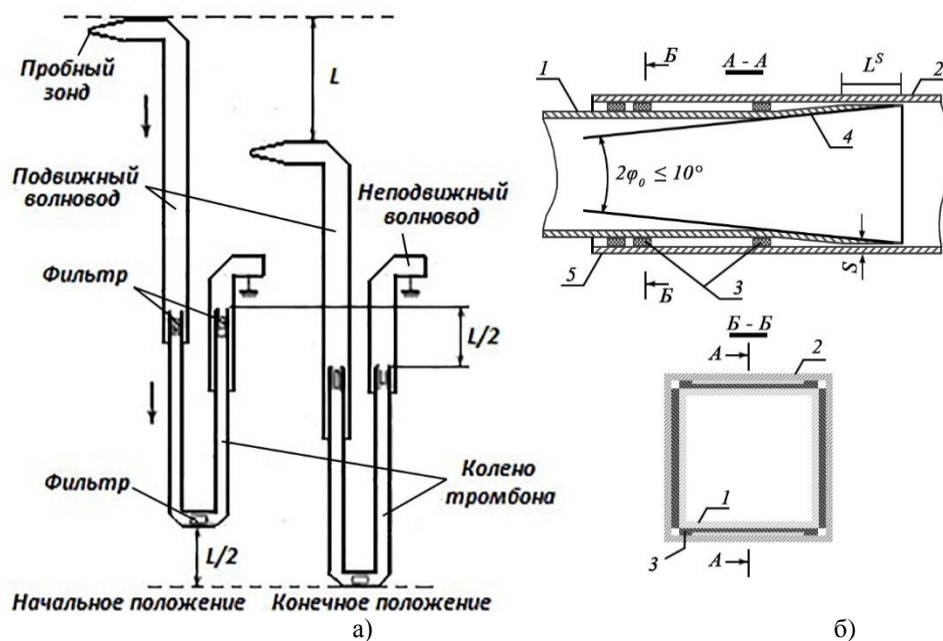


Рис. 1. Линия передачи с подвижными сочленениями полых металлических сверхразмерных волноводов:
 а - принцип тромбонной компенсации; б - конструкция подвижного сочленения сверхразмерных волноводов

В качестве подвижного сочленения сверхразмерных волноводов используется конструкция, изображенная на рис. 1б. Внутренняя поверхность сверхразмерного волновода 2 (см. рис 1б, сечение А-А) большего сечения отстоит от внешней поверхности сверхразмерного внутреннего волновода 1 меньшего сечения на расстоянии $1,0...2,0$ мм. Между ними на внешней поверхности внутреннего волновода 1 по периметру его поперечного сечения в пазах небольшой глубины уложены и припаяны к волноводу 1 своей фольгированной стороной односторонне фольгированные фторопластовые прокладки 3 шириной в несколько миллиметров для относительного скольжения волноводов и обеспечения их соосности. Для снижения механического усилия при взаимном перемещении волноводов сочленения и трудоемкости его изготовления прокладки 3 контактируют своей фторопластовой стороной с

внешним волноводом 2 только на краях своих длин (см. рис. 1б, сечение Б-Б). Соосность скольжения волноводов сочленения и выбор угла $2\varphi_0 \leq 10^\circ$ раскрыва рупорного окончания 4 внутреннего волновода 1 обеспечивают малую величину потерь преобразования основной моды в высшие паразитные моды [7]. Малый зазор с шириной $S \leq 0,1\lambda$ на длине l^S между внешней поверхностью рупорного окончания внутреннего волновода 1 и внутренней поверхностью волновода 2 большего сечения (см. рис. 1б, сечение А-А) обеспечивает большую емкость, обладающую значительной проводимостью на частотах диапазонов ММВ. Иначе говоря, зазор благоприятствует короткому замыканию токов проводимости отмеченного диапазона и снижает уровень возникающих паразитных мод на нерегулярности такого стыка волноводов.

В предлагаемой конструкции линии передачи сделан выбор в пользу квадратных волноводов. Такой выбор обусловлен двумя факторами:

- легкость изготовления рупорных окончаний внутренних волноводов сочленений и фильтров для подавления наиболее вероятных возбуждаемых паразитных мод;
- равнозначность по отношению к линейной поляризации возбуждаемой основной моды H_{10} .

Исходя из цели работы, интервал перемещения пробного зонда определен следующим образом. Принимая, что при максимальной длине рабочей волны $\lambda = 10$ мм диапазона ММВ ширина ДН остронаправленной антенны составляет $\theta_{0,5} = 1^\circ$, из критерия Релея $\theta_{0,5} \approx 60^\circ \lambda/D$ (D – диаметр антенны) получим $D = 600$ мм. Практика измерений по ближнему полю остронаправленных антенн диапазона СВЧ показала, что для достаточно точного определения их характеристик в дальнем поле требуется динамический диапазон измерений по мощности в ближнем поле антенны около 40 дБ. Такой уровень спада мощности в ближнем поле антенны происходит на краях раскрыва с диаметром $D_1 \approx 1,5D$ [1]. Таким образом, интервал перемещения пробного зонда составит, как минимум, 900 мм. Очевидно, что интервал такого перемещения пробного зонда обеспечит определение характеристик антенны такого же размера с рабочей длиной $\lambda = 1$ мм, у которой, согласно критерию Релея, $\theta_{0,5} = 0,1^\circ$.

Результаты проектирования подвижной линии передачи. Проектирование линии выполнялось с учетом обеспечения перемещения пробного зонда до максимального значения в $L_{max} = 1000$ мм. На рис. 2 спроектировано окончание внутреннего волновода при его минимальном

остаточном вхождении L_1 во внешний волновод в конструкции их подвижного сочленения.

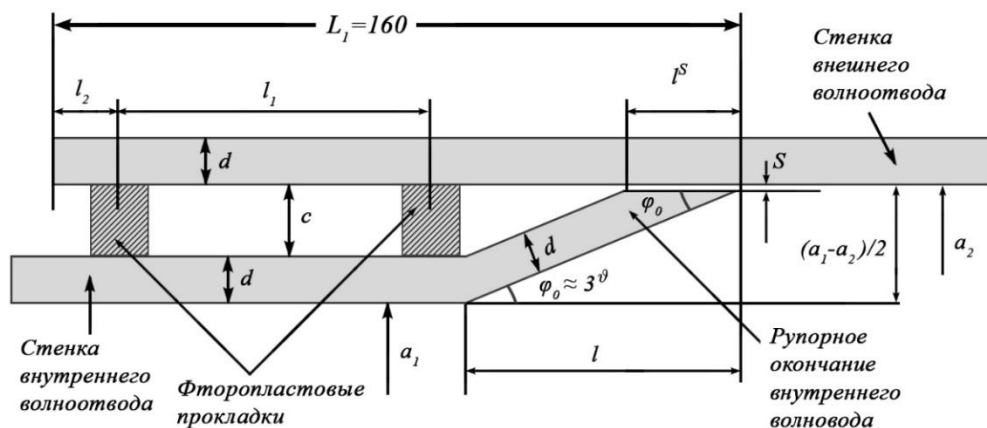


Рис. 2. Окончание внутреннего волновода

На рис. 3 на несущей каретке изображена спроектированная линия передачи с тромбоном, компенсирующим изменение ее длины.

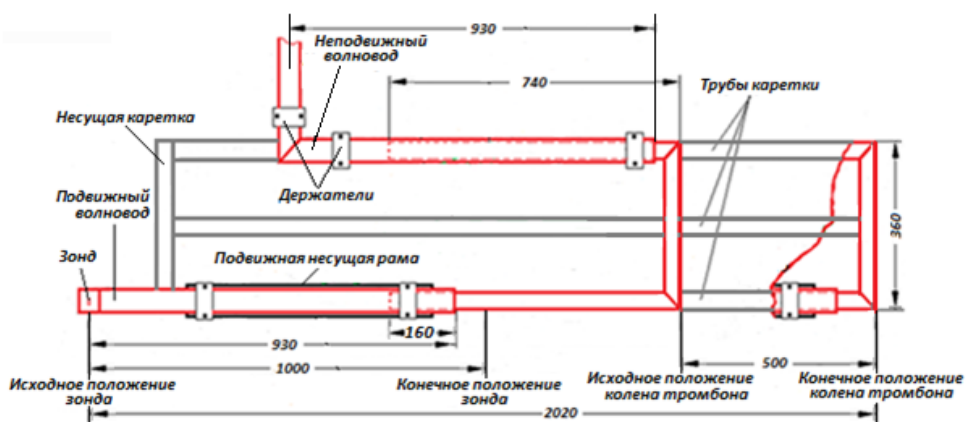


Рис. 3. Спроектированная линия передачи и ее расположение на несущей каретке

Получены следующие результаты:

1. Внутреннее сечение квадратного внешнего волновода линии передачи – $a_1^2 = 44 \text{ мм} \times 44 \text{ мм}$, толщина стенок – $d = 2 \text{ мм}$. Внутреннее сечение квадратного волновода меньшего сечения колена тромбона линии передачи – $a_2^2 = 36 \text{ мм} \times 36 \text{ мм}$, толщина стенок – $d = 2 \text{ мм}$. Минимальное значение

параметра квазиоптического приближения - $ka_2 = 2\pi a_2/\lambda = 30$ при максимальной длине волны $\lambda=7,5$ мм.

2. Длина перехода от зонда к сверхразмерному волноводу – 300 мм при угле раскрытия перехода $2\beta = 8^\circ$, меньшем достаточного угла $2\beta = 10^\circ$.

3. Длина L_1 остаточного минимального вхождения (см. рис. 2) определялась по соотношению

$$L_1 \approx l_1 + l + l_2 = l_1 + (a_1 - a_2)/2tg\varphi_0 + l_2 = 160 \text{ мм}, \quad (1)$$

где l_1 - расстояние между фторопластовыми прокладками, равное 70 мм; $\varphi_0 = 3^\circ$ – половина угла раскрытия рупорного окончания внутреннего волновода; $a_2 = 44$ мм и $a_1 = 36$ мм (т.е. $c = 2$ мм) - размеры внутренних стенок соответственно квадратных внешнего и внутреннего волноводов; $l_2 = 15$ мм - запас на вхождение внутреннего волновода во внешний.

