

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ

ЕРЕВАН

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

Հատոր 71

N 4

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ԵՐԵՎԱՆ 2018

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Том 71

N 4

ОКТЯБРЬ - ДЕКАБРЬ

ЕРЕВАН 2018

PROCEEDINGS

OF THE REPUBLIC OF ARMENIA NATIONAL ACADEMY OF
SCIENCES AND NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY OF
ARMENIA

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

Volume 71

N 4

OCTOBER - DECEMBER

YEREVAN 2018

Журнал издается с 5.01.1948 г.

Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Վ.Շ. ՄԵԼԻԿՅԱՆ (գլխավոր խմբագիր), Ա.Խ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ (գլխ. խմբ. տեղակալ),
Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ (պատասխանատու քարտուղար), Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ,
Լ.Հ. ԱՍԼԱՆՅԱՆ, Հ.Վ. ԲԱԴԴԱՍԱՐՅԱՆ, Ս.Ք. ԲԱԴԴԱՍԱՐՅԱՆ,
Ս.Պ. ԴԱՎԹՅԱՆ, Հ.Ս. ԿԱՐԱՅԱՆ, Ա.Ա. ՀԱԽՈՒՄՅԱՆ, Վ.Ն. ՀԱԿՈԲՅԱՆ,
Ա.Գ. ԴՈՒԽՅԱՆ, Ո.Զ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, Օ.Հ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ,
Ս.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Ա.Թ. ՔՈՒՉՈՒԿՅԱՆ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

В.Ш. МЕЛИКЯН (главный редактор), А.Х. ГРИГОРЯН (зам. глав. редактора),
Ж.С. СЕЙРАНЯН (ответственный секретарь), С.Г. АГБАЛЯН, В.Н. АКОПЯН,
Л.А. АСЛАНЫАН, А.А. АХУМЯН, М.К. БАГДАСАРЯН, О.В. БАГДАСАРЯН,
А.Г. ГУЛЯН, С.П. ДАВТЯН, Г.С. КАРАЯН, А.Т. КУЧУКЯН, В.З. МАРУХЯН,
О.О. ПЕТРОСЯН, Ю.Л. САРКИСЯН, С.О. СИМОНЯН

EDITORIAL BOARD

V.SH. MELIKYAN (editor-in-chief), A.KH. GRIGORYAN (vice-editor-in-chief),
ZH.S. SEYRANYAN (executive secretary), S.G. AGHBALYAN, L.H. ASLANYAN,
H.V. BAGHDASARYAN, M.K. BAGHDASARYAN, S.P. DAVTYAN,
A.G. GHULYAN, A.A. HAKHUMYAN, V.N. HAKOBYAN, H.S. KARAYAN,
A.T. KUCHUKYAN, V.Z. MARUKHYAN, O.H. PETROSYAN, YU.L. SARGSYAN,
S.H. SIMONYAN

Հրատ. խմբագիր՝

Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Խմբագիրներ՝

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

© Издательство НПУА

Известия НАН РА и НПУА (сер. Техн. наук), 2018

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Տ Ե Ղ Ե Կ Ա Գ Ի Ր

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И НАЦИОНАЛЬНОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

PROCEEDINGS

OF THE REPUBLIC OF ARMENIA NATIONAL ACADEMY OF SCIENCES AND
NATIONAL POLYTECHNIC UNIVERSITY OF ARMENIA

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

2018

4

ՀԱՏՈՐ

TOM 71
VOLUME

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ОКТЯБРЬ - ДЕКАБРЬ
OCTOBER - DECEMBER

Հրատ. Խմբագիր՝

ԺԱՆԱ Ա. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Խմբագիրներ՝

Հ.Յ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ստորագրված է տպագրության՝ 22.04.2019

Թուղթը՝ «օֆսեթ»։ Ֆորմատ՝ (70x100) 1/16:

Տառատեսակը՝ Sylfaen, Times New Roman: 33.25 տպ. մամ.:

Պատվեր՝ 149: Տպաքանակ՝ 200

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

А.С. САРГСЯН, А.А. ГРИГОРЯН

**ЭЛЕКТРОУПРУГИЕ ВОЛНЫ В СОСТАВНОМ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПРИ ЛИНЕЙНОМ
ИСТОЧНИКЕ СДВИГОВЫХ КОЛЕБАНИЙ**

Задача определения сдвигового электроупругого волнового поля в составном пьезоэлектрическом пространстве решается методом интегрального преобразования Фурье с учетом методов динамической теории упругости, теории функций комплексного переменного и контурного интегрирования. Решение представляется регулярными интегралами на разрезах в комплексной плоскости. При некоторых значениях электроупругих параметров среды распространяются поверхностные волны, локализованные у контактной плоскости.

Ключевые слова: пьезоэлектрик, электроупругость, сдвиг, поверхностные волны, колебания.

Введение. В настоящее время возможности технологии создания конструктивно неоднородных материалов для инженерной практики весьма повысились. Исследования процессов колебаний и распространения электроупругих волн в неоднородной среде, обладающей пьезоэффектом, тесно связаны с развитием электроакустики, пьезотехники и измерительных приборов. При изучении этих процессов фундаментальное значение имеют электроупругие поверхностные (локализованные) волны [1]. Исследования сдвиговых волн в слоистых средах при разных сочетаниях условий на поверхностях разделов сред для пьезоэлектриков актуальны и занимают важное место в теории механики деформируемого твердого тела [1-6]. В работе [2] исследована задача дифракции плоской сдвиговой волны в пьезоэлектрическом пространстве при наличии полубесконечной трещины. В [3] рассмотрена возможность существования локализованной электроупругой волны в составном пьезоэлектрическом пространстве, когда между пьезосредами находится тонкий металлический слой. Исследованы вопросы распространения электроупругих волн в пьезосредах сложной структуры [4-6]. Задаче дифракции плоской электроупругой волны на полубесконечной трещине между скрепленными диэлектрическими полупространствами, когда одно из полупространств обладает пьезоэффектом, посвящена работа [6].

Для дальнейшего развития механики сплошных сред и объяснения физико-технических и экспериментальных результатов при проектировании

и создании инженерных приборов и устройств необходимы актуальные исследования в области электроупругости. В данной работе исследуется волновое сдвиговое поле в составном пьезоэлектрическом пространстве, выявляются поверхностные волны, локализованные у контактной поверхности полупространств, и другие особенности, обусловленные наличием пьезоэффекта. Изучается линейное взаимодействие электрического и механического полей при контакте двух пьезоэлектрических полупространств под действием в одном из полупространств линейного источника установившихся механических возмущений. Неоднородность среды, пьезоэффект и наличие силового источника приводят к существенным изменениям волнового поля.

Постановка задачи. Твердая, упругая диэлектрическая среда, обладающая пьезоэффектом, занимает пространство, отнесенное к декартовой системе координат $Oxyz$. Рассматриваемое пространство состоит из двух полупространств – пьезоэлектриков класса $6mm$ гексагональной симметрии, совпадающей с осью Oz , главной осью кристалла и с разными электроупругими характеристиками. Для данного класса гексагональной симметрии задача распространения электроупругих волн в пьезоэлектрических кристаллах разделяется на плоскую и антиплоскую. Между пьезоэлектриками, занимающими полупространства $y > 0$ и $y < 0$, осуществляется акустический контакт в плоскости $y = 0$.

Составное пьезоэлектрическое пространство совершает установившиеся колебания под действием линейного источника (рис.1), действующего в верхнем полупространстве $P(x, y, t) = P_1 \delta(x) \delta(y - b) e^{-i\omega t}$, где $P_1 = \text{const}$ – интенсивность действующей силы, ω – частота колебаний, t – параметр времени, $\delta(x)$ – функция Дирака. При такой силе, действующей по линии $y = b$, среда находится в условиях антиплоской деформации. Задача заключается в определении сдвигового волнового поля в пьезоэлектрических полупространствах. За основу принимаем дифференциальные уравнения динамической теории упругости и уравнения электродинамики в квазистатическом приближении. Учитывается гармоническая зависимость от времени всех составляющих волнового поля (временной множитель $e^{-i\omega t}$), следовательно, задача решается в амплитудах. Для определения амплитуд перемещения $w_1(x, y)$, $w_2(x, y)$ и электрического потенциала $\Phi_1(x, y)$, $\Phi_2(x, y)$ в соответствующих полупространствах имеем уравнения [1-6]

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) (c_i w_i + e_i \Phi_i) + \omega^2 \rho_i w_i &= P_i \delta(x) \delta(y-b), \\ \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) (e_i w_i - \varepsilon_i \Phi_i) &= 0. \end{aligned} \quad (1)$$

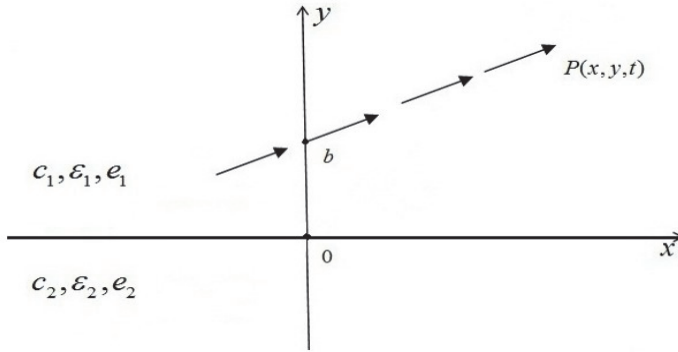


Рис.1

В этих уравнениях $P_2 = 0$, $\varepsilon_i = \varepsilon_{11}^{(i)}$, $e_i = e_{15}^{(i)}$, $c_i = c_{44}^{(i)}$, $i = 1, 2$ – диэлектрические, пьезоэлектрические и упругие постоянные соответствующих пьезоэлектрических полупространств $y > 0$ и $y < 0$, а ρ_i – плотность материалов этих полупространств.

Согласно постановке задачи, решения уравнений (1) должны удовлетворять следующим условиям на плоскости контакта $y = 0$ (полный электро-механический контакт):

$$\Phi_1(x, 0) = \Phi_2(x, 0), \quad D_y^{(1)}(x, 0) = D_y^{(2)}(x, 0), \quad (2)$$

$$\sigma_{yz}^{(1)}(x, +0) = \sigma_{yz}^{(2)}(x, -0), \quad w_1(x, +0) - w_2(x, -0) = 0. \quad (3)$$

Здесь $D_y^{(1)}(x, y)$, $D_y^{(2)}(x, y)$ – амплитуды составляющих вектора электрической индукции в соответствующих полупространствах, а $\sigma_{yz}^{(1)}(x, y)$, $\sigma_{yz}^{(2)}(x, y)$ – амплитуды напряжений

$$\sigma_{yz}^{(i)} = c_i \frac{\partial w_i}{\partial y} + e_i \frac{\partial \Phi_i}{\partial y}, \quad D_y^{(i)} = e_i \frac{\partial w_i}{\partial y} - \varepsilon_i \frac{\partial \Phi_i}{\partial y}, \quad i = 1, 2.$$

Решение задачи. Применяя интегральное преобразование Фурье по переменной x к уравнениям (1) и условиям контакта (2), (3), получим уравнения относительно трансформантов искомых функций:

$$\bar{w}_i = \int_{-\infty}^{\infty} w_i(x, y) e^{i\sigma x} dx, \quad \bar{\Phi}_i = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_i(x, y) e^{i\sigma x} dx,$$

$$\frac{d^2 \bar{w}_1}{dy^2} - (\sigma^2 - k_1^2) \bar{w}_1 = Q_1 \delta(y - b),$$

$$\frac{d^2 \bar{\Phi}_1}{dy^2} - \sigma^2 \bar{\Phi}_1 + k_1^2 \frac{e_1}{\varepsilon_1} \bar{w}_1 = \frac{e_1}{\varepsilon_1} Q_1 \delta(y - b),$$

$$y > 0; \quad (4)$$

$$\frac{d^2 \bar{w}_2}{dy^2} - (\sigma^2 - k_2^2) \bar{w}_2 = 0,$$

$$\frac{d^2 \bar{\Phi}_2}{dy^2} - \sigma^2 \bar{\Phi}_2 + k_2^2 \frac{e_2}{\varepsilon_2} \bar{w}_2 = 0,$$

$$y < 0; \quad (5)$$

и следующие условия при $y = 0$:

$$c_1 \frac{\partial \bar{w}_1}{\partial y} + e_1 \frac{\partial \bar{\Phi}_1}{\partial y} = c_2 \frac{\partial \bar{w}_2}{\partial y} + e_2 \frac{\partial \bar{\Phi}_2}{\partial y}, \quad \bar{w}_1 - \bar{w}_2 = 0, \quad (6)$$

$$\bar{\Phi}_1 = \bar{\Phi}_2, \quad \varepsilon_1 (1 + \chi_1) \frac{\partial \bar{\Phi}_1}{\partial y} = \varepsilon_2 (1 + \chi_2) \frac{\partial \bar{\Phi}_2}{\partial y}. \quad (7)$$

В этих формулах $k_i = \omega / C_i$, C_i , $\chi_i = e_i^2 / c_i \varepsilon_i$, $i = 1, 2$ – волновое число, скорость распространения сдвиговой электроупругой волны и коэффициент электромеханической связи в полупространствах $y > 0$ и $y < 0$ соответственно,

$$C_i = \sqrt{c_{44}^{(i)} (1 + \chi_i) / \rho_i}, \quad Q_1 = P_1 / c_1 (1 + \chi_1).$$

Трансформанты функций амплитуд перемещения и потенциала электрического поля для пьезоэлектрических полупространств представляются в виде ограниченного решения

$$\bar{w}_1(\sigma, y) = A(\sigma) e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} y} - Q(\sigma, y),$$

$$\bar{\Phi}_1(\sigma, y) = B(\sigma) e^{-|\sigma| y} + \frac{e_1}{\varepsilon_1} \bar{w}_1,$$

$$y > 0; \quad (8)$$

$$\begin{aligned}\bar{w}_2(\sigma, y) &= A(\sigma)e^{\sqrt{\sigma^2 - k_2^2}y}, \\ \bar{\Phi}_2(\sigma, y) &= -\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2}B(\sigma)e^{|\sigma|y} + \frac{e_2}{\varepsilon_2}\bar{w}_2, \quad y < 0,\end{aligned}\quad (9)$$

где из-за контактных условий (6), (7) имеем

$$\begin{aligned}A(\sigma) &= -\frac{c_1(1+\chi_1)Q_1}{|\sigma|K(\sigma)}e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}b}, \\ B(\sigma) &= -\frac{e_1\varepsilon_2 - e_2\varepsilon_1}{\varepsilon_1(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}A(\sigma), \\ Q(\sigma, y) &= \frac{Q_1}{2\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}}(e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}|y-b|} - e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}(y+b)}).\end{aligned}\quad (10)$$

Характеристическая функция данной задачи имеет вид

$$K(\sigma) = \frac{c_1(1+\chi_1)\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}}{|\sigma|} + \frac{c_2(1+\chi_2)\sqrt{\sigma^2 - k_2^2}}{|\sigma|} - \frac{(e_1\varepsilon_2 - e_2\varepsilon_1)^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}. \quad (11)$$

Решение задачи (1)–(3), представляющей уходящую волну, имеет вид

$$\begin{aligned}w_1(x, y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(\sigma)e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}y} e^{-i\sigma x} d\sigma - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(\sigma, y)e^{-i\sigma x} d\sigma, \\ \Phi_1(x, y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B(\sigma)e^{-|\sigma|y} e^{-i\sigma x} d\sigma + \frac{e_1}{\varepsilon_1}w_1,\end{aligned}\quad (12)$$

$$\begin{aligned}w_2(x, y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(\sigma)e^{\sqrt{\sigma^2 - k_2^2}y} e^{-i\sigma x} d\sigma, \\ \Phi_2(x, y) &= -\frac{1}{2\pi} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \int_{-\infty}^{\infty} B(\sigma)e^{|\sigma|y} e^{-i\sigma x} d\sigma + \frac{e_2}{\varepsilon_2}w_2.\end{aligned}\quad (13)$$

Выполняя условия уходящей волны, принимается, что $\sqrt{\sigma^2 - k_i^2} = -i\sqrt{\sigma^2 - k_i^2}$, $i = 1, 2$, $\sqrt{\sigma^2 - k_i^2} \rightarrow |\sigma|$ при $|\sigma| \rightarrow \infty$, т.е. действительная ось комплексной плоскости $\alpha = \sigma + i\tau$ обходит точки ветвления $-k_1$, $-k_2$ двузначных функций $\gamma_i(\sigma) = \sqrt{\sigma^2 - k_i^2}$ сверху, а k_1, k_2 – снизу [2,6].

В случае частной задачи, когда пьезоэлектрическое полупространство граничит с диэлектрическим полупространством $y < 0$, не обладающим

пьезоэффектом ($e_2 = 0$), характеристическое уравнение для определения волнового числа поверхностной волны получим в виде [6]

$$\frac{c_1(1+\chi_1)\sqrt{\sigma^2-k_1^2}}{|\sigma|} + \frac{c_2\sqrt{\sigma^2-k_2^2}}{|\sigma|} - \frac{e_1^2\varepsilon_2}{\varepsilon_1(\varepsilon_1+\varepsilon_2)} = 0. \quad (14)$$

Вернемся к полученным функциям амплитуд (12), (13). Характеристическое уравнение

$$\frac{c_1(1+\chi_1)\sqrt{\sigma^2-k_1^2}}{|\sigma|} + \frac{c_2(1+\chi_2)\sqrt{\sigma^2-k_2^2}}{|\sigma|} - \frac{(e_1\varepsilon_2-e_2\varepsilon_1)^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2(\varepsilon_1+\varepsilon_2)} = 0 \quad (15)$$

имеет единственный положительный корень $\sigma = \sigma_0 > k_2 > k_1 > 0$, если только

$$\sqrt{1-\frac{k_1^2}{k_2^2}} < \frac{\chi_1}{1+\chi_1} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1+\varepsilon_2} \left(1-\frac{e_2\varepsilon_1}{e_1\varepsilon_2}\right)^2. \quad (16)$$

При $k_1 > k_2 - \sigma_0 > k_1$, и условие имеет вид

$$\sqrt{1-\frac{k_2^2}{k_1^2}} < \frac{\chi_2}{1+\chi_2} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_1+\varepsilon_2} \left(1-\frac{e_1\varepsilon_2}{e_2\varepsilon_1}\right)^2. \quad (17)$$

Таким образом, как при (16) в случае $k_2 > k_1$, так и при (17) в случае $k_1 > k_2$ уравнение (15) имеет положительный корень $\sigma = \sigma_0$, следовательно, $\sigma = \pm\sigma_0$ - нули функции (11) $K(\pm\sigma_0) = 0$. Для частного случая, если полупространство $y < 0$ не обладает пьезоэффектом $e_2 = 0$, условия существования корней $\pm\sigma_{01}$ характеристического уравнения (14) принимают вид [5-7]

$$\begin{aligned} \sqrt{1-\frac{k_1^2}{k_2^2}} &< \frac{\chi_1}{1+\chi_1} \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1+\varepsilon_2}, & k_2 > k_1, \\ \sqrt{1-\frac{k_2^2}{k_1^2}} &< \frac{c_1}{c_2} \frac{\chi_1\varepsilon_2}{\varepsilon_1+\varepsilon_2}, & k_1 > k_2, \end{aligned}$$

при этом $\sigma_0 < \sigma_{01}$.

В интегральных представлениях действительная ось обходит как точки ветвления функций $\gamma_i(\sigma) = \sqrt{\sigma^2 - k_i^2}$, так и нули функции $K(\sigma)$, представляющие полюса соответствующих подынтегральных функций. Обеспечивая

условия уходящей волны, действительная ось комплексной плоскости обходит точку $\sigma = -\sigma_0$ сверху, а точку $\sigma = +\sigma_0$ – снизу. Для выбора ветвей двузначных функций $\gamma_1(\alpha)$, $\gamma_2(\alpha)$ следует провести в комплексной плоскости разрезы до бесконечности от точек $\sigma = k_1$, $\sigma = k_2$ в верхней полуплоскости и от точек $\sigma = -k_1$, $\sigma = -k_2$ в нижней полуплоскости, принимая за основу принцип уходящей волны. Аналитическое продолжение функции $|\sigma|$ в комплексной плоскости представляется в виде $|\alpha| = \alpha$ при $\text{Re } \alpha > 0$ и $|\alpha| = -\alpha$ при $\text{Re } \alpha < 0$. Для определенности принимается $k_2 > k_1$.

Рассмотрим волновое поле в составном пьезоэлектрическом пространстве $x < 0$. Представим функции амплитуд $w_1(x, y)$, $w_2(x, y)$ в виде интегралов

$$w_1(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A^{(1)}(\sigma) e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} y} e^{-i\sigma x} d\sigma + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B^{(1)}(\sigma) e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} y} e^{-i\sigma x} d\sigma - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(\sigma, y) e^{-i\sigma x} d\sigma, \quad (18)$$

$$w_2(x, y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A^{(1)}(\sigma) e^{\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} y} e^{-i\sigma x} d\sigma + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B^{(1)}(\sigma) e^{\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} y} e^{-i\sigma x} d\sigma, \quad (19)$$

где

$$A^{(1)}(\sigma) = -\frac{c_1(1 + \chi_1)Q_1}{\sigma K^{(1)}(\sigma)} e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} b}, \quad (20)$$

$$B^{(1)}(\sigma) = -\frac{c_1(e_1\varepsilon_2 - e_2\varepsilon_1)^2(1 + \chi_1)(|\sigma| - \sigma)Q_1}{\varepsilon_1\varepsilon_2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)K(\sigma)K^{(1)}(\sigma)} e^{-\sqrt{\sigma^2 - k_1^2} b},$$

$$K^{(1)}(\sigma) = \frac{c_1(1 + \chi_1)\sqrt{\sigma^2 - k_1^2}}{\sigma} + \frac{c_2(1 + \chi_2)\sqrt{\sigma^2 - k_2^2}}{\sigma} - \frac{(e_1\varepsilon_2 - e_2\varepsilon_1)^2}{\varepsilon_1\varepsilon_2(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}. \quad (21)$$

Преобразуем интегралы (18), (19) методом контурного интегрирования в комплексной плоскости $\alpha = \sigma + i\tau$ (рис.2). Путь интегрирования замыкается в верхней полуплоскости комплексной плоскости [2,6,8].

Аналитические продолжения подынтегральных функций $A^{(1)}(\sigma)$, $B^{(1)}(\sigma)$ при таких разрезах в комплексной плоскости внутри контура

интегрирования имеют единственную особую точку $\sigma = \sigma_0$ – простой полюс $K^{(1)}(\sigma_0) = 0$.

Задача симметрична по x , следовательно, такие же представления функций амплитуд имеют место и в составном полупространстве $x > 0$. Путь интегрирования замыкается уже в нижней полуплоскости комплексной плоскости. Аналитические продолжения подынтегральных функций внутри контура интегрирования в этом случае имеют единственную особую точку $\sigma = -\sigma_0$.

Существование сдвиговых поверхностных волн в полупространствах обусловлено пьезоэффектом, и наличие источника механических колебаний приводит к распространению этих электроупругих волн. На контактной плоскости раздела амплитуда поверхностной волны принимает максимальное значение.

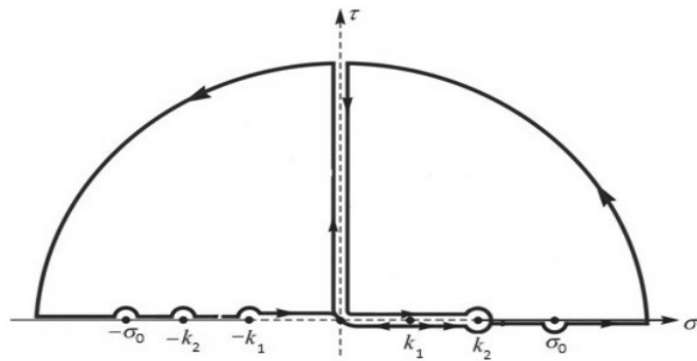


Рис.2

После контурного интегрирования получим представления функций амплитуд в виде суммы поверхностных волн, если имеют место условия (16), (17), и регулярных интегралов по берегам разрезв, характеризующих объемные затухающие волны. В пространстве появляются обусловленные наличием пьезоэффекта объемные волны, распространяющиеся от контактной поверхности по направлению y и имеющие неволновой характер по x на контактной поверхности.

Функции амплитуд поверхностных волн, распространяющихся в составном полупространстве $x < 0$, имеют вид

$$\begin{aligned} w_{1n}(x, y) &= A_n^{(1)} e^{-\sqrt{\sigma_0^2 - k_1^2} y} e^{-i\sigma_0 x}, & y > 0; \\ w_{2n}(x, y) &= A_n^{(2)} e^{\sqrt{\sigma_0^2 - k_2^2} y} e^{-i\sigma_0 x}, & y < 0, \end{aligned} \quad (22)$$

где

$$A_n^{(1)} = A_n^{(2)} = \frac{ic_1(1+\chi_1)Q_1}{\sigma_0 K_1(\sigma_0)} e^{-\sqrt{\sigma_0^2 - k_1^2} b}, \quad K_1(\sigma) = \frac{dK^{(1)}}{d\sigma}.$$

Амплитуды поверхностных волн, распространяющихся в составном полупространстве $x > 0$, имеют вид

$$\begin{aligned} w_{1n}(x, y) &= A_n^{(1)} e^{-\sqrt{\sigma_0^2 - k_1^2} y} e^{i\sigma_0 x}, & y > 0; \\ w_{2n}(x, y) &= A_n^{(2)} e^{\sqrt{\sigma_0^2 - k_2^2} y} e^{i\sigma_0 x}, & y < 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Доказывается, что если распространяются поверхностные волны (имеют место условия (16), (17)), то скорость локализованной поверхностной волны ω/σ_0 больше скорости локализованной волны типа Гуляева–Блюстейна [1,6] – ω/σ_{01} , распространяющейся в пространстве, если полупространство $y < 0$ не обладает пьезоэффектом:

$$\frac{\omega}{\sigma_0} > \frac{\omega}{\sigma_{01}}. \quad (24)$$

Электроупругие поверхностные волны имеют важное значение в акусто-электрической технике, дефектоскопии, инженерной медицине. Исследование электроупругого волнового процесса в составном пространстве выявило особые свойства, присущие взаимосвязанным средам и полям.

Заключение. Конструктивная неоднородность (слоистость) анизотропных упругих сред, обладающих свойством пьезоэффекта, вносит существенные изменения в классическую теорию электроупругих волновых процессов в деформируемых средах. Наличие источника механических колебаний приводит к распространению сдвиговой поверхностной волны, локализованной у плоскости полного электромеханического контакта и обусловленной пьезоэффектом полупространств. Получены условия распространения поверхностных волн в составном пьезоэлектрическом пространстве. Поверхностные волны обладают уникальными особенностями: относительно малой скоростью распространения и возможностью возбуждения волн в пьезоэлектриках с малыми потерями. Проблема взаимодействия различных полей физического происхождения в твердых телах интересна с точки зрения механики сплошной среды и математической физики и очень важна при проектировании инженерно-физических приборов и изучении принципов работы новых современных акусто-электрических устройств. Результаты рассмотренной задачи о распространении

сдвиговых колебаний в составном пьезоэлектрическом пространстве могут быть использованы при изучении прикладных задач распространения электроупругих локализованных волн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Балакирев М.К., Гилинский И.А.** Волны в пьезокристаллах. – Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1982. – 240 с.
2. **Григорян Э.Х., Джилавыян С.А.** Дифракция плоской сдвиговой волны на полубесконечной трещине в пьезоэлектрическом пространстве //Изв. НАН Армении. Механика. – 2005. – Т.58, №1. – С.38–50.
3. **Аветисян А.С., Маргарян Дж.М.** Электроупругие поверхностные волны сдвига на границе раздела двух пьезоэлектрических полупространств // Изв. НАН Армении. Механика. – 1994. – Т.47, №3–4. – С.31–36.
4. **Belubekyan M.V., Belubekyan V.M.** Surface waves in piezoelectric elastic system of a layer on a semi-space // Proc. of the Yerevan State University. Phys. & Math. Sei. – 2013. – 3. – P. 45–48.
5. **Avetisyan A.S., Khachatryan V.M.** The formation and propagation of elastic (sh) shear waves in a cellular composite waveguide // Proc. of National Academy of Sciences of Armenia. - 2018. – 3. – P. 55–73.
6. **Григорян Э.Х., Джилавыян С.А., Казарян А.А.** Дифракция сдвиговой плоской волны на полубесконечной трещине в пространстве пьезоэлектрик–диэлектрик // Труды 7-й Межд.конф. “Проблемы динамики взаимодействия деформируемых сред”.– Ереван, 2011. – С.137–143.
7. **Джилавыян С.А., Саргсян А.С.** Дифракция поверхностной волны сдвига на полубесконечной трещине в составном пьезоэлектрическом пространстве // Материалы 5-й Межд.конф. “Актуальные проблемы механики сплошной среды”.– Ереван, 2017. – С.79–80.
8. **Агаян К.Л., Григорян Э.Х.** О новом методе определения асимптотических формул в задачах дифракции волн //Доклады НАН Армении. – 2010. – Т.110, №3. – С.261–271.

Ереванский государственный университет. Материал поступил в редакцию 07.12.2018.

Ա.Ս. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Ա.Հ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

ԷԼԵԿՏՐԱԱՌԱՉԳԱԿԱՆ ԱԼԻՔՆԵՐԸ ՊԻԵԶՈԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԲԱՂԱԴՐՅԱԼ
ՏԱՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆՈՒՄ ՍԱՀՔԱՅԻՆ ՏՍՏԱՆՈՒՄՆԵՐԻ ԳԾԱՅԻՆ ԱՂՔՅՈՒՐԻ
ԱՌԿԱՅՈՒԹՅԱՄԲ

Պիեզոէլեկտրական բաղադրյալ տարածությունում սահքային էլեկտրաառաձգական ալիքային դաշտը որոշվում է Ֆուրյեի ինտեգրալ ձևափոխության միջոցով. Կիրառվում են առաձգականության դինամիկական տեսության, կոմպլեքս փոփոխականի ֆունկցիաների տեսության և կոնտուրային ինտեգրման մեթոդները: Լուծումը ներկայացվում է կոմպլեքս հարթության մեջ՝ ձեղքերի երկայնքով ռեզույար ինտեգրալներով: Միջավայրի էլեկտրաառաձգական բնութագրիչների որոշակի արժեքների դեպքում տարածվում են մակերևութային ալիքներ՝ տեղայնացված կոնտակտային հարթության մոտ:

Առանցքային բառեր. պիեզոէլեկտրական, էլեկտրաառաձգականություն, սահք, մակերևութային ալիքներ, տատանումներ:

A.S. SARGSYAN, A.H. GRIGORYAN

ELECTROELASTIC WAVES IN COMPOSITE PIEZOELECTRIC SPACE
AT A LINEAR SOURCE OF SHIFT VIBRATIONS

The problem of determining the shear electroelastic wave field in a composite piezoelectric space is solved by the method of integral Fourier transform by using the methods of the dynamic theory of elasticity, the theory of functions of complex variable and contour integration. The solution is represented by regular integrals on the cuts in the complex plane. It is shown that the surface waves propagate at some values of electroelastic parameters of medium. They are localized at the contact plane.

Keywords: piezoelectric, electroelasticity, shear, vibrations, surface waves.

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ա.Ռ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Գ.Ա. ՎԱՍԻԼՅԱՆ, Ն.Ս. ՇՈՒԽՅԱՆ

ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՄԲ ՍՏԱՅՎԱԾ ՇԵՐՏԱՎՈՐ ՓՈՇԵԿՈՄՊՈԶԻՏԱՅԻՆ

ՆՅՈՒԹԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ ՆԵՐՔԻՆ ՇՓՄԱՆ ՄԵԹՈՂՈՎ

Ներքին շփման մեթոդով հետազոտվել է ամրացման և դեֆորմացիայի աստիճանի միջև եղած կապը $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{տ}}$ և $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{տ}}$ բաղադրություններով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային համակարգերի բաղադրիչների միջև տարբեր ջերմաստիճաններում: Բացահայտվել է, որ ներքին շփման կետերի առավելագույն բարձրություններին համապատասխանում են երկմետաղական համակարգերի առանձին բաղադրիչների դեֆորմացիայի օպտիմալ աստիճաններ, որոնք երաշխավորում են տաք արտամղման ժամանակ բարձր մեխանիկական հատկությունների և անհրաժեշտ խտության ստացումը: Ցույց է տրված, որ շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի անցումային գոտու միկրոկառուցվածքն արդյունք է նիկելի և ալյումինի ակտիվ դիֆուզիայի, որի հաստությունն աճում է արտամղման գործակցի մեծացմամբ:

Առանցքային բառեր. մետաղ, համաձուլվածք, փոշեկոմպոզիտային նյութ, ներքին շփում, ամրացում, դեֆորմացիա, տաք արտամղում, դիֆուզիա, միկրոկառուցվածք:

Ներածություն. Հայաստանի Հանրապետության տնտեսության զարգացման գերակա ուղղություններից են մետալուրգիան և մետաղական հիմքով նոր համաձուլվածքների ու կոմպոզիտային նյութերի ստեղծումը, առանց որոնց անհնար է պատկերացնել տեխնիկական առաջընթացը, հատկապես մեքենաշինության և ռազմական արդյունաբերության հետագա զարգացումը: Այս ոլորտում ավելի մեծ տեղ է հատկացվում մետաղական հիմքով բարձրամուր և ֆունկցիոնալ նշանակության կոմպոզիտային նյութերին, ինչպիսիք են դիսպերս մասնիկներով կարծրացող և դիսպերս հատիկներով ամրացվող պղնձյա փոշեհամաձուլվածքները, որոնց պահանջարկը շատ մեծ է հատկապես կոնտակտային եռակցման էլեկտրոդների արտադրությունում [1, 2]: Նշված արտադրատեսակներից պահանջվում է բարձր էլեկտրահաղորդականություն և ջերմակայունություն, որոնց ապահովման համար օգտագործվող նախապատրաստվածքները ցանկալի է՝ ունենան անծակոտկեն և շերտավոր կառուցվածք, որտեղ արտաքին շերտը կապահովի բարձր էլեկտրահաղորդականություն, իսկ ներքին շերտը՝ բարձր ջերմակայունություն: Այսպիսի կառուցվածք գործնականում հնարավոր է ապահովել միայն փոշեմետալուրգիական եղանակներով, հատկապես շերտավոր մամլվածքների տաք արտամղման և հետագա ջերմային մշակման միջոցով [3-7]: Սակայն մինչև այժմ լիովին ուսումնասիրված չէ դիսպերս մասնիկներով (ֆազերով) կարծրացող և

դիսպերս հատիկներով ամրացվող շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացների ազդեցությունը միկրոկառուցվածքի, ներքին լարումների ու շերտերի կցման ամրության վրա: Այս տեսակետից առաջարկվող աշխատանքը հեռանկարային է, շահավետ և տարբերվում է ավանդական եղանակներից:

Ելնելով վերը նշվածից, հետազոտության նպատակն է ուսումնասիրել դիսպերս մասնիկներով (ֆազերով) կարծրացող և դիսպերս հատիկներով ամրացվող բարձր էլեկտրահաղորդականությամբ ու ջերմակայունությամբ օժտված պղնձի հիմքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացների ազդեցությունը միկրոկառուցվածքի, ներքին լարումների ու շերտերի կցման ամրության վրա:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը. Կատարվել է կոմպոզիտային նյութերի ստացմանը և կառուցվածքի ու հատկությունների ձևավորմանը նվիրված հայրենական և արտասահմանյան գրականության վերլուծություն, այդ թվում՝ դիսպերս մասնիկներով կարծրացող և դիսպերս հատիկներով ամրացվող շերտավոր նյութերի համար [8, 9]: Ցույց է տրված, որ կոնտակտային եռակցման էլեկտրոդներն աշխատում են բարդ պայմաններում, հատկապես՝ մեծ ճնշումների և բարձր ջերմաստիճանների ազդեցության տակ [1, 2, 10, 11]: Կախված եռակցվող մետաղներից, նրանց չափերից և սառեցման պայմաններից՝ էլեկտրոդի ծայրում ջերմաստիճանը բարձրանում է մինչև $500...600^{\circ}\text{C}$, իսկ տեսակարար ճնշումը՝ $300...400 \text{ ՄՊա}$:

Ելնելով վերը նշվածից՝ էլեկտրոդներից պահանջվում են բարձր մեխանիկական հատկություններ, էլեկտրահաղորդականություն, ջերմահաղորդականություն, ջերմակայունություն, բավարար մաշակայունություն, եռակցվող մետաղի հետ բարձր ջերմաստիճաններում չեռակցվելու հատկություն, կոռոզիակայունություն, ցածր արժեք և պարզ կառուցվածք: Այս հատկությունների ապահովման համար լավագույն նյութը պղինձն է և նրա հիմքով համաձուլվածքները, ընդ որում, մշակվել է մակերևութային շերտից և միջուկից բաղկացած շերտավոր կառուցվածքով էլեկտրոդների ստացման տեխնոլոգիա [6], որոնց մայրակի կարծրացումը և ամրացումը կատարվում է ջերմամշակմամբ՝ դիսպերս մասնիկներով կարծրացման և դիսպերս հատիկներով ամրացման մեխանիզմներով: Մակերևութային շերտի բարձր էլեկտրահաղորդականությունը և ջերմահաղորդականությունն ապահովում է ցածր լեգիրված պղնձյա անձակոտկեն մայրակը ($1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մն}}$), իսկ միջուկի բարձր մեխանիկական հատկությունները և ջերմակայունությունը՝ պղնձի հիմքով բարձր լեգիրված կոմպոզիտային անձակոտկեն կառուցվածքով նյութը ($13\%\text{Ni}+3\%\text{Al}+1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մն}}$), որոնց անձակոտկենության ապահովումն իրականացվում է տաք արտամղմամբ: Բարձր

ամրային արդյունավետության հասնելու համար անհրաժեշտ է ապահովել նաև ամուր կապ «արտաքին շերտ-միջուկ» անցումային շերտում՝ կոմպոզիտային նյութի ստացման գործընթացում: Սակայն պղնձի հիմքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի համար այս ուղղությամբ հետազոտություններ քիչ են կատարվել, և չի ուսումնասիրվել դիսպերս մասնիկներով (ֆազերով) կարծրացող և դիսպերս հատիկներով ամրացվող շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացների ազդեցությունը միկրոկառուցվածքի ձևավորման, ներքին լարումների ու շերտերի կցման ամրության վրա:

Հետազոտման արդյունքները. Որպես ելանյութեր օգտագործվել են ПМС-1 մակնիշի էլեկտրոլիտիկ պղնձի (ГОСТ 4960-75), ПХ1С մակնիշի քրոմի (ТУ 14-22-50-91), ПЛ1 մակնիշի ցիրկոնիումի (ТУ 48-42-51-73), ПНЭ-1 մակնիշի նիկելի (ГОСТ 9722-79) և АПС-1А մակնիշի ալյումինի (ГОСТ 10096-76) փոշիներ: Արտաքին շերտի բովախառնուրդից (1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն}) երկկողմանի մամլմամբ պատրաստվել են սնամեջ գլանական ($D_w=29,5$ մմ, $D_n=21,5$ մմ, $H=50$ մմ, $\theta=20\%$), իսկ միջուկի բովախառնուրդից (13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն})՝ գլանական նմուշներ ($D_n=21$ մմ, $H=50$ մմ, $\theta=20\%$), այնուհետև մամլվածքներն իրար մեջ հավաքելուց, վերամամլումից և ջրածնի միջավայրում $900...950^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում $1...1,5$ ժ եռակալելուց հետո ենթարկվել են տաք արտամղման մայրակի $2\alpha_{\text{մ}}=110^\circ$ և $\lambda=4$ արտամղման գործակցով:

Մետաղների և համահավաքների հատկությունների հետազոտման ժամանակ կառուցվածքագրայուն բնութագրերից մեկը ներքին շփումն է, որի միջոցով կարելի է ոչ միայն գնահատել երկմետաղի շերտերի կցման ամրության որակը, այլև հսկել դրա ստացումը: Այդ նպատակով պատրաստվել են $(4 \times 4) \cdot 10^{-3}$ մ հատույթով և $0,03...0,05$ մ երկարությամբ փորձանմուշներ $1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մն}}$ (արտաքին շերտ) և $13\%\text{Ni}+3\%\text{Al}+1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մն}}$ (ներքին շերտ) բաղադրությամբ կոմպոզիտային նյութերից, որոնք ստացվել են մետաղափոշիների բովախառնուրդի սառը մամլման, եռակալման և տաք արտամղման օպտիմալ ռեժիմներով: Դեֆորմացիայի աստիճանները տատանվել են $\varepsilon=30-90\%$ սահմաններում: Փորձանմուշի հաշվարկային երկարությունը որոշվել է առաձգականության մոդուլի և սահքի բանաձևով [12].

$$E = 1,6388 \cdot 10^{-9} \cdot (l_0/d)^4 \cdot m/l_0 \cdot f_u \cdot \sqrt{u^2},$$

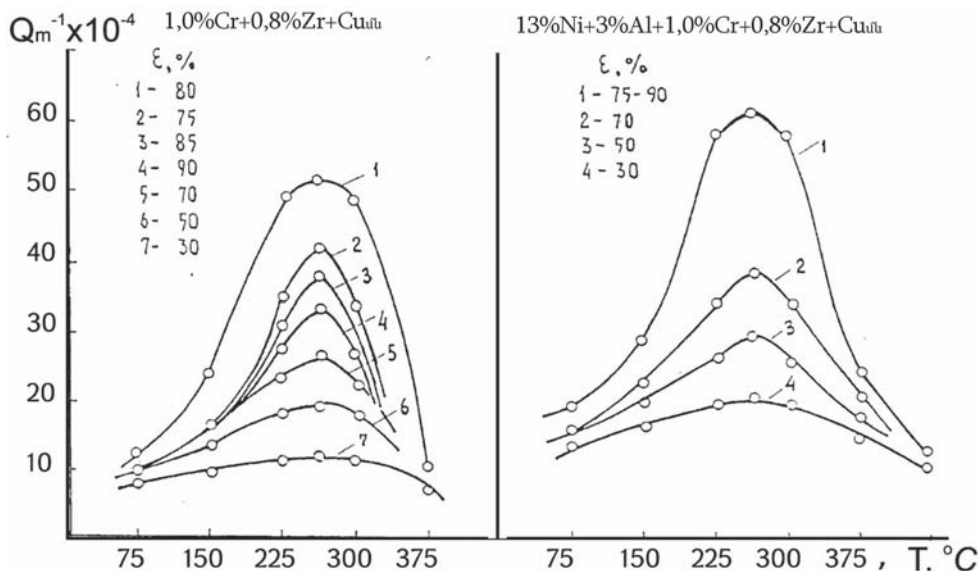
$$G = 5,193 \cdot 10^{-9} \cdot l_0/d \cdot m \cdot f_k \cdot \sqrt{u^2},$$