4. Поскольку максимальное перемещение зонда равно $L_{max} = 1000$ мм и при этом колено тромбона отходит в отношении 1:2, т.е. выходит на $L_{max}/2 = 500$ мм из неподвижного волновода, то с учетом запаса на длину колена тромбона в $L_3 = 80$ мм и остаточного минимального вхождения колена в неподвижный волновод величиной в $L_1 = 160$ мм длина колена L_k будет равна (см. рис. 3)

$$L_k = L_1 + L_{max}/2 + L_3 = 740 \text{ мм}. \quad (2)$$

5. Длина внешнего неподвижного волновода $L_{ПВ}$ с учетом того, что его уголок при начальном положении внутреннего волновода находится на расстоянии $L_0 = 290$ мм от конца колена тромбона, а при отходе колена на $L_{max}/2$ конец колена должен находиться в неподвижном волноводе на величину L_1 , определится как

$$L_B = L_1 + L_{max}/2 + L_0 = 950 \text{ мм}. \quad (3)$$

6. Выбираем такую же длину ($L_{НВ} = 950$ мм) подвижного волновода, соединенного с зондом.

7. В качестве механизма одновременной компенсации изменения длины линии предполагается использование пантографа [5].

8. Для подавления возникающих паразитных мод в линии передачи будут размещены фильтры типов волн, подобные описанным в [8].

Заключение

Спроектированная подвижная линия передачи, ее изготовление, исследование механической точности постоянства ее длины и стабильности ее передаточных электрических характеристик послужат основой для степени применимости предлагаемой линии передачи в АИК при определении характеристик остронаправленных антенн ММВ по измерениям их ближнего поля.

Литература

1. Геруни П.М. Автоматические измерения характеристик антенн в зоне раскрытия // Труды ВНИИРИ. - Ереван, 1983.

2. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Под ред. Л.Д. Бахраха. - Л.: Наука, 1985.
3. **Yaghjian A.D.** An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat. - January 1986. - Vol. 34. – P. 30-45.
4. **Slater D.** A 550 GHz near-field antenna measurement system for the NASA submillimeter wave astronomy satellite // Antenna Measurement Techniques Association Conf. - October 1994. - P. 267-272.
5. **Avetissian V.H.** Scanner with transmission line for conventional planar antenna near-field measurements in the short millimeter waveband // IEEE Trans. Antennas Propagat. - September 2004.- Vol. 52. - P. 2500-2503.
6. **Каценеленбаум Б.З.** Квазиоптические методы формирования и передачи миллиметровых волн // УФН. – 1964. - Т. LXXXIII, вып. 1. - С. 81-105.
7. **Bled J., Bresson A., Popoular R., Wegrowe J.G.** Nouvelles techniques d'utilisation des ondes millimetriques et submillimetriques // L'Onde Electrique. - Janvier 1964. – N 442. - P. 26-35.
8. **Аветисян В.Г.** Автоматические измерительные комплексы для определения характеристик антенн методом ближнего поля в диапазоне миллиметровых волн: Автореф. дис. ... д.т.н. – Ереван, 2007. - 32 с.

*Поступила в редакцию 21.10.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ԳԵՐՉԱՓ ԱԼԻՔԱՏԱՐՆԵՐԻ ՇԱՐԺԱԿԱՆ ՄԻԱԿՑՈՒՄՆԵՐՈՎ ՄԻԼԻՄԵՏՐԱՅԻՆ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ՀԱՂՈՐԴԱԳԾԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ

Հ.Ա. Բաղդասարյան

Քննարկվում են գերչափ սնամեջ մետաղական քառակուսի ալիքատարների շարժական միակցումներով միլիմետրային ալիքների հաղորդագծի նախագծման և ստեղծման հարցերը: Աշխատանքը նախատեսված է պլեհավաքների մոտակա դաշտի չափման ավտոմատ համալիրների սկաներների հետագա հետազոտման համար: Շարժական հաղորդագիծը ծառայում է միլիմետրային ալիքների ազդանշանը փորձնական շարժական զոնդից դեպի իր ստացիոնար ռադիոչափման սարքավորումը փոխանցելու համար և ստեղծված է գերչափ սնամեջ մետաղական քառակուսի ալիքատարների հատվածների միջոցով, որոնք միացված են շարժական միակցումներով: Այն կարող է ապահովել մինչև 1000 մմ հեռավորության վրա գտնվող փորձնական զոնդի սկանավորում: Պետք է նշել նաև, որ այսպիսի հաղորդագիծը, լինելով քվազիօպտիկական, կարող է ապահովել միլիմետրային ալիքների ազդանշանի փոքր թուլացումներ, ինչպես նաև օգտագործման բազմակողմանիություն միլիմետրային ալիքների ամբողջ դիսպազոնում: Փոխանցվող ազդանշանի բավարար կայունության (ամպլիտուդով և ֆազով) համար շարժական գծի երկարությունը մնում է անփոփոխ: Երկարության կայունությունն

իրականացվում է երկարության փոփոխության՝ միաժամանակ տրոմբոնային ազդազերծման մեթոդով: Առաջարկվող միլիմետրային ալիքների ազդանշանի փոխանցման համար նախատեսված հաղորդագծի օգտագործումն ավտոմատ համալիրների սկաներներում ամպլիտուդա-ֆազային բաշխման չափումներով թույլ կտա սահմանել ուղղահաղորդված անտենաների պարամետրերը, որոնք լայն տարածում են գտել ռադիոլոկացիոն, ռադիոնավիգացիոն, ինչպես նաև կապի համակարգերում: Այսպիսի հաղորդագծի ստեղծումը, բավականին կայուն փոխանցումային բնութագրով, կազմում է միլիմետրային ալիքների դիապազոնում ամպլիտուդա-ֆազային բաշխմամբ ակտիվալաքների մոտակա դաշտի չափումների տեխնոլոգիաների զարգացման մի մասը:

Առանցքային բառեր. միլիմետրային ալիքներ, գերչափ ալիքատար, հաղորդագիծ, ալիքատարային տրոմբոն, պանտոգրաֆ:

MOBILE MILLIMETER WAVE TRANSMISSION LINE FOR NEAR-FIELD ANTENNA MEASUREMENTS

H.A. Baghdasaryan

Issues of design and creation of the mobile line of transmission of a millimeter wave range are considered. The work is aimed at further investigation of the line for its application in automatic measuring complexes of amplitude-phase distribution on the plane of near-field antennas of the corresponding range. The proposed mobile line transmits the signal through the section "scanned probe-stationary measuring equipment" and is built on the segments of superdimensional waveguides connected by their movable joints. It is able to provide the length of the probe scanning in the plane to a distance of 1000 mm. On the other hand, such a transmission line, which is essentially quasi-optical, can provide small attenuation of the millimeter wave range signals and universality of its application in the entire range of that range. For sufficient stability (in amplitude and phase) of the transmitted signal, the geometric length of the movable line remains unchanged during the measurement process. The invariance of length is provided by the method of simultaneous trombone compensation for changes in its length. The application of the proposed mobile signal transmission line of millimeter waves and automatic measuring systems for measuring the amplitude-phase distribution of the near field of antennas of the mentioned range will allow to determine the parameters of the directional antennas (the width of the main lobe of the directional diagram within $0.1^\circ \dots 1^\circ$), which are widely used in radar, radio navigation systems and in communication systems, sensing and passive radio vision of the millimeter wave range. The creation of such a transmission line with sufficiently stable transmission characteristics is part of the development of technology for measuring the amplitude-phase distribution of the near-field antennas of the millimeter wave range.

Keywords: transmission line, millimeter waves, antenna, near field, superdimensional waveguide.

UDC 621.376

AN ALGORITHM FOR ANALOG MODULATION CLASSIFICATION

A.M. Tantushyan

Public services regulatory commission of RA (PSRC)

Research in automatic modulation classification systems has been carried out for a long period of time and many methods and classifiers are presented for both analog and digital modulations. The purpose of such systems is to properly recognize the unknown signal's modulation type and transfer it to the demodulator in order to fully recover the modulating signal. The program code developed in LabVIEW graphical programming environment represents a new technical solution of the analog modulation classification problem. It enables the usage of fast-operating hardware for real-time testing. The description of automatic modulation recognition algorithm for analog modulations programmed in LabVIEW is presented in this article. Among analog modulations especially double sideband (DSB), single sideband (SSB) and frequency modulated (FM) signals have been considered.

The LabVIEW code consists of three parts, each maintaining specific tasks. The first part has to implement the task of a receiver and process, the received signal and extract key features, but here only simulated signals have been considered. The second part represents the algorithm of the classifier and the third part is the demodulator block. After simulating a signal and extracting the key features, their values are passed to the classifier's inputs. An artificial neural network was chosen as a classifier for this task. The network implements self-learning before testing and based on the learning results, classifies the current signal modulation type.

Afterwards, testing was carried out, and the results are shown in this paper.

Keywords: artificial neural network, analog modulations, key features, automatic modulation recognition.

Introduction. Automatic modulation recognition (AMR) is a system which is able to recognize the modulation type of the signal and pass it to the demodulator. It is vital for the demodulator to know the correct modulation type of the signal, since otherwise it will not be able to properly recover the modulating signal and the information will be distorted. Here, a question follows: how to recognize the modulation type without any prior information about the signal? For this reason, AMR systems are developed and considered as permanently developing technologies. New classification methods are processed, the existing ones are being improved and combinations of several classifiers are proposed [1-3].

AMR is also an essential task for both civilian and military applications like spectrum management, interference detection, generation of jamming signal, electronic warfare, detection of a “threat”, etc.

The spheres of radio engineering and telecommunication systems are constantly evolving branches of science and technologies, since nowadays, it is impossible to imagine life without communication technologies, and there is a great need for continuous development in order to increase the communication quality and enhance the security. Scientists and engineers, carrying out research in these spheres face such significant problems as increase of data transfer speed, efficient usage of frequency spectrum, interference suppression, etc. One of the solutions for the aforementioned problems is the development of the existing modulation types and the design of a new one [4]. Therefore, AMR systems shall be developed simultaneously in order to be able to recognize new and more complex modulations.

The purpose of this work is to describe the processed automatic modulation recognition algorithm for DSB, SSB and FM types, programmed in LabVIEW where an artificial neural network was chosen as a classifier [5].

1. Key features. AMR systems consist of three main blocks: the received signal’s processing, classification and demodulation. In the first block the signal with length L is divided into successive segments from which key features are extracted. For analog modulation classification, the following key features were used [6]:

1. Maximum spectral power density – γ_{max} :

$$\gamma_{max} = \frac{\max_{FFT} |A(i)_{cn}|^2}{N_s},$$

where $A(i)_{cn}$ is centered-normalized amplitude and is defined as:

$$A(i)_{cn} = \frac{A(t)_i - A_m}{A_m}. \quad (1)$$

In equation (1), $A(t)_i$ is the i – th value of the instantaneous amplitude value array and A_m is the mean value of the instantaneous amplitude and is defined as follows:

$$A_m = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} A(t)_i,$$

where N_s is the number of samples in the current signal segment.

2. The standard deviation of the absolute value of the centered non-linear component of the instantaneous phase - σ_{ap} :

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C} \left(\sum_{A(i)_n > A_t} \Phi(i)_{NL}^2 \right) - \left(\frac{1}{C} \sum_{A(i)_n > A_t} |\Phi(i)_{NL}| \right)^2}. \quad (2)$$

In equation (2), $\Phi(i)_{NL}$ is the centred non-linear component of the instantaneous phase, C is the number of samples for which $A(i)_n > A_t$, where $A(i)_n$ is the normalized instantaneous amplitude:

$$A(i)_n = \frac{A(t)_i}{A_m}. \quad (3)$$

In equation (3), A_t is the pre-defined amplitude threshold below which the estimation is considered as non-reasonable because of the high level of noise.

3. The spectrum symmetry – P:

$$P = \frac{P_l - P_u}{P_l + P_u}. \quad (4)$$

In equation (4), P_l and P_u are respectively the lower and upper side band powers and are described with the following equations:

$$P_l = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |X_c(i)|^2,$$

$$P_u = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |X_c(i + f_{cn} + 1)|^2.$$

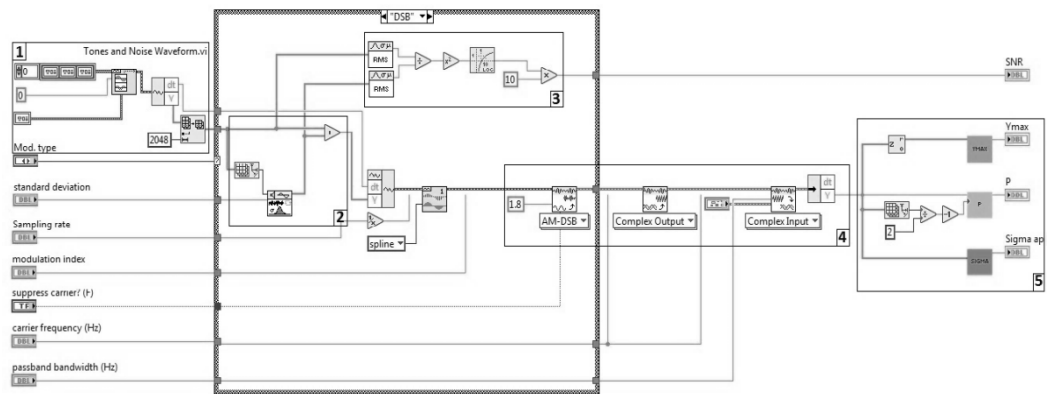
Here X_c is the Fourier transform of the RF signal and $f_{cn} + 1$ is the sample number corresponding to the carrier signal. f_{cn} is defined by the following equation:

$$f_{cn} = \frac{f_c N_s}{f_s} - 1.$$

After all key features are extracted, the system passes those values to the inputs of the artificial neural network [7]. Afterwards, the neural network implements the corresponding calculations and passes its final decision to the demodulator.

2. The description of algorithm implementation. To solve the AMR issue for DSB, SSB and FM signals, an algorithm, implementing the aforementioned three

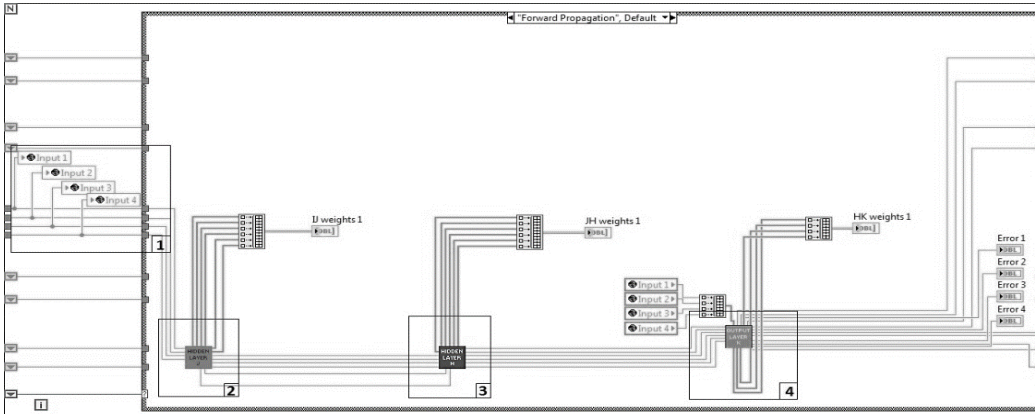
blocks' function was developed in the LabVIEW graphical programming environment. As tests were carried out on simulated signals, it was considered that the carrier frequency is known. So, in the algorithm, instead of receiving a signal, DSB, SSB and FM signals were simulated with additive white Gaussian noise to be more realistic. The part of the program, performing the functions of the first block of the AMR system is presented on Fig. 1.



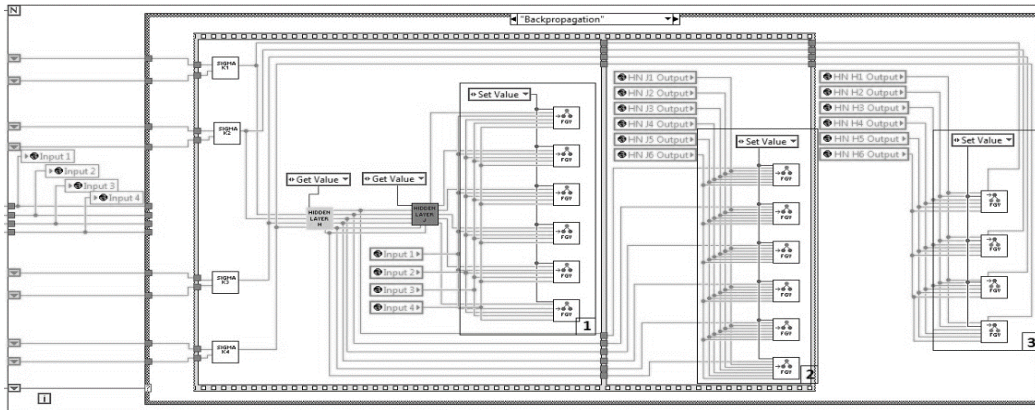
*Fig.1. The part of the program, performing signal simulation and key feature extraction
1- Signal simulation, 2- Addition of white Gaussian noise, 3- Computation of SNR, 4- Signal modulation, 5- Key feature extraction and computation*

After key features are extracted, they should be passed to the inputs of artificial neural network for modulation classification. The neural network consists of three input neurons, corresponding to the quantity of input key features, two hidden layers and an output layer. The processed neural network's function is to perform self-learning and classification. For that reason, ANN algorithm has two cases: forward propagation and back propagation. In Fig. 2 those two cases can be seen.

The learning phase is performed for different DSB, SSB and FM signals and SNR values. During learning, the neural network first initializes random values for the weights of all layers, calculates the output values and then subtracts them from the desired values and calculates the error for the current neuron. Afterwards, in the back propagation case, the error is passed back to the input layer and with the help of error back propagation algorithm, new weights are calculated. This process is repeated as long as the error of output neurons gets the minimal value. After the appropriate weights configurations are achieved, their values are saved in files.



a) Forward propagation



b) Back propagation

Fig. 2. Artificial neural network algorithm

a - 1) Input signals, 2) 1st hidden layer, 3) 2nd hidden layer, 4) Output layer;

b - 1) 1st hidden layer's weights update, 2) 2nd hidden layer's weights update, 3) Output layer's weights update

In the test phase a random signal is simulated, key features are extracted and passed to the artificial neural network's inputs. The network calculates those values with all sets of earlier saved weights and calculates the network's total error. The network classifies such modulation type, the training weights combination of which resulted in minimum total error of the network.

Conclusion. The purpose of this work is to prove the practical implementation of theory and describe the algorithm processed in LabVIEW environment. AMR task was solved for analog modulations and classification results were impressive even for

5 dB SNR. During programming, some modifications to key feature extraction were made that allowed to extract them not from the RF signal but from the down converted one, which helped to decrease the dependency of key feature values from the carrier signal parameters.

For every modulation type, 100 simulations were made and the accuracy of classification was calculated. The results are shown in table.

Table

<i>Classification accuracy</i>				
SNR	DSB, %	LSB, %	USB, %	FM, %
Inf.	100	100	100	100
20 dB	100	100	100	100
15 dB	100	100	99	100
10 dB	96	100	92	100
5 dB	82	100	82	100

Test results showed that the main confusion of classification is between the USB and LSB signals. The reason is that all key feature values for these two signals are the same except the spectrum symmetry, which in case of SNR=Inf. is “1” for LSB and “-1” for USB.

A neural network’s configuration depends on the application’s complexity. Therefore, the accuracy of classification can be increased by changing the number of hidden layers and/or hidden layers’ neurons.