որտեղ l_0 -ն նմուշի երկարությունն է՝ մ, d -ն՝ տրամագիծը՝ մ, m -ը՝ նմուշի զանգվածը՝ կգ, f_u -ն և f_k -ն՝ նմուշի ծռման և ոլորման տատանումներից առաջացած սեփական հաճախականությունը՝ Հց: Առաձգականության մոդուլի որոշման ժամանակ՝

ըստ [12] տվյալների, ամենամեծ հարաբերական սխալը կազմում է (0,5...0,8%): Ներքին շփման մեծությունը (Δ - տատանումների նվազանքը) որոշվել է հաշվիչի միջոցով՝ կախված տատանումների ու քանակից, որը համապատասխանում է ընդունված էլեկտրական ազդանշանների ամպլիտուդի փոքրացմանը V_0 -ից մինչև V_n .

$$\Delta = \ln(V_0/V_n)/n:$$

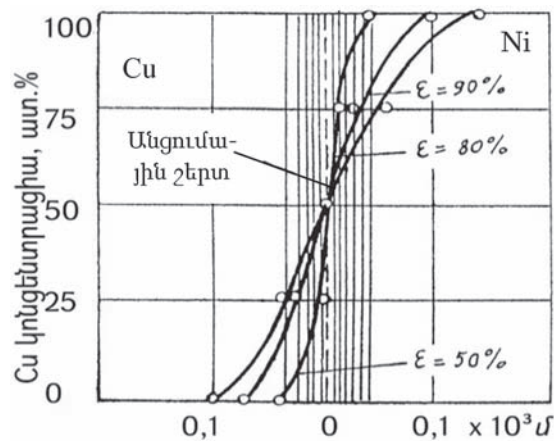
Նկ. 1-ում բերված են ներքին շփման գրաֆիկները՝ կախված ջերմաստիճանից և 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} ու 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} բաղադրություններով կոմպոզիտային նյութերի դեֆորմացիայի աստիճանից:



Նկ. 1. 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} բաղադրություններով փոշեկոմպոզիտային նյութերի ներքին շփման կախվածությունը ջերմաստիճանից և դեֆորմացման աստիճանից

Նկ. 1-ից երևում է, որ դեֆորմացիայի աստիճանը մեծացնելով՝ ներքին շփման կետերի ամենամեծ արժեքների բարձրությունը մեծանում է, ընդ որում, 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} բաղադրությամբ փոշեկոմպոզիտային նյութի դեպքում դիտվում է ամենամեծ արժեքների փոփոխության երկու փուլ. առաջին փուլում՝ մեծացում (դեֆորմացիայի աստիճանը՝ 30...80%), երկրորդում՝ փոքրացում (80...90%): Նշված պատկերը հստակ երևում է 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} բաղադրություններով փոշեկոմպոզիտային նյութերի համակարգում, ընդ որում, 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} փոշեկոմպոզիտային նյութի համար ստացվել է ցածր ջերմաստիճան (250 $^\circ C$), իսկ 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն}

փոշեկոմպոզիտային նյութի համար՝ համեմատաբար բարձր ջերմաստիճան (275°C):
 Դեֆորմացիայի աստիճանի մեծացմանը զուգընթաց աճում է նաև շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի անցումային շերտում լուծվող տարրերի կոնցենտրացիան (նկ. 2): Նշված պայմաններում պղնձի ատոմները խոչընդոտում են նիկելի ատոմների ներթափանցմանը: Պղնձի և նիկելի այդպիսի կառուցվածքային և դիֆուզիոն անհամապատասխանությունը բնութագրվում է նաև դրանց մեխանիկական հատկությունների տարբերությամբ. նիկելի համար՝ $\text{HB} = 750 \dots 800 \text{ ՄՊա}$, $\sigma_{\partial} = 400 \dots 500 \text{ ՄՊա}$, $\text{H}\mu = 1760 \text{ ՄՊա}$, պղնձի համար՝ $\text{HB} = 300 \dots 400 \text{ ՄՊա}$, $\sigma_{\partial} = 240 \dots 250 \text{ ՄՊա}$, $\text{H}\mu = 841 \text{ ՄՊա}$:



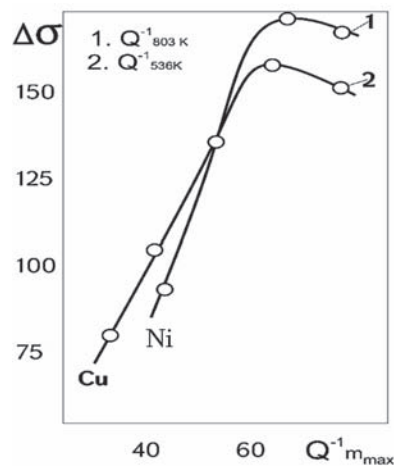
Նկ. 2. $1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մե}}$ և $13\%\text{Ni}+3\%\text{Al}+1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մե}}$ բաղադրություններով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերում Cu-ի և Ni-ի փոխադարձ դիֆուզիոն խորության կոնցենտրացիոն կորերը

Որոշակի նշանակություն ունեն նաև տվյալ մետաղների դիֆուզիայի հաստատունները: Եթե նիկելի համար դիֆուզիայի հաստատունը $D_0 = 1,3 \cdot 10^{-4} \text{ մ}^2/\text{վ}$, իսկ ակտիվացման էներգիան՝ $Q = 279,7 \text{ ԿՋ/մոլ}$, ապա պղնձի համար՝ $D_0 = 0,2 \cdot 10^{-4} \text{ մ}^2/\text{վ}$ և $Q = 197,2 \text{ ԿՋ/մոլ}$:

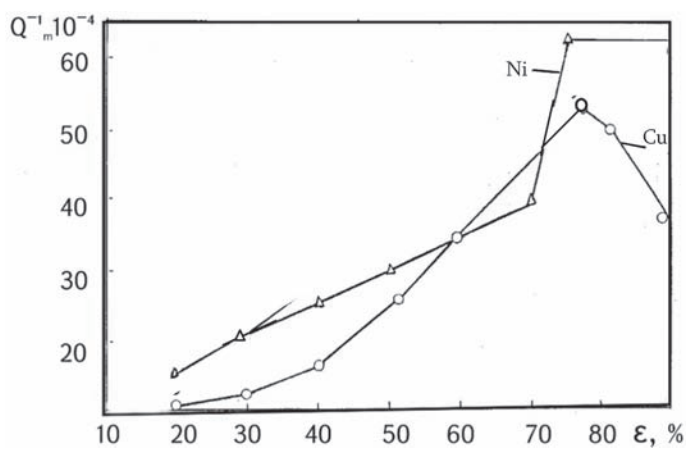
Նկ. 3-ում ցույց են տրված պղնձի և նիկելի փորձանմուշների ամրացման աստիճանները՝ ըստ ներքին շփման գազաթի բարձրության, որը որոշվել է ըստ ամրության սահմանի [12]՝ որպես ամրացված (σ_{∂}) և թրծված նյութերի ($\sigma^{\circ\partial}$) ամրության սահմանների տարբերություն, այսինքն՝ $\Delta\sigma = \sigma_{\partial} - \sigma^{\circ\partial}$:

Նկ. 4-ում բերված են ներքին շփման կետերի բարձրությունների կախվածությունը համապատասխան ջերմաստիճաններում $1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մե}}$ և $13\%\text{Ni}+3\%\text{Al}+1,0\%\text{Cr}+0,8\%\text{Zr}+\text{Cu}_{\text{մե}}$ բաղադրություններով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի բաղադրիչների դեֆորմացիայի աստիճանից: Ներքին շփման գազաթնակետերի առավելագույն բարձրություններին համապատասխանում են

երկմետաղական համակարգերի առանձին բաղադրիչների դեֆորմացիայի օպտիմալ աստիճանները, որոնք երաշխավորում են բարձր մեխանիկական հատկությունների և խտության ստացումը:



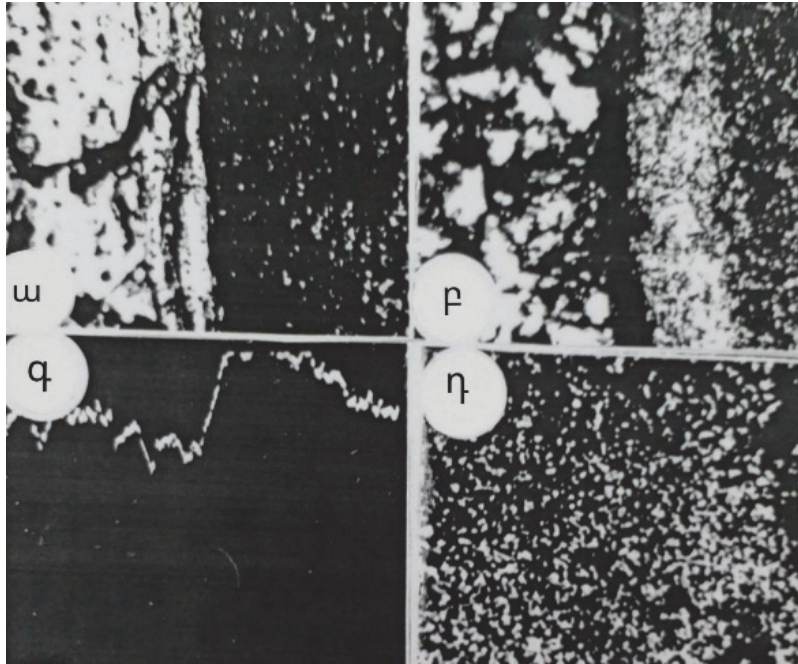
Նկ. 3. Պղնձե և նիկելի փորձանմուշների ամրության աստիճանը՝ կախված ներքին շփման զագաթնակետերի բարձրություններից (Ni-Cu)



Նկ. 4. Ներքին շփման զագաթների բարձրությունների (մաքսիմումների) կախումը Cu-Ni երկմետաղ համակարգերի բաղադրիչների դեֆորմացիայի աստիճանից. Cu (263°C), Ni (263°C)

Նկ. 5-ում ցույց է տրված պղնձի հիմքով 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} բաղադրություններով փոշեկոմպոզիտային նյութերի համասեռ համակարգում ստացված երկմետաղական արտադրատեսակների անցումային գոտու միկրոկառուցվածքը և նիկելի բաշխումը: Միկրոկառուցվածքում՝ (նկ. 5ա) լավ երևում է անցումային շերտը, որն առաջանում է նիկելի ակտիվ

դիֆուզիայի արդյունքում: Միտումից և հատկապես նրան հաջորդող սառը ճնշմամբ մշակումից հետո (նկ. 5, բ) անցումային գոտում ճաքեր և շերտավորվածություններ չեն առաջանում: Միկրոռենտգենասպեկտրային վերլուծությունը (նկ. 5, գ,դ) ցույց է տալիս, որ ներքին շերտի նիկելը դիֆուզվում է արտաքին շերտ՝ առաջացնելով ~ 15 մկմ հաստությամբ դիֆուզված գոտի:



Նկ. 5. $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ և $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ բաղադրություններով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի անցումային շերտի միկրոկառուցվածքը և նիկելի ինտենսիվության տեղաբաշխումը. ա) թրծումից հետո, բ, գ, դ) միտումից հետո, բ) նիկելի բաշխվածության ինտենսիվության կորը նմուշի խորությամբ, գ) նիկելի բաշխվածությունը նմուշի մակերևույթին ($\times 500$)

Դիտարկենք շերտավոր նախապատրաստվածքի կառուցվածքի ձևավորումը $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ (արտաքին շերտ) և $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ (ներքին շերտ) բաղադրություններով փոշեկոմպոզիտային նյութի օրինակով: $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ բաղադրությամբ փոշեկոմպոզիտային նյութի համար $900...950^{\circ}C$ -ի դեպքում $\sigma_{\text{հ}}$ -ն կազմում է 270 ՄՊա [13], իսկ $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{\text{մն}}$ բաղադրությամբ փոշեկոմպոզիտային նյութի համար՝ 400 ՄՊա [13]: Աղ. 1-ում բերված են միջուկի հաշվարկային երկրաչափական չափերը մինչև արտամղումը ($R_{\Delta\text{ող, սկ.}}$) և արտամղումից հետո ($R_{\Delta\text{ող}}$)՝ տաք արտամղման տարբեր գործակիցների (λ) դեպքում: Փորձանմուշները արտամղել են օպտիմալ ռեժիմներով $T_{\text{արտ}}=850...900^{\circ}C$, $\tau_{\text{արտ}}=0,25...0,30\text{ժ}$, $\lambda=1,58, 2,22$ և $3,74$, $\alpha_{\text{մ}}=55^{\circ}$: Տաքացումը կատարվել է ջրածնի

միջավայրում: Կտրման եղանակով շերտերի կցման ամրության փորձարկումների արդյունքները ներկայացված են աղ. 2-ում:

Աղյուսակ 1

1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} (արտաքին շերտ) և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} (ներքին շերտ)
բաղադրությամբ շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի նախապատրաստվածքի
սկզբնական և հաշվարկային երկրաչափական պարամետրերը

λ	D _{հաստ} , մմ	D _{սկ} , մմ	D _վ , մմ	D _{սք} , մմ	Արտաքին շերտի պատի հաստ. տաք արտամղումից հետո $\delta_w = \frac{(D_{վ} - D_{հաստ})}{2}$	Ներքին շերտի պատի հաստ. տաք արտա- մղումից հետո $\delta_n = \frac{(D_{հաստ} - D_{ն})}{2}$	D _{հաստ} , մմ
1,58	12,70	30	24,50	9	5,90	1,85	14,4
2,22	11,40	30	21,21	9	4,90	1,20	13,8
3,74	10,00	30	17,32	9	3,86	0,50	12,4

Աղյուսակ 2

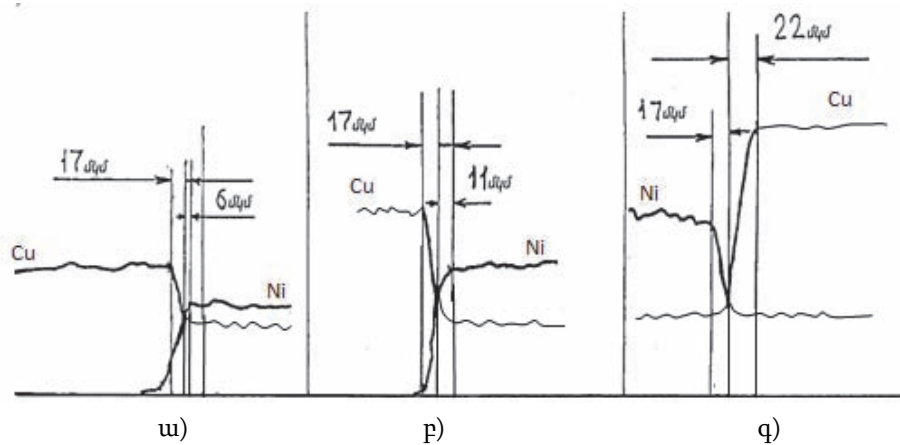
1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} (արտաքին շերտ) և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{մն} (ներքին շերտ)
կառուցվածքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նախապատրաստվածքի ամրային
հատկությունները (τ_մ)

λ	D _Δ [*] , մմ	τ _մ [*] , մմ	D _Δ , մմ	τ _մ , մմ	D _Δ ^{**} , մմ	τ _Δ ^{**} , մմ
1,58	11,2	110	12,7	140	17,10	35
2,22	9,9	120	11,4	150	15,40	110
3,74	-	-	10,0	180	14,32	140

^{*}) փոքրացված չափերը D_{հաստ} - 1,5 մմ,

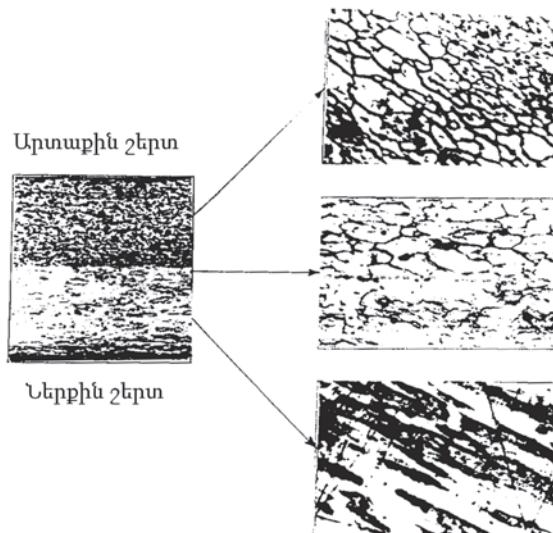
^{**}) մեծացված չափերը D_{հաստ} - 4 մմ:

Ինչպես և սպասվում էր, λ-ի մեծացմամբ աճում է երկմետաղի շերտերի կցման ամրությունը, ընդ որում, τ_{միջ} առավելագույն արժեքները ստացվել են յուրաքանչյուր λ-ի համար հաշվարկային D_{հաստ}-ի դեպքում: Ni և Cu-ի բաշխման ինտենսիվության կորերը կախված λ-ից՝ նմուշի հատույթի և մակերևույթի դիֆուզիոն շերտում, բերված է նկ. 6-ում: Ինչպես երևում է նկարից, դիֆուզված շերտի հաստությունն աճում է λ-ի մեծացմամբ: Նիկելի դիֆուզիայի արդյունքում առաջանում է պղնձի հիմքով պինդ լուծույթ: Լուծվելիության խորությունն աճում է 6 մկմ-ից (λ=1,58) մինչև 17 մկմ (λ=3,74): Al-ի դիֆուզիայի դեպքում Cu-ում դարձյալ ձևավորվում է պինդ լուծույթ: Cu և Ni լուծվելիությունները λ=3,74-ի դեպքում հասնում են ~3,0%-ի: Համապատասխանաբար մեծանում է նաև լուծված շերտի խորությունը՝ λ=1,58-ի դեպքում 17 մկմ-ից մինչև 22 մկմ λ=3,74-ի դեպքում, հետևաբար՝ աճում է նաև երկմետաղի շերտերի կցման ամրությունը կտրմամբ (աղ. 2):



Նկ. 6. *D_α*-ի հաշվարկմամբ ստացված շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի անցումային շերտում Ni-ի և Cu-ի բաշխման ինտենսիվությունները՝ կախված λ արտամղման գործակցից. ա) $\lambda=1,58$, բ) $\lambda=2,22$, գ) $\lambda=3,74$ ($\times 300$)

1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{սն} (արտաքին շերտ) և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8%Zr+ Cu_{սն} (ներքին շերտ) կառուցվածքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի կառուցվածքային հետազոտությունները կատարվել են $\lambda=4$ արտամղման գործակցով ստացված փորձանմուշների վրա: Նկ. 7-ում ներկայացված է շերտերի բաժանման սահմանը, որի ուղղագծությունը պահպանվում է փորձանմուշի ամբողջ երկարությամբ:



Նկ. 7. 1,0%Cr+0,8%Zr+Cu_{սն} (արտաքին շերտ) և 13%Ni+3%Al+1,0%Cr+0,8% Zr+Cu_{սն} (ներքին շերտ) կառուցվածքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութի անցումային շերտերի միկրոկառուցվածքները ($\times 250$)

Եզրակացություն. Բացահայտվել է, որ ներքին շփման կետերի առավելագույն բարձրություններին համապատասխանում են երկմետաղական համակարգերի առանձին բաղադրիչների դեֆորմացիայի օպտիմալ աստիճանները, որոնք երաշխավորում են արտամղման ժամանակ բարձր մեխանիկական հատկությունների և անհրաժեշտ խտության ստացումը:

Բացահայտվել է $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{մն}$ և $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{մն}$ բաղադրություններով փոշեկոմպոզիտային նյութերից ստացված երկմետաղական արտադրատեսակների անցումային գոտու միկրոկառուցվածքում անցումային շերտի գոյությունը, որն առաջանում է նիկելի ակտիվ դիֆուզիայի արդյունքում: Մխումից և հատկապես նրան հաջորդող սառը ճնշմամբ մշակումից հետո անցումային գոտում ճաքեր և շերտավորվածություններ չեն առաջանում, իսկ բաղադրիչ շերտերի բաժանման սահմաններն ուղղաճախյին են փորձանմուշի ամբողջ երկայնքով: Միկրոռենտգենասպեկտրային վերլուծության արդյունքում բացահայտվել է, որ ներքին շերտից արտաքին շերտ նիկելի դիֆուզման արդյունքում առաջանում է դիֆուզված շերտ, որի հաստությունն աճում է արտամղման գործակցի մեծացման հետևանքով:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Николаев А.К., Розинберг В.М.** Сплавы для электродов контактной сварки.- М.: Металлургия, 1978.- 96с.
2. **Слюзберг С.К., Чулошников П.Л.** Электроды контактной сварки.- Л.: Машиностроение, 1972.- 96 с.
3. **Манукян Н.В.** Технология порошковой металлургии.- Ереван: Айастан, 1986.- 232с.
4. **Агбалиян С.Г.** Теоретические и технологические основы формирования структуры и свойств порошковых материалов при экструзии: Автореф. дис. ... докт. техн. наук.- Ереван, 1992.- 33с.
5. **Աղբալյան Ս.Գ., Սարգսյան Ա.Ռ.** Պղնձի հիմքով դիսպերս կարծրացող և ամրացվող փոշեկոմպոզիտային նյութերի տաք արտամղման գործընթացի հետազոտումը // ՀՀ ԳԱԱ և ՀԱՊՀ Տեղեկագիր. ՏԳ սերիա.- 2017.- Հատ. LXX, №3.- էջ 289-299:
6. **Աղբալյան Ս.Գ., Սարգսյան Ա.Ռ.** Բարձր էլեկտրահաղորդականությամբ և ջերմակայունությամբ պղնձի հիմքով փոշեկոմպոզիտային նյութերի ստացման տեխնոլոգիայի մշակումը // ՀՀ ԳԱԱ և ՀԱՊՀ Տեղեկագիր. ՏԳ սերիա.- 2017.- Հատ. LXX, №4.- էջ 411-419:
7. **Աղբալյան Ս.Գ., Սարգսյան Ա.Ռ.** Պղնձի հիմքով շերտավոր փոշեկոմպոզիտային նյութերի տաք արտամղման գործընթացի հետազոտումը // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի Լրաբեր.- Երևան, 2017.- Հատ. 14, №4.- էջ 586-592:
8. **Современные композиционные материалы / Под ред. И.Л. Светлова.** - М.: Мир, 1970. - 672 с.

9. Карпинос Д.М., Тучинский Л.И., Вишняков Л.Р. Новые композиционные материалы. - Киев: Вища школа, 1977. - 312 с.
10. Чулошников П.Л. Точечная и роликовая электросварка легированных сталей и сплавов.- М.: Машиностроение, 1974.- 232 с.
11. Кутковский С.И. Электроды контактных электросварных машин.- Л.: Машиностроение, 1964.- 112 с.
12. Электронная аппаратура ультразвуковых колебаний для исследования свойств твердого тела / М.А. Криштал, Б.Е. Пестов, В.В. Давыдов и др.- М.: Энергия, 1947.- 224 с.
13. Пресняков А.А. Пластичность металлических сплавов.- Алма-Ата: АН КазССР, 1959.- 210 с.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 12.12.2018:

С.Г. АГБАЛЯН, А.Р. САРКИСЯН, Г.А. ВАСИЛЯН, Н.С. ШУХЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОИСТЫХ ПОРОШКОВЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ, ПОЛУЧЕННЫХ ГОРЯЧИМ ВЫДАВЛИВАНИЕМ, МЕТОДОМ ВНУТРЕННЕГО ТРЕНИЯ

Исследована зависимость прочности от степени деформации методом внутреннего трения между компонентами слоистых порошковых композиционных материалов состава $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{ост}$ и $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{ост}$ при разных температурах. Обнаружено, что максимальным высотам точек внутреннего трения соответствуют оптимальные степени деформации отдельных компонентов биметаллических систем, которые гарантируют высокие механические свойства и необходимую плотность при горячей экструзии. Показано, что микроструктура переходных зон слоистых порошковых композиционных материалов является результатом активной диффузии никеля и алюминия, толщина которого увеличивается с увеличением коэффициента экструзии.

Ключевые слова: металл, сплав, порошковый композиционный материал, внутреннее трение, прочность, деформация, горячая экструзия, диффузия, микроструктура.

S.G. AGHBALYAN, A.R. SARKISYAN, G.A. VASILYAN, N.S. SHUKHYAN

**RESEARCH OF LAYERED POWDER COMPOSITE MATERIALS OBTAINED
BY HOT EXTRUSION BY THE METHOD OF INTERNAL FRICTION**

The dependence of strength on the deformation degree is investigated by the method of internal friction between the components of layered powder composite materials of the structure $1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{res.}$ and $13\%Ni+3\%Al+1,0\%Cr+0,8\%Zr+Cu_{res.}$ at different temperatures. It is revealed that to the maximum heights of points of internal friction correspond the optimum extents of deformation of separate components of bimetallic systems, guaranteeing the high mechanical properties and the necessary density at hot extrusion. It is shown that the microstructure of transitional zones of the layered powder composite materials is a result of active diffusion of nickel and aluminum whose thickness increases with the increase in the coefficient of extrusion.

Keywords: metal, alloy, powder composite material, internal friction, durability, deformation, hot extrusion, diffusion, microstructure.

Ա.Հ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Հ.Հ. ԱԼԱՎԵՐԴՅԱՆ, Ռ.Լ. ԱԹՈՅԱՆ

ՀԱՆՔԱՎԱՅՐՈՒՄ ՄԵՏԱՂԻ ԲԱՇԽՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ ՀԱՆՔԱՔԱՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆԱՀԱՆՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՅԻ ԸՆՏՐՈՂԱԾՅԱՆ ՎՐԱ

Ագարակի պղինձ-մոլիբդենային, Լիճքի պղնձի, Սոթքի և Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրերի օրինակներով ցույց է տրված հանքաքերության գործակցից կախված համախառն և ընտրողական հանույթ իրականացնող արդյունահանման տեխնոլոգիաների ընտրությունը: Ագարակի պղինձ-մոլիբդենային և Լիճքի պղնձի հանքավայրերի պարագայում մինչև հանքաքերության գործակցի 0,7...0,84 արժեքները առավել նպատակահարմար է կիրառել հանքաքարի բաց եղանակով արդյունահանման ընտրողական հանույթ, իսկ դրանցից մեծ արժեքների դեպքում՝ համախառն հանույթ իրականացնող տեխնոլոգիայի կիրառումը: Սոթքի և Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրերի պարագայում մինչև հանքաքերության գործակցի մոտավորապես 0,80 արժեքը առավել նպատակահարմար է կիրառել հանքաքարի ստորգետնյա եղանակով արդյունահանման ընտրողական հանույթ, իսկ դրանցից մեծ արժեքների դեպքում՝ համախառն հանույթ իրականացնող տեխնոլոգիայի կիրառումը:

Առանցքային բառեր. օգտակար բաղադրիչ, ոսկի, պղինձ, հանքաքերության գործակցից, հանքաքար, արդյունահանում, ընտրողական հանույթ, համախառն հանույթ, մշակման համակարգ:

Ներածություն: Հայտնի է որ, գունավոր և ազնիվ մետաղների շատ հանքավայրերում օգտակար բաղադրիչների բաշխվածությունը չափազանց անհավասարաչափ է, ինչը հանգեցնում է հանքամարմինների առանձին բլոկների տրոհմանը: Այդ բլոկները մեկը մյուսից բաժանվում են ցածր հանքայնացում (ոչ կոնդիցիոն՝ ըստ օգտակար հանածոյի որակի) ունեցող տեղամասերով կամ էլ ոչ հանքային (դատարկ ապարների) միջակայքերով: Այդպիսի հանքավայրերը, համաձայն [1]-ի, ըստ օգտակար բաղադրիչի (ների) պարունակության փոփոխականության աստիճանի, դասվում են 3-րդ և 4-րդ խմբերին, որտեղ օգտակար բաղադրիչի փոփոխականության գործակցը կազմում է համապատասխանաբար 100...160% և ավելին:

Ստորև ներկայացվում է վերոհիշյալ խմբերին պատկանող Հայաստանում առկա մետաղական հանքավայրերից չորսի լեռնաերկրաբանական և լեռնատեխնիկական բնութագրերը:

Սոթքի ոսկու հանքավայրը: Հանքավայրը ներկայացված է 5 միներալացված գոտիներով, հանքայնացված դայկայով, 2 հանքերակներով և գաբրո-զանգվածով[2]:

Հանքային մարմինների երկարությունն ըստ տարածման տատանվում է 100...200-ից մինչև 700...900 մ, և դրանք, որպես կանոն, ունեն գառիթափ անկման անկյուն՝ 65°-ից մինչև 85°:

Չափազանց բարդ լեռնաերկրաբանական պայմաններով հիմնականում բնութագրվում են միներալացված գոտիները, որտեղ հանքային մարմինների հզորությունների փոփոխման տիրույթը կազմում է 3-ից մինչև 100 մ, հանքաքարը մակրոսկոպիկ (աչքով տեսնվող) չի տարբերվում պարփակող ապարներից: Հանքային մարմիններն ունեն բազմաթիվ ապոֆիզներ, ըստ տարածման, հզորության և անկման բնորոշ է հանքայնացման ընդհատությունը, տեղադրման տարբերը փոփոխական են, հանքային մարմինների ներքին կառուցվածքը շատ բարդ է, ձևաչափական պարամետրերը և օգտակար բաղադրիչների բաշխվածությունը շատ փոփոխական են և անհավասարաչափ, հանքայնացումը հաճախակի ընդհատվում է, ոչ հանքային միջակայքերի հզորությունը տատանվում են 1...2 մ-ից մինչև 30...40 մ (հանքաբերության գործակիցը կազմում է 0,13 մինչև 1), բնորոշ է բլոկային կառուցվածքը:

Օգտակար բաղադրիչների համեմատաբար հավասարաչափ բաշխվածությամբ առանձնանում են հանքերակները և հանքայնացված դայկան: Հանքերակների հզորությունը կազմում է 0,3...2,2 մ, իսկ հանքայնացված դայկայի հզորությունը փոփոխվում է բավական լայն տիրույթում՝ 2,3 մ-ից մինչև 48,0 մ:

Հանքային մարմինները պարփակող ապարները ինտենսիվ հիդրոթերմալ փոփոխված են, ինչով և պայմանավորված է դրանց անկայունությունը: Հանքաքարը նույնպես անկայուն է և ունի տևապնդելիության հակում: Հանքաքարի և պարփակող ապարների ամրության գործակիցը տատանվում է 3...20 սահմաններում:

Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրը: Հանքավայրը ներկայացված է քվարց, քվարց-սուլֆիդային 3 հանքերակներով (երկրորդ, իններորդ և կույր) և 2 հանքերակային գոտիներով (առաջին և հինգերորդ)՝ հաճախ ուժեղ հիդրոթերմալ փոփոխված պարփակող ապարներով[2]:

Հանքային մարմինների երկարությունն ըստ տարածման կազմում է 300...900 մ, իսկ խորությունն ըստ անկման՝ 200...400 մ: Հանքային մարմինների հզորությունը տատանվում է բարակից (0,6...2,0 մ) մինչև միջին հզորություն (4,0...5,0 մ)՝ հազվադեպ փքվածքներում հասնելով 10...11 մ: Հանքային մարմիններն ունեն գառիթափ անկման անկյուն և միայն մեկ հանքերակի առանձին տեղամասում՝ 45°:

Հանքաքարն անկայուն է: Հանքային մարմինների հետ հպումներում պարփակող ապարները առանձնանում են ցածր և միջին կայունությամբ: Հանքաքարն ունի տևապնդելիության հակում: Հանքայնացումը ընդհատվող է, հանքա-

բերության գործակիցը տատանվում է 0,7...1,0 սահմաններում: Հանքաքարի և պարփակող ապարների ամրության գործակիցը կազմում է 9...15:

Ագարակի պղինձ-մոլիբդենային հանքավայրը: Հանքավայրը ներկայացված է միասնական մարմնով՝ շտոկվերկով [3]: Հատակագծի վրա հանքային մարմինն ունի էլիպսոիդային ձև, 1,5 կմ ձգվածությամբ միջօրեական ուղղությամբ և 300 մ-ի հասնող հորիզոնական հզորությամբ: Խորությամբ հանքայնացումը հետամտվում է ավելի քան 600...650 մ: Ծավալային ուրվապատկերում շտոկվերկը կենտրոնական մասում սալաձև, դեպի արևմուտք անկումով մարմին է:

Հանքավայրի հանքաքարի և ապարների ամրությունը կազմում է 700...1000 կգ/սմ², իսկ մակաբացման ապարներինը՝ 300...400 կգ/սմ²: Չոր սուլֆիդային հանքաքարի ծավալային զանգվածը կազմում 2,56 տ/մ³, իսկ մակաբացման ապարներինը՝ 2,66 տ/մ³: Պարփակող ապարների ամենաբնորոշ առանձնահատկությունը տեկտոնական գործընթացների արդյունքում դրանց խիստ ջարդոտվածությունն է: Հանքաբերության գործակիցը տատանվում է 0,37...1:

Զանգվածից ապարների պոկումից հետո ստացվում են 10...20 սմ-ից ոչ մեծ, մանր կտորներ՝ մի քանի սմ³ ծավալով: Հարկ է նաև նշել, որ հանքավայրի տարածքը, ունենալով 990 մ-ից մինչև 1200 մ բացարձակ նիշեր, բնութագրվում է կտրտված ռելիեֆով, զառիթափ լանջերով, ինչով էլ պայմանավորված է ապարներից անբարենպաստվածությունը:

Լիճքի պղնձի հանքավայրը: Հանքավայրը ներկայացված է միասնական շտոկանման մարմնով, որն ունի մեղմաթեք անկում դեպի հարավ-արևելք [3]:

Լիճքի հանքավայրում, ըստ միներալային կազմի և տեխնոլոգիական հատկությունների, առանձնացվում են հանքաքարի 3 տիպեր՝ սուլֆիդային, խառը և օքսիդացած: Սուլֆիդային հանքաքարին են դասվում մինչև 20%, խառը տիպի հանքաքարին՝ 20...50%, իսկ օքսիդացածին՝ 50% և ավելի օքսիդացման աստիճանով հանքաքարերը:

Հանքավայրին բնորոշ ապարների ֆիզիկամեխանիկական հատկությունները բնութագրվում են հետևյալ ցուցանիշներով. ծավալային զանգվածը՝ 2,40...2,68 գ/սմ³, ծակոտկենությունը՝ 0,2...12%, ջրահագեցվածությունը՝ 0,2...5,0%, ամրության սահմանն ըստ սեղմման 550...1200 կգ/սմ²: Ապարների ամրության գործակիցը կազմում է. $f = 3,1...13,9$: Հանքաբերության գործակիցը կազմում է 0,73...0,96:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Հետազոտման համար առանձնացված չորս մետաղական հանքավայրերից Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրը շահագործվել և մասամբ շահագործվում է հիմնականում ստորգետնյա, Սոթքի հանքավայրը՝ համակցված (բաց-ստորգետնյա), Ագարակի հանքավայրը՝ բաց եղանակով, Լիճքի հանքավայրը ևս նախատեսված է շահագործել բաց եղանակով:

Վերոհիշյալ հանքավայրերի լեռներկրաբանական պայմանների ընդհանրությունը օգտակար բաղադրիչի (ների) ավել կամ պակաս անհավասարաչափ բաշխվածությունն է, երբ կոնդիցիոն և ոչ կոնդիցիոն միջակայքերը հաճախ հերթագայում են, ու բացակայում է դրանց տարածական տեղաբաշխման հստակ արտահայտված օրինաչափությունը: Այս դեպքում որոշվում են արդյունաբերական հանքայնացման ընդհանուր եզրագծերը և դրանցում կոնդիցիոն ու ոչ կոնդիցիոն հանքաքարերի (կամ դատարկ ապարների) վիճակագրական բաշխվածությունը, այսինքն՝ օգտակար հանածոյի պաշարների հաշվարկն իրականացվում է հանքաբերության գործակցի (K_n) օգտագործմամբ:

Այսպիսի պայմաններում հարց է առաջանում հանքաքարի ընտրողական (անջատ) կամ համախառն (ոչ ընտրողական) հանույթ ապահովող տեխնոլոգիաների կիրառման նպատակահարմարության վերաբերյալ, որոնց միջև սահմանի հիմնավորումը կախված է հանքաբերության գործակցից:

Ակնհայտ է, որ որքան փոքր է հանքաբերության գործակիցը, այնքան մեծ է հանքաքարի համախառն հանույթի դեպքում հանքաքարի աղքատացումը, այսինքն՝ փոքր է արդյունահանվող հանքաքարի որակը: Աղքատացումից տնտեսական վնասը արդյունք է հիմնականում ոչ կոնդիցիոն հանքաքարի (և/կամ դատարկ ապարների) հանույթի, տեղափոխման և վերամշակման վրա կատարվող ոչ արտադրական ծախսերի: Բացի դրանից, հանքաքարի աղքատացումը հանգեցնում է վերամշակող ձեռնարկության միավոր վերջնարտադրանքի տեսակարար կապիտալ ծախսերի ավելացմանը: Աճում են նաև հողահանդակների փոխհատուցման, մթնոլորտային ու ջրային ավազանների մաքրման և այլ բնապահպանական ծախսերը:

Առաջադրված խնդիրը անհրաժեշտ է դիտարկել հանքավայրերի մշակման երկու եղանակների դեպքում[4]:

1. Հանքավայրի մշակման բաց եղանակի դեպքում հանքաքարի ընտրողական հանույթի հարցերը բավական հանգամանալից լուսաբանված են [5]աշխատանքում, որտեղ հեղինակը ներկայացնում է բարդ կառուցվածքով հանքախորշերի տիպերը, հանքաքարի անջատ հանույթով մշակման համակարգերի դասակարգումը և դրանց կիրառման տնտեսական արդյունավետությունը: Ընդ որում, բաց լեռնային աշխատանքները միշտ թույլ են տալիս են ընտրողական հանույթի իրականացում:

Եթե ընդունենք, որ արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի աղքատացումը կապված չէ կոնդիցիոն հանքաքարի հետ հպման մակերևույթներում անխուսափելի պոկվող ոչ կոնդիցիոն հանքաքարի և մակաբացման ապարների խառնման հետ, ապա համախառն հանույթ ապահովող տեխնոլոգիայի կիրառման դեպքում հանքաքարի որակի փոփոխման գործակիցը ($K_{n,h}$) հավասար է

հանքաքերության (K_h) գործակցին, իսկ ընտրողական հանույթի դեպքում ($K_{n,l}$) որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ.

$$K_{n,l} = K_h + (1 - K_h)p, \quad (1)$$

որտեղ p -ն ներքին մակաբացման ապարների մասն է, որը հեռացվում է դեպի լցակույտեր, միավորի մաս:

1 m հաշվեկշռային պաշարների հաշվով սպասվող շահույթը ($\mathcal{C}_i$, $\$/m$)՝ ըստ հանքաքարի հանույթի i -րդ տարբերակի (համախառն կամ ընտրողական), որոշվում է հետևյալ բանաձևով.

$$\mathcal{C}_i = (U_{li} - F_{li}) \frac{K_{li}}{K_{ni}}, \quad (2)$$

որտեղ U_{li} - ն 1 m հանքաքարի կորզվող արժողությունն է հանույթի i -րդ տարբերակի դեպքում, $\$/m$, F_{li} - ն՝ հանքաքարի արդյունահանման և վերամշակման լրիվ ինքնարժեքը հանույթի i -րդ տարբերակի դեպքում, $\$/m$, K_{li} -ն՝ ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակիցը հանույթի i -րդ տարբերակի դեպքում, միավորի մաս, K_{ni} - ն՝ արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի որակի փոփոխման գործակիցը հանույթի i -րդ տարբերակի դեպքում, միավորի մաս:

1 m հանքաքարի կորզվող արժողությունը (U_{li}) որոշվում է հետևյալ բանաձևով.

$$U_{li} = \gamma Q_{li}, \quad (3)$$

որտեղ γ -ն խտանյութի էլքն է, միավորի մաս, Q_{li} -ն՝ 1 m խտանյութի զինը, $\$/m$:

$$\gamma = \frac{\alpha K_n - \theta}{\beta - \theta}, \quad (4)$$

որտեղ α - ն օգտակար բաղադրիչի պարունակությունն է հանքաքարային զանգվածում, q/m կամ %, θ - ն՝ օգտակար բաղադրիչի պարունակությունը պոչանքներում, q/m կամ %, β - ն՝ օգտակար բաղադրիչի պարունակությունը խտանյութում, q/m կամ %:

Տեղադրելով (3) և (4) բանաձևերը (2) արտահայտության մեջ ու հաշվի առնելով հանքաքարի որակի փոփոխման գործակցի նշանակությունը վերը շարադրվածի համատեքստում, ստանանք 1 m հաշվեկշռային պաշարների հաշվով շահույթները հանքաքարի հանույթի համախառն ($\mathcal{C}_h$) և ընտրողական ($\mathcal{C}_l$) տարբերակների դեպքում.

$$\mathcal{C}_h = \left(\frac{\alpha K_h - \theta}{\beta - \theta} Q_{li} - F_{li} \right) \frac{K_{li}}{K_h}, \quad (5)$$

$$\tau_{\text{ը}} = \left(\frac{\alpha_{K_{n,\text{ը}} - \theta}}{\beta - \theta} Q_{\text{լ}} - (F_{\text{ա.հ}} K_{\text{թ}} + F_{\text{լ}}) \right) \frac{K_{\text{լ}}}{K_{n,\text{ը}}}, \quad (6)$$

որտեղ $F_{\text{ա.հ}}$ - ն համախառն հանույթի դեպքում հանքաքարի արդյունահանման ինքնարժեքն է, \$/տ, $F_{\text{լ}}$ - ն՝ հանքաքարի վերամշակման ինքնարժեքը, \$/տ, $K_{\text{թ}}$ - ն՝ 1 տ հանքաքարի հանույթի համախառն և ընտրողական տարբերակների դեպքում հանքաքարի արդյունահանման ինքնարժեքների հարաբերությունը:

2. Հանքավայրի մշակման ստորգետնյա եղանակի դեպքում խնդիրը հանգում է հանքաքարի ընտրողական հանույթ թույլատրող և համախառն հանույթ իրականացնող (ընտրողական հանույթ չթույլատրող) մշակման համակարգերի համեմատմանը և դրանցից օպտիմալի ընտրությանը [4 և 6]:

Հանքաքարի համախառն հանույթով մշակման համակարգերի դեպքում հաշվեկշռային պաշարներին վերագրվում է ընդհանուր եզրագծերում ընդգրկված ողջ հանքաքարային զանգվածը, իսկ հանքաքարի ընտրողական հանույթով մշակման համակարգերի դեպքում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարների որոշման համար անհրաժեշտ է հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարներն ըստ համախառն հանույթով մշակման համակարգերը բազմապատկել հանքաբերության գործակցով: Ուստի, համախառն հանույթի կիրառմամբ համակարգերի դեպքում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարներում օգտակար բաղադրիչի միջին փաստացի պարունակությունը (α_n , $q/\text{տ}$ կամ %) կորոշվի հետևյալ բանաձևով.