The processed algorithm in LabVIEW is a new technical solution to the AMR, and further shall be developed for digital modulations.

References

1. **Hossen A., Al-Wadahi F.** A Two-Stage Network for Modulation Classification Based on Entropy of Wavelet Transform // 3rd International Conference: SETIT. - Tunisia, 2005. – P. 5.
2. **Ettfagh Y., Mohammad H.M., Sajjad E.** An Adaptive Neural Network Approach for Automatic Modulation Recognition // 2017 51st Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS). - Baltimore, MD, 2017. - P. 1-5.
3. **Benedetto F., Tedeschi A., Giunta G.** Automatic Blind Modulation Recognition of Analog and Digital Signals in Cognitive Radios // 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). - Montreal, QC, 2016. - P. 1-5.
4. <https://www.mwrf.com/blog/new-modulation-method-could-be-part-5g>

5. **Тантушян А.М.** Методы автоматического распознавания модуляций и их сравнительный анализ // Известия НАН РА и НПУА. Серия Техн. науки. – 2018. – Т. 71, N 2.- С. 195-202.
6. **Azzouz E.E., Nandi A.K.** Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. - Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1996. – 214 p.
7. **Гуляян А.Г., Севоян О.Ж., Тантушян А.М.** Искусственные нейронные сети и их применение в автоматическом распознавании модуляций // Известия НАН РА и НПУА. Серия Техн. науки. - 2017. - Т. 70, №3. - С. 358-365.

Received on 02.11.2018.

Accepted for publication on 17.01.2019.

ԱՆԱԼՈՒՄՅԻՆ ՄՈՂՈՒԿԱՑՈՒՄՆԵՐԻ ԴԱՍԱԿԱՐԳՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ

Ա.Մ. Թանթուշյան

Մոդուլացումների ավտոմատացված դասակարգման համակարգերը երկար ժամանակ է՝ հետազոտվում են, և շատ մեթոդներ ու դասակարգիչներ են ներկայացվել անալոգային և թվային մոդուլացումների համար: Նշված համակարգերի նպատակն է ճշգրիտ կերպով ճանաչել անհայտ ազդանշանի մոդուլացման տեսակը և փոխանցել այն ապամոդուլարարին՝ մոդուլացվող ազդանշանի ամբողջական վերականգնման նպատակով: LabVIEW գրաֆիկական ծրագրավորման միջավայրում մշակված ծրագրային կոդը անալոգային ազդանշանների դասակարգման խնդրի նոր լուծում է: Այն թույլ է տալիս կիրառել արագագործ սարքավորումներ՝ իրական ժամանակում թեստավորման համար: Ներկայացված է մոդուլացումների ավտոմատացված ճանաչման ալգորիթմի նկարագրությունը՝ ծրագրավորված LabVIEW գրաֆիկական ծրագրավորման միջավայրում անալոգային մոդուլացումների համար: Նկարագրված են հատկապես անալոգային մոդուլացումների տեսակներից երկշերտ (DSB), միաշերտ (SSB) և հաճախականային մոդուլացված (FM) ազդանշանները:

LabVIEW միջավայրում մշակված կոդը բաղկացած է երեք մասից, որոնցից յուրաքանչյուրը կատարում է հատուկ առաջադրանք: Առաջին մասը պետք է իրականացնի ազդանշանի ընդունման, մշակման և հիմնական բնութագրերի առանձնացման գործառույթը, սակայն այս աշխատանքում դիտարկվում են միայն սիմուլացված ազդանշանները: Երկրորդ մասը ներկայացնում է դասակարգչի ալգորիթմը, իսկ երրորդ մասը ապամոդուլարարի բլոկն է: Ազդանշանի սիմուլացումից և հիմնական բնութագրերի առանձնացումից հետո դրանց արժեքները փոխանցվում են դասակարգչի մուտքերին: Այս խնդրի լուծման համար որպես դասակարգիչ կիրառվել է արհեստական նեյրոնային ցանց: Ցանցը թեստավորումից առաջ իրականացնում է ինքնուսուցում և դրա արդյունքների հիման վրա ճանաչում է տվյալ ազդանշանի մոդուլացման տեսակը: Ներկայացված են կատարված թեստավորման արդյունքները:

Անանցրային բաներ. արհեստական ներդրումային ցանց, անալոգային մոդուլացումներ, հիմնական բնութագրող հատկանիշներ, մոդուլացումների ավտոմատացված ճանաչում:

АЛГОРИТМ КЛАССИФИКАЦИИ АНАЛОГОВЫХ МОДУЛЯЦИЙ

А.М. Тантушян

Системы автоматической классификации модуляций исследуются в течение длительного периода времени. За этот период представлено множество методов и классификаторов для аналоговых и цифровых модуляций. Целью данных систем является правильное распознавание вида модуляции принятого неизвестного сигнала и его передача демодулятору для полного восстановления модулируемого сигнала. Программный код, разработанный в графической среде программирования LabVIEW, представляет собой новое решение задачи автоматического распознавания аналоговых модуляций. Это дает возможность применения быстродействующих аппаратур для тестировок в реальном времени. В данной статье описан алгоритм автоматического распознавания аналоговых модуляций, разработанный в среде графического программирования LabVIEW. Из видов аналоговых модуляций в особенности были рассмотрены двухполосные (DSB), однополосные (SSB) и частотно модулированные (FM) сигналы.

Код, разработанный в среде LabVIEW, состоит из трех частей, каждая из которых выполняет определенную задачу. Первая часть должна выполнять функцию принятия, разработки и извлечения ключевых характеристик сигнала, но здесь рассмотрены только моделированные сигналы. Вторая часть представляет собой алгоритм классификатора, а третья часть – блок демодулятора. После моделирования сигнала и извлечения ключевых характеристик сигнала их значения передаются ко входам классификатора. В работе в качестве классификатора была выбрана искусственная нейронная сеть. Сеть выполняет самообучение перед тестом и, основываясь на результатах обучения, распознает тип модуляции данного сигнала.

Проведена тестировка, результаты которой представлены в данной работе.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, аналоговые модуляции, ключевые характеристики, автоматическое распознавание модуляций.

AGING IMPACT MINIMIZATION ON A TRANSMITTER JITTER

A.K. Hayrapetyan

Yerevan State University

Nowadays, technological processes actively continue to shrink the transistor's channel and Moore's law is still driving the silicon market. The transistor channel gets actively shrunk, while supply voltages do not follow that much dynamics and do not get decreased by the same per-cent. This scenario increases the aging phenomenon.

The simulations of a serial-link transmitter are implemented, considering the aging process of the MOSFET device within 10 years. The aging is simulated for the idle mode of the transmitter, while pre-driver buffers are in a static state and only the PMOS or only the NMOS transistor has gate-source and gate-substrate voltage differences, hence only one of the devices is affected by the aging process. As a result, the duty cycle of pre-driver stages is distorted, which creates an extra jitter at the transmitter's output.

In this paper, a technique is proposed to ensure the same degradation for the pre-driver PMOS and NMOS transistors during the aging process. It allows to have the same delay for transitions from logic '1' to '0' and from '0' to '1', hence the duty cycle distortion will not be created. As a result, the output jitter of the transmitter gets reduced, hence increasing the noise immunity by creating an extra margin for the noise induced jitter.

Keywords: aging, transmitter, jitter, duty cycle, frequency divider, quartz generator.

Introduction. The undesirable effects are caused by bias temperature instability (BTI) and hot carrier injection (HCI) effects. The two types of the BTI effect are available, the first one is positive BTI (PBTI) and the second one is negative BTI (NBTI). The PBTI affects the NMOS transistors while PMOS transistors suffer from the NBTI. The NBTI effect on the PMOS transistors is more dominant than the PBTI effect on the NBTI transistors. These two effects lead to an increase in the transistor's V_{th} threshold voltage.

The HCI effect is caused by the carriers in the transistor channel which are injected and trapped into the gate oxide. This effect appears with large gate-source and gate-substrate voltages. Similar to the BTI effect, the HCI also leads to an increase in the V_{th} voltage. From HCI, the NMOS transistors suffer more than the PMOS transistors do [1].

Different models are available for estimating the BTI and HCI effect's impact on a MOS device. Two main types of this models are charge-based and semi-

empirical models. In a charge-based model an additional capacitor is added between the inverse region and the gate oxide. The charge of that capacitor is changed within a time period and the changing amount depends on the BTI and HCI effects. The accumulated charge by BTI has a recoverable portion, while HCI does not have. The total accumulated charge during the aging process is given below (1) [2]:

$$Q_{age}(t) = Q_{HCI}(t) + Q_{BTI,str}(t) - Q_{BTI,rec}(t), \quad (1)$$

where $Q_{HCI}(t)$ is the charge amount caused by the HCI effect, $Q_{BTI,str}(t)$ is the charge amount caused by the BTI effect and the $Q_{BTI,rec}(t)$ is the recoverable portion of the accumulated charge by the BTI effect. The accumulated charge can be calculated by the transistor model, and the threshold voltage shift can be calculated as follows (2) [2]:

$$\Delta V_{th}(t) = \frac{Q_{age}(t)}{C_{age}}, \quad (2)$$

where C_{age} is the added capacitor for aging simulation. Instead of C_{age} , C_{ox} could be used.

Problem description. The increased threshold voltage will enlarge the transition delay of the transistor. While the logic gate is static, only a part of devices will suffer from aging, as the rest of them will be closed and will have zero-biased gate-source and gate-substrate voltages.

To provide the strength signal with small rise/fall times, the data before transition is buffered and provided to the driver which will transmit the data to the receiver through the channel (Fig. 1).

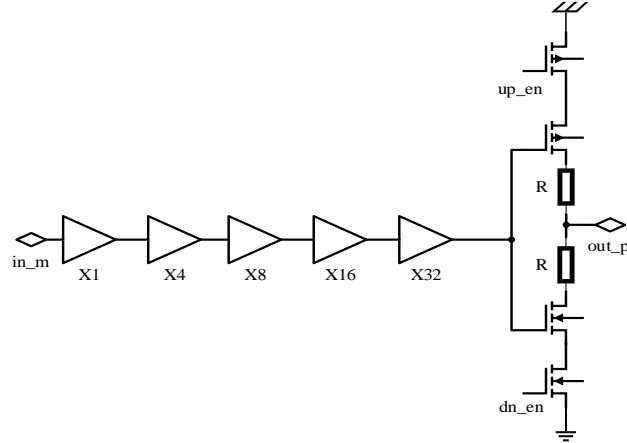


Fig. 1. Transmitter's output stage with pre-drivers

In the idle mode, there is no data to be transferred from the transmitter [3], and the inputs of the pre-driver buffers are tied to logic “1” or “0”. When the buffer's input

signal is static “0”, the input PMOS device will suffer from aging and delay of switching from “0” to “1” will be increased, while switching from “1” to “0” will almost be the same as before aging. The next device which will suffer from aging in the buffer is the output NMOS device, as it has static “1” at its input, as a result, the transition delay from “1” to “0” will increase while transition from “0” to “1” will almost be the same as before aging. While the buffer input signal switches from “1” to “0”, the devices which are involved in the data transition process are the input PMOS and the output NMOS, so the delay in this case will be larger than in the case of the “0” to “1” transition. As a result, the duty cycle of the buffer will be distorted. With the number of buffers, the duty cycle distortion gets increased, as it will be accumulated through the buffer chain [4].

The aging simulations of the serial-link transmitter are implemented. The aging period is selected 10 years. While the aging transmitter was in the idle mode, after the aging impact is inserted the transmitter is simulated in the data transfer mode. The aging impact within 10 years for a 5-stage buffer chain pre-driver is presented in Fig. 2. The upper signals are the after aging results and the bottom signals are before the aging results. The plots present each buffer’s output for both cases. Before aging, the duty cycle at each buffer is almost the same. After aging, the duty cycle gets distorted and at the output of the fifth buffer, the duty cycle is 47.5%, while it is required to have a maximum +/- 1% error from 50%.

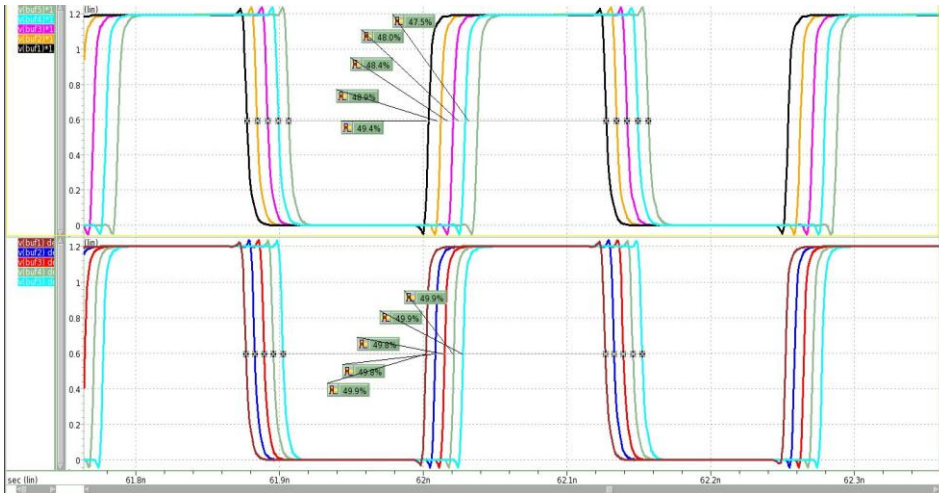


Fig. 2. The duty cycle at the buffer's output before and after aging

The pre-driver buffers provide data to the driver stage which will transmit it to the receiver through the channel. As at the buffers output, the duty cycle is distorted, we will get the same at the transmitted data. The duty cycle distortion will create addi-

tional jitter at the output of transmitter and at the input of the receiver [5]. The transmitter's output eye diagram is presented before aging (Fig. 3) and after aging (Fig. 4).

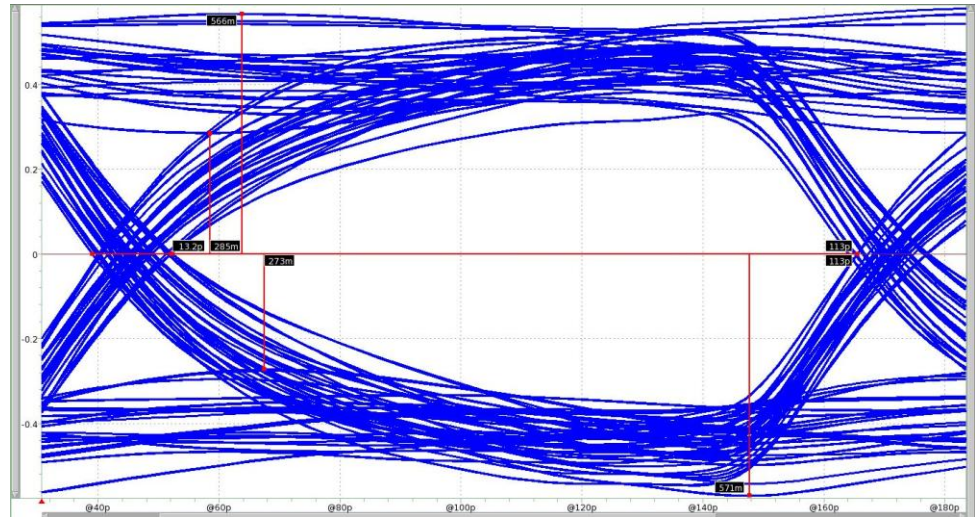


Fig. 3. The transmitter's output eye diagram before aging

Before aging the output data jitter is 13.2ps, while after aging, it is increased by 6.3ps and equals 19.5ps.

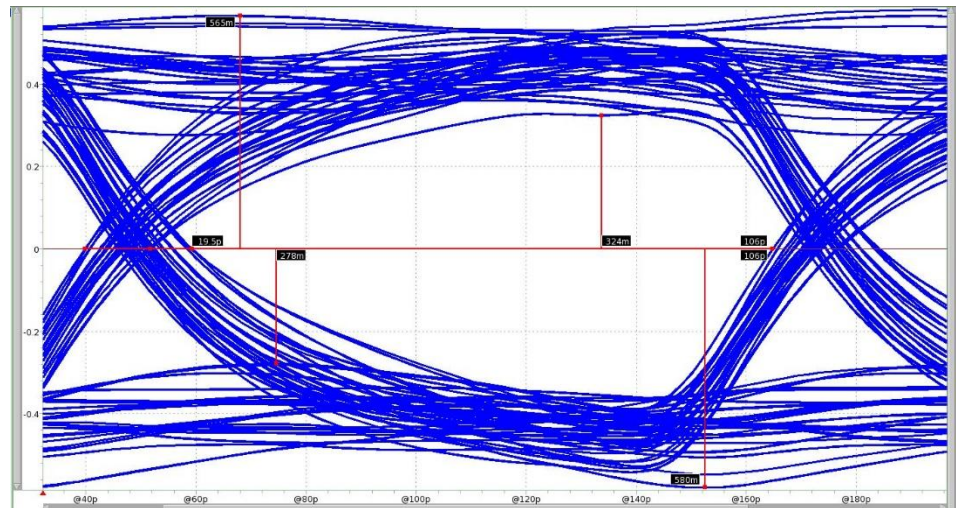


Fig. 4. The transmitter's output eye diagram after aging

The proposed solution. The technique is proposed to provide the same aging impact for all devices of the buffers to keep the symmetry of the operation. When

static “1” is applied at the buffer input, the PMOS of the input inverter and the NMOS of the output inverter will be degraded, because of gate-source and gate-substrate bias. When static “0” is applied at the buffer input, the NMOS of the input inverter and the PMOS of the output inverter will be degraded. In the case, when half of the supply is applied at the buffer input, both devices will have the same bias voltages and both devices will be degraded, but in this case, both devices will be opened and huge static current will flow through the devices.

It is proposed to change the input of the buffers during the idle mode. This will allow to degrade both the PMOS and NMOS devices of the buffers, in this way, the transition delays from “1” to “0” and from “0” to “1” will be the same and the duty cycle of the output signal will not be distorted. The output driver will be disabled by gating the “up_en” and “dn_en” signals and the output can be tied to the ground or power if it is necessary. This will eliminate the data change at the output of the driver. During the idle mode, the input is switched to a low frequency signal which is obtained from the quartz generator clock by dividing its frequency (Fig. 5).

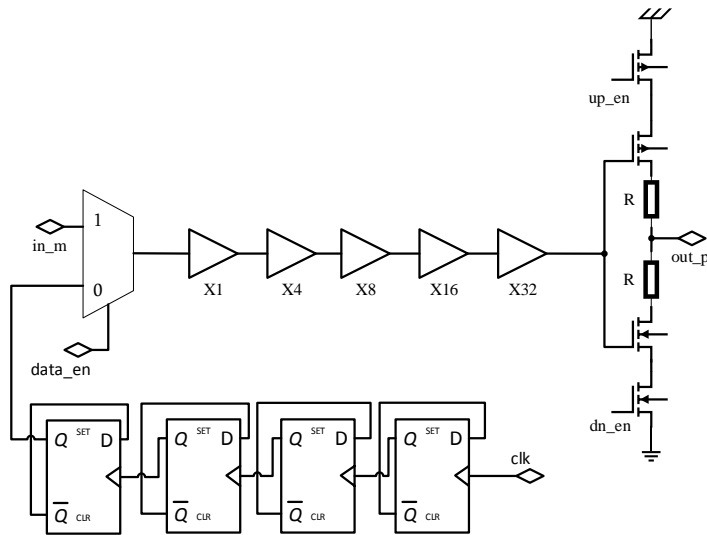


Fig. 5. A transmitter with the proposed technique

The low frequency signal provides small power consumption during the idle mode of the transmitter. The added clock dividers are built with the minimal sized transistors and will use much less power than the pre-driver buffer chain, so it is preferable to add frequency dividers to save power.