$$\alpha_h = (\alpha_p - \alpha_{n,l}) K_h + \alpha_{n,l}, \quad (7)$$

որտեղ $\alpha_{\text{ը}}$ - ն ընտրողական հանույթի կիրառմամբ համակարգերի դեպքում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարներում օգտակար բաղադրիչի միջին փաստացի պարունակությունն է, $q/\text{տ}$ կամ %, $\alpha_{n,l}$ -ն՝ հաշվեկշռային պաշարների ընդհանուր եզրագծերի ներսում տեղադրված ոչ կոնդիցիոն հանքաքարի միջին փաստացի պարունակությունը, $q/\text{տ}$ կամ %:

Համաձայն [4] աշխատանքում բերված մեթոդի՝ օպտիմալ մշակման համակարգի ընտրությունն իրականացվում է հետևյալ նպատակային ֆունկցիայի օգտագործմամբ.

$$(\alpha_i - \alpha_{\text{mini}}) Q_{\text{բ}} K_{\text{լ}} \rightarrow \max, \quad (8)$$

որտեղ α_{mini} - ն օգտակար բաղադրիչի նվազագույն արդյունաբերական պարունակությունն է i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, $q/\text{տ}$ կամ %, $Q_{\text{բ}}$ -ն՝ հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարները i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, տ, $K_{\text{լ}}$ -ն՝ ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակիցը i -րդ մշակման համակարգի դեպքում, միավորի մաս:

Մյուս կողմից, համախառն հանույթ իրականացնող մշակման համակարգի կիրառման դեպքում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարները ($Q_{p,h}$, m) կարելի է արտահայտել հետևյալ արտահայտությամբ.

$$Q_{p,h} = \frac{Q_{p,l}}{K_h}, \quad (9)$$

որտեղ $Q_{p,l}$ -ն տեսակավոր հանույթ իրականացնող մշակման համակարգի կիրառման դեպքում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարներն են, m :

Խնդրի լուծումը պարզեցնելու համար ընդունենք, որ ոչ կոնդիցիոն հանքաքարի միջին փաստացի պարունակությունը չափազանց ցածր է կամ հավասար զրոյի (դատարկ ապարներ): Հետևաբար, (7) բանաձևը կընդունի հետևյալ տեսքը.

$$\alpha_h = \alpha_p K_h: \quad (10)$$

Տեսակավոր հանույթ իրականացնող մշակման համակարգի կիրառման դեպքում (8) նպատակային ֆունկցիան կունենա հետևյալ տեսքը.

$$(\alpha_l - \alpha_{\min l}) Q_{pl} K_{ly} \rightarrow \max, \quad (11)$$

իսկ համախառն հանույթ իրականացնող մշակման համակարգի կիրառման դեպքում՝

$$(\alpha_h - \alpha_{\min h}) Q_{ph} K_{ly} \rightarrow \max: \quad (12)$$

Տեղադրելով (9) և (10) բանաձևերը (12) ֆունկցիայի մեջ, կստանանք տեսակավոր հանույթով մշակման համակարգին համապատասխանող հաշվեկշռային պաշարներով և օգտակար բաղադրիչի փաստացի պարունակությամբ արտահայտված համախառն հանույթով մշակման համակարգի համար նպատակային ֆունկցիան.

$$(\alpha_p K_h - \alpha_{\min h}) Q_{pl} \frac{K_{ly}}{K_h} \rightarrow \max: \quad (13)$$

Հետազոտության արդյունքները: Ինչպես նշված է սույն աշխատանքի ներածություն Բաժնում, բաց եղանակով շահագործվող Ագարակի պղինձ-մոլիբդենային հանքավայրում հանքաբերության գործակիցը տատանվում է 0,37 մինչև 1, իսկ Լիճքի պղնձի հանքավայրում՝ 0,73...0,96 սահմաններում:

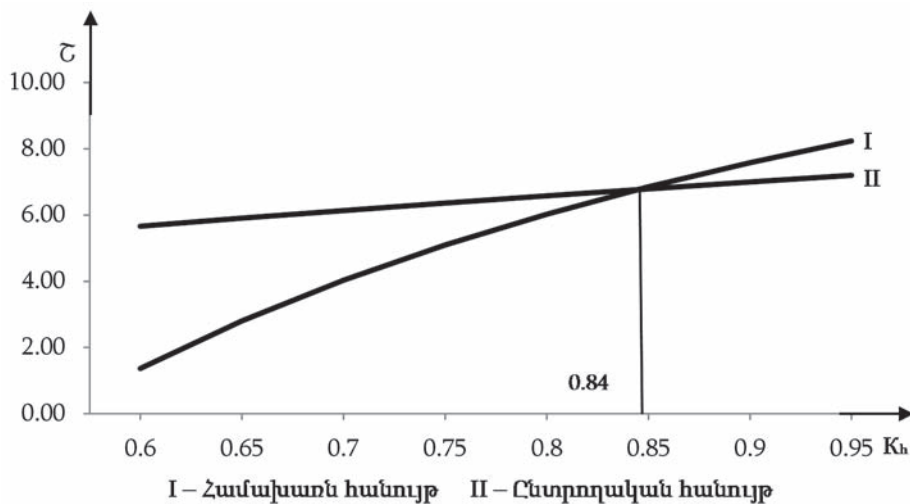
Դիցուք Ագարակի և Լիճքի հանքավայրերի օգտակար հանածոների պաշարների հենքի վրա գործող հանքահարստացուցիչ կոմբինատներն ըստ պղնձի բնութագրվում են հետևյալ տեխնիկատնտեսական ցուցանիշներով. $\alpha = 0,5$, $\theta = 0,04\%$, $\beta = 24\%$, $Q_{ju} = 1000$ $\$/m$, $F_l = 10$ $\$/m$, $F_{wh} = 5$ $\$/m$, $K_p = 1,3$, $F_v = 5$ $\$/m$, $p = 0,7$ և $K_l = 0,96$:

Ապա այլ հավասար պայմաններում.

$$\tau_h = 20,03 - \frac{11,20}{K_h}, \quad (14)$$

$$\tau_p = 20,03 - \frac{12,64}{0,3K_h + 0,7}: \quad (15)$$

Նկ. 1-ում ներկայացված են հանքավայրի բաց եղանակով շահագործման ժամանակ հանքաքարի համախառն և ընտրողական հանույթների դեպքում 1 տ հաշվեկշռային պաշարների հաշվով շահույթների կախվածությունները հանքաբերության գործակցից: (14) և (15) կախվածությունները վկայում են այն մասին, որ, այլ հավասար պայմաններում, τ_h և τ_p մեծությունները կախված չեն հանքաքարային զանգվածում օգտակար բաղադրիչի պարունակությունից:



Նկ.1. Հանքաքարի համախառն և ընտրողական հանույթների դեպքում 1 տ հաշվեկշռային պաշարների հաշվով շահույթների կախվածությունները հանքաբերության գործակցից

Բերված գրաֆիկների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ այլ հավասար պայմաններում հանքաբերության գործակցի մինչև 0,84 արժեքների դեպքում առավել արդյունավետ է իրականացնել հանքաքարի ընտրողական հանույթ, իսկ դրանից մեծ արժեքների դեպքում՝ համախառն հանույթ:

Նշենք նաև, որ ներքին մակաբացման ապարների մասնաբաժինը (p) փոքրացնելով, ավելի է մեծանում համախառն հանույթով արդյունահանման ենթակա հանքաքարի մասնաբաժինը: Մասնավորապես, $p=0,3$ արժեքի դեպքում կրիտիկական հանքաբերության գործակցին ընդունում է 0,70 արժեքը:

Ինչ վերաբերում է հանքավայրերի ստորգետնյա եղանակով շահագործմանը, ապա Մեղրաձորի և Սոթքի ոսկու հանքավայրերի օրինակով դիտարկենք

բարակ հանքերակների մշակման համակարգերի ընտրությունը՝ կախված հանքաբերության գործակցից: Ելնելով նշված հանքավայրի լեռնաերկարաբանական և լեռնատեխնիկական պայմաններից, բարակ հանքերակների մշակման համար, որպես տեխնիկապես կիրառելի մրցունակ մշակման համակարգեր, կարելի է առանձնացնել հետևյալները.

-վերընթացներից պայթանցքերով հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ ու հանությամբ տարածության հետագա լցումով մշակման համակարգ, որը կարող է իրականացնել միայն համախառն հանույթ,

-վարընթաց շերտերի հանումով և պոկված կողային ապարներով հանությամբ տարածության լցափակմամբ մշակման համակարգ, որը թույլ է տալիս իրականացնել ընտրողական հանույթ:

Ընտրողական հանույթ իրականացնող մշակման համակարգի համեմատ համախառն հանույթ իրականացնող մշակման համակարգն ապահովում է ցածր նյութական և աշխատանքային ծախսեր ու բարձր աղքատացում, իսկ ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակցով համեմատվող տեխնոլոգիաները գործնականում միևնույն են:

Դիցուք Սոթքի և Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրերի հումքային հենքի վրա գործող հանքահարստացուցիչ կոմբինատների տեխնիկատնտեսական ցուցանիշներն ապահովում են ըստ վերը ներկայացված մրցունակ համակարգերի ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության հետևյալ մեծությունները.

$$\alpha_{\min h} = 1,5, \frac{q}{m}, \quad (16)$$

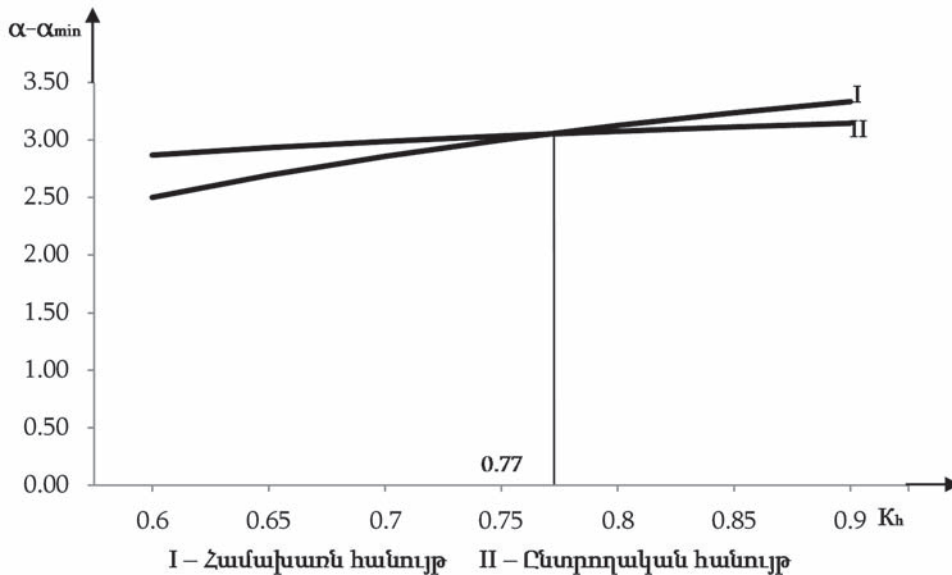
$$\alpha_{\min p} = \frac{0,5}{K_h} + 1,3, \frac{q}{m}. \quad (17)$$

(16) և (17) արտահայտությունները տեղադրելով համապատասխանաբար (11) և (13) նպատակային ֆունկցիաների մեջ ու ընդունելով, որ հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարներում օգտակար բաղադրիչի միջին փաստացի պարունակությունը կազմում է $\alpha = 5,0 \text{ g/m}$, իսկ դիտարկվող մշակման համակարգերի համար ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակցիցները գործնականում իրար հավասար են, ապա (11) և (13) նպատակային ֆունկցիաները կունենան հետևյալ տեսքը.

$$5 - \frac{1,5}{K_h} \rightarrow \max, \quad (18)$$

$$3,7 - \frac{0,5}{K_h} \rightarrow \max: \quad (19)$$

Նկ. 2-ում ներկայացված են հանքաքարի համախառն և ընտրողական հանույթ իրականացնող ստորգետնյա մշակման համակարգերի կիրառման դեպքում առավելագույն շահույթ ապահովող (18) և (19) նպատակային ֆունկցիաները:



Նկ. 2. Առավելագույն շահույթ ապահովող նպատակային ֆունկցիաների կախվածությունները հանքաքարի գործակցից՝ ըստ հանքաքարի համախառն և ընտրողական հանույթ իրականացնող ստորգետնյա մշակման համակարգերի

Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ բարակ հանքերակների ստորգետնյա մշակման ժամանակ հանքաքարի գործակցի 0,77 արժեքի դեպքում օպտիմալ է հանդիսանում վարընթաց շերտերի հանումով և պոկված կողային ապարներով հանության տարածության լցավակմամբ մշակման համակարգը (ընտրողական հանույթ), իսկ դրանից մեծ արժեքների դեպքում՝ վերընթացներից պայթանցքերով հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ ու հանության տարածության հետագա լցումով մշակման համակարգը (համախառն հանույթ):

Անհրաժեշտ է նշել, որ հանքաքարի գործակցի կրիտիկական մեծությունը, ինչպես նախորդ դեպքում, նույնպես կախված չէ ոսկու փաստացի պարունակությունից, քանի որ համեմատվող համակարգերում հանքաքարի կորուստները գործնականում նույն են:

Եզրակացություն: Հանքաքարային զանգվածում օգտակար բաղադրիչի (ների) անհավասարաչափ բաշխվածությամբ բնութագրվող գունավոր և ազնիվ մետաղների հանքավայրերի արդյունաբերական գնահատման և յուրացման դեպքում անհրաժեշտ է դիտարկել հանքաքարի գործակցից կախված համախառն և ընտրողական հանույթ իրականացնող արդյունահանման տեխնոլոգիաներ: Մասնավորապես.

- Ագարակի պղինձ-մոլիբդենային և Լիճքի պղնձի հանքավայրերի պարագայում մինչև հանքաքարի գործակցի 0,7...0,84 արժեքները օպտիմալ է

հանքաքարի բաց եղանակով արդյունահանման ընտրողական հանույթ, իսկ դրանցից մեծ արժեքների դեպքում՝ համախառն հանույթ իրականացնող տեխնոլոգիայի կիրառումը,

- Սոթքի և Մեղրաձորի ոսկու հանքավայրերի պարագայում մինչև հանքաքերության գործակցի մոտավորապես 0,80 արժեքները օպտիմալ է հանքաքարի ստորգետնյա եղանակով արդյունահանման ընտրողական հանույթ (վարընթաց շերտերի հանումով և պոկված կողային ապարներով հանութային տարածության լցափակմամբ մշակման համակարգը), իսկ դրանցից մեծ արժեքների դեպքում՝ համախառն հանույթ (վերընթացներից պայթանցքերով հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ ու հանութային տարածության հետագա լցումով մշակման համակարգը) իրականացնող տեխնոլոգիայի կիրառումը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Պինդ օգտակար հանածոների հանքավայրերի պաշարների և կանխատեսումային ռեսուրսների դասակարգում (հաստատված է ՀՀ Կառավարության 1998 թ. Փետրվարի 9-ի N80 որոշմամբ) // ՀՀ պաշտոնական տեղեկագիր. – Եր., 24.02.1998. – N4 (37). – էջ 115 – 129:
2. **Оганесян А.Г.** Выбор оптимальных систем подземной разработки с помощью критического коэффициента рудоносности // Вестник Государственного инженерного университета Армении. – Ереван, 2012. – Вып. 15, N1. – С. 80–89.
3. **Оганесян А.Г., Агабалян А.Ю., Багдасарян А.Т., Балумян Г.Р.** Оценка сырьевой обеспеченности металлургического завода по производству рафинированной меди территории Армении // Вестник Национального политехнического университета Армении. – Ереван, 2018. – N1. – С. 67–76.
4. **Агабалян Ю.А.** Общая теория оптимального освоения недр (твердые полезные ископаемые). – Saarbrücken, Германия: Palmarium Academic Publishing, 2015. – 288 с.
5. **Боголюбов Б.П., Грачев Ф.Г.** Раздельная разработка месторождений сложного состава. – М.: Недра, 1964. – 168 с.
6. **Оганесян А.Г.** Влияние коэффициента рудоносности на выбор технологии подземной добычи руды // Изв. НАН РА. Науки о Земле. – Ереван, 2003. – Том LVI, N3. – С. 60–62.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 06.12.2018:

А.Г. ОГАНЕСЯН, А.А. АЛАВЕРДЯН, Р.Л. АТОЯН

**ВЛИЯНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТАЛЛА В РУДНИКЕ НА ВЫБОР
ТЕХНОЛОГИИ ДОБЫЧИ РУДЫ**

На конкретных примерах Агаракского медно-молибденового, Личкского медного, Меградзорского и Сотского золоторудных месторождений показан выбор технологий добычи руды, по которым осуществляют валовую и селективную выемку, в зависимости от коэффициента рудоносности. В случае Агаракского медно-молибденового и Личкского меднорудного месторождений коэффициента рудоносности 0,7...0,84 более целесообразно использовать селективную выемку руды открытым методом добычи, а в случае больших значений - технологии, осуществляющие валовую выемку руды. В случае Меградзорского и Сотского золоторудных месторождений до коэффициента рудоносности 0,80 более целесообразно использовать селективную выемку руды подземным методом добычи, а в случае больших значений - технологии, осуществляющие валовую выемку руды.

Ключевые слова: полезный компонент, золото, медь, коэффициент рудоносности, руда, добыча, селективная выемка, валовая выемка, система разработки.

A.H. HOVHANNISYAN, H.H. ALAVERDYAN, R.L. ATOYAN

**THE INFLUENCE OF THE ESSENCE OF METAL DISTRIBUTION IN THE
MINE ON THE CHOICE OF ORE MINING TECHNOLOGY**

On the concrete examples of Agarak copper-molybdenum, Lichk copper, Meghradzor and Sotk gold deposits, the choice of ore mining technologies is shown by which gross and selective recess, depending on the coefficient of ore-bearing is carried out. In the case of Agarak copper-molybdenum and Lichk copper deposits, up to the ore-bearing coefficient of 0.7...0.84, it is more expedient to use selective recess of ore by an open mining method, and, in the case of large values, to apply technologies that carry out gross recess of ore. In the case of the Meghradzor and Sotk gold deposits, up to the ore-bearing coefficient of 0.80, it is more expedient to use selective recess of ore by an underground mining method, and in the case of large values, to use technologies that carry out gross recess of ore.

Keywords: useful component, gold, copper, coefficient of ore-bearing, ore, mining, selective recess, gross recess, mining method.

А.Л. МАИЛЯН, М.А. САГАТЕЛЯН

**РАЗРАБОТКА ДЕМПФЕРНОЙ СИСТЕМЫ С УЛУЧШЕННЫМИ
СВОЙСТВАМИ ДЛЯ ГИДРОАГРЕГАТА МАЛОЙ
ГИДРОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ**

Рассматриваются вопросы необходимости и возможности применения маховика в компактном гидроагрегате. Разработана внешняя демпферная система компактного гидроагрегата и приведены способы ее реализации. Представлена возможность применения маховика в качестве внешней демпферной системы гидроагрегата. Приведена последовательность расчета параметров массивного ротора внешней демпферной системы, произведенного на базе схем замещения с использованием понятия комплексного магнитного сопротивления массивного магнитопровода при различных режимах работы. На основе разработанной методики рассчитаны механические характеристики внешней демпферной системы. Сравнение этих характеристик с экспериментальными данными показало, что максимальное расхождение составляет не более 6%.

Ключевые слова: компактный гидроагрегат, маховик, внешняя демпферная система, массивный ротор, комплексное магнитное сопротивление, методика расчета.

Введение. Развитие малых гидроэлектростанций (МГЭС) дает возможность снабжать электроэнергией отдаленные, горные, труднодоступные населенные пункты, где проведение и строительство линий электропередач практически невозможно и экономически нецелесообразно. Исходя из энергетических и строймонтажных соображений, целесообразно использовать высокоскоростные мощные компактные гидроагрегаты с меньшими габаритными размерами и весом, которые также имеют низкую стоимость. Такие гидроагрегаты состоят из гидротурбины, мультипликатора, маховика и малогабаритного гидрогенератора. Компактный гидроагрегат имеет сравнительно высокую скорость вращения, при этом уменьшаются массогабаритные размеры гидроагрегата. Для правильного выбора оптимальной скорости вращения гидротурбины и ее согласования со скоростью вращения генератора используется мультипликатор. Если использовать уже существующий генератор с большей скоростью вращения (вместо проектирования нового), то правильный выбор мультипликатора является решающим в проектировании компактного гидроагрегата, так как от этого зависят эффективное технико-экономическое согласование гидротурбины и генератора, а также получение максимально возможной эффективности гидроагрегата.

При уменьшении главных размеров гидрогенератора уменьшается устойчивость работы и увеличиваются возможные отрицательные воздействия

переходных процессов на гидроагрегат. Следовательно, возникает вопрос обеспечения минимального махового момента, отсутствие которого, в свою очередь, приводит к неустойчивости системы. С этой целью в гидроагрегат устанавливается маховик, который является механическим демпфером и одновременно инерционным накопителем энергии, что повышает устойчивость всей системы.

Маховой момент маховика выбирается таким образом, чтобы обеспечить минимальный необходимый маховой момент гидроагрегата и устойчивую работу системы. Последняя, в свою очередь, обеспечивается путем уменьшения амплитуды его колебаний. Основным успокоителем колебаний является демпферная обмотка (внутренняя демпферная система) синхронного генератора [1-3].

Целью настоящей работы является разработка демпферной системы с улучшенными свойствами, что позволит уменьшить колебания и повысить устойчивость работы синхронного гидроагрегата малой мощности.

Постановка задачи и обоснование методики. Для улучшения режима работы синхронного генератора разработана внешняя демпферная система (ВДС) для гидроагрегата МГЭС [4], которая работает параллельно с внутренней демпферной системой [5] и создает асинхронный момент, имеющий противоположное направление движению ротора во время колебательного процесса.

Внешняя демпферная система может быть реализована тремя способами:

1. Если вращающаяся часть гидроагрегата обеспечивает необходимый минимальный маховой момент и отсутствует маховик, то ВДС реализуется установкой трехфазного статора на выходной конец вала или насаженную на нее массивную ферромагнитную полумуфту.

2. При наличии маховика спроектированный трехфазный статор устанавливается на маховик. Необходимо отметить, что при необходимости установки маховика ВДС может быть спроектирована совместно с маховиком, при котором можно обеспечить более лучшие демпферные свойства.

3. В механической цепи гидроагрегата перед синхронным генератором можно жестко установить асинхронную машину нормального исполнения с необходимыми параметрами.

Учитывая конструктивные особенности гидроагрегата МГЭС, целесообразно использовать второй способ установления ВДС, так как в этом случае гидроагрегат не увеличивается в осевом направлении и будет иметь незначительное повышение стоимости [4,5].

При проектировании ВДС с использованием массивного ротора (маховик) задаются его главные размеры – осевая длина l и его диаметр ротора D .

Отношение этих размеров определяет величину расхода материалов, величину махового момента и расчетную мощность ВДС. Диаметр, длина и скорость вращения ротора позволяют предварительно определить электромагнитные нагрузки (линейная нагрузка и магнитная индукция в воздушном зазоре) и рассчитать магнитную цепь (рис. 1), трехфазную обмотку и параметры статора согласно [3,6].

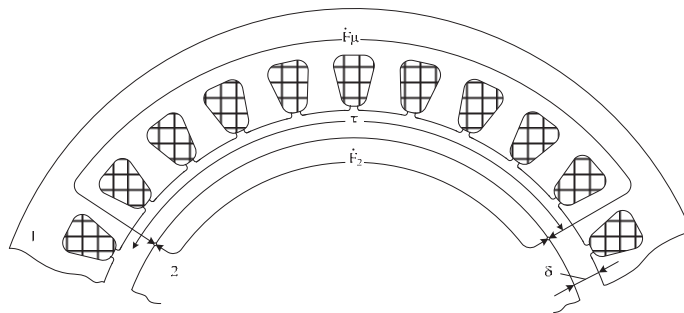


Рис. 1. Магнитная цепь внешней демпферной системы

Расчет параметров массивного ротора при различных режимах работы может быть произведен на базе схем замещения с использованием понятия комплексного магнитного сопротивления массивного магнитопровода.

Комплексное магнитное сопротивление магнитопровода Z представляет собой отношение комплексного значения амплитуды магнитодвижущей силы (МДС) $\dot{F}$, действующей на данный магнитопровод, к номинальному значению амплитуды проходящего через этот магнитопровод магнитного потока $\dot{\Phi}$ [7,8]:

$$Z = \frac{\dot{F}}{\dot{\Phi}} = R + jX, \quad (1)$$

где R определяет собой реактивную мощность, X – активную мощность потерь на вихревые токи.

Согласно [8], величина Z может быть определена в виде

$$Z = \dot{A} \frac{l}{u} \sqrt{\frac{\gamma f}{\mu_e}}, \quad (2)$$

где $\dot{A} = 1,13 + j1,85$; l – длина участка магнитной цепи в направлении вектора магнитной индукции; u – периметр его поперечного сечения; f – частота перемagnetивания; γ – удельная электрическая проводимость материала магнитопровода; μ_e – значение магнитной проницаемости магнитопровода, соответствующее напряженности магнитного поля на поверхности участка магнитопровода H_e .

Формула (2) учитывает непостоянство магнитной проницаемости, потери на вихревые токи и гистерезис и может применяться практически для всех используемых ферромагнитных материалов. Данные формулы справедливы при $u \gg \Delta$, где Δ – глубина проникновения электромагнитной волны: $\Delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_e \gamma \omega}}$, ω – угловая частота. Глубина проникновения определяет толщину поверхностного слоя, в котором выделяется 95% всей энергии. На глубине Δ электромагнитная волна практически полностью затухает. Отношение составляющих комплексного магнитного сопротивления примерно постоянно и равно $R/X \cong 0,60$.

Для практических расчетов введено понятие единичного комплексного магнитного сопротивления. Это сопротивление магнитопровода, когда $\frac{l}{u} = 1, f = 1$. Единичное комплексное магнитное сопротивление $Z_{(1)}$ участка магнитопровода является функцией величин, определяющих электрические и магнитные свойства материала, из которого он выполнен. Следовательно, при постоянной температуре, когда можно считать $\gamma = \text{const}$, величина $Z_{(1)}$ зависит только от напряженности магнитного поля H_e на его поверхности.

Согласно [8], несмотря на многообразие свойств ферромагнитных материалов, зависимости $Z_{(1)} = f(H_e)$, построенные для большинства из них, сравнительно мало отличаются друг от друга. Поэтому во многих случаях при практических расчетах становится возможным пользоваться некоторой универсальной кривой $Z_{(1)} = f(H_e)$, являющейся средней для наиболее часто применяемых ферромагнитных материалов (рис. 2).

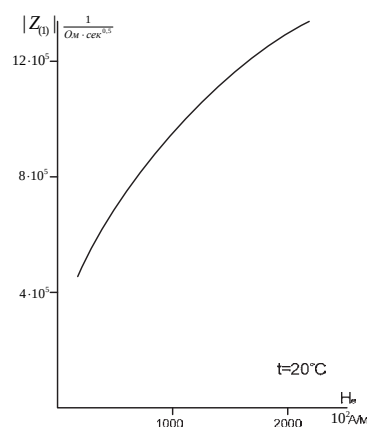


Рис. 2. Универсальная зависимость единичного комплексного магнитного сопротивления массивного магнитопровода от напряженности магнитного поля на его поверхности

На рис. 2 коэффициент аппроксимации кривой намагничивания принят $\mu=7$, что дает достаточно точное значение $Z_{(1)}$ при практических расчетах.

Для построения схемы замещения ВДС необходимо знать приведенные параметры массивного ротора при основной частоте питающего напряжения f_0 : r'_{20}, x'_{20} – соответственно приведенные активное и реактивное сопротивления ротора (рис. 3).

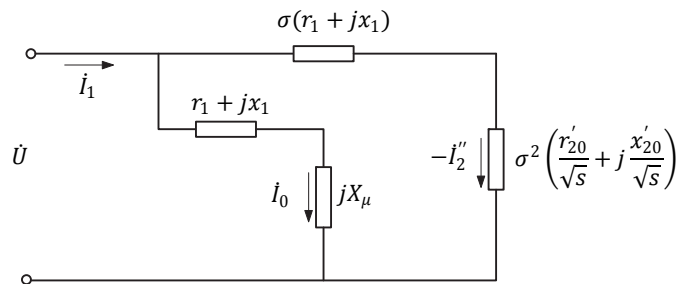


Рис. 3. Уточненная Г-образная схема замещения асинхронной машины с массивным ротором

На рис. 3 приведены следующие обозначения: $\dot{U}$ – напряжение; $\dot{I}_1$ – ток статора; $\dot{I}_0$ – ток намагничивающей ветви; $-\dot{I}_2''$ – ток главной ветви; r_1 – активное сопротивление статора; x_1 – реактивное сопротивление статора; r'_{20} – приведенное активное сопротивление ротора при $s=1$; x'_{20} – приведенное реактивное сопротивление ротора при $s=1$; σ – поправочный коэффициент.

В схеме замещения рис. 3 поправочный коэффициент σ изменяет основные параметры главной и намагничивающей ветвей и соответствующие токи по величине и фазовым углам, но не зависит от скольжения:

$$\sigma = \sqrt{\left(1 + \frac{x_1}{x_\mu}\right)^2 + \left(\frac{r_1}{x_\mu}\right)^2}. \quad (3)$$

Значение x_μ можно вычислить по следующей формуле:

$$x_\mu = 2mf \frac{\mu_0 D l}{k_\mu k_\delta \delta} \left(\frac{w_1 k_{o1}}{P}\right)^2. \quad (4)$$

В уточненной схеме замещения электрическое сопротивление x_μ соответствует магнитному сопротивлению сердечника якоря и воздушного зазора машины, а ток I_μ определяет собой МДС F_μ , необходимую для проведения магнитного потока взаимоиндукции через магнитопровод статора и воздушный зазор. Указанное обстоятельство отличает преобразованную схему замещения ВДС с массивным ротором от схемы замещения обычной асинхронной

машины, в которой I_{μ} определяет собой полную МДС, необходимую для проведения магнитного потока через всю магнитную цепь машины.

При исследованиях и расчетах ВДС параметры рассматриваются в относительных единицах, при этом в качестве базовых величин принимаются критические значения величин тока, мощности сопротивления, фазового угла, скольжения и т.п.

Результаты исследования. Расчет параметров массивного ротора ВДС необходимо проводить в следующем порядке, учитывая, что между электрическими и магнитными сопротивлениями имеется следующая связь $\frac{x}{r} = \frac{R}{X}$:

$$a = \frac{x'_{20}}{r'_{20}} = 0,6, \quad (5)$$

$$b = \frac{r_1}{x_1}, \quad (6)$$

$$h = \sqrt{\frac{1+a^2}{1+b^2}}, \quad (7)$$

$$q = \frac{a+b}{\sqrt{(1+a^2)(1+b^2)}}, \quad (8)$$

$$M_{\text{кр}} = \pm \frac{0.5U^2m}{\sigma x_1 n_1} \cdot \frac{1}{a+b+\sqrt{(1+a^2)(1+b^2)}}, \quad (9)$$

$$I'_{2\text{кр}} = \frac{U}{\sqrt{2}x_1} \cdot \sqrt{\frac{h}{a+b+\sqrt{(1+a^2)(1+b^2)}}}, \quad (10)$$

$$F_{2\text{кр}} = 2,7 \frac{w_1 k_{01}}{p} I'_{2\text{кр}}, \quad (11)$$

$$H_{\text{екр}} = \frac{F_{2\text{кр}}}{\sqrt{2}k_n \tau}, \quad (12)$$

где k_n – коэффициент, учитывающий неравномерный характер распределения магнитной индукции вдоль полюсного деления. Согласно [6], $k_n=0,63$.

Согласно рис. 2, определяется $Z_{(1)20}$ при температуре 20°C. С учетом влияния температуры ротора на магнитное сопротивление имеем

$$Z_{(1)t^0} = \frac{Z_{(1)20}}{\sqrt{1+\alpha_{20}(t-20)}}, \quad (13)$$

где $\alpha_{20} = 0,005$ – термический коэффициент сопротивления стали.

Переход от комплексного магнитного сопротивления к электрическому при заданной температуре можно осуществить по формуле

$$z'_{20} = j \frac{\pi \sqrt{f_0}}{z_{(1)t^0}} \cdot \frac{m(w_1 U_{01})^2}{k_{\Lambda} p} = r'_{20} + jx'_{20}, \quad (14)$$

где k_{Λ} – коэффициент торцевого эффекта, определяемый согласно [9].

Для определения механических характеристик ВДС можно использовать относительные характеристики асинхронных машин с постоянными параметрами – формула Клосса, которая в данном случае может быть представлена в виде

$$M = M_{\text{кр}} \frac{2(1+q)}{\sqrt{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \sqrt{\frac{s_{\text{кр}}}{s} + 2q}}}, \quad (15)$$

где $s_{\text{кр}} = \left(\frac{\sigma \cdot r'_{20}}{x_1} h \right)^2$ – критическое скольжение.

Необходимо отметить, что критическое скольжение асинхронной машины с массивным ротором не является постоянной величиной. Оно определяется степенью насыщения массивного ротора и, в конечном счете, зависит от скольжения s .

Величина скольжения, в которой параметр r'_{20} соответствует критическому значению вторичного тока $I'_{2\text{кр}}$, является действительным критическим скольжением. Действительное критическое скольжение является постоянной величиной для данной машины при заданном напряжении на зажимах и стабильной температуре, поскольку величина $I'_{2\text{кр}}$ при этих условиях также постоянна. При любом другом значении вторичного тока I'_2 меняется параметр r'_{20} , а следовательно, и величина критического скольжения. В связи с этим критическое скольжение, соответствующее любому значению вторичного тока $I'_2 \neq I'_{2\text{кр}}$, является текущим значением критического скольжения $s'_{\text{кр}}$, причем $s'_{\text{кр}} = f(s)$.

Таким образом, при учете насыщения массивного ротора действительные относительные характеристики этой асинхронной машины будут отличаться от полученных без учета насыщения лишь тем, что каждому значению скольжения s будет соответствовать определенное значение текущего критического скольжения $s'_{\text{кр}}$.

Следовательно, для определения момента по (15) вместо $\frac{s}{s_{\text{кр}}}$ необходимо подставить значение $\frac{s}{s'_{\text{кр}}}$. Зависимость, связывающая величину текущего критического скольжения $s'_{\text{кр}}$ со скольжением s , имеет следующий вид:

$$\frac{s}{s_{кр}} = \frac{s}{s'_{кр}} \left(\frac{\frac{1}{(s/s'_{кр})} + 2q \frac{1}{\sqrt{s/s'_{кр}}} + 1}{2(1+q)} \right)^{\frac{\kappa-1}{2\kappa}}. \quad (16)$$

Пользуясь выражением (16), можно вычислить зависимость $\frac{s}{s'_{кр}} = f\left(\frac{s}{s_{кр}}\right)$, по которой для каждого заданного относительного скольжения $s/s_{кр}$ определяется соответствующее текущее относительное скольжение $s/s'_{кр}$. При помощи полученного таким образом значения $s/s'_{кр}$ определяются все необходимые величины.

На основе разработанной методики были рассчитаны механические характеристики ВДС, которые были сравнены с экспериментальными данными [10], полученными на опытном образце, созданном на базе асинхронного двигателя А51-4. В созданном образце нормальный короткозамкнутый ротор был заменен массивным ферромагнитным ротором, у которого коэффициент $\kappa=7$. Механические характеристики представлены на рис. 4, где максимальное расхождение составляет не больше 6%.

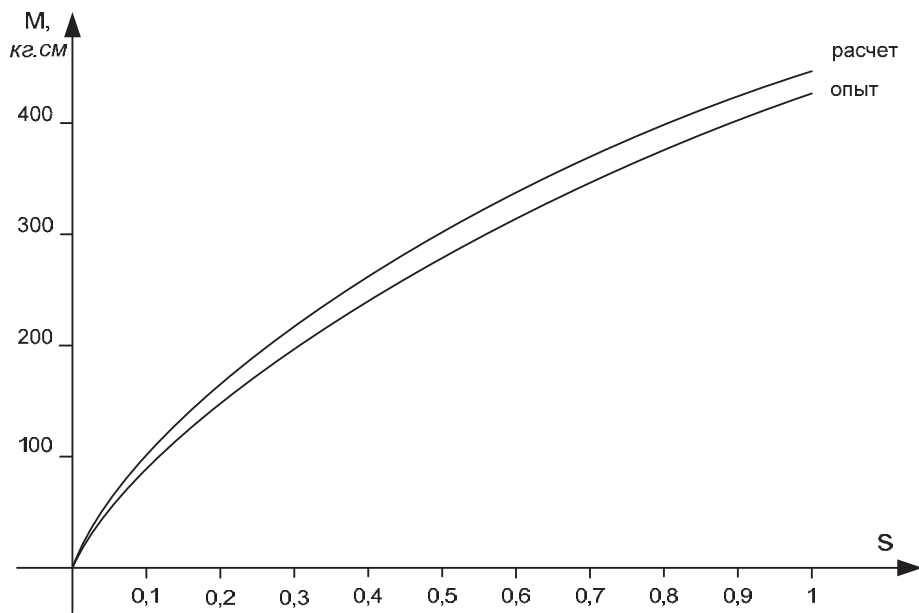


Рис. 4. Механическая характеристика ВДС

Таким образом, во время колебательного процесса гидрогенератора можно определить необходимый асинхронный момент, развиваемый внешней демпферной системой, и тем самым уменьшить амплитуду колебаний гидро-

агрегата МГЭС. Внешняя демпферная система способствует работе синхронного генератора при сравнительно длительных перегрузках, поскольку уменьшает нагрузку на внутреннюю демпферную обмотку генератора.

Кроме успокоения колебаний гидроагрегата, ВДС может использоваться также в качестве валоповоротной машины, обеспечивая плавный и безопасный пуск синхронного гидроагрегата, так как требуются высокий пусковой момент и устойчивый процесс за весь период пуска.

Заключение

1. Применение компактного гидроагрегата уменьшает массогабаритные размеры комплекса, что особенно рентабельно при реализации МГЭС в горных районах, а также позволяет уменьшить расходы на строительство.
2. Разработанная внешняя демпферная система, работающая параллельно с демпферной обмоткой синхронного генератора, уменьшает амплитуду колебаний гидроагрегата и повышает устойчивость работы системы.
3. Внешняя демпферная система улучшает режим работы синхронного генератора, уменьшает нагрузку на внутреннюю демпферную обмотку при продолжительной работе, позволяет генератору работать при перегрузках.
4. Разработанная методика расчета позволяет спроектировать внешнюю демпферную систему, в основе которой лежат главные размеры – длина и диаметр маховика.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Михайлов Л.П., Фельдман Б.Н., Марканова Т.К.** Малая гидроэнергетика/ Под ред. Л.П. Михайлова.-М.: Энергоатомиздат, 1989.-184 с.
2. **Бут Д.А., Алиевский Б.Л., Мизюрин С.Р., Васюкевич П.В.** Накопители энергии: Учеб. пособие для вузов.-М.: Энергоатомиздат, 1991.-400 с.
3. **Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А.** Проектирование электрических машин.-Изд. 3-е, переработ. и доп.-М.: Энергия, 1969.-632 с.
4. **Сагателян М.А.** Предпосылки разработки компактного гидроагрегата для малых гидроэлектростанций // Вестник Инж. академии Армении.-Ереван, 2018.- Т.15, №2.- С. 240-244.
5. Արտոնագիր № 3068 А. Հիդրոէներգետիկ / **Մ. Սադաթեյան, Ա. Մայիլյան.**-2016:
6. **Копылов И.П.** Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов.-М.: Энергия, 1980.-496 с.
7. **Куцевалов В.М.** Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивным ротором.-М.-Л.: Энергия, 1966.-304 с.
8. **Нейман Л.Р.** Поверхностный эффект в ферромагнитных телах.-М.: Госэнергоиздат, 1949.- 243 с.
9. **Арешян Г.Л.** Метод учета краевого эффекта // Сб. научных трудов Ереванского политехнического института.-1954.-Вып. 5.-С. 25-29.

10. **Маилян А.Л., Никиян Н.Г.** Исследование асинхронного двигателя с массивным ротором // Труды научно-технической конференции ЕОВНИИЭМ. Часть 1.- Ереван, 1984.-С. 35-42.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 13.12.2018.

Ա.Լ. ՄԱՅԻԼՅԱՆ, Մ.Ա. ՍԱԴԱԹԵԼՅԱՆ

**ՓՈՔՐ ՀԻՂՐՈՒԼԵՎՏՐԱԿԱՅԱՆԻ ՀԻՂՐՈՍԳՐԵԳԱՏԻ ԲԱՐԵԼԱՎՎԱԾ
ՀԱՏՎՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐՈՎ ԴԵՄՊԵՐԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ**

Ուսումնասիրված են կոմպակտ հիդրոագրեգատում թափանիվ կիրառության անհրաժեշտությունն ու հնարավորությունը: Մշակված է կոմպակտ հիդրոագրեգատի արտաքին դեմպֆերային համակարգ, և ներկայացված են դրա իրականացման եղանակները: Ներկայացված է թափանիվ՝ որպես հիդրոագրեգատի արտաքին դեմպֆերային փաթույթի կիրառության հնարավորությունը: Բերված է արտաքին դեմպֆերային համակարգի զանգվածային ռոտորի պարամետրերի հաշվարկի հաջողականությունը, որը տարբեր ռեժիմների համար կարող է իրականացվել զանգվածային մագնիսալարի կոմպլեքս մագնիսական դիմադրության հասկացության կիրառմամբ՝ փոխարինման սխեմաների հիման վրա: Մշակված մեթոդիկայի հիման վրա հաշվարկվել և փորձնական տվյալների հետ համեմատվել են արտաքին դեմպֆերային համակարգի մեխանիկական բնութագրերը, որոնցում առավելագույն տարամիտությունը կազմում է ոչ ավելի քան 6%:

Առանցքային բառեր. կոմպակտ հիդրոագրեգատ, թափանիվ, արտաքին դեմպֆերային համակարգ, զանգվածային ռոտոր, կոմպլեքս մագնիսական դիմադրություն, հաշվարկային մեթոդիկա:

A.L. MAYILYAN, M.A. SAGHATELYAN

**DEVELOPING A DAMPING SYSTEM WITH IMPROVED PROPERTIES FOR A
HYDRO-AGGREGATE OF A SMALL HYDROPOWER PLANT**

The necessity and opportunity of the flywheel usage in the compact hydro-aggregate are considered. An external damping system for a compact hydro-aggregate is developed, and the methods for its realization are given. The opportunity of the flywheel installation as a hydro-aggregate external damping system is presented. The order of calculating the massive rotor parameters of the external damping system is introduced, which can be done based on an equivalent circuit by using the complex magnetic resistance at different operation modes. The mechanical characteristics of the external damping system are calculated and compared with the experimental data where a maximum discrepancy is no more than 6%.

Keywords: compact hydro-aggregate, flywheel, external damping system, massive rotor, complex magnetic resistance, method of calculation.