The aging simulation of the serial-link transmitter is implemented with the proposed solution with a 10 year degradation. The duty cycle for a 5-stage buffer chain pre-driver is presented in Fig. 6. The duty cycle error is 0.1%.

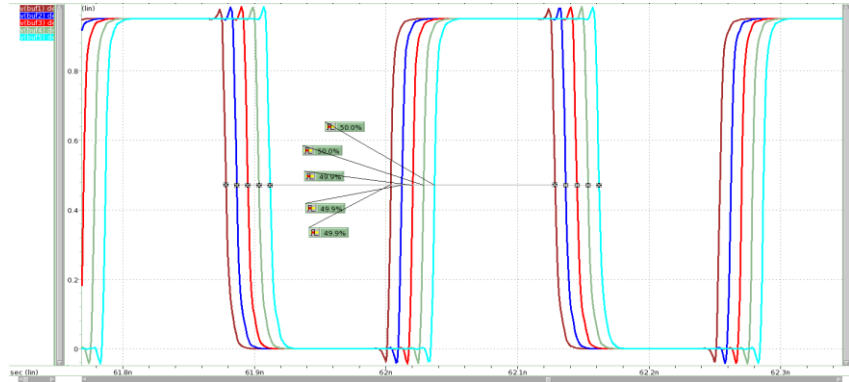


Fig. 6. The duty cycle with the proposed technique at the buffer's output after aging

The transmitter's output eye diagram after aging with the proposed technique is presented in Fig. 7. The jitter of the output signal is almost the same as before aging and equals 13.4 ps. The difference of 0.2ps is caused by rise/fall time degradation after aging.

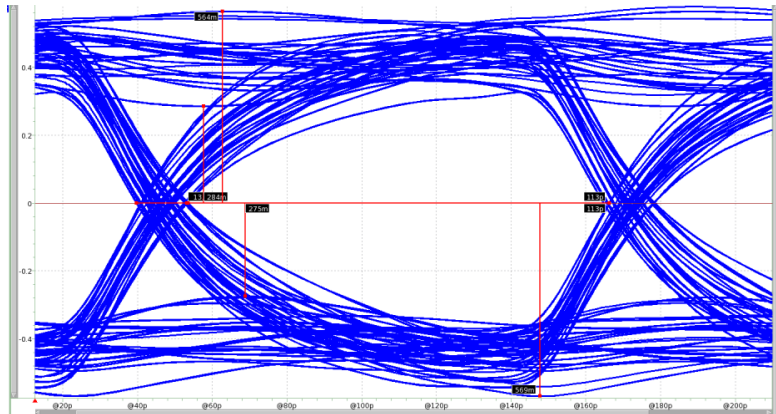


Fig. 7. The transmitter's output eye diagram after aging with the proposed technique

The summary results with the comparison of the initial and proposed methods are presented in Table.

Table

Summary results		
	Initial version	Proposed technique
Duty cycle [%]	47.5	49.9
Jitter [ps]	19.5	13.4
Pre-driver area [μm^2]	58	72
Die area [μm^2]	455800	455814

Conclusion. The aging simulations are implemented for a serial-link transmitter. The duty cycle distortion of the pre-driver buffer chain is observed, which is caused by asymmetrical degradation of the buffer chain. The technique is proposed to ensure the symmetrical degradation for all buffers which eliminates the degradation impact on the duty cycle of the transmitted data, hence providing the data with almost the same jitter as before degradation. The margin for a noise induced jitter, hence noise immunity is enhanced by 31% at the expense of 26% area increase of pre-driver stage and additional 32.6 uW power dissipation, which is quite small compared with transmitters 15.8 mW power consumption. Compared with total area of the transmitter-receiver system, the difference is quite small, less than 0.0001%.

References

1. **Shah AP., Yadav N., Beohar A., Vishvakarma SK.** On-Chip Adaptive Body Bias for Reducing the Impact of NBTI on 6T SRAM Cells // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. – 2018. – P. 242-249.
2. **Hillebrand T., Hellwege N., Heidmann N.** - et al Charge-based stochastic aging analysis of CMOS circuits // In Integrated Reliability Workshop (IIRW): IEEE International Conference. – 2015. – P. 126-129.
3. **Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Melikyan N.** Receiver/transmitter input/output termination resistance calibration method // In Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE XXXIII International Scientific Conference. – 2013. – P. 126-130.
4. **Wang X.J., Kwasniewski T.** Propagation delay-based expression of power supply-induced jitter sensitivity for CMOS buffer chain // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2016. – P. 627-630.
5. **Mobin S., Cui C., Rao F.** Statistical Approach to Analyze Duty Cycle Jitter Amplification in NAND Flash Memory System // In 2018 IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – 2018. – P. 75-77.

Received on 03.12.2018.

Accepted for publication on 17.01.2019.

ՀԱՂՈՐԴՉՈՒՄ ԹՐԹՈՒՑՆԵՐԻ ՎՐԱ ԾԵՐԱՑՄԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ

ՆՎԱԶԱՐԿՈՒՄԸ

Ա.Կ. Հայրապետյան

Ներկայումս տեխնոլոգիական պրոցեսում ակտիվ կերպով շարունակվում է տրանզիստորների հոսքուղիների մասշտաբավորումը, և Մուրրի օրենքը դեռևս չի կորցնում իր որոշիչ դերը: Տրանզիստորի հոսքուղին շարունակում է նվազել, մինչդեռ սնուցման լարման մակարդակը համապատասխան չափով չի նվազեցվում: Վերջինս հանգեցնում է ձեռացման պրոցեսի ազդեցության մեծացմանը:

Կատարվել է հաջորդական հոսքուղով հաղորդչի մոդելավորում՝ ներառելով 10 տարվա ընթացքում ՄՕԿ տրանզիստորի ձեռացումը: Ծեռացումը մոդելավորվել է

հաղորդչի սպասման ռեժիմի համար, որի ընթացքում նախորդող կրկնիչները գտնվում են ստատիկ վիճակում, և միայն P-ՄՕԿ կամ միայն N-ՄՕԿ տրանզիստորի փական-ակունք ու փական-հարթակ պոտենցիալներն են տարբեր. այդ դեպքում դրանցից միայն մեկն է ենթարկվում ձեռացման: Արդյունքում հաղորդչի մուտքում ազդանշանի լցման գործակիցը աղավաղվում է, որը հաղորդչի ելքում լրացուցիչ թրթռոցի առաջացման պատճառ է հանդիսանում:

Առաջարկվել է միջոց՝ P-ՄՕԿ և N-ՄՕԿ տրանզիստորների հավասարաչափ ձեռացում ապահովելու համար: Այդ դեպքում ստացվում են տրամաբանական “1”-ից “0” և “0”-ից “1” փոխանջատման հավասար հապաղումներ, որի արդյունքում լցման գործակիցի աղավաղում տեղի չի ունենում: Այսպիսով, հաղորդչի ելքային ազդանշանի թրթռոցը նվազում է, այդ կերպ մեծացնելով աղմուկներից առաջացող թրթռոցի պաշարը և հաղորդչի աղմկակայունությունը:

Մանրացված բաներ. ձեռացում, հաղորդիչ, թրթռոց, լցման գործակից, հաճախության բաժանիչ, քվարցային գեներատոր:

УМЕНЬШЕНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТАРЕНИЯ НА ВИБРАЦИИ В ПЕРЕДАТЧИКЕ

А.К. Айрапетян

В настоящее время в технологическом процессе активно продолжается масштабирование каналов транзисторов, а закон Мура не теряет своей актуальности. Канал транзистора продолжает уменьшаться, в то время как уровень напряжения питания не уменьшается в соответствующем размере. Последнее приводит к увеличению воздействия старения.

Произведены симуляции передатчика с последовательным каналом с учетом процесса старения МОП транзистора в течение 10-ти лет. Старение моделировано для режима ожидания передатчика, в течение которого предыдущие повторители находятся в статическом состоянии, и только у P-МОП или N-МОП транзистора есть напряжения затвор-исток и затвор-сток; в этом случае только один из них подвергается старению. В результате на входе передатчика искажается коэффициент заполнения сигнала, что становится причиной возникновения дополнительных вибраций.

Предложен метод для обеспечения равномерного старения P-МОП и N-МОП транзисторов. В результате задержки переходов от логической “1” к “0” и от “0” к “1” будут одинаковыми, следовательно, искажения коэффициента заполнения не произойдет. В результате вибрации выходного сигнала проводника уменьшаются, тем самым увеличивая запас вибраций, вызванных шумами, и, как следствие, шумоустойчивость проводника.

Ключевые слова: старение, передатчик, вибрация, коэффициент заполнения, делитель частоты, кварцевый генератор.