УДК 551.501

НАУЧНОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКААрам А. ВАРДАНЯН, Г.Е. АЙВАЗЯН, Арман А. ВАРДАНЯН, И.П. ЧУНЧУЗОВ,
В.Г. ПЕРЕПЕЛКИН**ЗОНДИРОВАНИЕ АТМОСФЕРНОГО ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ С
ПОМОЩЬЮ ПРОТИВОГРАДОВОГО АКУСТИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА**

Представлены результаты зондирования атмосферного пограничного слоя (АПС) в интервале высот 240...700 м с помощью акустического генератора противогорадовой установки. Показана пространственно-временная изменчивость тонкой слоистой структуры АПС.

Ключевые слова: акустическое зондирование, акустический генератор, противогорадовая установка, атмосферный пограничный слой.

Введение. Погода и климат планеты определяются различными процессами, протекающими в толще атмосферы. Для достоверного предсказания поведения атмосферы необходимо знать ее характеристики на различных высотах, в различных районах, в различные моменты времени. В последние годы наряду с совершенствованием традиционных методов измерений метеорологических параметров большое развитие получил метод дистанционного акустического зондирования атмосферы с помощью содаров [1, 2]. Метод основан на способности акустических волн рассеиваться на неоднородностях показателя преломления, образованных атмосферной турбулентностью.

Областью применения акустического зондирования является нижняя часть атмосферы до высот порядка одного километра, называемая атмосферным пограничным слоем. Для этого слоя характерны большая изменчивость и разнообразие термической стратификации, определяемой орографией местности, свойствами подстилающей поверхности, радиационными условиями, а также синоптическими процессами [3, 4]. Измерения профилей скорости ветра в устойчиво стратифицированном АПС с помощью содаров обычно ограничиваются высотой в 300 м, т.к. выше этой высоты резко возрастают ошибки измерения.

В [5,6] показана принципиальная возможность применения акустического генератора противогорадовой установки “Зенит” для акустического зондирования АПС. Такой мощный источник акустических импульсов может обеспечить мониторинг структуры АПС на больших расстояниях. В настоящей работе с помощью противогорадового акустического генератора исследованы

пространственно-временные характеристики тонкой слоистой структуры АПС до высоты 700 м.

Генерация и регистрация акустических импульсов. Конструкция акустического генератора противораковой установки “Зенит” описана в [7, 8]. Генерация акустических импульсов необходимой мощности происходит посредством периодически повторяющихся взрывов смеси бутан-пропан в объеме специальной камеры сгорания, имеющей форму воронки с направленным вертикально вверх открытым соплом (сопло Лавалья). Количество инжектируемого газа подбирается таким образом, чтобы концентрация смеси оказалась в диапазоне взрывного горения (2,3...9,5% - для пропана и 1,7...8,5% - для бутана) и была близка к концентрации оптимального состава смеси, дающего максимальное давление взрыва (4,6% - для пропана и 3,6% - для бутана). Зажигание горючей смеси осуществляется с помощью автомобильной свечи зажигания, расположенной по оси камеры сгорания.

По сравнению с ранее проведенными экспериментами [5, 6], была использована улучшенная конструкция акустического генератора с более длинным соплом Лавалья, что увеличивало амплитуду генерируемых импульсов примерно в 1,5 раза [9].

Регистрация осциллограмм акустических сигналов производилась акустическими микрофонами Briel & Kjaer на поверхности Земли и на разных высотах. На поверхности Земли микрофоны располагались в двух точках на расстояниях 2250 и 2750 м от генератора. При этом в каждой точке с помощью трех микрофонов (I, II, III) образовывали треугольную приемную антенну со сторонами 30 м. Когерентный анализ сигналов от этих микрофонов позволяет выделять интервалы времени, в течение которых все парные функции когерентности сигналов на трех микрофонах достигают максимума одновременно с обращением в нуль суммы разностей фаз между тремя парами микрофонов I-II, II-III, III-I треугольной антенны [10, 11]. В каждой точке в ночное время, когда формируется устойчивая стратификация, было зарегистрировано 5 сигналов, следующих от генератора с периодом в 1 мин. Измерения сигналов на разных высотах (до 300 м) проводили с помощью квадрокоптера DJI Phantom 3 вместе с записывающим устройством Data Logger PRHTEMP 110.

Исследования проводились в октябре 2018 г. на экспериментальном полигоне Инновационного центра “Барва” (г. Талин, Армения, www.barva.am).

Результаты исследования и обсуждение. На рис. 1 приведены спектры акустического сигнала вблизи конца сопла генератора ($z = 0$) и на высоте $z = 70$ м, а на рис. 2 показано ослабление амплитуды переднего фронта сигнала с высотой.

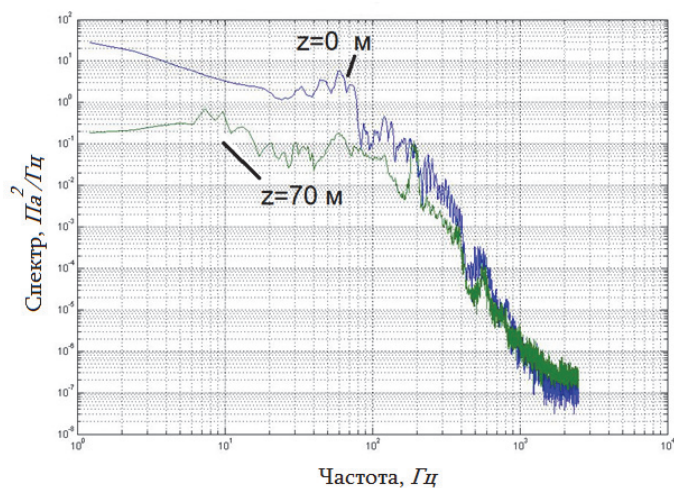


Рис. 1. Спектры акустического сигнала вблизи конца сопла генератора ($z=0$) и на высоте $z=70$ м

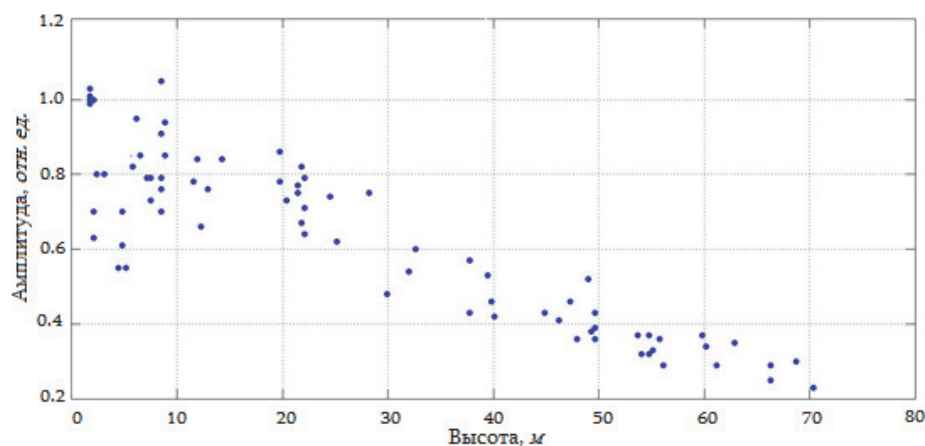


Рис. 2. Ослабление амплитуды переднего фронта сигнала в относительных единицах по высоте

Из рис. 1 видно, что спектральный максимум на частоте 60 Гц для сигнала, зарегистрированного вблизи конца сопла, смещается с ростом высоты в сторону низких частот, достигая частоты 10 Гц при $z=70$ м. Этот факт можно объяснить небольшим нелинейным удлинением положительной фазы импульса с ударным фронтом с ростом расстояния от источника. Заметим также, что ослабление амплитуды переднего фронта сигнала с высотой z , начиная примерно с $z=10$ м и до $z=70$ м, происходит несколько медленнее, чем ослабление сферической волны по закону $1/r$, где r - расстояние от точечного источника (рис. 2). Это может быть связано с определенной

направленностью источника звука на высоких частотах (выше 500 Гц), формирующих ударный фронт сигнала и слабо расходящийся в пространстве звуковой пучок в непосредственной близости от конца сопла генератора. Кроме этого, из-за отражения сигнала от поверхности земли происходит конструктивная интерференция прямого и отраженного сигналов в определенных направлениях от генератора. Отметим также, что на расстояниях выше 70 м ослабление происходило практически по сферическому закону $1/r$.

Был проведен теоретический расчет ослабления с расстоянием положительной фазы импульса с ударным фронтом и амплитудой акустического давления P_m на сфере радиуса r_0 . Учитывая, что на частотах ниже 100 Гц размеры излучателя (генератора) сравнимы с длиной волны, излучатель можно считать точечным на столь низких частотах. В этом случае закон уменьшения амплитуды давления p на ударном фронте сферической волны с ростом расстояния r описывается следующим образом [12]:

$$p = 2P_m(r_0/r)[1 + 2Z_0 \ln(r_0/r)^{1/2}]^{-1},$$

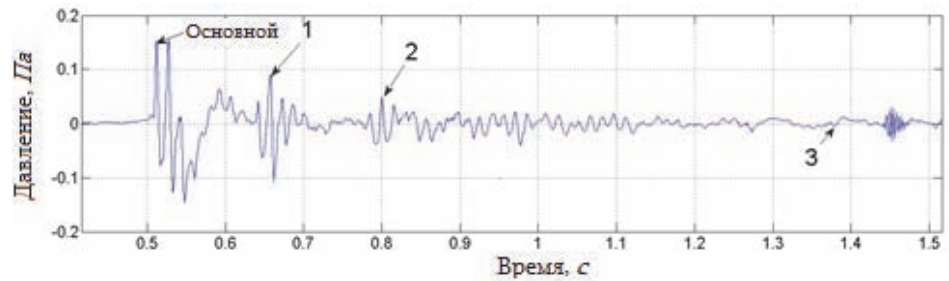
где $Z_0 = r_0/x_p$, $x_p = 1/\varepsilon k_0 M_m$ - расстояние образования разрыва в плоской гармонической волне с частотой ω и волновым числом $k_0 = \omega/c_0$, $\varepsilon = (\gamma + 1)/2 = 1,2$; γ - показатель адиабаты; M_m - число Маха на расстоянии r_0 от сферического источника.

Уменьшение амплитуды на ударном фронте положительной фазы импульса длительностью τ_m сопровождается увеличением ее длительности τ с ростом расстояния r :

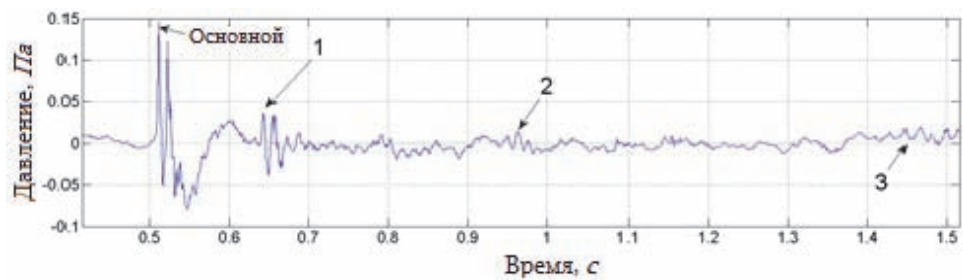
$$\tau = \tau_m e^{-1} [1 + (e - 1)(1 + 2Z_0 \ln(r_0/r)^{1/2})].$$

С ростом r импульс сигнала (площадь его положительной фазы) сохраняется: $p\tau r = const$. При амплитуде $P_m = 300$ Па амплитуда давления на высоте 2000 м (принятая высота для облака) составит $p = 2,6$ Па, нелинейное ослабление невелико и слабо меняет длительность τ . Тем не менее, этот эффект проявлялся в эксперименте вблизи генератора до расстояний порядка $z = 70$ м и приводил к смещению спектра в низкочастотную область. Выше 70 м ослабление амплитуды происходило примерно как $1/r$, что и следует из приведенных теоретических оценок.

Благодаря когерентному анализу удалось по пяти следующим друг за другом сигналам выделить как основной приход сигнала в приземном волновом поле, формирующемся в ночное время, так и приходы на хвосте сигнала. Волноводные приходы сигналов, зарегистрированных на расстояниях $r = 2250$ и 2750 м от генератора, показаны на рис. 3. Здесь отмечены как основные приходы сигналов, так и приходы 1, 2 и 3, обнаруженные на “хвосте” сигнала.



а)



б)

Рис. 3. Волноводные приходы сигналов, зарегистрированных на расстояниях $r = 2250$ (а) и 2750 м (б) от установки

Приходы на хвосте сигнала вызваны отражениями сигнала от тонких атмосферных слоев (толщина в несколько десятков метров) с большими вертикальными градиентами эффективной скорости звука, расположенными на разных высотах. По временным задержкам между волноводным сигналом и отражениями от слоев были определены высоты расположения этих слоев для первой (241 м, 436 м, 604 м) и второй (253 м, 471 м, 694 м) треугольных приемных антенн. Различие высот отражения для разных расстояний от генератора может быть связано с тем, что тонкие слои, формирующиеся в устойчиво стратифицированном АПС, испытывают во времени и в пространстве волнообразные вертикальные смещения с амплитудами в несколько десятков метров, что часто видно на эхограммах доплеровского содара [13]. С ростом высоты амплитуды смещений растут обратно пропорционально квадратному корню из плотности атмосферы. Эти смещения могут быть вызваны, в частности, внутренними волнами или волнами Кельвина-Гельмгольца [13].

Исходя из полученных результатов, можно предполагать, что принятые в двух точках приходы сигналов имеют общие неоднородные слои отражения, средние высоты которых лежат в интервалах 241...253 м, 436...471 м и 604...694 м. Эти слои существенно анизотропны, так как их горизонтальная

протяженность (не менее 500 м) значительно превышает их вертикальные масштабы (десятки метров).

Используя полученную в [14, 15] аналитическую связь между формой отраженного сигнала от каждого слоя и вертикальным профилем флуктуаций эффективной скорости звука внутри слоя, были восстановлены профили флуктуаций $C_{эфф}(z)$ (скорость звука+проекция скорости ветра на направление источник-приемник) слоистых неоднородностей в АПС. В качестве примера на рис. 4 показан профиль в трех слоях, соответствующих приходам 1, 2 и 3, на расстоянии $r = 2250$ м.

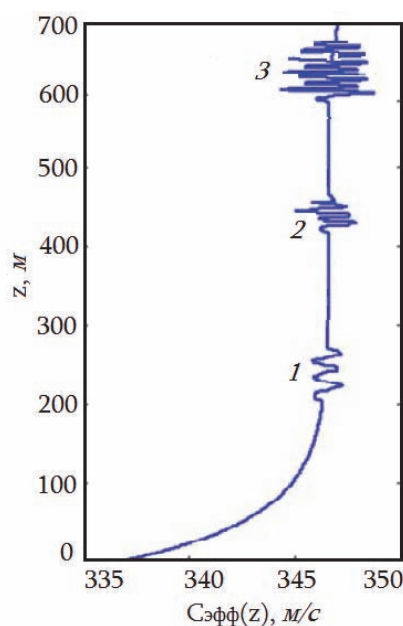


Рис. 4. Восстановленный профиль флуктуаций слоистых неоднородностей в АПС

Анализ восстановленных профилей указывает на наличие в устойчивой нижней тропосфере тонких слоев (15...80 м) с чередующимися по знаку вертикальными градиентами скорости звука, достигающими по абсолютной величине значений 0,1...0,2 c^{-1} . Так как основной вклад в $C_{эфф}(z)$ вносят вариации проекции скорости ветра на направление источник-приемник, то указанные выше градиенты скорости ветра при типичной для АПС частоте Брента-Вяйсяля $N = 0,015...0,02$ рад/с могут привести к сдвиговой неустойчивости воздушного потока и генерации мелкомасштабной турбулентности в тонких слоях устойчиво стратифицированного АПС, что также часто обнаруживается на записях эхо-сигнала содара [13, 16].

Заклучение. Применение акустического генератора противогодовой установки “Зенит” для зондирования АПС позволило получить оперативные данные о характеристиках тонкой структуры атмосферных слоев с градиентами эффективной скорости ветра порядка $0,1...0,2 \text{ c}^{-1}$, расположенными в устойчиво стратифицированном АПС в интервале высот от 240 до 700 м. Кроме этого, волноводные приходы были впервые получены сразу в двух точках, что позволило оценить анизотропию отражающих слоев.

Исследование выполнено при финансовой поддержке КН МОН РА и РФФИ (РФ) в рамках совместного научного проекта 18RF-01- RFBR18-55-05002.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Emeis S.** Measurement Methods in Atmospheric Sciences. In-situ and Remote. - Borntraeger: Science Publishers, 2010. – 272 p.
2. **Le Pichon A., Blanc E., Hauchecorne A.** Infrasound Monitoring for Atmospheric Studies. - N.Y.: Springer, 2010. – 735 p.
3. **Այվազյան Գ.Ե., Վարդանյան Ա.Ա.** Մթնոլորտի վրա ակուստիկական ալիքներով և էլեկտրական լիցքերով ներգործությունը / ՀԱՊՀ. – Եր.: Ճարտարագետ, 2018.- 212 էջ:
4. **Sun J., Mahrt L., Nappo C., Lenschow D.H.** Wind and Temperature Oscillations Generated by Wave–turbulence Interactions in the Stably Stratified Boundary Layer // J. Atmos. Sci. - 2015. - V. 72. - P. 1484–1503.
5. Studying Characteristics of a Fine Layered Structure of the Lower Troposphere on the Basis of Acoustic Pulse Sounding / **I.P. Chunchuzov, V.G. Perepelkin, G.Y. Ayvazyan, et al** // Atmospheric and Oceanic Physics. – 2017. – V. 53, № 3. – P. 279–293.
6. Дистанционное акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя / **Г.Е. Айвазян, Р.Н. Барсегян, А.А. Варданян и др.** // Вестник ИАА. - 2018.- Т.15, № 1.- С. 160-164.
7. **Vardanyan A.A., Galechyan G.A., Perepelkin V.G., Chunchuzov I.P.** The Shock Wave Generated by Hail Suppression System // Technical Physics. The Russian J. of Appl. Physics. – 2011.- V. 81, № 8. – P. 144-147.
8. **Айвазян Г.Е., Варданян А.А.** Генерация и распространение акустических волн в атмосфере // Вестник НПУА. – 2017.- Ч. 1.- С. 337-342.
9. **Վարդանյան Ա.Հ., Այվազյան Գ.Ե., Բարսեղյան Ռ.Ն., Վարդանյան Ա.Ա.** Մթնոլորտի խորագնման ակուստիկական գեներատորի մշակումը // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի Լրագիր. – 2018.- Հ.15, №2. – էջ 287-290:
10. **Перепелкин В.Г., Куличков С.Н., Чунчузов И.П.** Изучение оптимальных условий регистрации информативного сигнала при исследовании пограничного слоя атмосферы акустическим методом частичных отражений // Изв. РАН. Физика Атмосферы и Океана.- 2013. - Т. 49, № 2.- С. 180-195.
11. **Перепелкин В.Г., Куличков С.Н., Чунчузов И.П., Кузнецов Р.Д.** Об опыте применения дистанционного акустического метода частичных отражений для исследования нижней тропосферы // Изв. РАН. Физика Атмосферы и Океана.- 2011.- Т. 47, № 1.- С. 1-15.

12. Руденко О.В., Солуян С.И. Теоретические основы нелинейной акустики.- М.: Наука, 1975.- 287 с.
13. Zaitseva D., Kallistratova M., Lyulyukin V., Kouznetsov R. The Effect of Internal Gravity Waves on Fluctuations in Meteorological Parameters of the Atmospheric Boundary Layer // Atmospheric and Oceanic Physics. – 2018. – V. 54, № 2. – P. 173-181.
14. Chunchuzov I., Kulichkov S., Perepelkin V., Popov O. Study of the Wind Velocity-layered Structure in the Stratosphere, Mesosphere and Lower Thermosphere by Using Infrasound Probing of the Atmosphere // J. Geophysical Research: Atmospheres . - 2015.- V. 120.- P. 8829-8840.
15. Восстановление тонкой слоистой структуры стратосферы и нижней термосферы с помощью инфразвукового зондирования / И.П. Чунчузов, С.Н. Куличков, В.Г. Перепелкин и др. // Изв. РАН. Физическая.- 2015. - Т. 79, № 10.- С. 1381–1385.
16. Содарное зондирование атмосферного пограничного слоя: Обзор работ ИФА им. А.М. Обухова / И.П. Чунчузов, М.А. Каллистратова, В.Г. Перепелкин и др. // Изв. РАН. Физика Атмосферы и Океана.- 2018.- Т. 54, № 3.- С. 283-300.

Национальный политехнический университет Армении, Инновационный центр “Барва”, Институт физики атмосферы им. А.М. Обухова РАН. Материал поступил в редакцию 14.12.2018.

Ա.Հ. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ, Գ.Ե. ԱՅՎԱԶՅԱՆ, Ա.Ա. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ, Ի.Պ. ՉՈՒՆՉՈՒԶՈՎ,
Վ.Գ. ՊԵՐԵՊԵԼԿԻՆ

ՀԱՎԱԿԱՐԿՏԱՅԻՆ ԱԿՈՒՍՏԻԿԱԿԱՆ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐՈՎ ՄԹՆՈՒՈՐՏԱՅԻՆ
ՍԱՀՄԱՆԱՅԻՆ ՇԵՐՏԻ ԽՈՐԱԶՆՆՈՒՄԸ

Ներկայացվել են հակակարկտային սարքավորման ակուստիկական գեներատորի միջոցով 240...700 մ բարձրության վրա մթնոլորտային սահմանային շերտի (ՄՄՇ) խորագնման արդյունքները: Ցույց է տրվել ՄՄՇ-ի բարակ շերտային կառուցվածքի տարածական և ժամանակային փոփոխականությունը:

Առանցքային բառեր. ակուստիկական խորագնում, ակուստիկական գեներատոր, հակակարկտային սարքավորում, մթնոլորտային սահմանային շերտ:

A.H. VARDANYAN, G.YE. AYVAZYAN, A.A. VARDANYAN, I.P. CHUNCHUZOV,
V.G. PEREPELKIN

SOUNDING OF ATMOSPHERIC BOUNDARY LAYER USING AN ACOUSTIC
GENERATOR OF A HAIL SUPPRESSION SYSTEM

The results of sounding of the atmospheric boundary layer (ABL) at a height of 240...700 m through an acoustic generator of a hail suppression system are presented. The spatial-temporal variability of the thin-layered structure of the ABL is shown.

Keywords: acoustic sounding, acoustic generator, hail-suppression system, atmospheric boundary layer.

UDC 004.457

INFORMATION SYSTEMS, ELECTRONICS AND
SCIENTIFIC INSTRUMENTATION

L.M. HOVSEPYAN

IMAGE RECOGNITION APPROACH FOR MOBILE PLATFORMS

Image recognition, object detection and many more very complex problems can be solved by deep learning algorithms. However, those algorithms are extremely computation intensive and can be carried out by powerful general-purpose GPUs. Despite the rise of semiconductor industry, there is still very limited computational capacity on mobile devices, hence, most algorithmic solutions that have been very successful on desktop computers and servers cannot be directly deployed on them. However, based on experiments, we see that depthwise neural network models can work efficiently enough for mobile devices.

Keywords: deep learning, image recognition, convolutional neural network, depthwise convolutions.

Introduction. Currently, AI is advancing rapidly and deep learning is one of the contributors to that. Deep learning is a sub-field of machine learning, dealing with algorithms inspired by the structure and function of the brain called artificial neural networks [1]. Those algorithms are similar to how nervous system is passing information through the structure, where each neuron is connected to the other. Deep learning models work in layers, and a typical model has at least three layers, where each layer accepts information from previous and passes to the next one. It finds complex structures in large datasets by using backpropagation algorithms [2], to indicate how a machine needs to change its internal parameters that are used to calculate the representation in each layer from the representation in the previous layer. In contrast to other known learning algorithms, which stop improving after a saturation point, deep learning increases its performance with the increase of the data amount.

The trends to make recognition accuracy higher [3, 4], made networks deeper and more complicated, therefore, recognition tasks became hard to carry out in a timely fashion on computationally limited platforms. Intensive calculations often overheat mobile devices and drain their battery, which makes the usage of deep learning, with convolutional neural networks, inefficient. For this purpose, in this article, an efficient network architecture for mobile platform and a comparison with convolutional neural network will be discussed.

Convolutional and depthwise neural networks. A convolutional neural network (CNN) is a class of networks that uses convolutional layers to filter the inputs and detect valuable information. This kind of networks consist of an input layer, an output layer and one or more hidden layers. Convolutional layers have weight and bias values, which are modified in the learning process, to extract the most possible useful information from the input. Convolutional networks have become very popular since AlexNext [5], when was clearly demonstrated, how CNN is capable of achieving record-breaking results on a highly challenging dataset of 1.2 million high-resolution images. Also their experiments showed that the depth of the network is really important for achieving good results. By removing just one layer, the performance dropped significantly. Another good use-case is demonstrated in [6], where deep convolutional networks are used for the model of the face verification system. Fig. 1 illustrates how standard convolutional filters work.

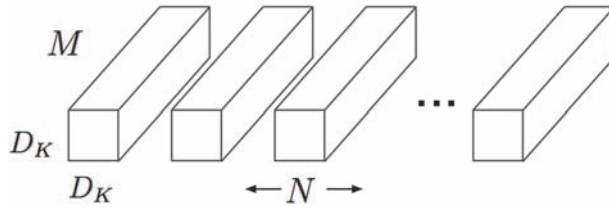


Fig. 1. Standard convolutional filters

Besides convolutional networks, in deep learning algorithms separable convolutional networks can be used. Those networks are actively discussed in [7] and [8]. They consist of depthwise and pointwise [9] convolutions. Depthwise convolution is a form of factorized standard convolution. It applies a single filter to each input channel. A standard convolution both filters and combines inputs with a new set of outputs in one step, while depthwise separable convolution splits this into two layers for filtering and for combining. The factorization radically reduces the computation size. Fig 2 illustrates how factorized filters work. Depthwise networks serve as the base for MobileNets [8], which are a set of efficient convolutional neural networks.

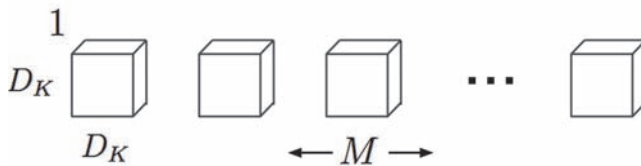


Fig. 2. Depthwise convolutional filters

Comparison Experiment. As discussed above, convolution neural networks are used to detect fixed-size features in an image, and for each desired feature it has a separate filter. The most common filter sizes are - 2×2 , 3×3 , 4×4 and 5×5 . In the process of feature extraction, the input data of an image is being separated into three color channels - red, green and blue. After, each filter is operating on all color channels, hence, a 2×2 filter will have $2 \times 2 \times 3$ operations for an RGB image. The diagram shown in Fig 3, illustrates how filters are applied on all color channels in convolutional neural networks.

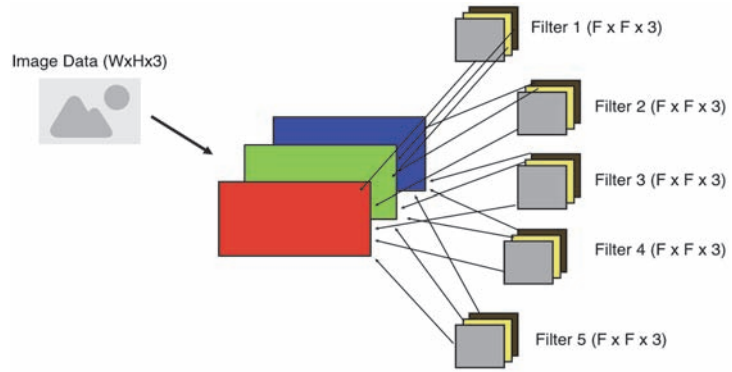


Fig. 3. A standard convolutional network

Based on the above mentioned, the general computational cost of a standard convolutional network model can be calculated with the formula (1):

$$Cost = F * F * N * C * W_0 * H_0, \quad (1)$$

where the parameters are: F = Filter Size,

N = Number of filters,

C = Number of color channels,

W_0 = Image output width ,

H_0 = Image output height.

In the example illustrated in Fig 3, the input image has parameters $W \times H \times 3$, which run into a convolutional network with 5 filters, to detect 5 distinct features. In real applications the number of filters depends on a certain problem and may be a few dozens, which will dramatically increase calculations, so let us take 128 filters for this example. Each of the filters has a size of $F \times F$ size, so it will effectively require $F \times F \times 3$ flops. And finally, let's take the input image with a size of $112 \times 112 \times 3$. Based on formula (1):

$$Cost = 3 * 3 * 128 * 112 * 112 * 3 \approx 43.5 \text{ million flops},$$

Now let's calculate the cost of depthwise convolutional networks. As we discussed above, depthwise convolutional networks operate in a similar way, but with some differences. In depthwise networks, each filter operates on a single channel and the number of filters is equal to the number of image input channels. These two differences imply that every filter operates on each channel separately. Thus, an image with three channels will need three filters, and each filter will have an effective size of $F \times F$. The diagram shown in Fig 4, illustrates how depthwise convolutional networks work. By considering those differences, the general cost of depthwise neural networks can be calculated with the formula (2):

$$Cost = F * F * C * W_0 * H_0. \quad (2)$$

By applying the same 112x112x3 sized image, the cost becomes:

$$Cost = 3 * 3 * 3 * 112 * 112 \approx 0.34 \text{ million flops.}$$

This basic experiment shows, that in comparison to convolutional neural network models, depthwise neural network models have an astonishing difference, and can be applied to solve image processing tasks on low computational power platforms like mobile phones and embedded controllers.

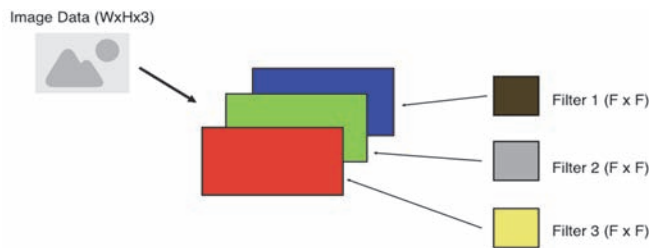


Fig. 4. A depthwise convolutional network

Conclusion. In this paper, depthwise neural networks are considered as a preferable solution for mobile platforms, and the deep learning tasks. A comparative calculation has been made, and the results have proved that the number of calculation operations in depthwise neural networks are incomparably low in contrast to standard convolutional networks, and their application will be feasible for low power mobile devices. Generally speaking, standard convolutions still outperform depthwise convolutions. However, for mobile devices with limited computing capacity, depthwise convolutions are the best.

REFERENCES

1. **Yoshua B.** Learning deep architectures for AI // Foundations and Trends R in Machine Learning. – 2009. - Vol. 2, № 22.

2. **Guo T., Dong J., Li H. and Gao Y.** Simple convolutional neural network on image classification // 2017 IEEE 2nd International Conference on Big Data Analysis (ICBDA). - Beijing, 2017. – P. 721-724.
3. **Simonyan K., Zisserman A.** Very deep convolutional networks for large-scale image recognition. arXiv preprint arXiv:1409.1556. - 2014.
4. **Szegedy C., Vanhoucke V., Ioffe S., Shlens J. and. Wojna Z.** Rethinking the inception architecture for computer vision. arXiv preprint arXiv:1512.00567. - 2015.
5. **Krizhevsky, Alex, Sutskever, Ilya, Hinton E., Geoffrey.** ImageNet Classification with Deep Convolutional Neural Networks // Neural Information Processing Systems. 25. 10.1145/3065386. - 2012.
6. **Sun Y., Wang X., Tang, X.** Deep Learning Face Representation from Predicting 10,000 Classes // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition.- 2014.-P.1891-1898.
7. **Chollet F.** Xception: Deep Learning with Depthwise Separable Convolutions // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR).- 2017.- P. 1800-1807
8. **Howard G., Andrew, Zhu, Menglong, Chen, Bo, Kalenichenko, Dmitry, Wang, Weijun, Weyand, Tobias, Andreetto, Marco, Adam, Hartwig.** MobileNets: Efficient Convolutional Neural Networks for Mobile Vision Applications.- 2017.
9. **Zhang, Jing, Cao, Yang, Wang, Yang, Zha, Zheng-Jun, Wen, Chenglin, Chen, Chang-Wen.** Fully Point-wise Convolutional Neural Network for Modeling Statistical Regularities in Natural Images.-2018.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received 01.02.2019.

Լ.Մ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ

ՇԱՐԺԱԿԱՆ ՊԼԱՏՖՈՐՄՆԵՐԻ ՀԱՄԱՐ ՊԱՏԿԵՐՆԵՐԻ ՃԱՆԱՉՄԱՆ ՍՈՂԵԼ

Խոր ուսուցման ալգորիթմերը լուծում են պատկերների ճանաչման, օբյեկտների հայտնաբերման և շատ այլ խնդիրներ: Սակայն այդ ալգորիթմները պահանջում են հաշվողական շատ մեծ ռեսուրսներ և իրագործելի են միայն ընդհանուր նշանակության հզոր գրաֆիկական պրոցեսորների վրա: Չնայած կիսահաղորդչային տեխնոլոգիաների զարգացմանը, բջջային սարքավորումների հաշվողական հզորությունները շատ սահմանափակ են, և հետևաբար՝ շատ ալգորիթմական լուծումներ, որոնք հաջողությամբ կիրառվում են ընդհանուր նշանակության համակարգիչներում և սերվերներում, չեն կարող ուղղակիորեն կիրառվել դրանց վրա: Այնուամենայնիվ, հիմնվելով փորձերի վրա, տեսնում ենք, որ ճիշտ ընտրված խոր ուսուցման մոդելը կարող է բավարար չափով արդյունավետ լինել շարժական պլատֆորմներում կիրառվելու համար:

Առանցքային բաներ. Խոր ուսուցում, պատկերների ճանաչում, convolutional neural network, depthwise convolutions:

Л.М. ОВСЕПЯН

**МОДЕЛЬ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ
ПЛАТФОРМ**

Алгоритмы глубокого обучения могут решить проблемы распознавания изображений, обнаружения объектов и др. Однако эти алгоритмы требуют больших вычислительных ресурсов и могут выполняться мощными графическими процессорами общего назначения. Несмотря на рост индустрии полупроводников, вычислительные возможности мобильных устройств все еще очень ограничены. Поэтому большинство алгоритмических решений, которые были довольно успешными на настольных компьютерах и серверах, не могут быть непосредственно использованы в них. Эксперименты показали, что использование depthwise нейронных сетей может быть достаточно эффективным для мобильных платформ.

Ключевые слова: глубокое обучение, распознавание изображений, сверточные нейронные сети, depthwise нейронные сети.

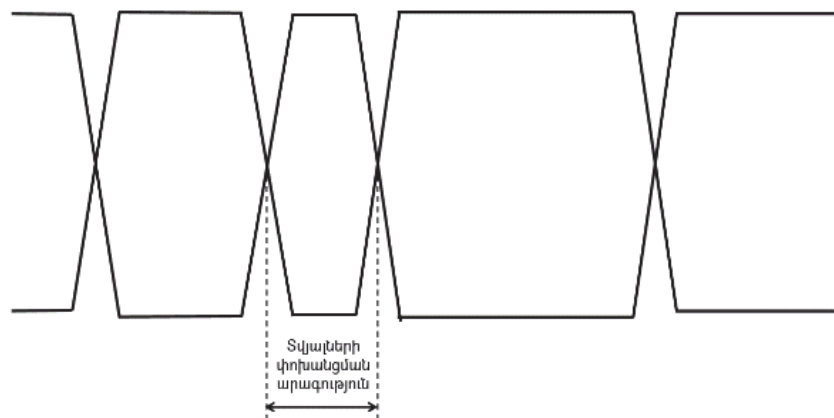
Ա.Ա. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ

ԼԱՐՄԱՄԲ ՂԵԿԱՎԱՐՎՈՂ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐԻ ՃՇՏՈՒԹՅԱՆ ՄԵԾԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Ներկայացված է լարմամբ ղեկավարվող գեներատորի (ԼՂԳ) ճշտության մեծացման մեթոդ: Խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) արագագործության և կայունության մեծացման գործում շատ մեծ է ԼՂԳ-ի դերը: ԼՂԳ-ի ելքային ազդանշանի հաճախության կարգաբերման համար օգտագործվող ԹԱՓ-ի ավագ կարգի փոփոխությունն առաջացնում է լարման թռիչք, որի հետևանքով վերջնական ազդանշանը ձևավորվում է մեծ սխալանքով, ուստի առաջարկվում է ավագ կարգով ղեկավարվող տրանզիստորը փոխարինել ջերմային կոդով ղեկավարվողներով:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, լարմամբ ղեկավարվող գեներատոր, հոսանքի ԹԱՓ, մուտք/ելք հանգույց, ջերմային կոդ:

Ներածություն. Ժամանակակից խառը ազդանշանային ԻՍ-երի մուտք/ելք հանգույցներում տվյալների փոխանցման արագությունն անցել է 10 *Գբիթ/վ*-ը: Տվյալների փոխանցման արագությունը որոշվում է փոխանցվող ամենաարագ կարգի հաճախությամբ (նկ. 1):

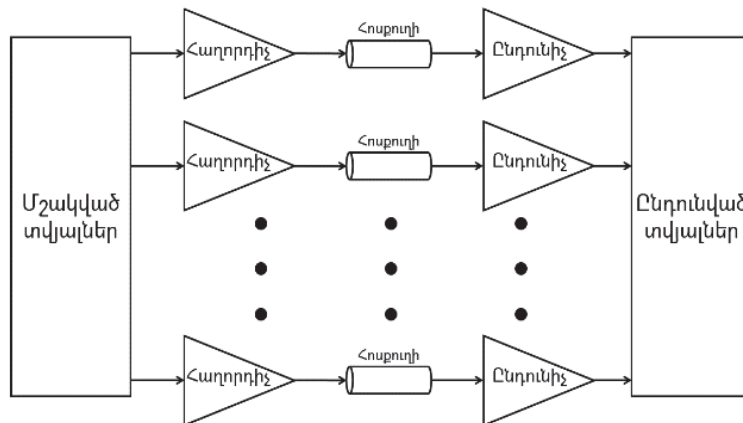


Նկ.1. Տվյալների փոխանցման արագությունը

Դասական մուտք/ելք հանգույցի ֆունկցիան [1] իրագործելու համար անհրաժեշտ են հաղորդիչ, ընդունիչ և հենակային ենթահանգույցներ: Հենակային ենթահանգույցներն ապահովում են հաղորդչը և ընդունիչը տարբեր տեսակի հենակային ազդանշաններով: Հենակային ազդանշանները կարող են լինել՝ տակ-տային, կայուն, կարգային և այլն:

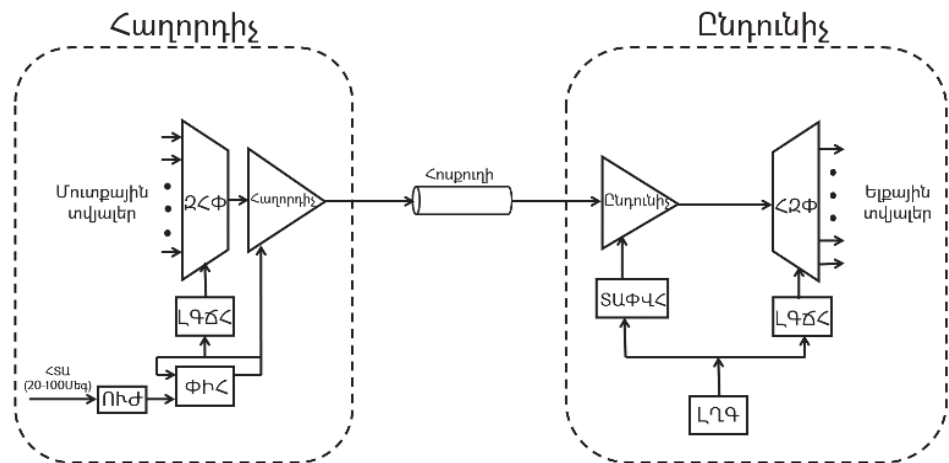
Գոյություն ունեն տվյալների փոխանցման երկու մեթոդներ՝ զուգահեռ և հաջորդական: Տվյալների փոխանցման երկու դեպքում էլ տվյալները մշակվում են զուգահեռ և տարբերվում են միայն փոխանցման տեսակով:

Տվյալների զուգահեռ փոխանցման դեպքում մշակված տվյալները նույնությամբ ուղարկվում են ընդունիչ, սակայն անհրաժեշտ է ունենալ մեկից ավելի հաղորդիչներ, հոսքուղիներ և ընդունիչներ: Այս դեպքում հաղորդիչներն ու ընդունիչները տվյալները փոխանցում և ընդունում են զուգահեռ, ուստի մեծ արագություն ապահովելու համար անհրաժեշտություն չկա ունենալ արագագործ համակարգ և տակտային ազդանշան: Տվյալների զուգահեռ փոխանցման դեպքում խառը ազդանշանային ԻՄ-երում օգտագործվող հոսքուղիներն էապես մեծացնում են ԻՄ-ի ինքնարժեքը: Բացի այդ, մեկից ավելի հաղորդիչների և ընդունիչների առկայության դեպքում համակարգը զբաղեցնում է մեծ մակերես (նկ. 2):



Նկ.2. Տվյալների զուգահեռ փոխանցման բլոկ-դիագրամը

Տվյալների հաջորդական փոխանցման մեթոդն ունի ավելի լայն տարածում, քանի որ այս դեպքում օգտագործվում է մեկ հաղորդիչ, հոսքուղի և ընդունիչ, սակայն համակարգը պետք է լինի արագագործ, որպեսզի ի գործ լինի դիմակայելու շուկայի մարտահրավերներին (նկ. 3):



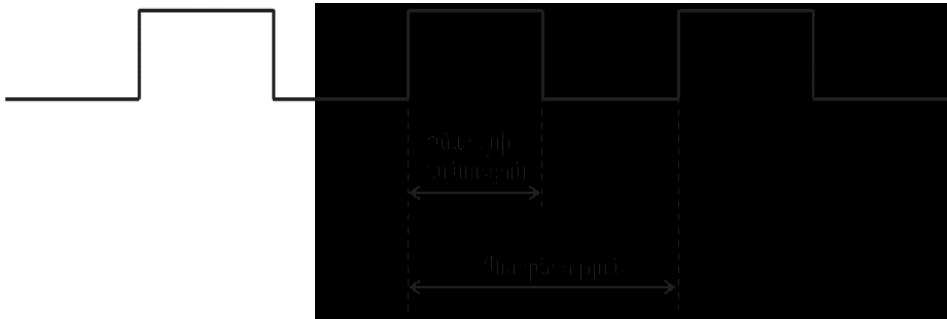
Նկ.3. Տվյալների հաջորդական փոխանցման բլոկ-դիագրամը

Տվյալների հաջորդական փոխանցմամբ մուտք/ելք հանգույց նախագծելիս անհրաժեշտ է օգտագործել զուգահեռից հաջորդական փոխակերպիչ (ՀՉՓ), որը համապատասխան հաճախությամբ տվյալների զուգահեռ փաթեթը կերպափոխում է հաջորդականի և ուղարկում, իսկ ընդունիչում ստացված հաջորդական տվյալները կերպափոխվում են զուգահեռի՝ հաջորդականից զուգահեռ փոխակերպիչ (ՀՓՓ) միջոցով [2]:

Տվյալները փոխանցվում և ընդունվում են համապատասխան հաճախականությամբ, որի աղբյուրը փուլահաճախականային ինքնաենթալարման համակարգն է (ՓԻՀ), որն ընդունելով ուժեղացված հենակային տակտային ազդանշանը (ՀՏԱ), որը մինչև 100 ՄՀց է, բազմապատկում է այն նախապես ընտրված գործակցով: ՀՏԱ-ը ձևավորվում է քվարցային գեներատորից և ունի փոքր տատանման լայնություն՝ 100 մՎ, այդ իսկ պատճառով այն ուժեղացվում է: ՓԻՀ-ի ելքային ազդանշանի լցման գործակիցը (ԼԳ) պետք է առավելագույնս մոտ լինի 50%-ին (1) [3].

$$ԼԳ = \frac{P_L}{P} * 100\%, \quad (1)$$

որտեղ P_L -ն իմպուլսի լայնությունն է, իսկ P -ն՝ ազդանշանի պարբերությունը (նկ. 4):



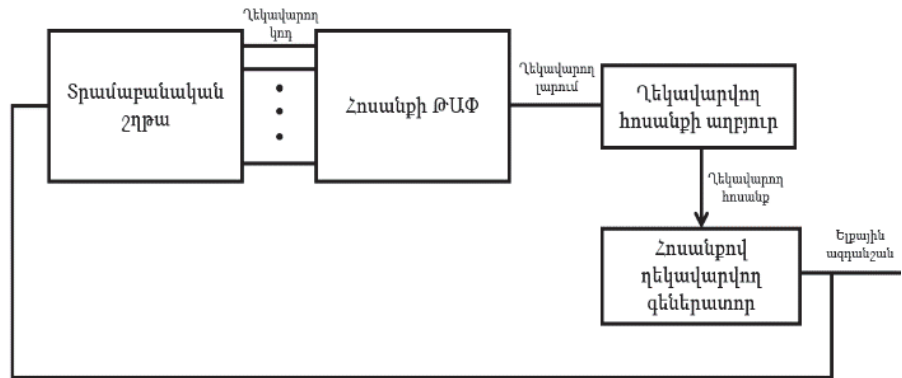
Նկ. 4. Լցման գործակցի որոշման սկզբունքը

Լցման գործակցի ճշգրտման համակարգը (ԼԳՃՀ), ստանալով ՓԻՀ-ի ելքային ազդանշանը, մշակում և արդյունքում ձևավորում է 50%-ին մոտ լցման գործակցով արագագործ տակտային ազդանշան: Ստացված տակտային ազդանշանի յուրաքանչյուր տակտով զուգահեռ տվյալների փաթեթը փոխակերպվում է հաջորդականի և հաղորդվում:

Հաղորդչից ընդունիչ փոխանցվում են միայն տվյալները, իսկ տակտային ազդանշանը չի ուղարկվում՝ լրացուցիչ միջմիացումներով և սարքերով պայմանավորված ծախսերից զերծ մնալու նպատակով: Ուստի ընդունիչը պետք է ունենա ներդրված մեխանիզմ, որը հնարավորություն կտա ընդունվող տվյալների հոսքից վերականգնել տակտային ազդանշանը, այնուհետև վերականգնված տակտային ազդանշանով ապահովի հուսալի ընթերցում: Այսպիսով, ընդունիչ հանգույցում ներդրված է ԼԳԳ, որն ապահովվում է արագագործ տակտային ազդանշանով, իսկ տակտային ազդանշանի փուլի վերականգնման համակարգը (ՏԱՓՎՀ), ընդունելով ուղարկված ազդանշանը, ԼԳԳ-ի ելքային ազդանշանի փուլը շեղում է այնպես, որ հնարավոր լինի հուսալիորեն ընթերցել տվյալների ազդանշանը:

Վերոնշյալից ակնհայտ է, որ ԼԳԳ-ի ելքային ազդանշանի ճշտությունից է կախված ամբողջ համակարգի ճշտությունը:

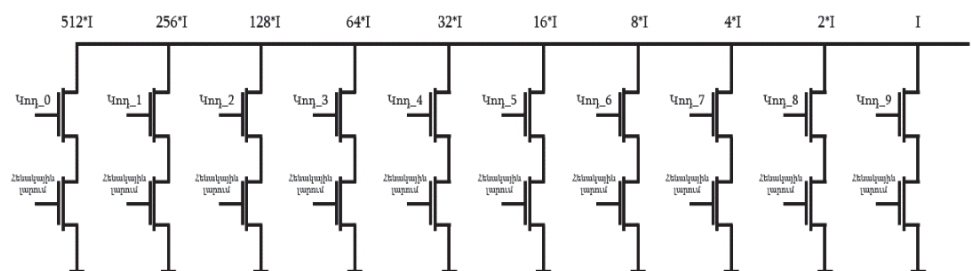
ԼԳԳ-ը բաղկացած է տրամաբանական շղթայից, 10 կարգայնությամբ հոսանքի թվա-անալոգային փոխակերպչից, դեկավարվող հոսանքի աղբյուրից և հոսանքով դեկավարվող գեներատորից (նկ. 5) [4]:



Նկ. 5. ԼՂԳ-ի բլոկ-դիագրամը

Տրամաբանական շղթան, ստանալով ելքային ազդանշանը, ստուգում է վերջինիս հաճախությունը, և եթե այն փոքր է ցանկալիից, բարձրացնում է ղեկավարող կողը: Ղեկավարող կողի փոփոխությունը հանգեցնում է ղեկավարող լարման փոփոխության, քանի որ փոխվում է ակտիվ հոսանքի աղբյուրների քանակը հոսանքի ԹԱՓ-ում: Ղեկավարող լարման փոփոխությունը հանգեցնում է ղեկավարող հոսանքի փոփոխման, որն իր հերթին ազդում է ելքային ազդանշանի հաճախության վրա: Այսպիսով, վերոնշյալ գործողությունների հաջորդականությունը կատարվում է այնքան ժամանակ, քանի դեռ ելքային ազդանշանի հաճախությունը չի հասել անհրաժեշտ արժեքին:

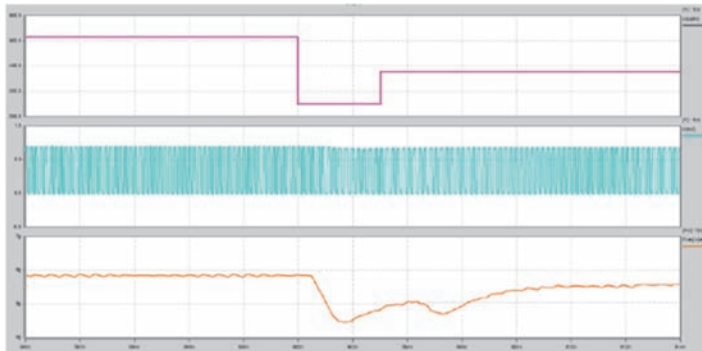
ԼՂԳ-ի աշխատանքը հիմնված է բինար որոնման ալգորիթմի վրա, ուստի հոսանքի ԹԱՓ-ի կարգերը տարբերվում են միմյանցից 2 անգամով (նկ. 6):



Նկ.6. Հոսանքի ԹԱՓ-ի կարգերը

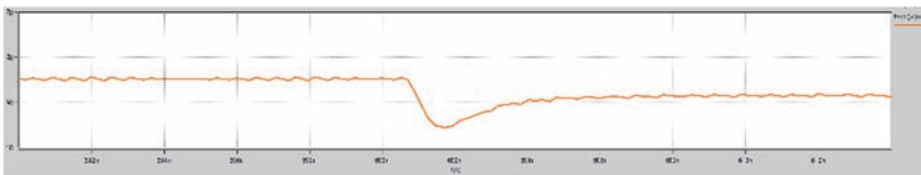
Կող_0-ի փոխանջատման դեպքում ելքային հոսանքի փոփոխությունը ավելի քան 500 անգամով մեծ է կող_9-ից: Այդ պատճառով ավագ կարգի փոխանջատման ժամանակ ղեկավարող լարման վրա առաջանում է լարման թռիչք, որից հետո դանդաղորեն հաստատվում է: Լարման թռիչքը հանգեցնում է ղեկավարող հոսանքի թռիչքաձև փոփոխման, որի արդյունքում ելքային ազդանշանի հաճա-

խությունը անկանխատեսելիորեն փոխվում է: Արագագործության մեծացման դեպքում ելքային ազդանշանի հաճախության հաստատման ժամանակը ավելի մեծ է՝ համեմատած որոշում կայացնելու ժամանակի հետ, ուստի տրամաբանական շղթան կարող է սխալ որոշում կատարել (նկ. 7):



Նկ.7. Երկար հաստատման պատճառով առաջացած սխալը

512 կողից 256 անցնելիս անջատվում է ամենամեծ հոսանքն ապահովող տրանզիստորը, և միանում է իր մեծությամբ երկրորդ տրանզիստորը, ուստի մեծ քանակի հոսանքի փոփոխություն է տեղի ունենում, որը հանգեցնում է լարման թռիչքի և հաստատման ժամանակի մեծացման: Արդյունքում՝ տրամաբանական շղթայի հաջորդ որոշման ժամանակ ելքային ազդանշանի հաճախությունը փոքր է անհրաժեշտ արժեքից, ուստի վերջինս բարձրացնում է կողը, մինչդեռ եթե ավելի ուշ լիներ որոշում կայացնելու ժամանակը, ապա անհրաժեշտություն կլիներ իջեցնելու (նկ. 8):



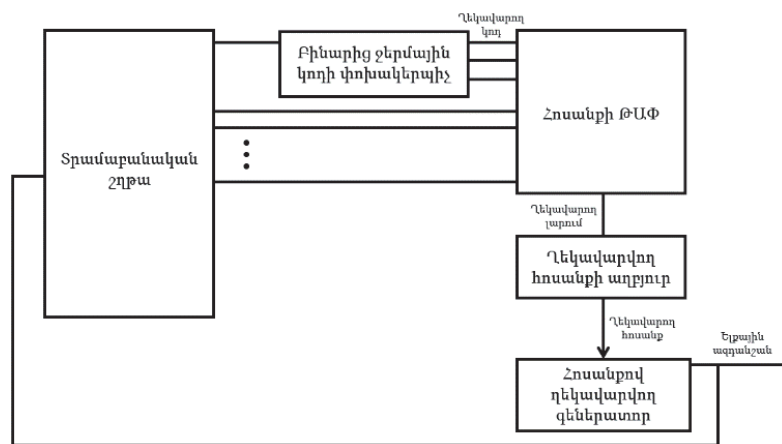
Նկ.8. 512 կողից 256 անցման ժամանակ ելքային ազդանշանի արձագանքը

Տրամաբանական շղթայի մեկ անգամ սխալ որոշման դեպքում ելքային ազդանշանի հաճախությունը երբեք չի վերադառնա անհրաժեշտ արժեքին, քանի որ ԼՂԳ-ի աշխատանքը հիմնված է բինար որոնման ալգորիթմի վրա:

Այսպիսով, անհրաժեշտություն է առաջանում մշակել այնպիսի ճարտարապետություն, որի դեպքում կբացառվի մեծ հոսանքի փոխանջատումը, որը չի լինի արագագործության փոքրացման հաշվին:

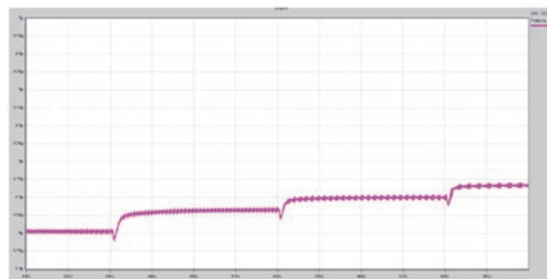
ԼՂԳ-ի առաջարկվող ճարտարապետությունը. Ինչպես արդեն հայտնի է, խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների մուտք/ելք հանգույցներում ԼՂԳ-ի դերը շատ մեծ է, և նրանից են կախված ամբողջ համակարգի արագագործությունը և արտադրողականությունը:

ԼՂԳ-ի ելքային ազդանշանի հաստատման ժամանակը պետք է փոքր լինի վերջինիս դեկավարող տրամաբանական շղթայի որոշում կայացնելու ժամանակից, որը դժվար է ապահովել հատկապես ավագ կարգերի դեպքում, ուստի առաջարկվում է մեծացնել հոսանքի ԹԱՓ-ի կարգայնությունը, փոքրացնել առաջին երեք կարգերի փոխանջատող հոսանքի չափը և կառավարել այն ջերմային կոդով (նկ. 9):



Նկ. 9. ԼՂԳ-ի առաջարկվող ճարտարապետությունը

Առաջարկվող մոտեցման դեպքում հոսանքի փոփոխությունը կատարվում է աստիճանաբար, ուստի ելքային ազդանշանի հաճախությունը նույնպես փոփոխվում է աստիճանաբար, և արդյունքում՝ համակարգը դառնում է ավելի կայուն, և բացառվում է ելքային ազդանշանի մեծ հաստատման ժամանակից կախված տրամաբանական շղթայի սխալ որոշումը (նկ. 10):



Նկ. 10. Ելքային ազդանշանի հաճախության ջերմային կոդից կախվածությունը

Այսպիսով, ելքային ազդանշանի հաճախությունը հաստատվում է ավելի փոքր ժամանակում՝ համեմատած տրամաբանական շղթայի որոշում կայացնելու ժամանակի հետ, որի արդյունքում միշտ կայացվում են ճիշտ որոշումներ, և ի վերջո ելքային ազդանշանը հաստատվում է անհրաժեշտ հաճախության մակարդակին:

Առաջարկվող ճարտարապետությունում հոսանքով ղեկավարվող գեներատորը ղեկավարող հոսանքի արժեքը չի փոխվում, քանի որ 2 դեպքում էլ օգտագործվում է միևնույն գեներատորը, սակայն մեծանում են համակարգի էներգասպառումը և զբաղեցրած մակերեսը, քանի որ առաջարկվում է ավելացնել բինարից ջերմային կոդի փոխակերպիչ: Չափելով էներգասպառումը և գնահատելով զբաղեցրած մակերեսը՝ պարզ է դառնում, որ համակարգի էներգասպառումը և զբաղեցրած մակերեսը մեծանում են ոչ ավելի քան 1%-ով, արդյունքում ստացվում է ավելի ճշգրիտ ԼՂԳ:

Մոդելավորման արդյունքները. HSPICE [5] նմանակման գործիքով մոդելավորվել են արդեն գոյություն ունեցող և առաջարկվող ճարտարապետությունները: Նմանակումն իրագործելիս հաշվի են առնվել գործընթացային հնարավոր շեղումները, ինչպես նաև ջերմաստիճանային և սնուցման լարման տատանումները: Կատարվել է նաև ֆիզիկական նախագծի գնահատում: Վատագույն դեպքի համար ստացված արդյունքներն ամփոփված են աղյուսակում:

Աղյուսակ

Գոյություն ունեցող և առաջարկվող մեթոդների համեմատությունը

Պարամետրը	Գոյություն ունեցող մեթոդը	Առաջարկվող մեթոդը
Ելքային ազդանշանի հաճախությունը ($f_{\text{շգ}}$)	4,76	5,01
Ճշտությունը (%)	5	0,8
Գեներատորը ղեկավարող հոսանքը (I_U)	1,25	1,25
Էներգասպառումը ($P_{\text{գտ}}$)	5,6	5,62
Զբաղեցրած մակերեսը ($S_{\text{կմ}^2}$)	10875	10915

Եզրակացություն. ԼՂԳ-ի առաջարկվող ճարտարապետությունն ապահավում է ավելի քան 5 անգամ մեծ ճշտություն՝ կորցնելով էներգասպառման և մակերեսի ոչ ավելի քան 1%-ը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Modeling and Analysis of High-Speed I/O Links / **G. Balamurugan, B. Casper, J.E. Jaussi, et al** // IEEE Transactions on Advanced Packaging. -2009. - P. 237-247.
2. **Weste N., Harris D.M.** CMOS VLSI Design A Circuits and Systems Perspective // Macquarie University and The University of Adelaide.- Fourth Edition, 13.6 I/O. - Boston, Massachusetts, US, 2011. – P. 590 – 612.
3. **Patil S., Rudraswamy S.B.** Duty Cycle Correction Using Negative Feedback Loop // 16th International Conference "Mixed Design of Integrated Circuits and Systems".- Poland, June 25-27, 2009. – P. 425 – 472.
4. **Väänänen P., Mikkola N., Heliö P.** VCO Design with On-Chip Calibration System // IEEE Transactions on Circuits and Systems. - Oct. 2006. – P. 2157 – 2166.
5. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: «Միկրոփաի Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 24.02.2019:

A.A. МАРТИРОСЯН

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ

Представлен метод повышения точности генератора, управляемого напряжением (ГУН). Роль ГУНа при увеличении скорости и стабильности смешанных сигнальных интегральных схем высока. Изменение старшего бита цифроаналогового преобразователя, используемого для регулирования частоты выходного сигнала ГУНа, вызывает скачок напряжения, в результате чего конечный сигнал генерируется с большими ошибками. Поэтому транзистор, управляемый старшим битом, предлагается заменить управляемым тепловым кодом.

Ключевые слова: интегральная схема, управляемый напряжением генератор, электрическая розетка, контур ввода/вывода, тепловой код.

A.A. MARTIROSYAN

A METHOD FOR INCREASING THE ACCURACY OF A VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR

A method of increasing the accuracy of a voltage-controlled oscillator (VCO) is presented. The role of VCO is very important in increasing the speed and stability of the mixed signal integrated circuits (IC). For calibrating the output signal of VCO, DAC is used whose master bit's change causes voltage overshoots, and as a result a final signal is formed with a big error, therefore it is proposed to use transistors controlled with a thermal code instead of a transistor controlled with a master bit.

Keywords: integrated circuit, voltage-controlled oscillator, current DAC, input/output node, thermal code.

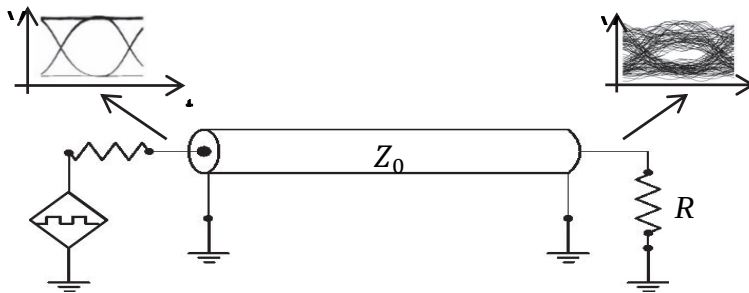
Ա.Ս. ՏՐԴԱՏՅԱՆ

ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՏԱԿՏԱՎՈՐՎՈՂ ՀԱՄԵՄԱՏԻՉԻ ԼԱՐՄԱՆ ՇԵՂՄԱՆ
ԻՆՔՆԱՀԱՐՄԱՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Ներկայացված է արագագործ համեմատիչի լարման շեղման ինքնահարմարման մեթոդ: Առաջարկվող մեթոդով տակտավորվող համեմատիչի նախալիցքավորման փուլում միացվում է հոսանքի կոմպենսացիայի շղթան, որը կոնդենսատորների վրա ձևավորում է լարում՝ կախված համեմատիչի ճյուղերով հոսող հոսանքից: Այդ լարման արժեքները փոխակերպվում են հոսանքի: Ստացված հոսանքը հոսում է տակտավորող ազդանշանի դրական ճակատի ժամանակ սևոյիչի երկու ճյուղերով դեպի հոդանցում, որի հետևանքով ճյուղերով հոսում են իրար նկատմամբ հավասար հոսանքներ: Արդյունքում՝ լարման շեղումը էապես փոքրանում է և դառնում թույլատրելի սահմանից փոքր:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, մուտք/ելք, տակտավորվող համեմատիչ, լարման շեղում:

Ներածություն: Ներկայումս մուտք/ելք հանգույցներում տվյալների փոխանցման արագությունը հասել է մի քանի ԳՀԳ-երի, որը բարդացնում է այդ տարրերին ներկայացվող պահանջների բավարարումը: Մյուս կողմից՝ խոչընդոտ է հանդիսանում տպասալի լարը. վերջինս ցածր հաճախականային ֆիլտր է, որը ձնշում է հաղորդած ազդանշանը դեպի ընդունիչ [1] (նկ.1):



Նկ. 1. Տպասալի լարը

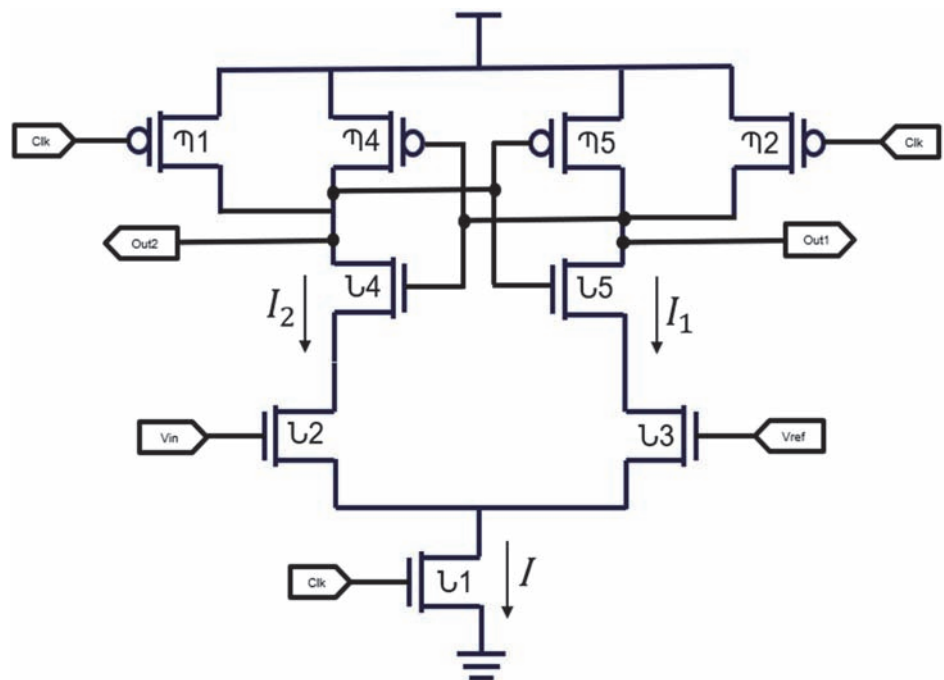
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} : \quad (1)$$

Այդ իսկ պատճառով տվյալների ընդունման համար անհրաժեշտ է օգտագործել համեմատիչ, որը կապահովի տվյալների հուսալի ընդունումը: Ընդունիչ

հանգույցներում համեմատիչները լինում են երկու տեսակ՝ տակտավորվող և դասական դիֆերենցիալ ուժեղարարի հիման վրա:

Ներկայիս մուտք/ելք հանգույցներում լայն տարածում են ստացել տակտավորվող համեմատիչները, որոնք հնարավորություն են տալիս օգտագործել հետադարձ կապով համահարթեցուցիչներ:

Նկ.2-ում պատկերված է պարզագույն տակտավորվող համեմատիչ, որն ունի տվյալի ընդունման մուտք (Vin), տակտային ազդանշան (Clk), հենակային լարում (Vref):



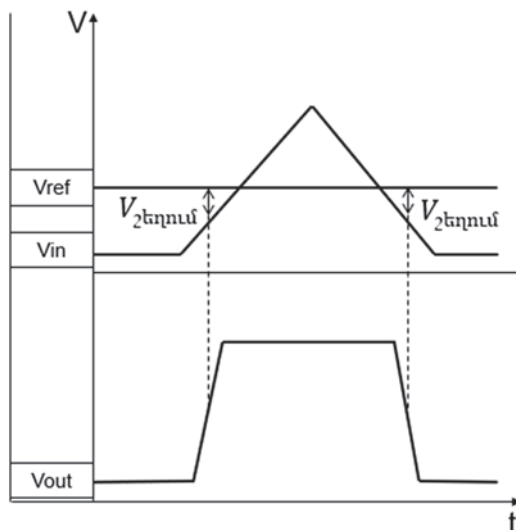
Նկ.2. Տակտավորվող համեմատիչը

Clk ազդանշանի դրական ճակատի դեպքում սխեման գտնվում է Vref լարման և Vin մուտքի համեմատման փուլում: Կախված Vref-ի և Vin-ի լարման արժեքներից՝ Out1 և Out2 ճյուղերով հոսում է հոսանք, եթե Vref-ի լարումը մեծ է Vin-ից, ապա Out1 ճյուղով հոսում է ավելի մեծ հոսանք, քան Out2 ճյուղով: Հավասարության դեպքում ճյուղերով անցնող հոսանքները հավասար են, իսկ Vin լարումը Vref-ից մեծ լինելու դեպքում Out2 ճյուղով հոսում է ավելի մեծ հոսանք՝ Out1 ճյուղի համեմատ [2]:

$$I = I_1 + I_2: \quad (2)$$

Clk տակտավորող ազդանշանի բացասական ճակատի դեպքում սխեման գտնվում է նախալիցքավորման փուլում, որի ընթացքում Պ1 և Պ2 տրանզիստորները լիցքավորում են Out1 և Out2 ճյուղերը մինչև սնման լարման մակարդակը: Նախալիցքավորման փուլը պարտադիր է, քանի որ համեմատչի համար բեռ է հանդիսանում Պ4, Պ5 և Ն4, Ն5 տրանզիստորներից բաղկացած սխեման, որը ներկայացնում է սևեռիչ: Վերջինիս ելքերի մեկ անգամ հաստատումից հետո, մուտքային լարումից կախված, այլևս հնարավոր չէ փոխել ելքերի վիճակը՝ առանց նախալիցքավորման փուլի, քանի որ փակվում է դեպի հող ճանապարհը: Այսպիսով, Out1 և Out2 ճյուղերը պետք է նախալիցքավորել մինչև Clk-ի հաջորդ դրական ճակատը՝ տվյալը հուսալի ընդունելու համար:

Տակտային ազդանշանով դեկավարվող համեմատիչների օգտագործումը ընդունիչ հանգույցներում պահանջում է մեծ լարման շեղման (ԼՇ) ճշտություն (նկ. 3):



Նկ. 3. Լարման շեղումը

Իդեալական դեպքում ելքի փոխանջատման ժամանակ (երբ ելքային լարումը հասնում է սնման լարման կեսին) ԼՇ-ն պետք է հավասար լինի զրոյի [2], հակառակ դեպքում՝ կարող են առաջանալ հաղորդչից փոխանցված տվյալի կորուստներ: Առաջացած ԼՇ-ի թույլատրելի սահմանը ներկայիս ինտեգրալ սխեմաներում 5 մՎ է:

$$V_{ref} - V_{in} = 0,$$

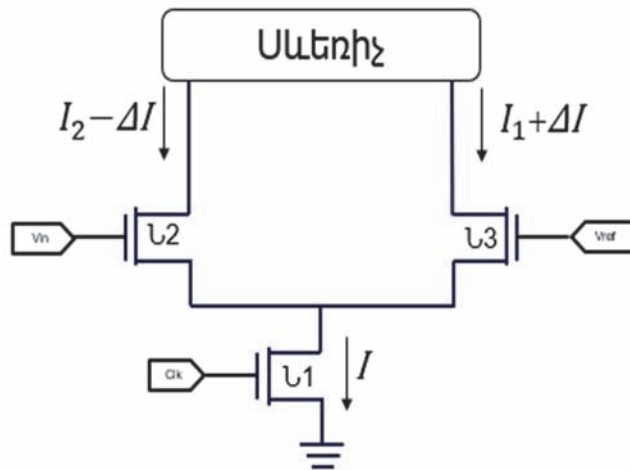
$$V_{շեղում} = 0: \quad (3)$$

Լարման շեղման առաջացման պատճառը. Հիմնականում պատճառները երկուսն են. առաջին՝ ֆիզիկական նախագծման ժամանակ տրանզիստորների սխալ տեղաբաշխումը կառաջացնի ոչ սիմետրիկ միջմիացումներ, որը կհանգեցնի համեմատիչի ճյուղերի պարագիտային տարրերի (ռեզիստորների և կոնդենսատորների) անհավասարության, ինչի հետևանքով մուտքի և հենակային լարման հավասարության դեպքում համեմատիչի ճյուղերով կհոսեն իրար նկատմամբ տարբեր հոսանքներ. երկրորդ՝ տեխնոլոգիական գործընթացի ժամանակ տրանզիստորների պարամետրերը կարող են փոխվել, և երկու նույն տիպի և չափի տրանզիստորների միջով նույն փական-ակունք լարման դեպքում կհոսեն իրար նկատմամբ տարբեր հոսանքներ:

Առաջացման պատճառներից առաջինը լուծելի խնդիր է, անհրաժեշտ է միջմիացումները սխեմայում դարձնել հնարավորին չափ սիմետրիկ, իսկ երկրորդ խնդիրը անլուծելի է, քանի որ տարբեր տեխնոլոգիաներ ունեն իրենց արտադրողական գործընթացը, և անհնար է արտադրել երկու կամ ավելի իդեալական նույն պարամետրերով տարրեր:

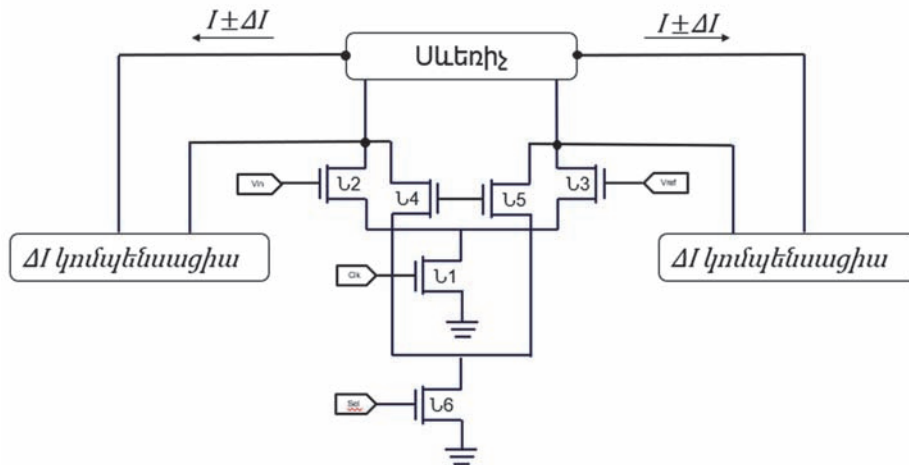
Նկ. 2-ում պատկերված սխեման նախագծվել է Custom Compiler ծրագրային միջոցով, և կատարվել է սխեմայի նմանակում HSPICE [3] ծրագրային միջոցով: Նմանակման ընթացքում տակտավորվող համեմատչի մուտքերին արհեստականորեն կիրառվել են իդեալական լարման աղբյուրներով ստացված հենակային լարման արժեքներ, որի արդյունքում նմանակման փուլից հետո ստացվել է վատագույն դեպքում մինչև 30 μV ԼՇ: Այդ շեղման արժեքը ստացվում է մոտավորապես 15% ճյուղերում հոսանքի տարբերության դեպքում:

Լարման շեղման ինքնահարմարման առաջարկվող մեթոդը. Ինչպես արդեն նշվեց, տարրերի ոչ ճիշտ տեղաբաշխումը և արտադրողական գործընթացը հանգեցնում են նկ. 4-ում պատկերված Ն2 և Ն3 տրանզիստորներին նույն փական-ակունք կիրառած լարման դեպքում նրանցով անցնող հոսանքի տարբեր արժեքների: Այսպիսով, առաջացած ΔI հոսանքի տարբերությունը ճյուղերում պետք է կոմպենսացնել՝ խնդիրը լուծելու համար:



Նկ.4. Լարման շեղման առաջացման պատճառը

Նկ. 5-ում պատկերված Ն4, Ն2 և Ն5, Ն3-ը պետք է գտնվեն համապատասխանաբար նույն գրպանիկի մեջ (նույն դիֆուզիայի), որից կարելի է հետևություն անել, որ տեխնոլոգիական գործընթացի ժամանակ նրանց էլեկտրական պարամետրերը կփոխվեն նույն գործակցով:

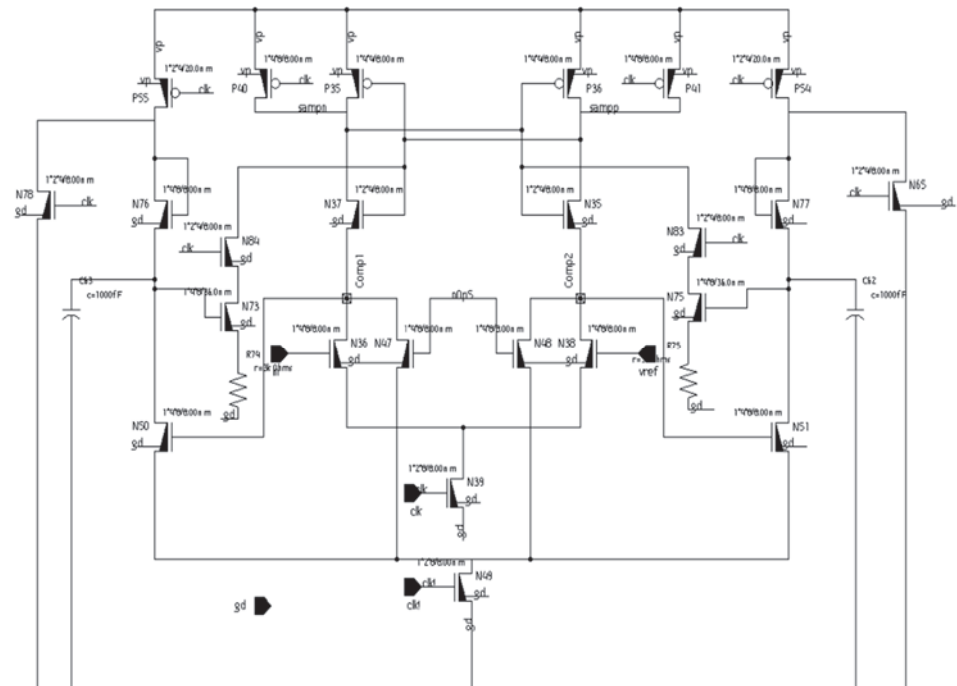


Նկ.5. Առաջարկվող ճարտարապետությունը

Կոմպենսացիայի շղթան աշխատում է նախալիցքավորման փուլում, որի ժամանակ բացվում է նկ. 5-ում պատկերված Ն6 տրանզիստորը, և փակվում է Ն1-ը: Comp1 և comp2 կետերը հաստատվում են, նրանց լարման մակարդակները տարբերվում են իրարից, քանի որ Ն4-ով և Ն5-ով ԼՇ-ի դեպքում հոսում են իրարից տարբեր հոսանքներ նույն փական-ակունք լարման դեպքում: Հաստատված լար-

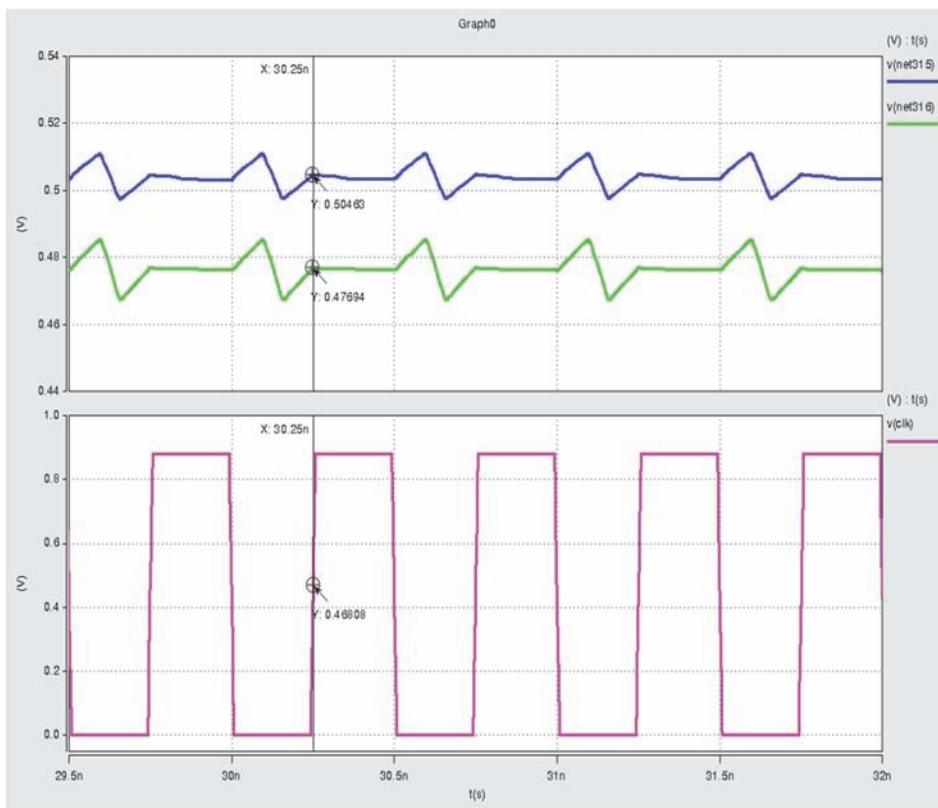
ման արժեքները կոմպենսացիայի սխեմայում պահվում են կոնդենսատորի վրա, որն էլ իր հերթին փոխակերպվում է հոսանքի: Մտացված հոսանքը հոսում է միայն տվյալի ընդունման փուլում, հակառակ դեպքում՝ կոմպենսացիայի շղթան կներկայացնի դրական հետադարձ կապ, որն էլ իր հերթին կհանգեցնի անկայունության:

Նկ. 6-ում պատկերված է Custom Compiler ծրագրային միջոցով նախագծված համեմատչի և ինքնահարմարման մեթոդի սխեմատիկական տեսքը:



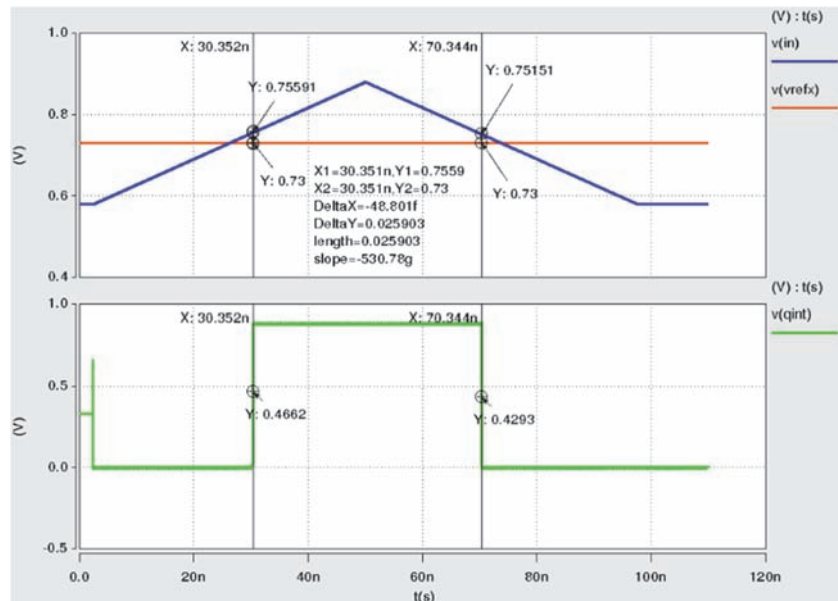
Նկ.6. Առաջարկվող մեթոդի նախագծված սխեման

Նկ. 7-ում ներկայացված է համեմատչի ինքնակարգաբերման սխեման, որտեղ տակտավորող ազդանշանի դրական ճակատի դեպքում կոնդենսատորների վրա ստացված լարման տարբերությունը իդեալական լարման աղբյուրներով կիրառված է 15 ՎԼԾ-ի դեպքում:



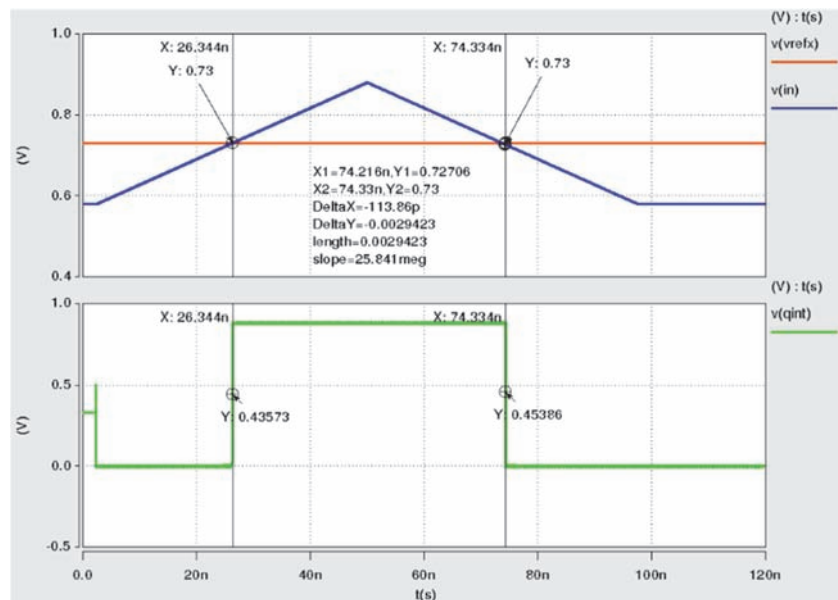
Նկ.7. Ստացված լարումների տարբերությունը

Նկ. 8-ում ներկայացված է առանց ԼՇ-ի ինքնահարմարման մեթոդի համեմատիչի ելքային լարման փոփոխությունը՝ կախված մուտքային և հենակային լարումներից ժամանակի ընթացքում: Նկարից երևում է, որ երբ ելքային ազդանշանը հասնում է սնման լարման կեսին, մուտքային և հենակային լարման տարբերությունը մոտավորապես 30 մՎ է:



Նկ.8. ԼՇ-ի արժեքը

Նկ. 9-ում պատկերված է առաջարկվող ինքնահարմարման մեթոդի կիրառությամբ ստացված ԼՇ-ն: Ինչպես երևում է նկարից, ԼՇ-ն ստացվում է 2.9 մՎ:



Նկ.9. Մեթոդի կիրառությամբ ԼՇ-ի արժեքը

Առաջարկվող մեթոդի ստացված արդյունքները

Պարամետր	Կիրառած շեղում	Առաջարկվող մեթոդ
Մուտքային լարման շեղում (մՎ)	30	2.9
	25	1.2
	20	1.1
	15	0.4
	10	0.3

Եզրակացություն: Տակտավորվող համեմատիչի մուտքային լարման շեղման ինքնահարմարման մեթոդի կիրառման դեպքում մուտքային լարման շեղման չափը փոքրանում է վատագույն դեպքում մոտավորապես 10-ից 15 անգամ (աղ.):

Առաջարկվող մեթոդի կիրառման դեպքում մինչև 30 մՎ մուտքային լարման շեղումը ինքնահարմարմամբ կփոքրացվի և երբեք չի անցնի թույլատրելի սահմանը, որը 5 մՎ է:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Garret W.H., James A.M., Stephen H.H.** High-Speed Digital System Design.- 2000. - 110p.
2. **Behzad Razavi,** Design Of Analog Cmos Integrated Circuits. – 2015. –268p.
3. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: «Միկրոփսի Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 04.02.2019:

А.С. ТРДАТЯН

МЕТОД САМОНАСТРАИВАЮЩЕЙСЯ ПОРОГОВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИНХРОННЫХ КОМПАРАТОРОВ

Представлен метод самонастраивающейся пороговой чувствительности высокочастотных синхронных компараторов. Представленный метод в режиме предварительной зарядки синхронного компаратора включает схему, компенсирующую ток, который заряжает конденсаторы в зависимости от токов в двух плечах компаратора. Полученное напряжение преобразовывается в ток. Ток течет через защелку в заземление, по причине чего в плечах течет одинаковый ток. В результате пороговая чувствительность существенно уменьшается и становится ниже допустимого предела.

Ключевые слова: интегральная схема, вход/выход, синхронный компаратор, пороговая чувствительность.

A.S. TRDATYAN

**A METHOD OF SELF-CONFIGURABLE OFFSET FOR HIGH-SPEED CLOCKED
COMPARATORS**

A method for self-configurable offset of high-speed clocked comparators is presented. When the clocked comparator is in the pre-charge mode, the recommended method switches on the current compensation circuit which charges the capacitors, depending on the comparator tails currents. The voltage across the capacitor converts into current. The current flows through the latch to the ground during the clock positive edge, subsequently the two tails currents become equal. As a result, the offset substantially reduces and becomes less than the allowed limit.

Keywords: integrated circuit; input/output; clocked comparator; offset.

Ա.Ռ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ

«ՓԱՓՈՒԿ» ՖԻԶԻԿԱԿԱՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ ԲԼՈԿՆԵՐԻ ՄԻՆԹԵԶԸ ԹՎԱՅԻՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՏՐԱՄԱԲԱՆԱԿԱՆ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԻՑ

Առաջարկված է ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) տարրերի «փափուկ» բլոկի ստացման մեթոդ՝ հիմնված տրամաբանական սխեմայում ազդանշանների հոսքի գրաֆի (ԱՀԳ) կառուցման և դրանում բինար որոնման բալանսավորված ծառի կիրառմամբ տրամաբանական տարրերի ռանգավորման վրա: Մշակվել են ըստ լայնության փնտրման ալգորիթմի կիրառմամբ ռանգավորված տրամաբանական սխեմայից ֆիզիկական «փափուկ» բլոկի կառուցման մեթոդ և համապատասխան ծրագրային իրագործում: Արդյունքները ցույց են տվել առաջարկված մեթոդի արդյունավետությունը՝ ֆիզիկական նախագծման սկզբնական փուլում միջմիացումների երկարությունների նվազարկման տեսանկյունից:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, ֆիզիկական նախագծում, ռանգավորման ալգորիթմ, «փափուկ» բլոկ:

Ներածություն: Համակարգային ԻՄ-երի առաջանցիկ զարգացումը և դրանցում մտավոր սեփականության բլոկների քանակի ավելացումը կարևորում են նախագծվող բլոկների տրամաբանական սխեմաներից այնպիսի ֆիզիկական կառուցվածքների ստացումը, որոնք մի կողմից՝ հաշվի կառնեն սխեմատեխնիկական առանձնահատկությունները, իսկ մյուս կողմից՝ թույլ կտան դրանց ինտեգրումը տարբեր ֆիզիկական կառուցվածքներում: Այս խնդրի լուծման արդյունավետ ուղիներից է բլոկների ֆիզիկական կառուցվածքի երկփուլային ստացումը [1, 2]:

• Տրամաբանական սխեմայից անցում չպարամետրացված ֆիզիկական բլոկների, որոնք առավել հաշվի են առնում սխեմայի աշխատանքի տրամաբանությունը՝ դրանցում ազդանշանի մշակման հաջորդականության տեսանկյունից: Այս բլոկներն ունեն որոշակի մակերես, սակայն չունեն ուղղանկյան ձև: Այսպիսի բլոկները պայմանականորեն կոչվում են «փափուկ» բլոկներ:

• «Փափուկ» բլոկներից անցում պարամետրացված բլոկների, որոնք հաշվի են առնում ԻՄ-ի հատակագծման նախագծային սահմանափակումները: Այս բլոկներն ունեն կանոնավոր ուղղանկյան տեսք, որի կողերի հարաբեակցությունը տրվում է՝ ելնելով ԻՄ-ում դրանց ֆիզիկական ինտեգրման հարմարավետությունից: Այսպիսի բլոկները պայմանականորեն կոչվում են «կոշտ» բլոկներ:

Ենթամիկրոնային տեխնոլոգիաները առաջադրում են նոր պահանջներ՝ ԻՄ-երի սխեմատեխնիկական և ֆիզիկական նախագծման փուլերի միջև փոխկապվածության ուժեղացման տեսանկյունից: Այս պահանջները առաջին հերթին պայմանավորված են միջմիացումներում ազդանշանի հապաղումներով [3,4]:

Քանի որ միջմիացումների երկարությունները առաջին մոտավորությամբ պայմանավորված են դրանցով միացվող տարրերի տեղաբաշխումով, ապա վերը նշված իրողությունները սկզբունքորեն նոր պահանջներ են առաջադրում տեղաբաշխման խնդրին, և կարևորվում են դրա լուծման այնպիսի մեթոդների և ալգորիթմների մշակումը, որոնք հաշվի կառնեն սխեմայի աշխատանքի տրամաբանությունը, դրանով իսկ նպաստելով միջմիացումներով պայմանավորված արագագործության բարձրացմանը: ԻՄ-երի ֆիզիկական նախագծման փուլում, միջմիացումներով պայմանավորված հապաղումների հաշվառման նպատակով, ներկայումս կարևորվում է ԻՄ-երի տարրերի ժամանակով ուղղորդված տեղաբաշխման խնդիրը [5, 6]:

Ժամանակով ուղղորդված տեղաբաշխման առկա մեթոդները կարելի է դասակարգել երկու խմբով [6 - 8].

- Ուղու վրա հիմնված մեթոդներ, որոնք հաշվի են առնում սխեմայի առաջնային մուտքերից մինչև ելքերը տանող ուղիներում ազդանշանի հապաղումները:
- Շղթայի վրա հիմնված մեթոդներ, որոնք հաշվի են առնում ազդանշանի հապաղումը սխեմայի յուրաքանչյուր շղթայում:

Համապատասխանաբար նրանց առավելություններն են՝ գլոբալ օպտիմումին հասնելու պոտենցիալ հնարավորությունը և ալգորիթմական փոքր բարդությունը՝ $O(n \cdot \log(n))$, իսկ թերությունները՝ ալգորիթմական մեծ բարդությունը՝ $O(n!)$ և լոկալ օպտիմումի առկայությունը:

Պետք է նշել, որ երկու դեպքում էլ թույլ է արտահայտված տեղաբաշխման արդյունքի և սխեմայի աշխատանքի տրամաբանական կապը:

Այս թերության հաղթահարման նպատակով առաջարկվում է տրամաբանական բլոկների ֆիզիկական կառուցվածքի սինթեզի նոր մոտեցում, որը հիմնված է տրամաբանական սխեմայի ռանգավորման վրա և միտված է միջմիացումների երկարության և, հետևաբար, դրանցում հապաղումների նվազեցմանը:

Մեթոդի նկարագրությունը: Տրամաբանական բլոկների ֆիզիկական կառուցվածքի սինթեզի առաջարկվող մեթոդը ենթադրում է հետևյալ քայլերի հաջորդական կատարումը.

- տրամաբանական սխեմայի Verilog նկարագրի փոխարկում ԱՀԳ-ի,
- սխեմայի տարրերի ռանգավորում,
- տարրերի տեղաբաշխում՝ համաձայն ռանգավորման («փափուկ» բլոկի ստացում):

ԱՀԳ-ն ներկայացնում է $\Gamma(C, G)$ ուղղորդված գրաֆ, որում $C = \{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ գագաթները և $G = \{g_1, g_2, \dots, g_m\}$ կողերը համապատասխանում են սխեմայի տարրերի և շղթաների բազմություններին, իսկ n -ը և m -ը տարրերի և շղթաների քանակներն են:

Տրամաբանական սխեմայի Verilog նկարագրից ԱՀԳ-ի ստացման և սխեմայի տարրերի ռանգավորման նպատակով օգտագործված է տվյալների ներկայացման բինար բալանսավորված ծառի սկզբունքը: Այս նպատակով բոլոր տարրերին տրվում

են id նույնականացման համարներ, որոնք գրանցվում են բինար բալանսավորված ծառում՝ (C++ լեզվում STD գրադարանի `std::set`-ում) `cells_with_no_rank`: Սկզբնական վիճակում բոլոր տարրերին տրվում է 0 ռանգ:

Ռանգավորման ալգորիթը բաղկացած է 4 հիմնական քայլերից.

1. Առաջնային մուտքային բոլոր շղթաներին (Verilog ֆայլում `input` դաշտի դիմաց գրված շղթաները) վերագրել 1-ին ռանգը: Այն բոլոր տարրերին, որոնց բոլոր մուտքային շղթաները սխեմայի առաջնային մուտքային շղթաներ են, տրվում է 1-ին ռանգը:

2. Բոլոր այն տարրերը, որոնց մուտքային բոլոր շղթաներն ունեն 0-ից տարբեր ռանգ, ստանում են առավելագույն ռանգ ունեցող շղթայի ռանգը, իսկ նրանց ելքային շղթային տրվում է 1-ով ավելի ռանգ:

Եթե c_i տարրի ռանգը նշանակենք $r(c_i)$, իսկ g_i շղթայի ռանգը՝ $r(g_i)$, ապա սկզբնական վիճակում կլինի՝

$$r(c_i) = 0, r(g_i) = 0, r(c_i) = r(g_{\max}), r(g_{\text{out}}) = r(c_i) + 1,$$

որտեղ $v_{\max}$ -ը i -րդ տարրի մուտքային շղթաներից առավելագույն ռանգ ունեցողն է, իսկ v_{out} -ը՝ i -րդ տարրի ելքային շղթայի ռանգը:

3. Եթե 2-րդ քայլից հետո դեռ կան այնպիսի տարրեր, որոնք չունեն ռանգ (այսինքն՝ $r(c_i) = 0$), ապա դա նշանակում է, որ գրաֆում գոյություն ունի տարրերի այնպիսի հաջորդականություն, որը կազմում է փակ շրջան՝ ցիկլ, ինչը համապատասխանում է սխեմայում առկա հետադարձ կապին: Չռանգավորված տարրերի այդ ցիկլը գտնելու համար սկսում ենք կամայական c_i տարրից, որը չունի ռանգ: Եթե տարրը ռանգ չունի, դա նշանակում է, որ նրա գոնե մեկ մուտքային շղթա՝ v_k ռանգ չունի, այլապես 2-րդ քայլում c_i տարրը կռանգավորվեր: Գրանցում ենք c_i -ին և շարունակում հետևյալ կերպ: Հաշվի առնելով, որ ունենք ցանկացած շղթայի սկզբին և վերջին միացված բոլոր տարրերը, հետևաբար՝ կգտնենք v_k շղթայի սկզբին միացված տարրը՝ c_p -ն, որը չունի ռանգ, հակառակ դեպքում v_k շղթան կունենար ռանգ: Գրանցում ենք նաև c_p տարրը և կունենանք մեր որոնելի ցիկլի արդեն 2 տարրերի հաջորդականություն՝ c_i և c_p : Մա շարունակվում է այնքան, մինչև նորից հանդիպենք արդեն իսկ գրանցված տարրի: Այսպիսով, ցիկլը փակվում է:

4. Նախորդ քայլում հայտնաբերված ցիկլից հեռացվում է 1 շղթա, որի հետևանքով ցիկլը փոխարկվում է ուղղակի տարրերի հաջորդականության:

Այս քայլից հետո վերադառնում ենք 2-րդ քայլին: Այս ամենը կատարվում է այնքան ժամանակ, մինչև 2-րդ քայլից հետո բոլոր տարրերը ռանգավորվեն:

Մեթոդի ծրագրային իրագործումը: Վերը շարադրված ռանգավորման ալգորիթի հենքի վրա մշակվել է տրամաբանական սխեմայի ռանգավորման և ֆիզիկական «փափուկ» բլոկի կառուցման ծրագրային միջոց: Այն, մուտքում ստա-

նալով տրամաբանական սխեմայի Verilog նկարագիրը և տրամաբանական տարրերի ֆիզիկական չափսերը, ելքում տալիս է ֆիզիկական «փափուկ» բլոկի կառուցվածքը: Ծրագրի աշխատանքը դիտարկենք ISCAS89 գրադարանի c27.v թեստային սխեմայի օրինակով, որի Verilog ֆայլը հետևյալն է [9]՝

```

1.  module s27(CK,G0,G1,G17,G2,G3);      10.  and AND2_0(G8,G14,G6);
2.  input CK,G0,G1,G2,G3;                11.  or OR2_0(G15,G12,G8);
3.  output G17;                           12.  or OR2_1(G16,G3,G8);
4.  wire G5,G10,G6,G11,G7,G13,           13.  nand NAND2_0(G9,G16,G15);
    G14,G8,G15,G12,G16,G9;              14.  nor NOR2_0(G10,G14,G11);
5.  dff DFF_0(CK,G5,G10);                15.  nor NOR2_1(G11,G5,G9);
6.  dff DFF_1(CK,G6,G11);                16.  nor NOR2_2(G12,G1,G7);
7.  dff DFF_2(CK,G7,G13);                17.  nor NOR2_3(G13,G2,G12);
8.  not NOT_0(G14,G0);                   18.  endmodule
9.  not NOT_1(G17,G11);

```

Նշենք, որ ծրագրային միջոցը հաշվի չի առնում սինթրոագրանշանային CK շղթան, և այն չի երևում ծրագրի գրաֆիկական ինտերֆեյսում:

ԱՀԳ-ի ստացման նպատակով առանձնացվել են մի քանի կոնտեյներներ՝

- 1) “vector<Cell> g_cells”՝ բոլոր տարրերի զանգվածը,
- 2) “vector<Wire> g_wires”՝ բոլոր շղթաների զանգվածը,
- 3) “set<int> g_input”՝ input շղթաների id-ների set,
- 4) “set<int> g_output”՝ output շղթաների id-ների set,
- 5) “map<string, int> g_gate_name_to_id”՝ map՝ տարրի անունից դեպի իր id:

Այս թվարկված կոնտեյներները C++ ստանդարտ գրադարանից են:

vector-ը զանգված է, set-ը և map-ը բինար որոնման բալանսավորված ծառեր են:

Դիտարկվող սխեմայի շղթաների բինար որոնման բալանսավորված ծառը պատկերված է նկ. 1-ում, որտեղ երևում են շղթաների նշանակումները, համապատասխան id-երը և նրանց միջև առկա փոխկապվածությունները: Այսպիսի ներկայացումը շղթաների n քանակի դեպքում հնարավորություն է տալիս վատագույն դեպքում՝ $O(\log n)$ բարդությամբ գտնել ցանկացած շղթայի id-ն:

“vector<Cell> g_cells” և “vector<Wire> g_wires” զանգվածները կառուցված են այնպես, որ պարունակում են բինար որոնման բալանսավորված ծառի առանձին տարրական հատվածները:

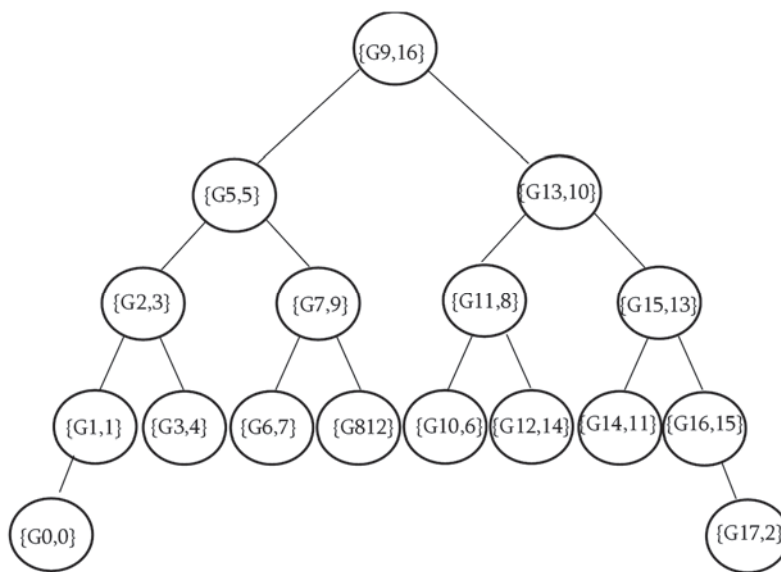
Ստորև դիտարկված են ռանգավորման ալգորիթի վերը բերված 4 քայլերից անմիջական ռանգավորումն իրագործող առաջին երկուսի ֆունկցիաները:

1-ին քայլի ֆունկցիան.

Բոլոր տարրերին (g_cells) և բոլոր շղթաներին (g_wires) տրվում է 0 ռանգ:

Ինչպես երևում է Verilog ֆայլի 2-րդ տողից, սխեմայի մուտքային տարրերը կլինեն՝ G0,G1,G2,G3 շղթաները, որոնց id-երը ԱՀԳ ստանալիս գրանցվում են

input բինար որոնման բալանսավորված ծառի մեջ (C++ ում `std::set<int>` տիպն է): Ծրագիրը, իտերացիա կատարելով input ծառի բոլոր անդամներով (որոնց մեջ գրված են G0,G1,G2,G3 շղթաների id-երը՝ 0,1,3,4), ամեն քայլին վերցնում է հերթական ծառի մեջ գրանցված id-ն, այնուհետև “vector<Wire> g_wires” զանգվածից գտնում է համապատասխան id ունեցող շղթան: Այդ որոնումը տեղի է ունենում հաստատուն ժամանակում, քանի որ g_cells -ը ներկայացնում է զանգված, իսկ id – ն՝ տարրի դիրքի համարը այդ զանգվածում: Շղթան գտնելուց հետո նրա ռանգին վերագրվում է 1, քանի որ բոլոր մուտքային շղթաներին ալգորիթմը վերագրում է 1: Արդյունքում կունենանք g_wires զանգվածի ռանգերի պարունակությունը:



Նկ.1. Բոլոր շղթաները և դրանց տրված id-երը (g_gate_name_to_id) բինար որոնման բալանսավորված ծառում

Նույն տրամաբանությամբ, անցնելով cells_with_no_rank-ի (որոնք ռանգ չունեն) բոլոր տարրերի վրայով, ծրագիրը ստուգում է՝ եթե նրա մուտքային բոլոր շղթաները ռանգավորված են (այսինքն՝ բոլորն էլ 0-ից մեծ թվեր են), ապա տրամաբանական տարրի ռանգին տրվում է $r(c_i) = r(g_{\text{imax}}) + 1$, ինչպես նշված է վերևում: Արդյունքում կունենանք g_cells զանգվածի ռանգերի պարունակությունը:

2-րդ քայլի ֆունկցիան.

Սկզբում կռանգավորվի միայն NOT_0 տարրը այն պատճառով, որ նրա միակ մուտքային G0 շղթան ունի ռանգ 1, հետևաբար՝ ինքն էլ կստանա ռանգ 1, իսկ նրանից դուրս եկող շղթան կստանա $1+1 = 2$ ռանգը: Մնացած բոլոր տարրերի և շղթաների ռանգերը չեն փոխվի, քանի որ առկա է կոնտուր՝ ցիկլ: Հետևաբար՝ անցում ենք կատարում 3-րդ քայլին: Այս ֆունկցիայի արագագործությունը նույն-

պես պայմանավորված է id-երով դիմումների իրականացման հաստատուն ժամանակով:

3-րդ և 4-րդ քայլերն ապահովում են ալգորիթմի բազմակրկնվող բնույթը:

Արդյունքում՝ դիտարկվող սխեմայի բոլոր տարրերը կստանան իրենց ռանգերը՝ DFF_1, NOT_0, NOR2_2 - 1-ին ռանգ; AND_2_0, NOR2_3 - 2-րդ ռանգ; OR2_1, OR2_0, DFF_2- 3-րդ ռանգ; NAND2_0 - 4-րդ ռանգ; NOR2_1 - 5-րդ ռանգ; NOR2_0, NOT_1 - 6-րդ ռանգ; DFF_0 - 7-րդ ռանգ:

«Փափուկ» բլոկի սինթեզը: Սխեմայի համար ունենալով $\Gamma=(C,G)$ գրաֆը, կարող ենք տարրերի ռանգերին համապատասխանության մեջ դնել տեղաբաշխման X և Y կոորդինատները: Որևէ i -րդ տարրի X կոորդինատը կլինի՝

$$\forall c_i \in C, c_i(x) = \beta r(c_i), \quad (1)$$

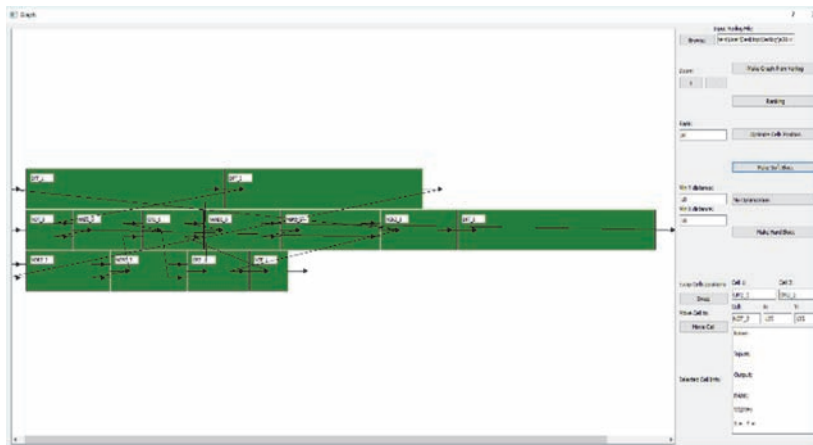
որտեղ $r(c_i)$ -ն c_i -ը տարրի ռանգն է, իսկ β -ն՝ ամենամեծ երկարությունն ունեցող տարրի երկարությունը:

Տարրերի Y կոորդինատների արժեքները որոշվում են ապագա միջմիացումների երկարությունների մինիմումի պայմանից: Եթե որպես ապագա միջմիացումների երկարությունների գնահատման մոդել վերցնենք լայնորեն օգտագործվող կիսապարագծային մոդելը [1, 5], ապա ակնհայտ է, որ նշված պայմանի ապահովման նպատակով անհրաժեշտ է, որ տարրեր ռանգերում գտնվող միևնույն շղթային պատկանող տարրերի Y կոորդինատների արժեքները լինեն հնարավորինս իրար մոտ՝

$$\forall w_k = \{c_i, c_j\}, |c_i(y) - c_j(y)| \rightarrow \min: \quad (2)$$

Այս խնդիրը լուծելու համար առաջարկվում է օգտագործել գրաֆային ալգորիթմներից հայտնի ըստ լայնության փնտրման ալգորիթմը [10]: Այն կիրառվում է ամենաբարձր ռանգ ունեցող տարրերից սկսած՝ դեպի ձախ, համաձայն (1)-ի: Արդյունքում, համաձայն (2)-ի, ամեն տարրի (բացառությամբ 1-ին ռանգի) ձախ կողմում կտեղադրվի նրա հետ կապված 1-ով փոքր ռանգ ունեցող տարր, ինչն էլ կնպաստի միջմիացումների երկարությունների կրճատմանը:

Տարրերի X և Y կոորդինատների նախնական արժեքները ստանալուց հետո կատարվում է տարրերի տեղաբաշխման լեզալացում, այսինքն՝ տարրերի տողերի և սյուների միջև եղած հեռավորությունների փոքրացում՝ մինչև նվազագույն թույլատրելի չափը, որի արդյունքում ստացվում է «փափուկ» բլոկի վերջնական տեսքը: Մշակված ծրագրային միջոցի գրաֆիկական ինտերֆեյսը՝ s27.v թեստային սխեմայի «փափուկ» բլոկի տեսքով արտապատկերմամբ, բերված է նկ. 2-ում:



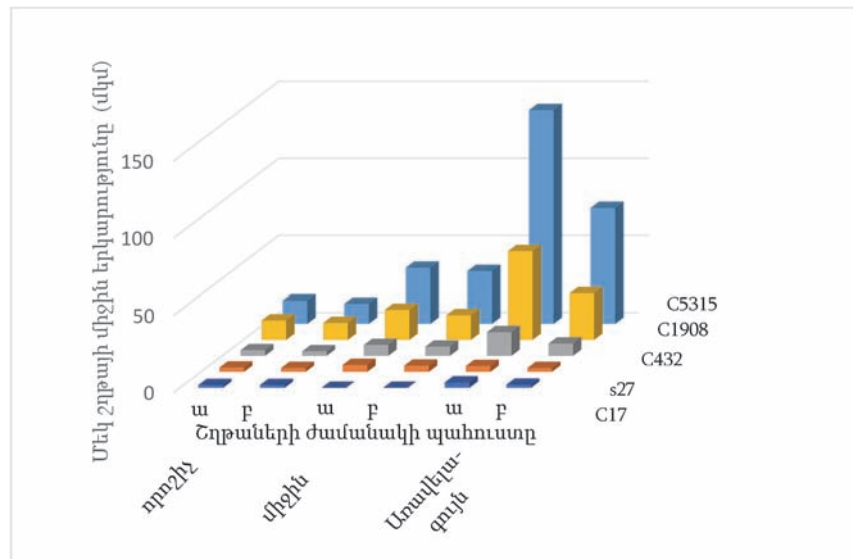
Նկ.2. s27.v թեստային սխեմայի «փափուկ» բլոկի տեսքով արտապատկերման գրաֆիկական ինտերֆեյսը

Այն թույլ է տալիս ներմուծել տողերի և սյուների միջև նվազագույն թույլատրելի հեռավորությունը անմիջապես գրաֆիկական ինտերֆեյսից՝ «Min Y distance» և «Min X distance» դաշտերի միջոցով:

Մշակված ծրագրային գործիքի միջոցով «փափուկ» բլոկի սինթեզի ժամանակի՝ տարրերի քանակից կախվածության հետազոտումը ի հայտ է բերել $O(|C|+|G|)$ գծային բարդություն, ինչից էլ հետևում է առաջարկված մեթոդի բարձր արագագործությունը:

Հետազոտության արդյունքները: Մշակված ծրագրային գործիքի արդյունավետության գնահատման համար կատարվել է ինչպես վերը դիտարկված հաջորդական սխեմայի, այնպես էլ ISCAS85 շարքի մի շարք համակցական թեստային սխեմաների տարրերի տեղաբաշխում՝ «փափուկ» բլոկների տեսքով [11]: Որպես տարրային հենք օգտագործվել է «Սինոփսիս-Արմենիայում» մշակված SAED32/28 թվային ստանդարտ բջիջների գրադարանը [12]: Տեղաբաշխման արդյունքները համեմատվել են նույն ալգորիթմական բարդությունն ունեցող ժամանակով ուղղորդված նախնական տեղաբաշխման հաջորդական ալգորիթմի արդյունքների հետ, տարբեր ժամանակային պահուստներով շղթաների երկարությունների տեսքով, որոնք գնահատվել են կիսապարագծային մոդելով [6, 13]: Համեմատական արդյունքները ներկայացված են նկ. 3-ում:

Ինչպես երևում է ներկայացված արդյունքներից, ռանգավորմամբ տեղաբաշխումը որոշիչ շղթաների համար ապահովում է 5...7% կարճացում, ինչը, բնականաբար, կնպաստի սխեմայի արագագործության աճին, իսկ առավելագույն ժամանակի պահուստով շղթաների համար՝ ավելի քան 50% կարճացում, ինչը կհանգեցնի միջմիացումների գումարային երկարության զգալի նվազմանը:



Նկ.3. ա- Ժամանակային տեղաբաշխում՝ հիմնված հաջորդական տեղաբաշխման ալգորիթմի վրա, բ- ռանգավորման վրա հիմնված տեղաբաշխում

Եզրակացություն: Առաջարկվել է «փափուկ» բլոկի ավտոմատացման միջոցի ստացման մեթոդ՝ տրված սխեմայի Verilog նկարագրությունից, և մշակվել է ծրագրային միջոց՝ հիմնված ԱՀԳ-ի ստացման, ռանգավորման և ըստ լայնության փնտրման ալգորիթմների վրա, որն իրագործվել է փորձակվել է թեստային սխեմաների համար: Փորձարկումները ցույց են տվել մեթոդի բարձր արդյունավետությունը՝ արագագործության և միջմիացումների երկարությունների կրճատման տեսանկյունից:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Andrew B. Kahng, Jens Lienig, Igor L. Markov, Jin Hu.** VLSI Physical Design: From Graph Partitioning to Timing Closure.-Springer, 2011. -310p.
2. Physical Design Implementation / **V. Melikyan, A. Harutyunyan, A. Matevosyan,** et al. – Yerevan: Chartaraget, 2014. – 360p.
3. The International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS). - More Moore, 2015, https://www.semiconductors.org/clientuploads/Research_Technology/ITRS/2015/5_2015%20ITRS%202.0_More%20Moore.pdf.
4. **Khang A., Carballo J.** ITRS 2.0, System Integration Focus Team. - Stanford. 2015. - 39 p.
5. **Naveed A. Sherwani.** Algorithms for VLSI Physical Design Automation. Intel Corporation.-Kluwer Academic Publishers, 2007. - 572 p.

6. Մելիքյան Վ.Շ., Հարությունյան Ա.Գ., Գևորգյան Ա.Ա. Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների ֆիզիկական նախագծման մեթոդներ: Մենագրություն/ ՀՊՃՀ.-Եր.: Ճարտարագետ, 2015. - 240 էջ:
7. How accurately can we model timing in a placement engine/ **A. Chowdhary, K. Rajagopal, S. Venkatesan**, et al // Proc. Design Automation Conf.- 2005.- P. 801–806.
8. **Ren H., Pan D., Kung D.** Sensitivity guided net weighting for placement driven synthesis // IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems.- May, 2005 (ISPD'04).- P. 711–721.
9. ISCAS89 Sequential Benchmark Circuits.
<https://filebox.ece.vt.edu/~mhsiao/iscas89.html>
10. **Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р.** Алгоритмы: построение и анализ. - 2-е изд-е. - М.: Вильямс, 2005. - С. 622-632.
11. ISCAS85 Combinational Benchmark Circuits.
<https://filebox.ece.vt.edu/~mhsiao/iscas85.html>.
12. Digital Standard Cell Library.- SAED_EDK32/28 // SYNOPSYS ARMENIA Educational Department.- Yerevan, 2011. -152 p.
13. **Арутюнян А.Г.** Начальное размещение логических ячеек интегральных схем с учетом важности цепей// Проблемы разработки перспективных микро- и нано-электронных систем – 2014: Сб. тр. / Под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемповского - М.: ИППМ РАН, 2014. - Часть 1.- С.143-146.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.02.2019:

Ա.Ր. МАРТИРОСЯН

СИНТЕЗ БЛОКОВ “МЯГКОЙ” ФИЗИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ОТ ЛОГИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Предложен метод получения “мягкого” блока элементов интегральных микросхем на основе построения графа потока сигналов в логической схеме и ранжирования в нем логических элементов с использованием алгоритма поиска ширины. Разработан метод ранжирования логических схем и построения физического “мягкого” блока и соответствующего программного обеспечения. Результаты показывают эффективность предложенного способа с точки зрения уменьшения длины межсоединения на начальном этапе физического проектирования.

Ключевые слова: интегральная схема, физическое проектирование, алгоритм ранжирования, “мягкий” блок.

A.R. MARTIROSYAN

**SYNTHESIS OF “SOFT” BLOCKS OF PHYSICAL STRUCTURE FROM THE
LOGICAL DESCRIPTION OF DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS**

A method for obtaining a “soft” block of integrated circuit (IC) elements based on the construction of signal flow graphs in a logic circuit and ranking of logical elements in it by using the width search algorithm is proposed. A method has been developed for ranking the logic circuits and building a physical “soft” block and the corresponding software. The results show the effectiveness of the proposed method in terms of reducing the length of the interconnect at the initial stage of physical design.

Keywords: integrated circuit, physical design, ranking algorithm, “soft” block.

Վ.Գ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

ՓԱԿ ՏԱՐԱԾՔՆԵՐՈՒՄ ԶԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԻ ՀՄԿՄԱՆ ԵՎ ԿԱՐԳԱՎՈՐՄԱՆ
ՍԱՐՔԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ

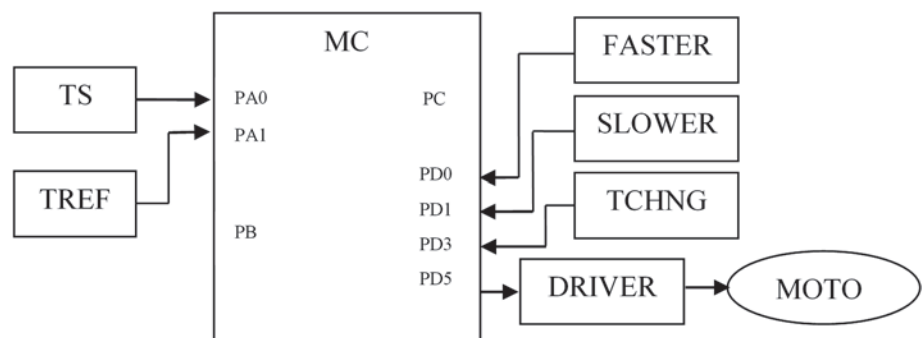
Ներկայումս շատ մեծ ուշադրություն է դարձվում փակ տարածքների (ինչպիսիք են արտադրական տեղամասերը, ուսումնական հաստատությունները, գրասենյակները և այլն) միկրոկլիմայի պարամետրերին, որոնցով պայմանավորվում են աշխատակիցների առողջական վիճակը, արտադրողականությունը, արտադրանքի որակը, անվտանգության պայմանները և այլն: Աշխատանքում կատարվել է միկրոկլիմայի պարամետրերից մեկի՝ ջերմաստիճանի՝ փակ տարածքներում հսկման և կարգավորման սարքի նախագծում և թեստավորում (հովացման համակարգ): Մտացվել են դրական արդյունքներ, որոնց հիման վրա հնարավոր է պատրաստել միկրոկլիմայի կարգավորման սարք՝ ըստ մի քանի պարամետրերի:

Առանցքային բառեր. միկրոկլիմա, հովացման համակարգ, ջերմաստիճանի վերահսկում, ջերմաստիճանի կարգավորում:

Ներածություն. Մեր օրերում մարդիկ իրենց կյանքի մեծ մասն անց կացնում են փակ տարածքներում, այդ իսկ պատճառով շրջակա միջավայրի միկրոկլիմայի կարգավորումը համարվում է կարևորագույն գործընթաց՝ մարդու նորմալ կենսագործունեության համար: Միկրոկլիմայի հիմնական պարամետրերից են օդի ջերմաստիճանը, հարաբերական խոնավությունը, շարժման արագությունը և այլն [1]: Այս պարամետրերի չափումը բարդ խնդիր է, քանի որ ներառում է որոշվող պարամետրերի մեծ քանակ, չափման տարբեր մեթոդներ, պայմաններ և սանիտարահիգիենիկ պահանջներ տարատեսակ տարածքների համար: Այդ պատճառով հարկավոր է նախագծել սարքեր, որոնք կկատարեն պարամետրերի անընդհատ չափում և դրանց վերահսկում:

Աշխատանքի ընթացքում նախագծվել և թեստավորվել է ջերմաստիճանը հսկող և կարգավորող սարք (հովացման համակարգ), քանի որ ներկայիս արտադրական տեղամասերում, գրասենյակներում և ուսումնական հաստատություններում մեծ ուշադրություն է դարձվում ջերմաստիճանի հսկմանը: Բարձր կամ ցածր ջերմաստիճանների դեպքում հնարավոր է արտադրական պրոցեսի խափանում, արտադրանքի որակի անկում, աշխատակիցների մի շարք հիվանդությունների առաջացում և նրանց աշխատունակության անկում [1]: Այդ իսկ պատճառով անհրաժեշտ է նախագծել սրահում ջերմաստիճանի հսկման սարքավորում:

Նախագծում. Սարքի նախագծումը կատարվել է Proteus գործիքամիջոցով: Նախքան էլեկտրոնային սխեման ստանալը՝ նախագծվել է սարքի կառուցվածքային սխեման, որը ներկայացված է նկ. 1-ում (որտեղ TS-ը ջերմաստիճանային տվիչն է, TREF-ը՝ ջերմաստիճանի սահմանային արժեքը, DRIVER-ը՝ շարժիչի աշխատանքի կարգավորիչը, MOTOR-ը՝ շարժիչը, FASTER-ը՝ շարժիչի աշխատանքն արագացնող հանգույցը, SLOWER-ը՝ շարժիչի աշխատանքը դանդաղեցնող հանգույցը, TCHNG-ն՝ սահմանային արժեքի փոփոխումը հաստատող հանգույցը): Պորտի մուտք կամ ելք լինելը նշված է սլաքով:



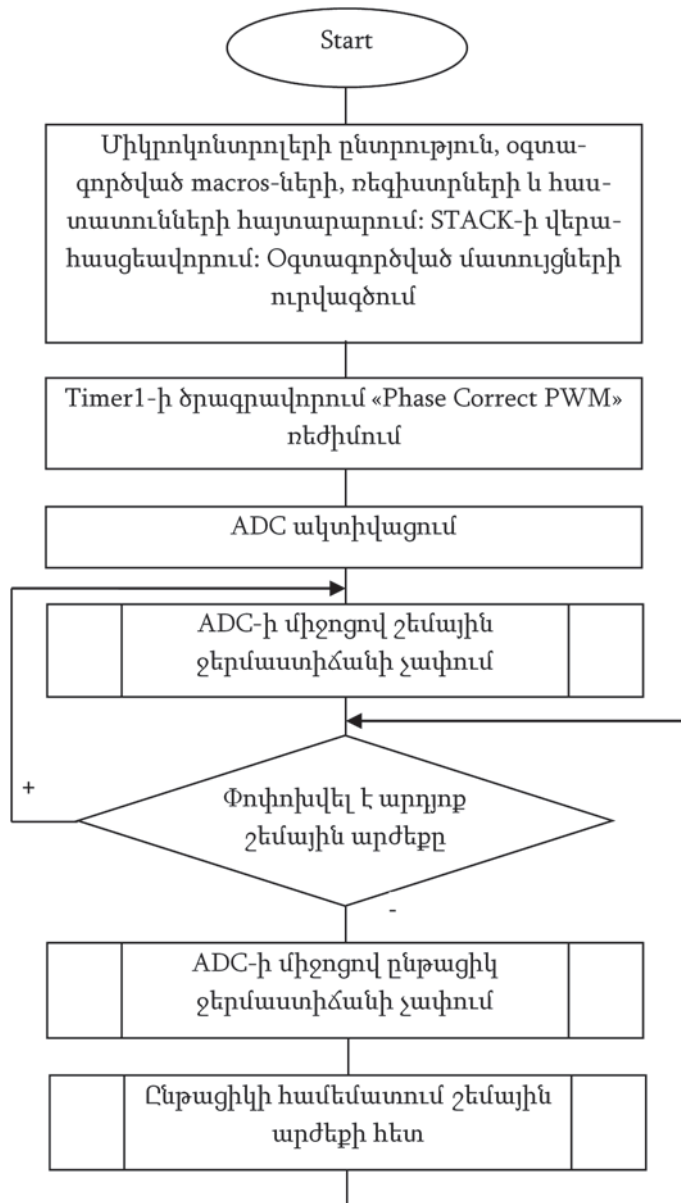
Նկ. 1. Սարքի կառուցվածքային սխեման

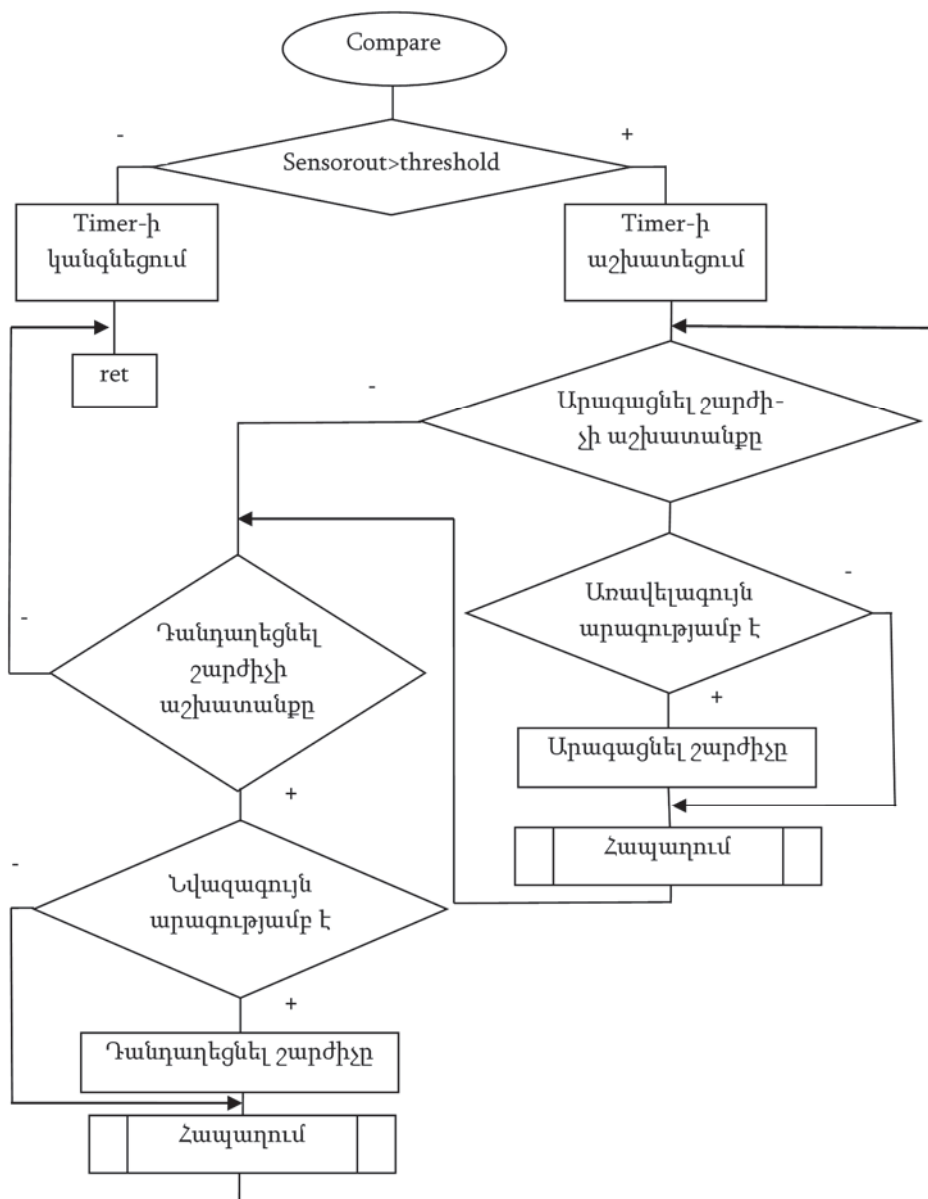
Նախ TS ջերմաստիճանային տվիչից փոխանցվում է տվյալ պահի ջերմաստիճանի արժեքը, իսկ TREF-ից՝ ջերմաստիճանի սահմանային արժեքը: Միկրոկոնտրոլերում կատարվում է վերջիններիս արժեքների թվային ազդանշանի փոխակերպումը, ապա դրանց համեմատումը: Համեմատման արդյունքը փոխանցվում է DRIVER-ին, որը միացնում կամ անջատում է MOTOR-ը: FASTER-ի և SLOWER-ի միջոցով կատարվում է շարժիչի արագության կարգավորում, այսինքն՝ արագացում կամ դանդաղեցում: Այն կատարվում է լայնախիմակության մոդուլացիայի (ԼԻՄ) միջոցով: Ջերմաստիճանի սահմանային արժեքը փոփոխելու դեպքում այն հաստատվում է TCHNG-ի միջոցով:

Համաձայն այս կառուցվածքային սխեմայի՝ նախագծվել է էլեկտրոնային սխեման (նկ. 2):

խմպուլսների տևողությունը: ԼԻՄ-ը երևում է նկ. 4...6-ում օսցիլոգրաֆում ներկայացված ազդանշաններով:

Ստորև ներկայացված է միկրոկոնտրոլեր ներբեռնված ծրագրի աշխատանքի ալգորիթմը (նկ. 3):





Նկ. 3. Ծրագրի աշխատանքի ալգորիթմը

Ըստ ալգորիթմի՝ AVR studio-ում ստացվել է կառավարման ծրագիրը [4-6]:
Ծրագրում T1 թայմերի ուղղաճշտումը PC PWM ռեժիմում ունի հետևյալ տեսքը.

```

.....
ldi temp,$A3
out TCCR1A,temp
ldi temp,$00
  
```

```

out TCCR1B,temp
ldi temp, high($0280)
out OCR1AH, temp
ldi temp, low($0280)
out OCR1AL, temp

```

.....