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

- | | | | |
|-----|-----------------------------|---|---|
| 1. | Աբրոյան Նարեկ Հովհաննեսի | - | ասպիրանտ, ՀԱՊՀ |
| 2. | Ավետիսյան Զավեն Մակարի | - | ասպիրանտ, Եվրոպական համալսարան, 2-րդ կարգի ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ |
| 3. | Բաղդասարյան Հակոբ Արմենի | - | ասպիրանտ, ՌՀՀ, հիմնադիր տնօրեն, «Լայթին ստուդիո» |
| 4. | Թանթոյան Արամ Միքայելի | - | ասպիրանտ, ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ, առաջատար մասնագետ, Հանրային ծառայությունները կարգավորող հանձնաժողով |
| 5. | Կիրակոսյան Գագիկ Հրաչիկի | - | Ֆ.-մ.գ.թ., դոցենտ, «Քոմփյուտերային համակարգեր և ցանցեր» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 6. | Կիրակոսյան Լիլիթ Գագիկի | - | լաբորանտ, «Քոմփյուտերային համակարգեր և ցանցեր» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 7. | Հայրապետյան Անդրանիկ Կամոյի | - | ասպիրանտ, ԵՊՀ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ |
| 8. | Հարությունյան Աշոտ Գևորգի | - | տ.գ.դ., դոցենտ, «ՄՍ և Հ» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 9. | Մամիկոնյան Բորիս Մամիկոնի | - | տ.գ.դ., պրոֆ., «Էլեկտրաէներգետիկական, ինֆորմացիոն և ավտոմատացման համակարգեր» ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ Գյումրու մասնաճյուղ |
| 10. | Մարգարյան Վարազդատ Վարդգեսի | - | տ.գ.թ., դոցենտ, «Էլեկտրոնային տեխնիկա» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 11. | Մարտիրոսյան Արման Ռաֆիկի | - | ասպիրանտ, ՀԱՊՀ, ավագ ծրագրավորող, «Մոնիտիս» ՓԲԸ |
| 12. | Մելիքյան Թաթուլ Արթուրի | - | ասպիրանտ, ՀԱՊՀ Գյումրու մասնաճյուղ |
| 13. | Մելքոնյան Վաչագան Սոսի | - | դասախոս, «Էլեկտրոնային տեխնիկա» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 14. | Պապոյան Հովսեփ Սարգսի | - | ասպիրանտ, «Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ և ավտոմատացում» ամբիոն, ՀԱՊՀ |
| 15. | Պետրոսյան Օլեգ Հարությունի | - | տ.գ.դ., պրոֆ., «Միկրոէլեկտրոնիկա և կենսաբժշկական սարքեր» ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ |
| 16. | Սաֆին Ռաֆաիլ Տլեգենի | - | ավագ դասախոս, Էներգետիկայի և կապի ալմաթիոնյան համալսարան |
| 17. | Սիմոնյան Սարգիս Հովհաննեսի | - | տ.գ.դ., պրոֆ., «Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ և ավտոմատացում» ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ |

СПИСОК АВТОРОВ

1. Аброян Нарек Оганнесович – аспирант НПУА
2. Аветисян Завен Макарович – аспирант Европейского университета, инженер 2-го разряда, ЗАО “Синописис Армения”
3. Айрапетян Андраник Камоевич – аспирант ЕГУ, ЗАО “Синописис Армения”
4. Арутюнян Ашот Геворкович – д.т.н., децент кафедры Микроэлектронных схем и систем, НПУА
5. Багдасарян Акоп Арменович – аспирант РАУ, основатель и директор “Лайтин студио”
6. Киракосян Гагик Грачикович – к.ф.-м.н., доцент кафедры Компьютерных систем и сетей, НПУА
7. Киракосян Лилит Гагиковна – лаборант кафедры АЯ и П, НПУА
8. Мамиконян Борис Мамиконович – д.т.н., проф., зав. кафедрой Электроэнергетических, информационных и автоматизированных систем, ГФ НПУА
9. Мартиросян Арман Рафикович – аспирант, НПУА, старший программист, ЗАО “Монитис”
10. Маргарян Вараздат Вардгесович – к.т.н., доцент кафедры Электронной техники, НПУА
11. Меликян Татул Артурович – аспирант, ГФ НПУА
12. Мелконян Вачаган Сосевич – преподаватель кафедры Электронной техники, НПУА
13. Папоян Овсеп Саргисович – аспирант кафедры Информационных технологий и автоматизации, НПУА
14. Петросян Олег Арутюнович – д.т.н., проф., зав. кафедрой Микроэлектроники и биомедицинских устройств, НПУА
15. Сафин Рафаиль Тлегенович – ст. преподаватель Алматинского университета энергетики и связи
16. Симонян Саргис Оганесович – д.т.н., проф., зав. кафедрой Информационных технологий и автоматизации, НПУА
17. Тантушян Арам Микаелович – аспирант Института радиофизики и электроники НАН РА, ведущий специалист, Комитет по регулированию общественных услуг (КРОУ)

LIST OF THE AUTHORS

1. Abroyan Narek Hovhannes – PhD student of NPUA
2. Avetisyan Zaven Makar – PhD student, European University, 2nd class engineer, “Sinopsys Armenia” CJSC
3. Baghdasaryan Hakob Armen – PhD student of RAU, founder and director of “Lightin Studio”
4. Harutyunyan Ashot Gevorg – Dr. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Microelectronic Circuits and System”, NPUA
5. Hayrapetyan Andranik Kamo – PhD student of YSU, “Sinopsys Armenia” CJSC
6. Kirakosyan Gagik Hrachik – Cand. of Phys.-math. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Computer Systems and Networks”, NPUA
7. Kirakosyan Lilit Gagik – Laboratory assistant of the Chair “Computer Systems and Networks”, NPUA
8. Mamikonyan Boris Mamikon – Dr. of tech. sci., Prof., Head of the Chair “Electroenergetics, Information and Automated Systems”, Gyumri branch NPUA
9. Margaryan Varazdat Vardges – Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Electronic Technique”, NPUA
10. Martirosyan Arman Rafik – PhD student, NPUA, senior programmer, “Monitis” CJSC
11. Melikyan Tatul Artur – PhD student, Gyumri branch NPUA
12. Melkonyan Vachagan Sos – Lecturer of the Chair “Electronic Technique”, NPUA
13. Papoyan Hovsep Sargis – PhD student of the Chair “Information Technologies and Automatization”, NPUA
14. Petrosyan Oleg Harutyun – Dr. of tech. sci., Prof., Head of the Chair “Microelectronics and Biomedical Devices”, NPUA
15. Rafai Safin Tlegen – Senior lecturer of the Almatian University of Energetics and Communication
16. Simonyan Sargis Hovhannes – Dr. of tech. sci., Prof., Head of the Chair “Information Technologies and Automatization”, NPUA
17. Tantushyan Aram Mikael – PhD student, “Institute of Radiophysics and Electronics” NAS RA, leading specialist, Public Services Regulatory Commission

ՀՈՂՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի Բանբերը գրախոսվող հանդես է, որը հրատարակում է գիտատեխնիկական, նաև պատվիրված ակնարկային-վերլուծական բնույթի հոդվածներ, հաղորդումներ, ինչպես և տվյալ բնագավառի անվանի գիտնականների հոբելյաններին, նոր գրքերին, համալսարանի մասնակցությամբ կայացած գիտաժողովներին նվիրված նյութեր, խմբագրության ուղղված նամակներ:

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով (banber_iter@seua.am), համակարգչային շարվածքը՝ Microsoft Office Word: Հոդվածի ծավալը կարող է լինել մինչև 12 էջ, հաղորդումներինը՝ մինչև 4 էջ: Տեքստը շարադրվում է A4 չափսի թղթի վրա, աշխատանքային դաշտը՝ Top-5սմ, Bottom-5,1սմ, Left-5,75սմ, Right-1,75սմ, Footer-4,6սմ, միջտողային տարածությունը (Line spacing)՝ 1,1, պարբերությունը (First line)՝ 0,75 սմ: Հայերեն լինելու դեպքում նյութը շարադրվում է GHEA Grapalat տառատեսակով, տառաչափը՝ 10, իսկ ռուսերենի կամ անգլերենի դեպքում՝ Times New Roman տառատեսակով, տառաչափը՝ 11:

2. Թղթի վերևի ձախ անկյունում գրվում է համապիտանի տասնորդական դարականիչը՝ տեքստին համապատասխան լեզվով (<ՏԴ, ՄԸԿ, UDC), հաջորդ տողի կենտրոնում վերնագիրը՝ գլխատառերով, հաջորդ տողում հեղինակ(ներ)ի անվան-հայրանվան սկզբնատառերը և ազգանուն(ներ)ը՝ bold, 10 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 11 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, մեկ տող ներքև՝ հեղինակ(ներ)ի աշխատավայրը՝ italic, 9 տառաչափով՝ հայերեն և 10 տառաչափով՝ ռուսերեն և անգլերեն:

3. Նյութը սկսվում է ամփոփումով (անտացիա) այն լեզվով, որով ներկայացված է: Ամփոփումն ավարտվում է առանցքային բառերով՝ տառաչափը՝ 9 հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, և միայն «Առանցքային բառեր» արտահայտությունը՝ bold, italic: Ամփոփումը պետք է լինի 200-250 բառ, առանցքային բառերը կամ բառակապակցությունները՝ 4-8 բառ:

4. Երաշխավորվում է նյութի շարադրման հետևյալ կարգը. «Ներածություն», որը պետք է համառոտ ներառի հարցի վիճակը, թեմայի արդիականությունը և հետազոտության նպատակը, «Ինտրոդուկցիոն» և մեթոդիկայի հիմնավորումը, «Հետազոտության արդյունքները», «Եզրակացություն», անհրաժեշտության դեպքում՝ նաև այլ բաժիններ՝ համապատասխան վերնագրերով:

5. Տեքստում հղումները գրականությանը նշվում են ուղղանկյուն փակագծերով: Բանաձևերը ներկայացվում են նոր տողից, Equation Editor ծրագրով, italic, տառաչափը՝ 11, անհրաժեշտության դեպքում համարակալվում են տողի վերջում՝ սովորական (կոր) փակագծում:

6. Նկարներն ու աղյուսակները հաջորդում են տեքստում համապատասխան հղումներին: «Նկ.» և «Աղյուսակ» բառերը, նկարների մակագրությունը և աղյուսակների անվանումները գրվում են Italic 9 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում:

7. Տեքստին հաջորդում է գրականության ցանկը՝ 9 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, միայն հեղինակի ազգանունն ու անվան-հայրանվան սկզբնատառերը՝ bold, «Գրականություն» բառը՝ տողի կենտրոնում, փոքրատառերով: Ցանկում գրականության յուրաքանչյուր աղբյուր համարակալվում է ըստ տեքստում իր հղման հերթականության: Գրականության աղբյուրները պարբերական հրատարակությունների դեպքում ներկայացվում են հետևյալ կարգով. հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հանդեսի անվանումը կամ ընդունված հապավումը, հրատարակման տարեթիվը, հատորի ու թողարկման համարները, հերթական համարը, նյութի զետեղման էջերը, գրքերի դեպքում՝ հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հրատարակման վայրը, հրատարակչությունը, թվականը, էջերի քանակը:

8. Գրականության ցանկին հաջորդում են ամփոփումները մյուս երկու լեզուներով (եթե տեքստը հայերեն է, ամփոփումները նախ՝ ռուսերեն, ապա՝ անգլերեն, եթե ռուսերեն է, նախ՝ հայերեն, ապա՝ անգլերեն, եթե անգլերեն է, նախ՝ հայերեն, ապա՝ ռուսերեն): Ամփոփումները բոլոր երեք լեզուներով իրենց բովանդակությամբ և առանցքային բառերով պետք է լինեն նույնական:

9. Տեքստը ստորագրվում է հեղինակ(ներ)ի կողմից, նշվում է նյութը խմբագրություն հանձնելու ամսաթիվը: Տեքստի խմբագրված և սրբագրված տարբերակը համաձայնեցվում է հեղինակ(ներ)ի հետ:

10. Հեղինակ(ներ)ն առանձին էջով ներկայացնում է (են) ազգանուն, անուն, հայրանունը (լրիվ), աշխատավայրի, սովորելու վայրի լրիվ անվանումը, զբաղեցրած պաշտոնը, գիտական աստիճանը, հետախոսահամարները (աշխատանքային, տան և բջջային), էլեկտրոնային փոստի հասցեն:

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Вестник Национального политехнического университета Армении - рецензируемый журнал, в котором публикуются статьи научно-технического характера, сообщения, заказные обзорно-аналитические статьи, а также материалы, посвященные юбилеям известных в данной области ученых, новым книгам, научным конференциям при участии университета, и письма в адрес редакции.