Ջերմաստիճանների համեմատման և արագության փոփոխման ծրագիրը՝

.....

Compare:

```

    cp sensorout, threshold      ; համեմատում
    brsh Cooler
    clr temp
    out TCCR1B, temp            ; թայմերի կանգնեցում
    cbi PIND,5
    JMP Exit1

```

Cooler:

```

    ldi temp,0x01                ; թայմերի աշխատեցում
    out TCCR1B,temp

```

Cooleron:

```

    sbic PIND,0
    jmp exit
    in temp,OCR1AL
    cpi temp,MAX
    breq exitm
    inc temp
    out OCR1AL,temp

```

exitm:

```

    Delay counterex,$A0, countermid,$20,counterin,$10

```

exit:

```

    sbic PIND,1
    JMP exit1
    in temp,OCR1AL
    cpi temp,MIN
    breq exitl
    dec temp
    out OCR1AL,temp

```

exitl:

```

    Delay counterex, $A0, countermid, $20,counterin,$10
    JMP Cooleron

```

exit1:

```

    ret

```

.....

Հետազոտության արդյունքները. Ծրագիրը ներբեռնելուց և աշխատեցնելուց հետո ստացվել են հետևյալ արդյունքները.

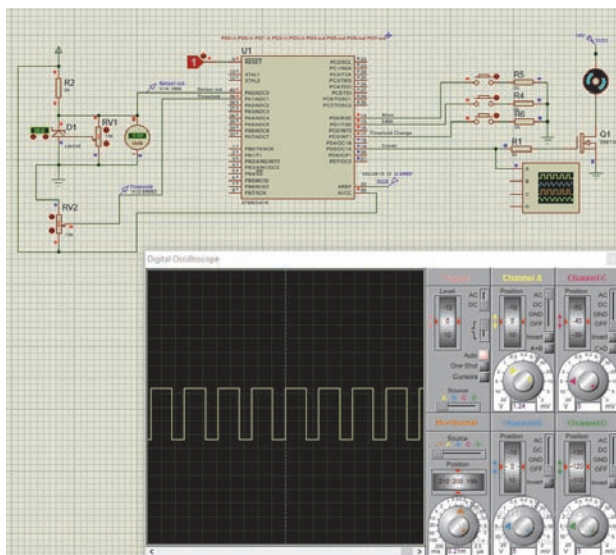
- Երբ սրահի ջերմաստիճանը (sensorout) բարձր է սահմանված շեմային ջերմաստիճանից (threshold)՝ նկ. 4: Օսցիլոգրաֆում ցույց են տրված T1-ով ձևավորված ազդանշանները:

- Երբ սրահի ջերմաստիճանը (sensorout) բարձր է սահմանված շեմային ջերմաստիճանից (threshold), սակայն շարժիչի արագությունը դադարեցված է՝ նկ. 5:

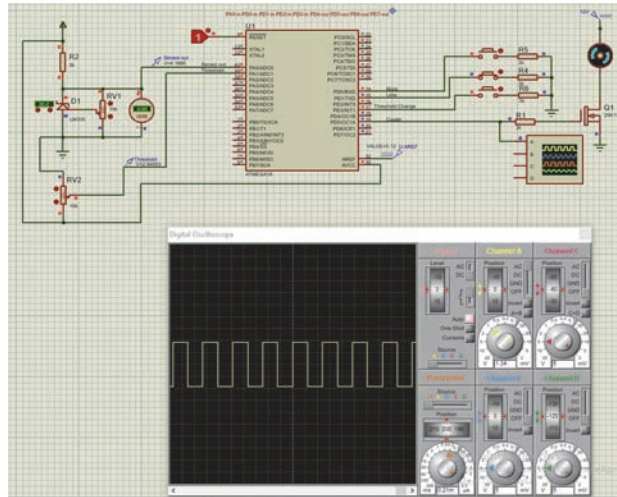
- Երբ սրահի ջերմաստիճանը (sensorout) բարձր է սահմանված շեմային ջերմաստիճանից (threshold), սակայն շարժիչի արագությունն արագացված է՝ նկ. 6:

- Երբ սրահի ջերմաստիճանը (sensorout) ցածր է սահմանված շեմային ջերմաստիճանից (threshold), այսինքն՝ շարժիչն անջատված է՝ նկ. 7:

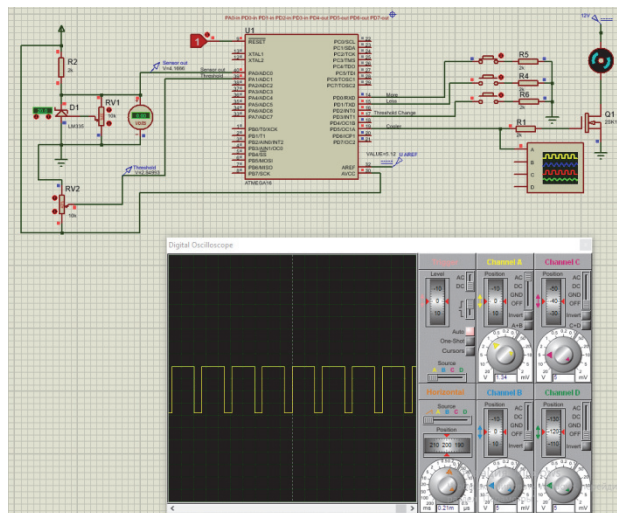
Նկ. 8-ում պատկերված են նկ. 4...6-ի օսցիլոգրաֆում ստացված ազդանշանները՝ համեմատության նպատակով (առաջին ազդանշանը միջին արագության դեպքում է, երկրորդը՝ դանդաղ, երրորդը՝ արագ): Նկարներից երևում է, որ բոլոր ազդանշանների դեպքում պարբերությունը մնում է հաստատուն՝ 0,5 մվ, սակայն արագությունների փոփոխման արդյունքում փոփոխվում են լարման բարձր և ցածր մակարդակների տևողությունները, որոնք այս դեպքերի համար կազմել են համապատասխանաբար՝ 0,318 մվ, 0,256 մվ/և 0,38 մվ:



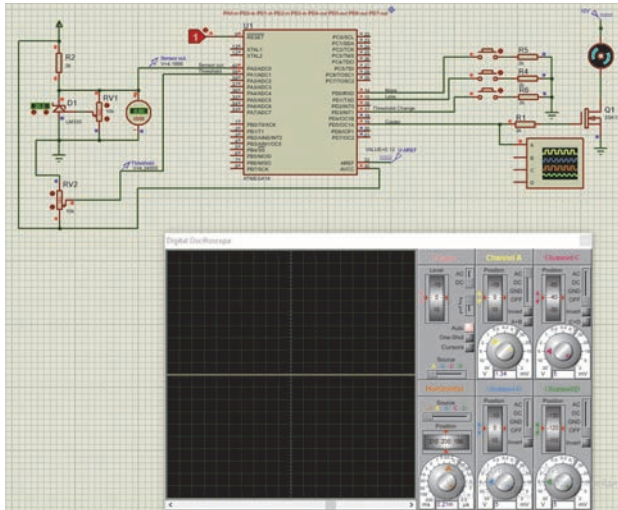
Նկ. 4. Ծրագրի տեսքը աշխատեցված վիճակում, երբ sensorout-ը մեծ է threshold-ից, և շարժիչն աշխատում է միջին արագությամբ



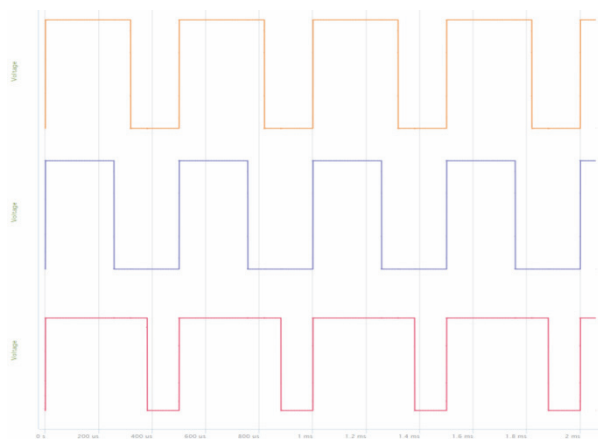
Նկ. 5. Ծրագրի տեսքը աշխատեցված վիճակում, երբ sensorout-ը մեծ է threshold-ից, և շարժիչն աշխատում է դանդաղ



Նկ. 6. Ծրագրի տեսքը աշխատեցված վիճակում, երբ sensorout-ը մեծ է threshold-ից, և շարժիչն աշխատում է արագ



Նկ. 7. Ծրագրի տեսքը աշխատեցված վիճակում, երբ sensorout-ը փոքր է threshold-ից, և շարժիչն անջատված է



Նկ. 8. Ազդանշանների համեմատական գրաֆիկը

Եզրակացություն. Այսպիսով, հովացման համակարգը նախագծելուց և փորձարկելուց հետո կարելի է ասել, որ նրա հիման վրա հնարավոր է պատրաստել փակ տարածքների ջերմաստիճանը հսկող և կարգավորող սարք: Բացի այդ, կարելի է տվյալ նախագծի աշխատանքի հիման վրա պատրաստել միկրոկլիմայի այլ պարամետրերը հսկող և կարգավորող սարքեր, և նպատակ կա տվյալ նախագծին ավելացնել օդի հարաբերական խոնավությունը և շարժման արագությունը կարգավորող հանգույցներ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Խալաթյան Ռ.Պ.** Կենսագործունեության անվտանգություն.-Երևան: Ճարտարագետ, 2014. – 114 էջ:
2. Texas Instruments, LM335 Datasheet, 2018.
3. Atmel Corporation, ATmega16 Datasheet, 2002.
4. **Շիրինյան Պ.Հ.** Միկրոկոնտրոլերներ: Ճարտարապետությունը, ծրագրավորումը և կիրառությունները.-Երևան: Ճարտարագետ, 2013. – 376 էջ:
5. **Շիրինյան Պ.Հ., Դավթյան Հ.Մ.** Միկրոկոնտրոլերներ: Լաբորատոր պրակտիկում: Ուսումնական ձեռնարկ.-Երևան: Ճարտարագետ, 2016. – 308 էջ:
6. **Muhammad Ali Mazidi, Sepehr Naimi, Sarmad Naimi.** The AVR microcontroller and embedded systems: using Assembly and C. Pearson Education, 2011. – 781 p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 15.02.2019:

В.Г. ПЕТРОСЯН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ЗАКРЫТЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

В настоящее время большое внимание уделяется параметрам микроклимата в закрытых помещениях (таких как производственные участки, учебные заведения, офисы и т.д.), которые влияют на здоровье и производительность рабочих, качество производства, безопасность и т.д. Одним из параметров микроклимата является температура.

В рамках данной работы была спроектирована и протестирована система контроля и регулирования температуры (система охлаждения). На основе полученных данных возможно спроектировать прибор-регулятор микроклимата с несколькими параметрами.

Ключевые слова: микроклимат, система охлаждения, контроль температуры, регулирование температуры.

V.G. PETROSYAN

DESIGNING INDOOR TEMPERATURE CONTROL AND REGULATION EQUIPMENT

Nowadays, much attention is paid to the microclimate parameters of indoor areas, such as manufacturing areas, educational institutions, offices, and so on. These parameters influence the employees' health, productivity, product quality, safety conditions, etc.

Within this study, indoor temperature control and regulation equipment (cooling system) has been designed and tested, which is one of the parameters of microclimate. The testing results have been positive, and can serve as a basis for creating the device. Also, based on this study, a similar device with different microclimate parameters can be designed and created.

Keywords: microclimate, cooling system, temperature control, temperature regulation.

L.A. MARTIROSYAN

**MACHINE LEARNING APPLICATION FOR THE MEMORY BIST
NETWORK DESIGN CHARACTERISTICS ESTIMATION**

For embedded memories' built-in self-test (BIST) and repair systems, one of the most critical design constraints are the gate count and power consumption. This article introduces an automated method for design characteristics estimation of the memory BIST network based on machine learning algorithms.

Keywords: RTL compiler, gate count, power consumption, characteristics, machine learning.

Introduction. Digital and analog logics with embedded memories have become an inseparable part of System-on-Chip (SoC) [1]. According Semico Research Corporation's projections average die area partitioning for all SoC types is forecasted to reach 75% for memory, 9 % for reused logic and 16% for new logic by 2019 [2]. Modern SoCs contain thousands of memories with different types and sizes. Therefore, to achieve profitable yield levels, advanced built-in test, and repair (BIST and BISR) solutions are used to diagnose, analyze, and correct the failures of embedded memories [3].

One of the most important points of designing embedded memories is the design planning phase, considering the gate count and power consumption that are the design characteristics of memory BIST Network [4].

It is possible to accurately estimate the design characteristics of the memory BIST network using synthesis tools [5]. Meantime, in the case of the memory BIST network when thousands of memory instances are generated, it is drastically time-consuming and inefficient. Hence, a quick design characteristics estimation methodology is needed for near-immediate feedback of design feasibility [4,5].

There are many articles devoted to this issue (e.g., [4 - 9]). In [10] – [13], a quick gate count and power consumption estimation method is presented for the hierarchy of the RTL compilers. To implement the methodology, the least square method of regression analysis is used. Compared with other methods, this methodology has greatly improved the output generation time and also the estimation error for characteristics in comparison with other quick estimation methods. At the same time, having the estimation carried out only after all the statistics is gathered still brings to an essentially increased RTL complexity and drastically increases the number of outputs for the BIST Network generating

compilers in the case of FinFET technology. Besides, variations of the estimation accuracy also become an issue which should be considered and resolved for the mentioned technology.

This is the reason why the investigation of timing and accuracy for the design characteristics methodology was continued further.

In recent years, an advanced statistics method named Machine Learning (ML) [14] has become widely used in the development of the complex systems' behavior. The main advantage of ML when applying to our case is a possibility of having the initial estimation without finishing the process of gathering statistics.

In this paper, we present the ML-based memory BIST network design characteristics estimation methodology.

1. A supervised learning model in ML. Our considerations will be within the supervised learning (SL) model [14]. Some details of it are adduced below for the completeness of reading.

SL is widely used in a variety of applications: object recognition, spam detection, speech recognition. The goal of SL is to predict the future events through applying what has been learned in the past to the new data by using labeled examples.

The SL algorithm starts with the analysis of the input training dataset. Then learning algorithms produce a function to make predictions about the output values. The output variable can be a continuous variable (regression problem) or a discrete variable (classification problem). After sufficient training, machines can provide outputs for any new input data. Another advantage of the SL algorithm is that it can compare its predicted output with the correct output, find errors and modify the model accordingly [14].

In the SL model X refers to “input” variables and can be named also input features. Y refers to “output” or target variable that we are trying to predict. A pair of $\{x^{(i)}, y^{(i)}\}$ is the training example. The dataset that we use for learning a list of m training examples $\{x^{(i)}, y^{(i)}\}$, where $i=1, \dots, m$ is called a training set. In the case of SL, the main goal is for a given training set to learn a function $h: X \rightarrow Y$ so that it correctly predicts the corresponding y value. The h function is called hypothesis [15]. Many different choices are available for the $h(x)$ functions: linear, polynomial, Gaussian, sigmoidal, Fourier basis, etc [14].

There are two methods to find the hypothesis function: gradient descent and normal equations. As the parameters of the memory BIST network show linear and polynomial behavior, we explored the hypothesis functions for those cases and applied regression models.

The accuracy of the hypothesis function is measured by a "Squared error function" [15]:

$$J(\theta) = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^m (h_{\theta}(x^{(i)}) - y^{(i)})^2. \quad (1)$$

The main aim of the algorithm is to find the θ values that describe the hypothesis function the best. There are two methods to find the hypothesis function: gradient descent and normal equations [15].

Normal equation is an analytical solution to the linear regression problem with a least-squares cost function [15]:

$$\theta = (X^T X)^{-1} X^T Y, \quad (2)$$

θ , X and Y are vectors.

Gradient descent is an iterative method. The algorithm starts by giving some values to our model parameters (weights and biases) and improves them slowly. To improve the weights, for the given set of weights, the cost function is calculated. Then we move the direction which reduces in the most amount. This step is repeated many times to continually minimize the cost function. The algorithm is described with equation (3) [15]:

$$\theta_j = \theta_j - \alpha \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (h_{\theta}(x^{(i)}) - y^{(i)}) * x_j^{(i)}, \quad (3)$$

where α is the learning rate that defines the step size, m is the size of the training set, θ_j is the solution for the current iteration.

Gradient descent and normal equations are two different approaches for defining the hypothesis function with their advantages and disadvantages (Table) [15].

Table

Difference between gradient descent and normal equations

Gradient Descent	Normal Equation
Must choose α	No need to choose α
Needs many iterations	No need to iterate
Works well when n is large	Works slow when n is large

2. ML-based estimation method. RTL compilers are template based parameterized descriptions. For the given values of parameters, they generate parameterized and regular instances. These parameters affect the design structure and functionality by increasing or decreasing the certain design characteristics.

Accordingly, the design characteristics of the memory BIST network changes from instance to instance. Therefore, there are functional dependencies between the design characteristics of instances generated by the RTL compilers and the values of the input parameters. By finding out the analytical representation of these dependencies it will be possible to quickly estimate the design characteristics of the memory BIST network [4], [5]. To receive exact analytical representations in [4], [5] the author proposes to apply the piecewise linear approximation technique. In this case, the design characteristics of the same parameters can be described with several interpolation functions. As the parameters of the memory BIST network increase, the estimation of design characteristics with this method will be extremely time-consuming. In papers [10] - [13], a quick design characteristics estimation methodology is proposed for the hierarchy of the memory BIST network that is based on the linear and polynomial regression. In this case, the design characteristics of the parameters are described with one function.

In brief, the method can be described as follows:

1. The input parameters that cause drastic variations in the design characteristics of the RTL compilers' hierarchy are figured out;
2. For each parameter range the most influencing values are chosen;
3. The real gate count and power consumption data have been obtained through a logic synthesis tool;
4. According to the dataset obtained after logic synthesis the Data Base (DB) is constructed for design characteristics;
5. Based on the DB information, a model is developed that, for different input parameters of the memory BIST network, automatically estimates the design characteristics;
6. The accuracy of the estimation method is checked by comparing its predicted output with the correct output. After finding the errors, the model modifies itself accordingly.

3. Experimental Results. We used the Synopsys BIST network [16] for experiments. It is called SMS (Self-Test and Repair (STAR) Memory System) network (Fig. 1), has a hierarchical structure, and consists of the Wrapper, Processor, Server components [4], [5].

With the SL design characteristics, quick estimation methodology is demonstrated for the SMS network Wrapper component. We researched the method in both cases: gradient descent and normal equations.

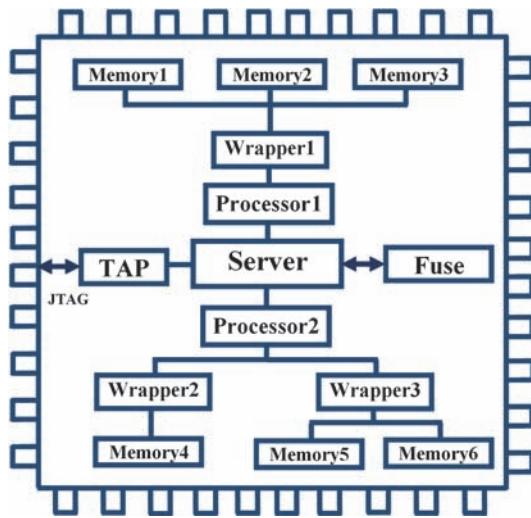


Fig. 1. Memory BIST Network Example

After logic synthesis, a DB was constructed for design characteristics. Fig. 2 shows these characteristics for one of the compilers – Wrapper Compiler. Wrapper gate count estimation results with the gradient descent are added there. The gradient descent consists of steps, the size of which is determined by α learning rate. For this example, α learning rate is 0.2. After the regression analysis with the gradient descent we got the following result. As can be seen from the graph, small steps have been taken to improve the hypothesis function that characterize the gate count behavior. The hypothesis function has been optimized during the iterations, but the resulting graph does not accurately describe the behavior of the gate count. To improve the behavior, we must change the value of the α coefficient. In the case of the memory BIST network there are numerous parameters, and the design characteristics estimation with gradient descent will be extremely complicated.

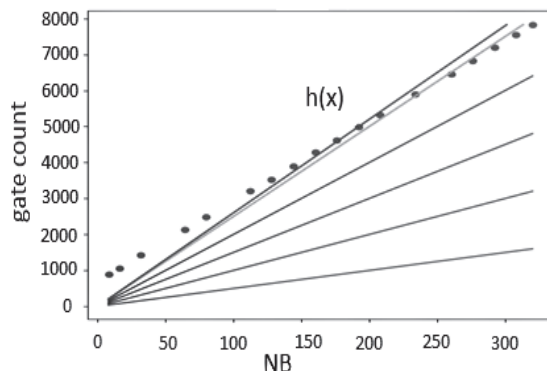


Fig. 2. Gradient Descent for the Wrapper Compiler gate count characterization

Fig. 3 shows the Wrapper gate count estimation results with the normal equation. Here, there is no need to define the α coefficient and there is no need of iterations. As can be seen from the graph, the hypothesis function describes the behavior of design characteristic precisely.

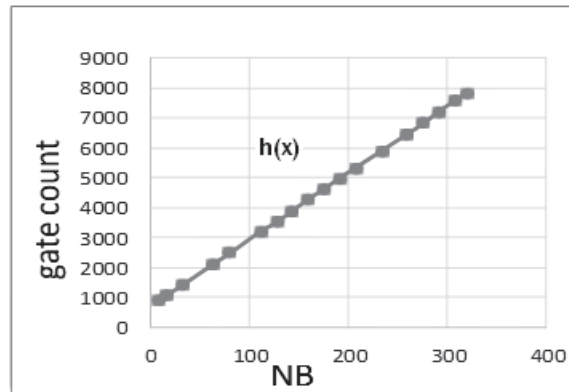


Fig. 3. Normal equation for the Wrapper Compiler gate count characterization

This experiment was performed for all the components of the SMS network. In the case of RTL compiler hierarchy, the training set for each parameter related design characteristics is not large. Therefore, according to the Table, the normal equation method will be a better solution. The experimental results also confirmed that assumption. Hence, for the SMS Network design characteristics estimation, a model was developed, using the normal equation method (for linear and polynomial cases).

The design characteristics' estimation model is implemented via Python language and embedded in every template of the RTL compiler hierarchy [16]. The method essentially improved the design characteristics estimation time, and the maximum achieved estimation error was close to 11%.

Conclusion. The quick design characteristics estimation methodology for memory BIST network based on ML is presented. The method provides higher automation possibility compared with other methods for design characteristics quick estimation. The method was applied to industrial RTL compilers and maximum achieved estimation error was close to 11%.

REFERENCES

1. **Prasad Acharya G., Asha Rani M.** Survey of Test Strategies for System-On Chip and it's Embedded Memories // 2013 IEEE Recent Advances in Intelligent Computational Systems (RAICS). - 2013.- P. 199-204.

2. <https://semico.com/content/worldwide-soc-market-forecast-approach-200-billion-2019-says-semico-research>.
3. A Guide to Understanding Embedded Memory Repair Options and Issues, Memory Repair Primer, 2007.
4. **Ter-Galstyan A., Mosikyan A.** An Approach for Quick Area Estimation of Compiler Generated RTL // Proceedings of the CSIT conference, September 19-23, 2005.- Yerevan, Armenia, 2005.-P. 485-490.
5. **Ter-Galstyan A.** An Automation Method for Gate-Count Characterization of RTL Compilers // East-West Design & Test Workshop, September 15-19, 2006.- Sochi, Russia, 2016.-P. 313-316.
6. **Fei Li, Lei He, Basile J., Patel R. J., Ramamurthy H.** High-Level Area and Current Estimation // International workshop.- Turin, Italy, 2003.- Vol. 2799.-P. 259-268.
7. **Damasevičius R.** Estimation of Design Characteristics at RTL Modeling Level Using SystemC // Information technology and Control.-2006.- Vol.35.-P. 117-123.
8. **Lamine A., Chouba N., Bouzaida L.** Memory BIST area estimator using Artificial Neural Networks // International Conference on Signals, Circuits and Systems.-2008.
9. **Lanping Deng, Kanwaldeep Sobti, Chaitali Chakrabarti** Accurate Models for Estimating Area and Power of FPGA Implementations // ICASSP.-2008.-P. 1417-1420.
10. **Martirosyan L.** A quick area estimation method for RTL compilers // Proceedings of the NAS RA and SEUA. Technical Sciences, ISSN 0002-306X.-2012.- Vol. 65, N3.-P.287-294.
11. **Martirosyan L.** A Quick Power Consumption Estimation Method for RTL Compilers // Computer Science and Information Technologies (CSIT).-2013.-P 112-116.
12. **Martirosyan L.** A Design Characteristics Estimation Methodology for the Hierarchy of RTL Compilers // East-West Design & Test Symposium (EWDTS).-Yerevan, 14-17 Oct, 2016.-P. 68-71.
13. **Martirosyan L.A.** The Design Characteristics Estimation Methodology for the Nanoscale RTL Compilers // Proceedings of the NAS RA and SEUA. Technical Sciences. -2017.-Vol. 70, N2.-P 218-226.
14. An Overview on Application of Machine Learning Techniques in Optical Networks / **F. Musumeci, C. Rottondi, A. Nag, I. Macaluso et al** // IEEE Communications Surveys and Tutorials. - 2018.
15. **Andrew Ng** Machine Learning course by Stanford University.
16. **Zorian Y., Shoukourian S.** Test solutions for nanoscale systems-on-chip: Algorithms, methods and test infrastructure // Ninth International Conference on Computer Science and Information Technologies, Revised Selected Papers, IEEE.- September 2013.

Synopsys Inc., Armenia. The material is received on 25.02.2019.

Լ.Ա. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ

**ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ՈՒՍՈՒՑՄԱՆ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ՀԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆ
ՆԵՐԿԱՌՈՒՑՎԱԾ ԻՆՔՆԱԹԵՍՏԱՎՈՐՄԱՆ ՑԱՆՑԻ ՆԱԽԱԳԾԱՅԻՆ
ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ՀԱՄԱՐ**

Ներկայացված հիշողությունների ինքնաթեստավորման և ինքնավերանորոգման համակարգի ամենակարևոր նախագծային սահմանափակումներն են տարրերի քանակը և հզորության սպառումը: Ներկայացվում է նախագծային բնութագրերի ավտոմատ գնահատման մեթոդ՝ հիշողության ներկայացված ինքնաթեստավորման ցանցի համար, հիմնված մեքենայական ուսուցման ալգորիթմների վրա:

Առանցքային բառեր. RTL կոմպիլյատոր, տարրերի քանակ, հզորության սպառում, բնութագրեր, մեքենայական ուսուցում:

Л.А. МАРТИРОСЯН

**ПРИМЕНЕНИЕ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ДИЗАЙН-
ХАРАКТЕРИСТИК СЕТИ ВНЕДРЕННОЙ СИСТЕМЫ
САМОТЕСТИРОВАНИЯ ПАМЯТИ**

Для встроенных систем тестирования (BIST) и восстановления памяти одним из наиболее важных ограничений дизайна являются количество вентилях и энергопотребление. Представлен автоматизированный метод оценки дизайн-характеристик сети внедренной системы самотестирования памяти на основе алгоритмов машинного обучения.

Ключевые слова: RTL-компилятор, количество вентилях, энергопотребление, характеристики, машинное обучение.

С.О. СИМОНЯН

**РЕШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ
ЛИНЕЙНЫХ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ**

Рассматриваются динамические однопараметрические матричные уравнения типа Сильвестра. Для решения этих уравнений предлагаются два метода, основанные на дифференциальных преобразованиях. Приводятся результаты решения одного модельного примера обоими предложенными методами.

Ключевые слова: динамические матричные уравнения; методы, основанные на дифференциальных преобразованиях; модельный пример.

Введение. Динамические однопараметрические матричные уравнения типа Сильвестра имеют вид

$$\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), \quad X(t_0) = f_{ix}, \quad (1)$$

где $A(t)$ и $B(t)$ - функциональные матрицы порядка m и n соответственно; $X(t)$ - неизвестная матрица размерами $m \times n$, подлежащая определению; $X(t_0)$ - начальное условие, причём t_0 - начало динамического процесса.

Для решения задачи (1) в работе [1] предложены блочно-матричная и кронекерова блочно-гиперматрично-гипервекторная вычислительные структуры, применением которых решен один модельный пример. В обоих случаях получены точно совпадающие друг с другом численно-аналитические решения.

Известно [2], что для автономных матричных уравнений ($A(t) = \text{const}$, $B(t) = \text{const}$) решение задачи (1) имеет вид

$$X(t) = \Phi_A(t) \cdot X(0) \cdot \Phi_B(t), \quad (2)$$

где $\Phi_A(t) = e^{At}$ и $\Phi_B(t) = e^{Bt}$ - фундаментальные матрицы матриц A и B соответственно, а для неавтономных матричных уравнений $A(t) = \text{var}$, $B(t) = \text{var}$, $t_0 \neq 0$:

$$X(t) = M_A(t, t_0) \cdot X(t_0) \cdot M_B(t, t_0), \quad (3)$$

где $M_A(t, t_0) = e^{\int_{t_0}^t A(\tau) d\tau}$ и $M_B(t, t_0) = e^{\int_{t_0}^t B(\tau) d\tau}$ – переходные матрицы (матрицанты) матриц $A(t)$ и $B(t)$ соответственно.

Известны [3, 4] также фундаментальные свойства фундаментальных матриц $\Phi_A(t)$ и $\Phi_B(t)$:

$$1) \Phi_A(0) = E_{m \times m}, \quad \Phi_B(0) = E_{n \times n}, \quad (4)$$

$$2) \dot{\Phi}_A(t) = A \cdot \Phi_A(t), \quad \dot{\Phi}_B(t) = B \cdot \Phi_B(t) \quad (5)$$

и переходных матриц $M_A(t, t_0)$ и $M_B(t, t_0)$:

$$1) M_A(t_0, t_0) = E_{m \times m}, \quad M_B(t_0, t_0) = E_{n \times n}, \quad (6)$$

$$2) \dot{M}_A(t, t_0) = A(t) \cdot M_A(t, t_0), \quad \dot{M}_B(t, t_0) = B(t) \cdot M_B(t, t_0), \quad (7)$$

где $E_{m \times m}$ и $E_{n \times n}$ – единичные матрицы порядков m и n соответственно.

Для определения переходных матриц $M_A(t, t_0)$ и $M_B(t, t_0)$ можно воспользоваться известными методами [3, 4] и, в частности, методом возмущений, методом матрицанта, при которых оперируют интегральными операторами, входящими в соответствующие ряды Неймана. Определение этих рядов обычно связано с достаточно большими вычислительными затруднениями.

Математический аппарат. Из-за последнего важного обстоятельства и в предположении, что матрицы $A(t)$, $B(t)$, $M_A(t, t_0)$, $M_B(t, t_0)$ и $X(t)$ обладают достаточно гладкими элементами в центре аппроксимации t_v , имеют место матричные дифференциальные преобразования [5]:

$$A(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K A(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \Longleftrightarrow \quad A(t) = \chi_1(t, t_v, H, A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (8)$$

$$B(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K B(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \Longleftrightarrow \quad B(t) = \chi_2(t, t_v, H, B(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (9)$$

$$M_A(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K M_A(t, t_0)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \Longleftrightarrow \quad M_A(t, t_0) = \chi_3(t, t_v, H, M_A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (10)$$

$$M_B(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K M_B(t, t_0)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad M_B(t, t_0) = \chi_4(t, t_v, H, M_B(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (11)$$

$$X(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{\partial^K X(t)}{\partial t^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad X(t) = \chi_5(t, t_v, H, X_A(K), K = \overline{0, \infty}). \quad (12)$$

Представим два метода, основанные на них.

Первый метод. Для определения переходных матриц $M_A(t, t_0)$ и $M_B(t, t_0)$ и, следовательно, решения (3), не вдаваясь в подробности, матричные дифференциальные уравнения (7) из области оригиналов переведем в область дифференциальных изображений. Получим

$$\frac{K+1}{H} \cdot M_A(K+1) = \sum_{\ell=0}^K A(\ell) \cdot M_A(K-\ell), \quad K = \overline{0, \infty}, \quad (13)$$

$$\frac{K+1}{H} \cdot M_B(K+1) = \sum_{\ell=0}^K B(\ell) \cdot M_B(K-\ell), \quad K = \overline{0, \infty}. \quad (14)$$

Следовательно, с учетом матричных условий (6) из соотношений (13), (14) рекуррентно можно определить матричные дискреты $M_A(1)$, $M_A(2)$,... и $M_B(1)$, $M_B(2)$,... , а затем, в соответствии с некоторым обратным дифференциальным преобразованием, и решение $X(t)$.

В частности, при дифференциально-тейлоровских преобразованиях [5] будем иметь представление

$$X(t) = \sum_{\ell=0}^K M_A(\ell) \left(\frac{t-t_v}{H} \right)^\ell \cdot X(t_0) \cdot \sum_{\ell=0}^K M_B(\ell) \left(\frac{t-t_v}{H} \right)^\ell. \quad (15)$$

Второй метод. Для решения задачи (1) можно использовать и соотношение (3) непосредственно. В соответствии с правилами алгебры дифференциальных преобразований, перевод (3) из области оригиналов в область дифференциальных изображений приводит к следующему соотношению:

$$X(K) = \sum_{\ell=0}^K M_A(K-\ell) \cdot X(0) \cdot M_B(\ell), \quad \ell = \overline{0, K}, \quad (16)$$

откуда

при $K=0$:

$$X(0) = \overset{E_{m \times m}}{\cancel{M_A(0)}} \cdot X(0) \cdot \overset{E_{n \times n}}{\cancel{M_B(0)}} = X(t_0); \quad (17)$$

при $K=1$:

$$\begin{aligned} X(1) &= M_A(1) \cdot X(0) \cdot \overset{E_{n \times n}}{\cancel{M_B(0)}} + \overset{E_{m \times m}}{\cancel{M_A(0)}} \cdot X(0) \cdot M_B(1) = \\ &= M_A(1) \cdot X(0) + X(0) \cdot M_B(1); \end{aligned} \quad (18)$$

при $K=2$:

$$\begin{aligned} X(2) &= \overset{E_{n \times n}}{\cancel{M_A(2)}} \cdot X(0) \cdot M_B(0) + M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + \\ &+ M_A(0) \cdot X(0) \cdot \overset{E_{m \times m}}{\cancel{M_B(2)}} = M_A(2) \cdot X(0) + M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + X(0) \cdot M_B(2); \end{aligned} \quad (19)$$

при $K=3$:

$$\begin{aligned} X(3) &= M_A(3) \cdot X(0) \cdot \overset{E_{n \times n}}{\cancel{M_B(0)}} + M_A(2) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + \\ &+ M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(2) + \overset{E_{m \times m}}{\cancel{M_A(0)}} \cdot X(0) \cdot M_B(3) = \\ &= M_A(3) \cdot X(0) + M_A(2) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + \\ &+ M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(2) + X(0) \cdot M_B(3); \end{aligned} \quad (20)$$

при $K=4$:

$$\begin{aligned}
 X(4) &= M_A(4) \cdot X(0) \cdot \overbrace{M_B(0)}^{E_{n \times n}} + M_A(3) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + M_A(2) \cdot X(0) \cdot M_B(2) + \\
 &+ M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(3) + \overbrace{M_A(0) \cdot X(0) \cdot M_B(4)}^{E_{m \times m}} = \\
 &= M_A(4) \cdot X(0) + M_A(3) \cdot X(0) \cdot M_B(1) + M_A(2) \cdot X(0) \cdot M_B(2) + \\
 &+ M_A(1) \cdot X(0) \cdot M_B(3) + X(0) \cdot M_B(4)
 \end{aligned} \tag{21}$$

и т.д.

Итак, имея матричные дискреты (17)-(21), в частности, в соответствии с дифференциально-тейлоровскими преобразованиями, будем иметь решение

$$X(t) = \sum_{\ell=0}^K X(\ell) \left(\frac{t-t_v}{H} \right)^\ell, \quad K = \overline{0, \infty}. \tag{22}$$

Замечание 1. Очевидно, количество слагаемых в правых частях (17)-(21), ... равно $K+1$, $\forall K = \overline{0, \infty}$.

Замечание 2. В работе [1] вышеотмеченными вычислительными структурами была решена задача

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

В настоящей работе эту же задачу сначала решим первым методом с применением соотношений (6)-(15), при которых

$$\begin{aligned}
 M_A(t) &= \begin{bmatrix} (1+t+1/2 \cdot t^2 + 1/6 \cdot t^3 + \dots) & (t+1/2 \cdot t^2 + \dots) & (-1/6 \cdot t^3 + \dots) \\ 0 & (1-1/2 \cdot t^2 + 1/3 \cdot t^3 + \dots) & (1/2 \cdot t^2 + \dots) \\ (1/2 \cdot t^2 + 1/3 \cdot t^3 + \dots) & (t+1/6 \cdot t^3 + \dots) & (1+1/6 \cdot t^3 + \dots) \end{bmatrix}, \\
 M_B(t) &= \begin{bmatrix} (1+t+\frac{1}{2} \cdot t^2 + \frac{1}{6} \cdot t^3 + \dots) & (\frac{1}{2} \cdot t^2 + \frac{1}{6} \cdot t^3 + \dots) \\ \frac{1}{3} \cdot t^3 + \dots & (1-\frac{1}{2} \cdot t^2 + \dots) \end{bmatrix},
 \end{aligned}$$

а решение задачи

$$X(t) = \begin{bmatrix} (1+2t+2t^2+2t^3+11/12 \cdot t^4+1/3 \cdot t^5+\dots) & (1+5/6 \cdot t^3+5/12 \cdot t^4+1/4 \cdot t^5+\dots) \\ (-t^2-4/3 \cdot t^3-1/2 \cdot t^4-1/9 \cdot t^6+\dots) & (-1+t^2-1/3 \cdot t^3-3/4 \cdot t^4+\dots) \\ (-2-2 \cdot t-1/2 \cdot t^2+1/6 \cdot t^3-1/12 \cdot t^4+\dots) & (-t-1/2 \cdot t^2+1/3 \cdot t^3+\dots) \end{bmatrix},$$

мало отличается от решения, полученного в [1].

Теперь представим результаты решения задачи вторым методом на основе использования соотношений (16)-(22). В соответствии с полученными $M_A(t)$ и $M_B(t)$ имеем

$$M_A(1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_A(2) = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 0 \\ 0 & -1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_A(3) = \begin{bmatrix} 1/6 & 0 & -1/6 \\ 0 & 1/3 & 0 \\ 1/3 & 1/6 & 1/6 \end{bmatrix}, \dots;$$

$$M_B(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad M_B(2) = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 0 & -1/2 \end{bmatrix}, \quad M_B(3) = \begin{bmatrix} 1/6 & 1/6 \\ 1/3 & 0 \end{bmatrix}, \dots$$

Тогда согласно (16)-(21) получим

$$X(1) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \\ -2 & -1 \end{bmatrix}, \quad X(2) = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & 1 \\ -0,5 & -0,5 \end{bmatrix}, \quad X(3) = \begin{bmatrix} 2 & 5/4 \\ -4/3 & -1/3 \\ 1/6 & 1/3 \end{bmatrix}, \dots,$$

при которых решение $X(t)$ также мало отличается от решения, полученного в [1].

Действительно, с учетом (22) имеем

$$X(t) = \begin{bmatrix} (1+2t+2t^2+2t^3+\dots) & (1+5/6 \cdot t^3+\dots) \\ (-t^2-4/3 \cdot t^3+\dots) & (-1+t^2-1/3 \cdot t^3+\dots) \\ (-2-2t-1/2 \cdot t^2+1/6 \cdot t^3+\dots) & (-t-1/2 \cdot t^2+1/3 \cdot t^3+\dots) \end{bmatrix}.$$

Заключение. Таким образом, применение операционного метода дифференциальных преобразований для решения задачи (1) приводит к простым рекуррентным численным процедурам на первом этапе вычислений при нахождении матричных дискретов решения и простой операции суммирования для восстановления $X(t)$ на втором этапе вычислений. Предложенные численно-аналитические методы выгодно отличаются от вышеотмеченных методов возмущений, матрицанта и др., оперирующих интегральными операторами по определению соответствующих рядов Неймана, достаточно осложняющими вычислительные процедуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Симонян С.О., Папоян О.С.** К решению динамических однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра $\frac{dX(t)}{dt} = A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t), X(t_0) = fix$
// Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиоэлектроника. – 2018. - № 2. – С. 9-20.
2. **Ланкастер П.** Теория матриц. – М.: Наука, 1978. – 280 с.
3. **Чаки Ф.** Современная теория управления. – М.: Мир, 1975. – 424 с.
4. <https://studfiles.net /preview/6126433/page:13>
5. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. – Киев: Наукова думка, 1984. – 420 с.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 13.12.2018.