Материал представляется в редакцию в соответствии со следующими правилами:

1. Статья в двух экземплярах и файл (banber_iter@seua.am) статьи в формате Microsoft Office Word. Объем статьи не должен превышать 12 страниц, объем сообщений – до 4-х страниц. Формат страницы – А4. Рабочее поле: Top – 5cm, Bottom – 5,1cm, Left – 5,75cm, Right – 1,75cm, Footer – 4,6cm, межстрочный интервал (Line spacing) – 1,1, красная строка (First line) – 0,75cm. Для статьи, написанной на армянском языке, применяется шрифт GHEA Ggaralat (размер шрифта – 10), а на русском и английском – Times New Roman (размер шрифта – 11).

2. В левом верхнем углу первого листа указывается универсальный десятичный классификатор (ՀՏԴ, УДК, UDC); строкой ниже по центру указывается название статьи – заглавными буквами, шрифт Bold, размер 10 – на арм.яз., 11 – на рус. и англ. яз., строкой ниже – инициалы (И.О.) и фамилия – строчными буквами, шрифт Bold, размер 10 – на арм.яз., 11 – на рус. и англ. яз., выравнивание по центру; строкой ниже – место работы – шрифт italic, размер 9.

3. Материал текста начинается с аннотации и представляется на том языке, на котором написана статья. Текст аннотации должен включать 200-250 слов. После аннотации пишутся ключевые слова – от 4-х до 8-и слов или словосочетаний. Размер текста аннотации и ключевых слов 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз., словосочетание «**Ключевые слова**» – Bold, italic.

4. Рекомендуется следующий порядок изложения материала статьи: введение, в котором должны быть кратко представлены состояние вопроса, актуальность темы и цель исследования; постановка задачи и обоснование методики; результаты исследования; заключение (эти, а при необходимости, и другие разделы должны иметь соответствующие заголовки).

5. Ссылки на литературу в тексте даются в квадратных скобках. Формулы и математические выражения набираются редактором Microsoft Equation, italic, размер – 11. Формулы набираются с новой строки, выравнивание по центру. При необходимости, их нумеруют. Номер формулы располагается в конце строки, в круглых скобках.

6. Рисунки и таблицы располагаются в тексте по ходу ссылки на них. Слова «Рис.», «Таблица», а также названия рисунков и таблиц пишутся italic, размер 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз.

7. В конце статьи дается список литературы: размер 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз. Слово «Литература» располагается в центре строки строчными буквами, Bold. Цитированная литература нумеруется в порядке ссылки на нее в тексте. Каждый источник представляется в следующем порядке: в случае ссылки на статью из журнала: **фамилия, инициалы И.О.** - Bold, название статьи, название журнала, место издания, год издания, том и номер издания, с какой по какую страницы занимает статья в этом журнале; в случае ссылки на книгу: **фамилия, инициалы И.О.**, название книги, место издания, название издательства, год издания, общее количество страниц.

8. После литературы представляются аннотации вместе с ключевыми словами на двух других языках. Если статья написана на армянском языке, то сначала дается аннотация на русском языке, затем на английском; если написана на русском языке – соответственно на армянском и английском, а если на английском – соответственно на армянском и русском языках. Содержание аннотаций и ключевые слова должны быть на трех языках одинаковыми.

9. Статья подписывается автором (авторами). В конце статьи ставится дата (число, месяц, год) представления статьи. Отредактированный и откорректированный вариант рукописи согласовывается с автором (авторами).

10. На отдельной странице необходимо представить следующие авторские данные: фамилия, имя, отчество; полное наименование места работы, места учебы; занимаемая должность, ученая степень и звание; номера телефонов (служебный, домашний, мобильный), адрес электронной почты.

RULES FOR PREPARATION OF MANUSCRIPTS

Proceedings of National Polytechnic University of Armenia is a peer-reviewed journal which publishes scientific-technical and also analytic –review papers, short communications, as well as materials about the jubilees of prominent scientists, new books, scientific conferences coorganized by the University, letters addressed to the editorial board.

The material should be presented to the editorial staff in accordance with the requirements given below.

1. The authors are requested to submit two hard copies, and also the electronic version (banber_ite@seua.am) of the manuscript by Microsoft Office Word. The volume of scientific paper is limited to 12 pages, and to 4 pages for short communications. The text should be printed on A4 sized paper. The text margins should be: Top – 5cm, Bottom – 5.1 cm, Left – 5.75 cm, Right – 1.75 cm, Footer – 4.6 cm, Line-spacing – 1.1 cm, the first line – 0.75 cm. Texts in Armenian should be printed by the GHEA Grapalat, font size 10, and the texts in Russian or English by Times New Roman, in font size 11.

2. On the top left corner of the first page, the Universal Decimal Classifier is placed (ՀՏԴ, ՄԴԿ, UDC). The title of the article in capital letters, bold, font size 10 for texts in Armenian, and 11 – for Russian and English should be placed in the centre of the next line. The initials and the surname(s) in small letters and bold, in font size 10, for texts in Armenian, and in font size 11 for the ones in English and Russian should be lined up in the centre of the next line. In the following line, the workplace of the author (s) should be mentioned, italic, font size 9.

3. The text begins with an abstract in the language it is presented. The abstract should include 200-250 words. It ends with keywords in font size 9 for texts in Armenian, and in font size 10 for the ones in English and Russian. Only the word “Keywords” should be bold, italic. The number of keywords or word combinations - 4-8.

4. The papers should include an introduction briefly introducing the state of the problem area, the importance of the subject and the aim of investigation, as well as sections describing the statement of the problem and selection of the methodology, the results of investigation, conclusion (other sections if necessary) with subtitles, and it should end with the list of references.

5. The references in the text should be given in square brackets. The formulae should be introduced by the Microsoft Equation Editor. They are printed from a new line in italic, font size 11 in the center of the line, and if necessary numbered at the end of the line in round brackets..

6. Figures and tables should follow their references given in the text. The words “Fig”, “Table”, the figure inscriptions and the table names should be printed in italic, in font size 9, for texts in Armenian, and in font size 10 for texts in English and Russian.

7. The text is followed by the references in font size 9 for texts in Armenian and in font size 10 for texts in English and Russian. Only the author’s initials and surname should be bold. The word “References” should be placed in the centre of the line in small letters bold. In the list of references each source should be enumerated according to its reference number in the text. For the periodicals the references should be introduced in the following style: the author’s surname, initials, bold, title, year, numbers of the volume and issue, page numbers, and for books – the author's name, initials, full title, publication place, publisher, year, total number of pages.

8. The references are followed by the abstracts in the other two languages. If the text is in Armenian, the abstracts should be first in Russian and then in English. The text in Russian should be followed first by Armenian and then by English abstracts, while the texts in English should be followed first by Armenian, then by Russian abstracts. The abstracts in all the three languages should be identical in content and keywords.

9. The manuscript should be signed by the author(s) with indication of the submission date. The edited and proofread version of the manuscript should be agreed upon by the author(s).

10. On a separate page, the author(s) should introduce his/her/their full surname(s), name(s), patronymic(s); the full name(s) of employment place, educational institution; the position occupied scientific degree, telephone numbers (office, home, mobile), e-mail address.

Բ Ա Ն Բ Ե Ր
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

**ՏԵՂԵԿԱՏՎԱԿԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐ,
ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ, ՌԱԴԻՈՏԵԽՆԻԿԱ**

В Е С Т Н И К
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ,
ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОТЕХНИКА**

P R O C E E D I N G S
OF NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY OF ARMENIA

**INFORMATION TECHNOLOGIES,
ELECTRONICS, RADIO ENGINEERING**

2018
2

Հրատ. խմբագիր՝ Ժաննա Սեյրանյան
Խմբագիրներ՝ Հասմիկ Պետրոսյան
Հասմիկ Ղազարյան

Շապիկի ձևավորումը՝ Էդուարդ Կուրդինյան

Ստորագրված է տպագրության՝ 2018թ.:
Թուղթը՝ «օֆսեթ»։ Տպագրությունը՝ ռիզո: Ֆորմատ՝ (70×100) 1/16:
Շարվածքը՝ համակարգչային:
Տառատեսակը՝ Times New Roman, GHEA Grapalat: 8.6 տպ. մամ.:
Պատվեր՝ : Տպաքանակ՝

Հայաստանի ազգային
պոլիտեխնիկական
համալսարանի տպարան
Երևան, Տերյան 105,
Հեռ.՝ 520 356

Типография Национального
политехнического
университета
Армении
Ереван, ул. Теряна, 105,
Тел.: 520 356

Printing house of National
Polytechnic University
of Armenia
105 Teryan str. Yerevan,
Tel. 520 356