Ս.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ

ԴԻՆԱՄԻԿ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԳԾԱՅԻՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՈՒՄԸ ԴԻՖԵՐԵՆՑԻԱԼ ՁԵՎԱՓՈԽՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ

Դիտարկվում են Սիլվեստրի տիպի դինամիկ միապարամետրական մատրիցային հավասարումները: Այդ հավասարումների լուծման համար առաջարկվում են երկու մեթոդներ, որոնք հիմնված են դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա: Ներկայացվում են մեկ մոդելային օրինակի լուծման արդյունքները՝ առաջարկված երկու մեթոդներով:

Առանցքային բառեր. դինամիկ մատրիցային հավասարումներ, դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա հիմնված մեթոդներ, մոդելային օրինակ:

S.H. SIMONYAN

SOLUTION OF DYNAMIC ONE-PARAMETRIC LINEAR MATRIX EQUATIONS BY APPLYING DIFFERENTIAL TRANSFORMATIONS

Dynamic one-parameter matrix equations of Sylvester type are considered. To solve these equations, two methods are proposed based on differential transformations. The results of solving a single model example by both proposed methods are given.

Keywords: dynamic matrix equations; methods based on differential transformations, model example.

Э.С. МАНУКЯН, О.В. МАНУКЯН

**ОРГАНИЗАЦИЯ РАБОТЫ ГРУППЫ РОБОТОВ В ОБЛАЧНЫХ
РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**

Рассмотрены методы использования базы знаний при построении программных модулей планировщиков, организующих групповую работу роботов в облачных робототехнических системах.

Ключевые слова: облачная робототехника, робот, планировщик, база знаний.

Наряду с развитием облачных робототехнических систем (ОРС) появляется возможность резкого усложнения и расширения круга решаемых задач [1,2]. В частности, в предметной области под управлением ОРС уже можно организовать совместную работу нескольких роботов. При этом:

- в серверах ОРС можно организовать ввод информационной базы, отражающей предметную область (ПО) этих роботов. Последнюю удобно представить в виде имитационных моделей;
- текст задания задается роботу на естественном ограниченном языке (ЕОА). Распознавание и анализ этого текста осуществляются в серверах ОРС. Технические программные возможности этих серверов позволяют при анализе этих текстов использовать средства искусственного интеллекта;
- после распознавания текстов команд осуществляется планирование согласованных действий каждого робота из группы, приводящих к осуществлению поставленной перед ними цели. Результат планирования представляется в виде программ действий роботов, каждый из которых является последовательностью операторов проблемно ориентированного языка. Эти операторы задают отдельные шаги роботов и далее интерпретируются техническими средствами роботов.

При описанной организации работ блок планировки действий роботов на имитационной модели ПО рассматривает различные варианты действий роботов и выбирает наиболее эффективный из них.

В отличие от ОРС, имеющей один робот, здесь возникает необходимость решения следующих задач:

- организовать обмен информацией между отдельными роботами группы;

- разработать аппаратные программные средства, предотвращающие столкновение робота как с соседними роботами, так и с объектами и субъектами ПО;
- обеспечить совмещение усилий каждого из роботов группы для достижения общих целей.

В ОРС для решения поставленных задач предлагается следующая послойная архитектура программно-технических средств. Нижний слой реализуется контроллерами. Порты этих контроллеров управляют моторами, задающими движение внешних органов робота. Программные средства предыдущего слоя генерируют списки команд, которые задают последовательность простейших действий внешних органов роботов. Вышестоящий слой составляется языком, ориентированным для использования в робототехнических системах, например, robot-c [3]. С помощью данного слоя организуются отдельные действия над предметами ПО, и операторы этого языка интерпретируются командами нижестоящего программного слоя. Первый слой – это блок управления и планирования действий роботов, который составляется на языке программирования высокого уровня. Эти средства работают в серверах ОРС, а информационная связь с нижестоящим слоем поддерживается средствами Wi-Fi связей. Одним из основных компонентов данного слоя является система управления базами знаний (БЗ) и поддерживаемая ею база сетевой структуры. Такое логическое представление БЗ позволяет поддерживать семантическую сеть, отражающую модель ПО, и возможные операции с её объектами.

В данной работе предлагается в узлы семантической сети БЗ включить специальные программы. Они составляются на проблемно ориентированном языке и описывают действия робота по осуществлению стандартных микрозаданий. В дальнейшем план работы робота получается путем механического “склеивания” и несложного редактирования. Когда на вход ОРС поступает задание роботам, в БЗ активизируются узлы, представляющие объекты, над которыми требуется выполнение определенной операции. Планирование сводится к поиску путей в семантической сети, которые исходят из активизированного узла типа существительного и входят в другой узел семантической сети глагольного типа (представляющего цели задания) (рис.). Далее выделяются макропрограммы, написанные на проблемно ориентированном языке, включенные в узлы данного пути. Путем “склеивания” таких макропрограмм после определенного редактирования получаем целостный план выполнения заданий человека.



Рис. Схема организации работы планировщика

В [4,5] искомый план действий единственного робота получается последовательностью вызова макропрограмм. Однако предложенные в [4] методы неприемлемы при планировании совместной работы роботов в группе. В этом случае перед ОРС ставятся новые задачи:

1. Цели, поставленные перед группой роботов, нужно разбить на отдельные подцели.
2. Для достижения каждой подцели необходимо определить оптимальный состав подгруппы роботов.
3. Согласовать и обеспечить совмещение работ каждого робота подгруппы, а также согласовать работу подгрупп роботов.
4. При планировании совместных работ роботов необходимо учесть уже составленные планы работ соседних роботов, а также текущее состояние и расположение предметов ПО.

Для решения поставленных задач в данной работе при составлении макропрограмм предлагается ряд следующих мер:

1. К командам макропрограмм ввести специальные опции, в которых указываются идентификаторы роботов, выполняющих данную команду. При этом последовательность выполнения команд может динамически изменяться в процессе выполнения макропрограмм.
2. Эффективность выполнения каждой команды может зависеть от результата ранее выполненных команд. Для представления этой взаимосвязи

в макропрограммы предлагается ввести новую опцию – матрицу взаимосвязи ($M[i,j]$). Эти матрицы аналогичны так называемым “штрафным” матрицам, которые используются в теории игр [6]. Номер каждой строки и столбца матрицы соответствует номеру команды в макропрограмме. Значение каждого элемента $m_{i,j}$ матрицы взаимосвязи показывает оценку эффективности выполнения i -й команды, если ей предшествовало выполнение j -й команды (возможно непосредственно предшествующей). Если $m_{i,j} < 0$, то это указывает на штрафной балл, который получается, если $i > j$, но i -я команда выполняется раньше j -й команды. Если $m_{i,j} = 0$, то поочередность выполнения j -й и i -й команд не влияет на эффективность работы макропрограммы.

3. Состояние ПО определяется взаимным расположением предметов, входящих в эту область. Для представления этого состояния на рассмотрение вносится матрица ($C[i, j]$) ($i, j = \overline{1, k}$), где k – число рассматриваемых предметов в ПО. Элементом ($C[i, j]$) кодируется взаимное расположение предметов. При каждой активации макропрограммы матрицы i, j обновляются на основе содержания баз данных текущего момента.

4. Ситуацию предметной области, т.е. текущее содержание матрицы i, j , может определять порядок выполнения команд в макропрограмме. Для представления этой связи вносится на рассмотрение матрица $R[i, j]$ размерности $k \times n$, где n – число команд в макропрограмме. i -я строка соответствует i -й строке матрицы C , а j -й столбец – очередной команде макропрограммы. Каждый элемент $r_{i,j}$ этой матрицы позволяет оценить эффективность вызова j -й команды при ситуации, определяемой матрицей ($C[i, j]$): $F=f(c, r_{i,j})$.

5. Для организации процесса интерпретации макропрограмм на рассмотрение вносятся следующие векторы:

- n -мерный вектор $T[i]$, i -й элемент которого указывает на номер такта интерпретации, в котором должна активизироваться i -я команда;
- вектор вызова и активации команд ($Plan[i]$), i -й элемент которого указывает на номер или список команд, которые должны вызываться на i -ом такте. В результате работы планировщика макропрограммы формируется вектор $Plan[i]$.

В данной работе, в отличие от однороботных ОРС, предлагаются новые принципы организации работы макропрограмм. Перед интерпретацией каждой макропрограммы должен вызываться микропланировщик, который на основе вышеописанных опций макропрограмм определяет вектор $Plan[i]$, управляющий процессом вызова и выполнения команд.

В [4] предлагается правило составления макропрограмм для организации работ в однороботных ОРС. При реализации управления многороботными

системами возникает необходимость модификации структур команд макропрограммы. С этой целью предлагается следующая структура команд в макропрограммах:

**<модифицированная команда макропрограммы>:=
< α_1 >[<команда макропрограммы>|<функция на языке robot-с, которая
задает план интерпретации данной команды роботами системы>].
<команда макропрограммы>:=<условие активации команды>[<тело
команды>|<инструкция вызова подпрограмм, реализующая переход (с
возвратом) к макропрограммам нижестоящего уровня>]<обработчик
результата возврата команды макропрограммы>.**

Макропрограммы с описанной структурой представляют фрагмент плана работы с помощью группы роботов. Этот фрагмент динамическим образом составляется при интерпретации макропрограмм посредством микропланировщика.

Таким образом:

1. Эффективность совместной работы группы роботов ОРС зависит от точности имитационной модели предметной области, поддерживаемой в системе БЗ, а также от состава макропрограмм, вводимых в узлы этой модели.
2. Использование ОРС баз знаний, поддерживающих логическую структуру в виде семантических сетей, позволяет организовать планирование работ группы роботов, при этом обеспечивается независимость программных средств планировщика от состава макропрограмм и сложности семантической сети. Отсутствует необходимость перепрограммирования системы при развитии семантической сети, изменении состава и сложности макропрограмм, что упрощает технологию создания ОРС и дает возможность организовать эксплуатацию системы в условиях ее непрерывного развития.
3. Предложенные способы формирования БЗ, содержащих множество макропрограмм, позволяют получать планы совместной и согласованной деятельности группы роботов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Olimpiya Saha, Prithviraj Dasgupta.** A Comprehensive Survey of Recent Trends in Cloud Robotics Architectures and Applications.- Computer Science Department, University of Nebraska Omaha, 2018.
2. **Robert Bogue.** Cloud robotics: a review of technologies, developments and applications//Industrial Robot: An International Journal.- 2017.- Vol. 44, issue 1.- P.1-5, <https://doi.org/10.1108/IR-10-2016-0265>
3. ROBOTC - a C Programming Language for Robotics, URL:-<http://www.robotc.net/>.

4. Մանուկյան Է.Ն., Մանուկյան Օ.Վ., Կիրակոսյան Գ.Գ. Ամպային ռոբոտատեխնիկական համակարգերում ռոբոտների խմբային աշխատանքի պլանավորման որոշ սկզբունքների մասին // ՀԱՊՀ Լրաբեր.- Երևան 2018.-Մաս 1.- Էջ 90-95:
5. Միմոնյան Ս.Հ., Մանուկյան Է.Ս., Մանուկյան Օ.Վ. Նմանակային մոդելավորման սկզբունքների օգտագործումն ամպային ռոբոտատեխնիկական համակարգերի գիտելիքների բազաներում // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի Լրաբեր.- 2017.-Հ.14, N4.- էջ 636-639:
6. Давидов Г.Э. Методы и модели теории антагонистических игр.-М.: Издательство Мос. ун-та, 1978.- 208 с.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 11.12.2018.

Է.Ս. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ, Օ.Վ. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ

ԱՄՊԱՅԻՆ ՌՈԲՈՏԱՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ ՌՈԲՈՏՆԵՐԻ ԽՄԲԻ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ԿԱԶՄԱԿԵՐՊՈՒՄԸ

Դիտարկվում են ամպային ռոբոտատեխնիկական համակարգերում գիտելիքների բազաների օգտագործման մեթոդներ՝ ռոբոտների խմբի աշխատանքների պլանավորիչ բլոկների կազմակերպման համար:

Առանցքային բառեր. ամպային ռոբոտատեխնիկա, ռոբոտ, պլանավորիչ, գիտելիքների բազա:

E.S. MANUKYAN, O.V. MANUKYAN

ORGANIZING THE GROUP WORK OF ROBOTS IN CLOUD ROBOTIC SYSTEMS

The methods of using a knowledge base at constructing program modules of planners, organizing the group work of robots in cloud robotics systems are considered.

Keywords: cloud robotics, robot, planner, knowledge base.

A.V. DAVTYAN

**DESIGN OF CONTROL SYSTEMS OF UNMANNED AERIAL VEHICLES
VIA A VICON MOTION CAPTURE SYSTEM**

In the paper, an approach to the design of control systems of Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) using the Simulink graphical package and the Vicon Motion Capture (MOCAP) System is discussed. The practical experiments were conducted on the basis of a Parrot Ar. Drone 2.0 at the Aerial Robotics Laboratory of National Polytechnic University of Armenia. Data transfer of the Parrot control system was implemented via Wi-Fi and the Vicon MOCAP system. The proposed approach allows implementing real-time selection of parameters of Proportional-Integral-Derivative (PID) regulators.

Keywords: control system, unmanned aerial vehicle, Wi-Fi signal, PID regulator, Vicon system, Parrot Ar. Drone 2.0.

Introduction. With the development of modern technology, UAVs have become more popular [1]. They have a simple structure and a very broad area of application. Nowadays the main problem connected with UAVs is the design of accurate flight control systems. The main objective of this paper is to design and implement an indoor autonomous flight control system for Unmanned Aerial Vehicle (UAV) on the basis of Parrot AR.Drone. Autonomous flight is achieved when the AR Drone is capable of following a predefined trajectory without any human interaction. For this purpose, a control algorithm for Parrot AR Drone designed by Mathworks under software Matlab/Simulink was used and enhanced. As a part of the control model development and enhancement, a Vicon Motion Capture (MOCAP) system [2] consisting of a set of cameras was integrated in real time with the AR Drone Matlab/Simulink dynamic model. Vicon MOCAP System was used to capture the position of the drone and compare it with the estimated position obtained from Parrot drone onboard sensors. It was noticed that the Vicon cameras' position estimation was closer to the real position than the sensors' estimation.

Vicon system. The Vicon MOCAP system belongs to the so-called passive systems [2]. The optical cameras of that system are accomplished with 12 LEDs which are distributed uniformly around the objective and emanate infrared light impulses. The positions of cameras are chosen so that the investigated object can be seen from all sides. On the other hand, special markers are placed (fixed) in the

nodal points of the moving object (that is the object whose motion is to be captured). The markers are small plastic cores (having diameters from 0.5 cm to 2.5 cm) covered by a substance (paint) reflecting well the infrared radiation. The minimal number of markers fastened to a rigid body is three. The light impulses emanating from the optical cameras are reflected by the markers and registered by the sensitive to infrared radiation elements located in the focal planes of the cameras. All the output signals of active cameras are synchronized and fed to a special Vicon MOCAP work station which processes these signals in real time and creates a 3-D model of the moving object (as well as the 3-D virtual model of the working space), which shows the nodal points connected with straight lines by the Vicon software.

The Vicon MOCAP system is an integrated set of Vicon's devices and accompanied items (Fig. 1).

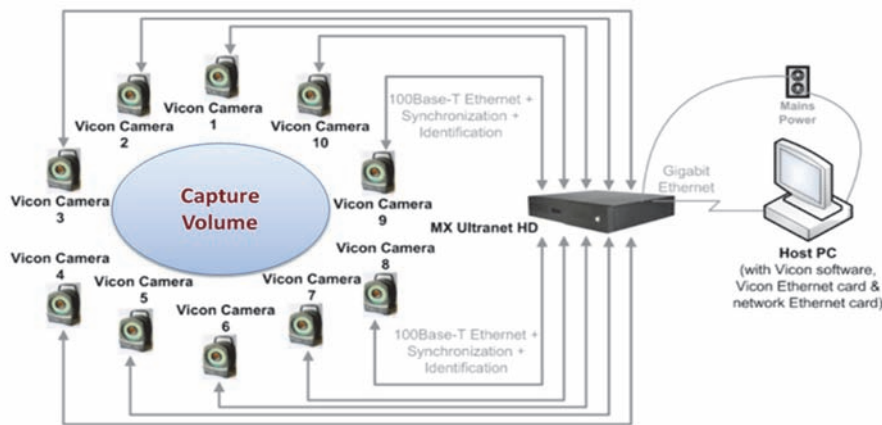


Fig. 1. Vicon Motion Capture system

The Vicon MOCAP system of the Aerial Robotics Laboratory at NPUA consists of 20 Vero V2.2 optical cameras (Fig. 2), a special Vicon MOCAP work station, powerful computers for processing the digit signals and other complex devices, which are placed in a special room and provide a working (capture) area of 10x10x3m for testing various moving mechanical objects.



Fig. 2. Vicon Vero V2.2 optical camera

In case of development and dynamics investigation of mechanical objects (UAVs, mobile robots, etc,) the output data stream of the Vicon system is transferred to an application computer, where MATLAB, LabVIEW and other specialized engineering software programs are installed (Fig. 3). These programs seem to allow embedding the application computer into the feedback loop of the control system of the moving mechanical object and perform all the necessary changes of control algorithms of the object in real time. As a result, the efficiency of developing UAVs and other objects' control systems is increased as many as ten times. Besides, the developer has an opportunity to implement such approaches and methods which would be impossible to use without the Vicon MOCAP system.

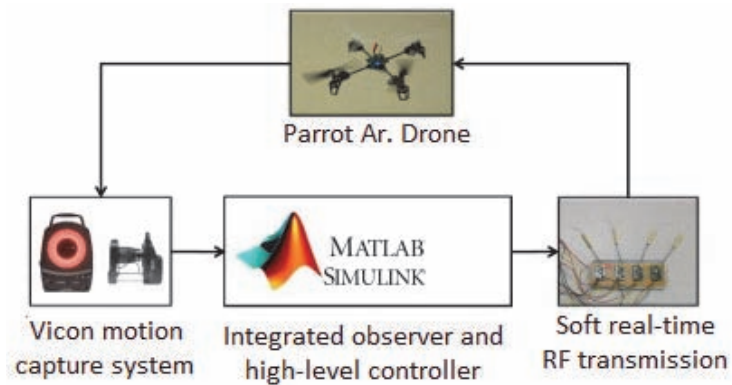


Fig. 3. UAV Control System

Structure of Parrot Ar. Drone 2.0 and its components. The Parrot AR Drone 2.0 is one type of UAV where AR stands for Augmented Reality. It is considered to be a multi-copter UAV or basically a quadrotor UAV. Parrot AR. Drone 2.0 was built by a French company called Parrot. Parrot AR. Drone 2.0 is typically composed of four propellers with four electric motors, one cross beam, two cameras, two electrical boards, a base house which is the place where all the above-mentioned components are connected to one another, two top covers (indoor and outdoor hulls) used to protect the UAV. Fig. 4 shows a Parrot AR Drone 2.0 with an indoor hull and an outdoor hull.



Fig. 4. AR.Drone 2.0 with Indoor and OUT hulls

There are four different types of sensors available in the AR Drone 2.0 which are: an accelerometer, a 3-axis gyroscope, a magnetometer, and an ultrasound altimeter sensor. The Parrot AR Drone 2.0 moves based on six degrees of freedom (DOF) which are the translational movement along the X, Y and Z axis and the rotational movements around the Pitch, Yaw, and Roll angles. The drone has four basic movements which are roll, yaw, upwards and pitch movements [3].

Control System. The control system of the drone along one axis has the following block diagram (Fig. 5).

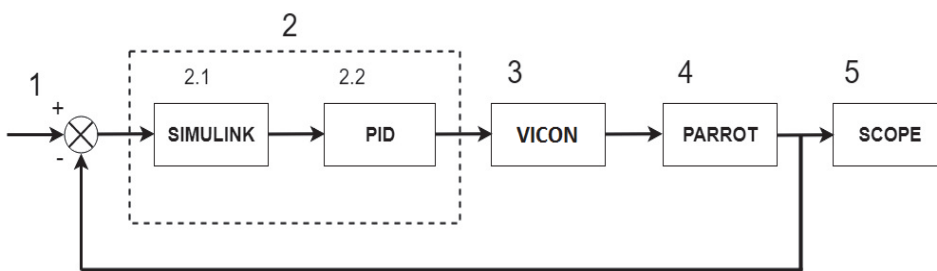


Fig. 5. Block diagram of the Parrot control system

where 1. Input signal, which is created by the computer.

2. Control part which consists of 2 subparts.

2.1. Simulink module.

2.2. PID regulator.

3. Converter, which sends signals to the drone via Wi-Fi and Vicon system.

4. Parrot AR Drone 2.0.

5. Graphical outputs.

The first objective of the work was to control the drone autonomously along a predefined path. The Simulink model in Fig. 6 consists of many blocks which are integrated together to control the drone and actually contains two programs.

The first program is used for Wi-Fi control code which receives the real sensor measurements from the drone, compares them with the desired waypoints given by the user and calculate the required control inputs which are sent as commands to the drone. This model requires having an AR Drone connected to the PC via Wi-Fi during execution.

The other program is used for simulation and includes all mathematical equations representing the behaviour or the model of the drone. The feedback from the drone is estimated here using its dynamic model.

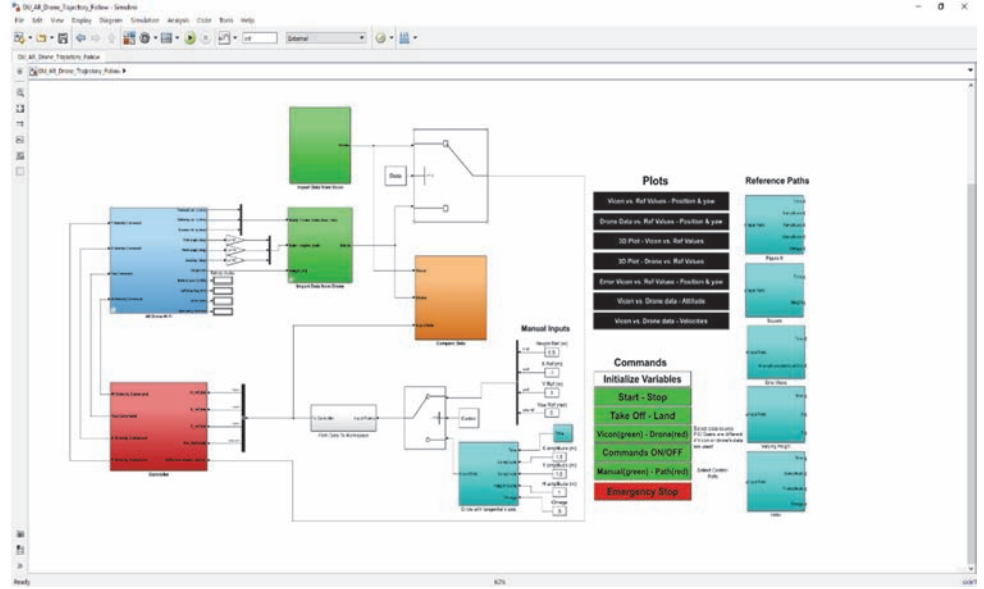


Fig. 6. Program block in SIMULINK

The PID regulator block in the Simulink model is shown in Fig. 7.

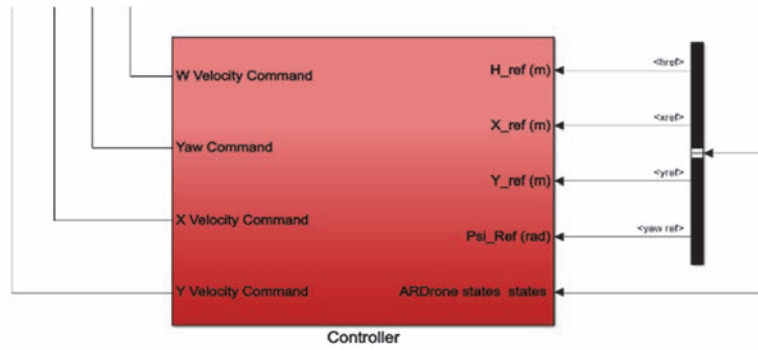


Fig. 7. Regulator block

Design of PID regulator. In one of the standard forms of PID regulators, the output signal ($U_{PID}(t)$) is associated with the error signal $\varepsilon(t)$ in the following way [4]:

$$U_{PID}(t) = K_e \left[K_p \varepsilon(t) + K_I \int \varepsilon(t) dt + K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right]. \quad (1)$$

Applying the Laplace transform to (1) yields:

$$U_{PID}(s) = K_e \left[K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s \right] \varepsilon(s). \quad (2)$$

The PID regulator used in control systems of the Parrot drone has a more general form, which includes the low-frequency filter of the derivative term:

$$U_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s W_F(s), \quad (3)$$

where

$$W_F(s) = \frac{1}{T_D s + 1}. \quad (4)$$

Equation (3) can be reduced to the following form:

$$W_{PID}(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} + K_D \frac{N}{1 + N/s}, \quad (5)$$

where $N = 1/T_D$. The value of N in (5) was chosen equal to 100 due to the recommendation given in [3]. The four basic movements of the Parrot drone with respect to roll, yaw, upward and pitch axis are controlled independently by four separate PID regulators, as shown in Fig. 8.

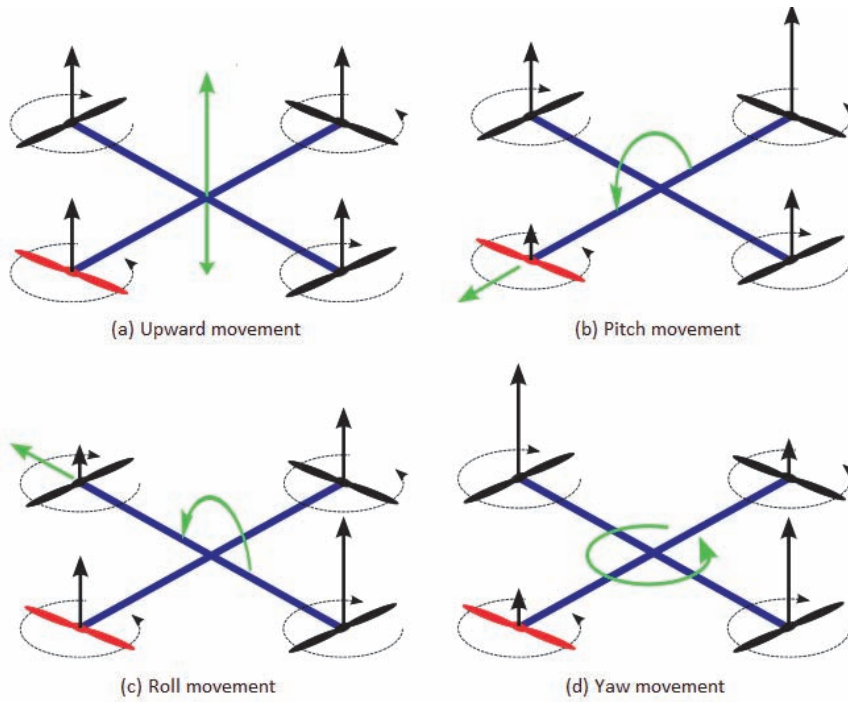


Fig. 8. UAV's directions of movement

The coefficients of the PID regulators of the above-mentioned separate control channels are presented in the Table.

Table

	Coefficients for upward movement	Coefficients for pitch movement	Coefficients for roll movement	Coefficients for yaw movement
K_p	-1	0.4	-0.5	1.2
K_I	0	0	0	0
K_D	0	0	-0.01	0

The experimental transient responses of the Parrot drone's vertical ascent (along the z axis) from the ground (zero) level to 0.6m are shown in Fig. 9, where the solid line depicts the signals of the Vicon MOCAP system, and the dotted line corresponds to signals from the drone's onboard sensors.

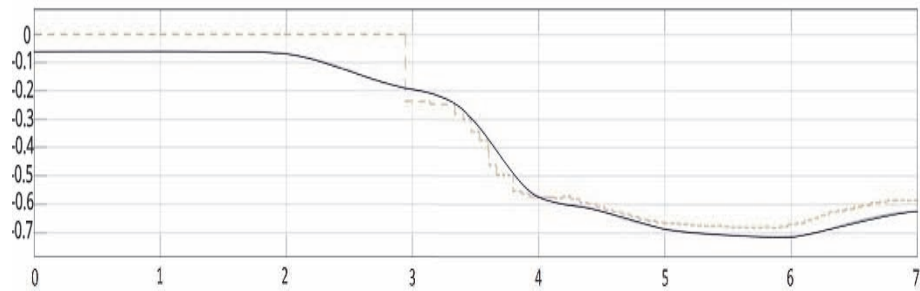


Fig.9. Transition graph for z-axis

Conclusion. Summarizing, the issue of designing the control system of UAVs using the Vicon MOCAP system and Matlab/Simulink software is discussed in the paper. The position of the Parrot AR Drone while hovering was measured by the drone's on-board sensors and transmitted wirelessly by Wi-Fi to the base workstation. The real position of the drone was measured by the Vicon system and also transferred to the same workstation. Such an approach allows one to implementing a real-time choice of parameters of the PID regulators. In perspective, the results of this work can be used in performing cooperative flight control of two or more drones.

REFERENCES

1. **Corke P., Siegwart R., Clavel R.** Design and control of quadrotors with application to autonomous flying.- Lausanne, EPFL, 2007.
2. What is motion capture | VICON. [Online]. Available: <http://www.vicon.com/what-is-motion-capture>.

3. AR Drone Simulink Development-Kit V1.1 - File Exchange - MATLAB Central.” [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/43719-ar-drone-simulink-development-kit-v1-1>.
4. **Dorf R.C., Bishop R.H.** Modern Control Systems.-Addison Wesley. 13-th Ed., 2017.- 832 p.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received 25.02.2019.

Ա.Վ. ԴԱՎԹՅԱՆ

VICON ՇԱՐԺՈՒՄԸ ԳՐԱՆՅՈՂ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԱՆՕԴԱՅՈՒ ԹՈՂՈՂ ԱՊԱՐԱՏՆԵՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ՄԱՍԻՆ

Դիտարկված է անօդաչու թռչող ապարատների (ԱԹԱ-ների) կառավարման համակարգի նախագծման մոտեցում՝ օգտագործելով Simulink գրաֆիկական ծրագրավորման միջավայրը և Vicon շարժումը գրանցող (MOCAP) համակարգը: Գործնական փորձարկումները կատարվել են Parrot Ar. Drone 2.0 ԱԹԱ-ի հիման վրա Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի «Օդային ռոբոտատեխնիկա» լաբորատորիայում: ԱԹԱ-ի կառավարման համակարգի տվյալների փոխանցումները կատարվել են Wi-Fi-ի և Vicon MOCAP համակարգի միջոցով: Առաջարկվող մոտեցումը թույլ է տալիս կատարել համեմատական ինտեգրա-դիֆերենցիալ (ՀԻԴ) կարգավորիչի պարամետրերի ընտրությունը իրական ժամանակում:

Առանցքային բառեր. կառավարման համակարգ, անօդաչու թռչող ապարատ, Wi-Fi, Vicon համակարգ, Parrot Ar. Drone 2.0:

А.В. ДАВТЯН

К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ЗАХВАТА ДВИЖЕНИЯ VICON

Рассмотрен подход к проектированию систем управления беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) с использованием графического пакета Simulink и системы захвата движения Vicon. Практические эксперименты были осуществлены на основе дрона Parrot Ar. Drone 2.0 в лаборатории “Воздушная робототехника” Национального политехнического университета Армении. Обмен данных от системы управления дрона осуществлялся посредством сигналов Wi-Fi и системы Vicon. Предложенный подход позволяет производить выбор параметров пропорционально-интегрально-дифференцирующих (ПИД) регуляторов в реальном масштабе времени.

Ключевые слова: система управления, беспилотный летательный аппарат, Wi-Fi, пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) регулятор, система Vicon, Parrot Ar. Drone 2.0.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՄԱՐԳՍՅԱՆ Ա.Ս., ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Ա.Հ.

ԷԼԵԿՏՐԱԱՌԱՋԳԱԿԱՆ ԱԼԻՔՆԵՐԸ ՊԻԵՉՈՒԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԲԱՂԱԴՐՅԱԼ
ՏԱՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆՈՒՄ ՄԱՀՔԱՅԻՆ ՏԱՏԱՆՈՒՄՆԵՐԻ ԳԾԱՅԻՆ ԱՂԲՅՈՒՐԻ
ԱՌԿԱՅՈՒԹՅԱՄԲ 397

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ՄԱՐԳՍՅԱՆ Ա.Ռ., ՎԱՍԻԼՅԱՆ Գ.Ա., ՇՈՒԽՅԱՆ Ն.Ս.

ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՄԲ ՍՏԱՑՎԱԾ ՇԵՐՏԱՎՈՐ ՓՈՇԵԿՈՄՊՈԶԻՏԱՅԻՆ
ՆՅՈՒԹԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ ՆԵՐՔԻՆ ՇՓՄԱՆ ՄԵԹՈԴՈՎ 408

ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Ա.Հ., ԱԼԱՎԵՐԴՅԱՆ Հ.Հ., ԱԹՈՅԱՆ Ռ.Լ.

ՀԱՆՔԱՎԱՅՐՈՒՄ ՄԵՏԱԴԻ ԲԱՇԽՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ԱԶԴԵՅՈՒԹՅՈՒՆԸ
ՀԱՆՔԱՔԱՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆԱՀԱՆՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՅԻ ԸՆՏՐՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ 420

ՄԱՅԻԼՅԱՆ Ա.Լ., ՄԱՂԱԹԵԼՅԱՆ Մ.Ա.

ՓՈՔՐ ՀԻԴՐՈՒԼԵԿՏՐԱԿԱՅԱՆԻ ՀԻԴՐՈԱԳՐԵԳԱՏԻ ԲԱՐԵԼԱՎՎԱԾ
ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐՈՎ ԴԵՄՊՖԵՐԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ 432

ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Ա.Հ., ԱՅՎԱԶՅԱՆ Գ.Ե., ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Ա.Ա., ՉՈՒՆՉՈՒԶՈՎ Ի.Պ., ՊԵՐԵՊԵԼՅԻՆ Վ.Գ.

ՀԱԿԱԿԱՐԿՏԱՅԻՆ ԱԿՈՒՍՏԻԿԱԿԱՆ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐՈՎ ՄԹՆՈԼՈՐՏԱՅԻՆ
ՄԱՀՄԱՆԱՅԻՆ ՇԵՐՏԻ ԽՈՐԱԶՆՆՈՒՄԸ 442

ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ Լ Մ.

ՇԱՐԺԱԿԱՆ ՊԼԱՏՖՈՐՄՆԵՐԻ ՀԱՄԱՐ ՊԱՏԿԵՐՆԵՐԻ ՃԱՆԱԶՄԱՆ
ՄՈԴԵԼ 450

ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ա. Ա.

ԼԱՐՄԱՄԲ ՂԵԿԱՎԱՐՎՈՂ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐԻ ՃՇՏՈՒԹՅԱՆ ՄԵԾԱՑՄԱՆ
ՄԵԹՈԴ 456

ՏՐԴԱՏՅԱՆ Ա. Ս.

ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՏԱԿՏԱՎՈՐՎՈՂ ՀԱՄԵՄԱՏԻՉԻ ԼԱՐՄԱՆ ՇԵՂՄԱՆ
ԻՆՔՆԱՀԱՐՄԱՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴ 465

ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ա.Ռ.

«ՓԱՓՈՒԿ» ՖԻԶԻԿԱԿԱՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ ԲԼՈԿՆԵՐԻ ՄԻՆԹԵԶԸ ԹՎԱՅԻՆ
ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ՏՐԱՄԱԲԱՆԱԿԱՆ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԻՑ 475

ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Վ.Գ.

ՓԱԿ ՏԱՐԱԾՔՆԵՐՈՒՄ ԶԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԻ ՀՄԿՄԱՆ ԵՎ ԿԱՐԳԱՎՈՐՄԱՆ
ՄԱՐՔԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ 485

ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Լ.Ա.

ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ՈՒՍՈՒՅՄԱՆ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ՀԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆ
ՆԵՐԿԱՌՈՒՑՎԱԾ ԻՆՔՆԱԹԵՍԱՎՈՐՄԱՆ ՑԱՆՑԻ ՆԱԽԱԳԾԱՅԻՆ
ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ՀԱՄԱՐ 495

ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ս.Հ.

ԴԻՆԱՄԻԿ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԳԾԱՅԻՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ
ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՈՒՄԸ ԴԻՖԵՐԵՆՑԻԱԼ ԶԵՎԱՓՈԽՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ
ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ 503

ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Է. Ս., ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Օ.Վ.

ԱՄՊԱՅԻՆ ՌՈԲՈՏԱՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ ՌՈԲՈՏՆԵՐԻ
ԽՄԲԱՅԻՆ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ԿԱԶՄԱԿԵՐՊՈՒՄԸ 510

ԴԱՎԹՅԱՆ Ա.Վ.

VICON ՇԱՐԺՈՒՄԸ ԳՐԱՆՑՈՂ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԱՆՕԴԱՉՈՒ ԹՈՉՈՂ
ԱՊԱՐԱՏՆԵՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ՄԱՍԻՆ 516

СОДЕРЖАНИЕ

САРГСЯН А.С., ГРИГОРЯН А.А. ЭЛЕКТРОУПРУГИЕ ВОЛНЫ В СОСТАВНОМ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ ПРИ ЛИНЕЙНОМ ИСТОЧНИКЕ СДВИГОВЫХ КОЛЕБАНИЙ	397
АГБАЛЯН С.Г., САРКИСЯН А.Р., ВАСИЛЯН Г.А., ШУХЯН Н.С. ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОИСТЫХ ПОРОШКОВЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ, ПОЛУЧЕННЫХ ГОРЯЧИМ ВЫДАВЛИВАНИЕМ, МЕТОДОМ ВНУТРЕННЕГО ТРЕНИЯ	408
ОГАНЕСЯН А.Г., АЛАВЕРДЯН А.А., АТОЯН Р.Л. ВЛИЯНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МЕТАЛЛА В РУДНИКЕ НА ВЫБОР ТЕХНОЛОГИИ ДОБЫЧИ РУДЫ	420
МАИЛЯН А.Л., САГАТЕЛЯН М.А. РАЗРАБОТКА ДЕМПФЕРНОЙ СИСТЕМЫ С УЛУЧШЕННЫМИ СВОЙСТВАМИ ДЛЯ ГИДРОАГРЕГАТА МАЛОЙ ГИДРОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ	432
ВАРДАНИЯН Арам А., АЙВАЗЯН Г.Е., ВАРДАНИЯН Арман А., ЧУНЧУЗОВ И.П., ПЕРЕПЕЛКИН В.Г. ЗОНДИРОВАНИЕ АТМОСФЕРНОГО ПОГРАНИЧНОГО СЛОЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОТИВОГРАДОВОГО АКУСТИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА	442
ОВСЕПЯН Л. М. МОДЕЛЬ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ ПЛАТФОРМ	450
МАРТИРОСЯН А.А. МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ	456
ТРДАТЯН А.С. МЕТОД САМОНАСТРАИВАЮЩЕЙСЯ ПОРОГОВОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СИНХРОННЫХ КОМПАРАТОРОВ	465
МАРТИРОСЯН А.Р. СИНТЕЗ БЛОКОВ “МЯГКОЙ” ФИЗИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ОТ ЛОГИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ.....	475
ПЕТРОСЯН В.Г. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ЗАКРЫТЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ	485
МАРТИРОСЯН Л.А. ПРИМЕНЕНИЕ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ ДИЗАЙН- ХАРАКТЕРИСТИК СЕТИ ВНЕДРЕННОЙ СИСТЕМЫ САМОТЕСТИРОВАНИЯ ПАМЯТИ	495
СИМОНЯН С.О. РЕШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЛИНЕЙНЫХ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	503
МАНУКЯН Э.С., МАНУКЯН О.В. ОРГАНИЗАЦИЯ РАБОТЫ ГРУППЫ РОБОТОВ В ОБЛАЧНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	510
ДАВТЯН А.В. К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ЗАХВАТА ДВИЖЕНИЯ VICON.....	516

CONTENTS

SARGSYAN A.S., GRIGORYAN A.H. ELECTROELASTIC WAVES IN COMPOSITE PIEZOELECTRIC SPACE AT A LINEAR SOURCE OF SHIFT VIBRATIONS	397
AGHBALYAN S.G., SARKISYAN A.R., VASILYAN G.A., SHUKHYAN N.S. RESEARCH OF LAYERED POWDER COMPOSITE MATERIALS OBTAINED BY HOT EXTRUSION BY THE METHOD OF INTERNAL FRICTION.....	408
HOVHANNISYAN A.H., ALAVERDYAN H.H., ATOYAN R.L. THE INFLUENCE OF THE ESSENCE OF METAL DISTRIBUTION IN THE MINE ON THE CHOICE OF ORE MINING TECHNOLOGY	420
MAYILYAN A.L., SAGHATELYAN M.A. DEVELOPING THE DAMPING SYSTEM WITH IMPROVED PROPERTIES FOR A HYDRO-AGGREGATE OF A SMALL HYDROPOWER PLANT.....	432
VARDANYAN A.H., AYVAZYAN G.YE., VARDANYAN A.A., CHUNCHUZOV I.P., PEREPOLKIN V.G. SOUNDING OF ATMOSPHERIC BOUNDARY LAYER USING AN ACOUSTIC GENERATOR OF A HAIL SUPPRESSION SYSTEM	442
HOVSEPYAN L.M. IMAGE RECOGNITION APPROACH FOR MOBILE PLATFORMS	450
MARTIROSYAN A.A. A METHOD FOR INCREASING THE ACCURACY OF A VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR.....	456
TRDATYAN A.S. A METHOD OF SELF-CONFIGURABLE OFFSET FOR HIGH-SPEED CLOCKED COMPARATORS.....	465
MARTIROSYAN A.R. SYNTHESIS OF “SOFT” BLOCKS OF PHYSICAL STRUCTURE FROM THE LOGICAL DESCRIPTION OF DIGITAL INTEGRATED CIRCUITS	475
PETROSYAN V.G. DESIGNING INDOOR TEMPERATURE CONTROL AND REGULATION EQUIPMENT	485
MARTIROSYAN L.A. MACHINE LEARNING APPLICATION FOR THE MEMORY BIST NETWORK DESIGN CHARACTERISTICS ESTIMATION.....	495
SIMONYAN S.H. SOLUTION OF DYNAMIC ONE-PARAMETRIC LINEAR MATRIX EQUATIONS BY APPLYING DIFFERENTIAL TRANSFORMATIONS	503
MANUKYAN E.S., MANUKYAN O.V. ORGANIZING THE GROUP WORK OF ROBOTS IN CLOUD ROBOTIC SYSTEMS	510
DAVTYAN A.V. DESIGN OF CONTROL SYSTEMS OF UNMANNED AERIAL VEHICLES VIA A VICON MOTION CAPTURE SYSTEM	516