

ISSN 0002-306 X

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

ՀԱՏՈՐ LXXIII ТОМ

4

ԵՐԵՎԱՆ

2020

ЕРЕВАН

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

Հատոր 73

N 4

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ԵՐԵՎԱՆ 2020

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Том 73

N 4

ОКТЯБРЬ - ДЕКАБРЬ

ЕРЕВАН 2020

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

Volume 73

N 4

OCTOBER - DECEMBER

YEREVAN 2020

Журнал издается с 5.01.1948 г.

Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Գլխավոր խմբագիր՝ Մելիքյան Վ.Շ., ՀՀ ԳԱԱ թղթ. անդամ, տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Գլխ. խմբագրի տեղակալ՝ Գրիգորյան Ա.Խ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Պատասխանատու քարտուղար՝ Սեյրանյան Ժ.Ս., ՀՀ
Խմբագրական կոլեգիա՝
Աղբալյան Ս.Գ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Ասլանյան Լ.Հ., ՀՀ ԳԱԱ թղթ. անդամ, ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Բաղալյան Ն.Պ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Բաղդասարյան Հ.Վ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Բաղդասարյան Մ.Ք., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Գագարինսկի Ա.Յու., ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Գոնեւմա Մ., տ.գ.թ., Եգիպտոս
Գրիմբլաթ Վ., տ.գ.թ., Չիլի
Դոկիչ Բ., տ.գ.դ., Բոսնիա և Հերցեգովինա
Ջոքյան Ե., տ.գ.թ., ԱՄՆ
Իյուշենկո Ա.Ֆ., Բելառուսի ԳԱԱ թղթ. անդամ, տ.գ.դ., պրոֆ., Բելառուս
Լան Զ., տ.գ.թ., Չինաստան
Կրասնիկով Գ.Յ., ՌԴ ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Կուրտուա Բ., տ.գ.թ., Ֆրանսիա
Հախումյան Ա.Ա., ՀՀ ԳԱԱ թղթ. անդամ, ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Հակոբյան Վ.Ն., ֆ.-մ.գ.դ., ՀՀ
Հահանով Վ.Ի., Կիրառական ռադիոէլեկտրոնիկայի Ուկրաինայի ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ.,
Ուկրաինա
Ղույան Ա.Գ., ՀՀ ԳԱԱ ակադեմիկոս, ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Մանդալիկա Մ., տ.գ.թ., Հնդկաստան
Մարուխյան Ռ.Զ., տ.գ.թ., պրոֆ., ՀՀ
Միխայլենիչ Ա.Ա., տ.գ.դ., պրոֆ., Բելառուս
Շիխտման Ու., տ.գ.թ., Գերմանիա
Չանգ Ֆ., Թայվանի ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., Թայվան
Չապլիգին Յու.Ա., ՌԴ ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Պետրոսյան Օ.Հ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Պետրոսյանց Կ.Օ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Սապատնեկար Ս., տ.գ.թ., ԱՄՆ
Մարգարյան Յու.Լ., ՀՀ ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Սքիտնն Ս.Ա., տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Միմոնյան Ս.Հ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Ստենպկովսկի Ա.Լ., ՌԴ ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Վորոբյով Ա.Ե., տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Տիխոմիրով Գ.Վ., ֆ.-մ.գ.դ., ՌԴ
Ցանովա Ս., տ.գ.թ., Բուլղարիա
Ուբար Բ., Էստոնիայի ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., Էստոնիա
Ուսանով Վ.Ի., տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор Меликян В.Ш., член-корр. НАН РА, д.т.н., проф., Армения

Заместитель главного редактора Григорян А.Х., д.т.н., проф., Армения

Ответственный секретарь Сейранян Ж.С., Армения

Редколлегия:

Агбалян С.Г., д.т.н., проф., Армения

Акопян В.Н., д.ф.-м.н., Армения

Асланиян Л.А., член-корр. НАН РА, д.ф.-м.н., проф., Армения

Ахумян А.А., член-корр. НАН РА, д.ф.-м.н., проф., Армения

Багдасарян М.К., д.т.н., проф., Армения

Багдасарян О.В., д.т.н., проф., Армения

Бадалян Н.П., д.т.н., проф., Россия

Воробьев А.Е., д.т.н., проф., Россия

Гагаринский А.Ю., д.ф.-м.н., проф., Россия

Гонейма М., к.т.н., Египет

Гримблат В., к.т.н., Чили

Гулян А.Г., академик НАН РА, д.ф.-м.н., проф., Армения

Докич Б., д.т.н., Босния и Герцеговина

Зорян Е., к.т.н., США

Ильющенко А.Ф., член-корр. НАН Беларуси, д.т.н., проф., Беларусь

Красников Г.Я., академик РАН, д.т.н., проф., Россия

Куртуа Б., к.т.н., Франция

Лан Ч., к.т.н., Китай

Мандалика С., к.т.н., Индия

Марухян В.З., к.т.н., проф., Армения

Михайлович А.А., д.т.н., проф., Беларусь

Петросян О.А., д.т.н., проф., Армения

Петросянц К.О., д.т.н., проф., Россия

Сапатнекар С., к.т.н., США

Саркисян Ю.Л., академик НАН РА, д.т.н., проф., Армения

Сбитнев С.А., д.т.н., проф., Россия

Симонян С.О., д.т.н., проф., Армения

Стемпковский А.Л., академик РАН, д.т.н., проф., Россия

Тихомиров Г.В., д.ф.-м.н., Россия

Убар Р., академик НАН Эстонии, д.т.н., проф., Эстония

Усанов В.И., д.т.н., проф., Россия

Хаханов В.И., академик Академии наук Украины по прикладной радиоэлектронике, д.т.н., проф., Украина

Цанова С., к.т.н., Болгария

Чанг Ф., академик Национальной академии Тайваня, д.т.н., Тайвань

Чаплыгин Ю.А., академик РАН, д.т.н., проф., Россия

Шлихтманн У., к.т.н., Германия

EDITORIAL BOARD

Editor-in-Chief: Melikyan V.Sh., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia
Deputy Editor-in-Chief: Grigoryan A.Kh., Sci.Dr., Prof., Armenia
Executive Secretary: Seyranyan Zh.S., Armenia
Editorial Board:
Aghbalyan S.G., Sci.Dr., Prof., Armenia
Aslanyan L.H., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia
Badalyan N.P., Sci.Dr., Prof., Russia
Baghdasaryan H.V., Sci.Dr., Prof., Armenia
Baghdasaryan M.Q., Sci.Dr., Prof., Armenia
Chang F., Member of National Academy of Taiwan, Sci.Dr., Taiwan
Chaplygin Yu.A., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia
Courtois B., Ph.D., France
Dokic B., Sci.Dr., Bosnia and Herzegovina
Gagarinski A.Yu., Sci.Dr., Prof., Russia
Ghoneima M., Ph.Dr., Egypt
Ghulyan A.G., Academician of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia
Grimblatt V., Ph.Dr., Chile
Hahanov V.I., Academician of Academy of Sciences of Ukraine in Applied Radioelectronics, Sci.Dr., Prof., Ukraine
Hakhumyan A.A., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia
Hakobyan V.N., Sci.Dr., Armenia
Ilyushenko A.F., Corr.member of NAS of Belarus, Sci.Dr., Prof., Belarus
Krasnikov G.Y., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia
Lan Ch., Ph.Dr., China
Mandalika S., Ph.Dr., India
Marukhyan V.Z., Ph.Dr., Prof., Armenia
Mikhaylevich A.A., Sci.Dr., Prof., Belarus
Petrosyan O.H., Sci.Dr., Prof., Armenia
Petrosyants K.O., Sci.Dr., Prof., Russia
Sapatnekar S., Ph.Dr., USA
Sargsyan Yu.L., Academician of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia
Sbitnev S.A., Sci.Dr., Prof., Russia
Schlichtmann U., Ph.Dr., Germany
Simonyan S.H., Sci.Dr., Prof., Armenia
Stempkovski A.L., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia
Tikhomirov G.V., Sci.Dr., Russia
Tsanova S., Sci.Dr., Bulgaria
Ubar R., Academician of Academy of Sciences of Estonia, Sci.Dr., Prof., Estonia
Usanov V.I., Sci.Dr., Prof., Russia
Vorobyov A.Y., Sci.Dr., Prof., Russia
Zorian Y., Ph.Dr., USA

Հրատ. խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

© Издательство НПУА

Известия НАН РА и НПУА (сер. Техн. наук), 2020

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

2020

4

ՀԱՏՈՐ

TOM 73
VOLUME

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ОКТЯБРЬ - ДЕКАБРЬ
OCTOBER - DECEMBER

Հրատ. Խմբագիր՝

ԺԱՆԱ Ա. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Խմբագիրներ՝

Հ.Յ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ստորագրված է տպագրության՝ 10.03.2021

Թուղթը՝ “օֆսեթ”։ Տպագրությունը՝ դիզոն: Ֆորմատ՝ (70×100) 1/16:

Շարվածքը՝ համակարգչային:

Տառատեսակը՝ Sylfaen, Times New Roman: 7.75 տպ. մամ.:

Պատվեր՝ 102: Տպաքանակ՝ 200

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

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

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

М.В. БЕЛУБЕКЯН, М.Г. САРГСЯН

**ИЗГИБНЫЕ КОЛЕБАНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ
ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПЛАСТИН БИМОРФНОЙ
КОНСТРУКЦИИ В ПЕРЕМЕННОМ ПОПЕРЕЧНОМ
ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ**

Рассматриваются задачи взаимодействия электрического поля с прямоугольной пьезоэлектрической пластиной биморфной конструкции, которая широко применяется в современных механизмах виброперемещений в качестве актюаторов, работающих в режиме изгибных колебаний. На основе решения уравнения колебания пластины и выбранного гармонического возбуждаемого электрического поля с учетом граничных условий закрепления биморфной пластины решаются три задачи, в которых определены резонансные частоты колебаний. Указанные задачи могут иметь практическое применение при разработке, конструировании и управлении биморфными пьезоактюаторами в механизмах виброперемещений и для эмульгации жидкостей.

Ключевые слова: пьезоактюаторы, изгибные колебания, электроупругость, виброперемещения, биморфная конструкция, резонансные частоты.

Введение. В современных механизмах микроперемещений в качестве привода эффективно используются пьезоэлектрические приводы (актюаторы), что позволяет значительно уменьшить размеры создаваемых устройств. В качестве исполнительных элементов (актюаторов) широко применяются пьезоматериалы, выполненные в виде стержней, дисков, прямоугольных пластин, работающие под воздействием электрического поля на растяжение-сжатие, изгиб, сдвиг. Преимущества пьезоэлементов перед известными механическими системами очевидны:

- малые габариты;
- способность обеспечить микроперемещения;
- высокая точность позиционирования;
- быстродействие;
- работа в статическом и динамическом режимах;
- стабильность работы при повышенных температурах;
- высокая прочность.

Исследование колебаний пьезоэлектрических пластин под воздействием постоянного и переменного электрического поля актуально с точки зрения их последующего применения для эмульгации жидкости. В работах [1-3] иссле-

дованы напряженно-деформированные состояния прямоугольных пьезопластин биморфной конструкции, рассмотрены задачи планарных и изгибных деформаций, определена связь упругих перемещений с напряжением поперечного электрического поля. В работе [4] исследуются изгибные колебания пьезопластин неканонической формы, а в [5] – колебания прямоугольных пластин со свободными краями.

Постановка задачи и методы исследования

1. Рассматривается упругая прямоугольная пластина, составленная из двух пьезоэлектрических тонких пластин, скрепленных по лицевым поверхностям (биморфная конструкция) (рис.1).

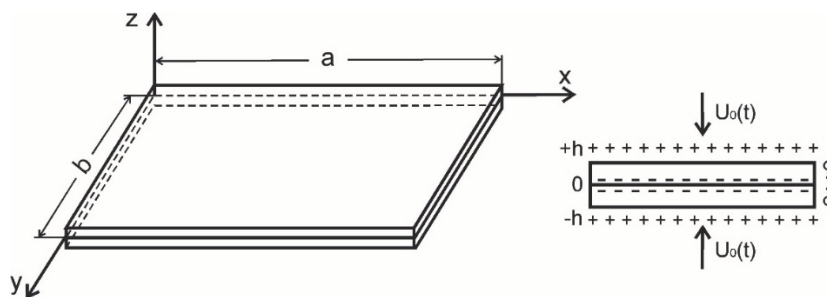


Рис. 1. Пьезоэлектрическая пластина биморфной конструкции со встречной поляризацией

В декартовой системе координат пластина занимает области: $0 \leq x \leq a$, $0 \leq y \leq b$, $-h \leq z \leq +h$.

Материал слоев - пьезоэлектрики, поляризованные по толщине, т.е. по координате z , и имеющие встречную поляризацию, что позволяет получать в пластине изгибные деформации (рис. 1).

Пластина находится в поперечном электрическом поле:

$$U_z = \begin{cases} U_0(t) & \text{при } 0 \leq z \leq h, \\ -U_0(t) & \text{при } -h \leq z \leq 0. \end{cases} \quad (1)$$

Относительно пластин в целом принимается гипотеза Кирхгофа. В работе [1] приведены уравнения планарных изгибных колебаний. Для случая изгибных колебаний выражения моментов и усилий имеют вид

$$\begin{aligned} M_x &= -D \left(\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \mu \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} \right) + M_e, \\ M_y &= -D \left(\frac{\partial^2 f}{\partial y^2} + \mu \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} \right) + M_e, \end{aligned} \quad (2)$$

$$S = -D(1 - \mu) \frac{\partial^2 f}{\partial x \partial y}; \quad \check{Q} = Q_x + \frac{\partial S}{\partial y},$$

$$Q_x = -D \frac{\partial}{\partial x} \Delta f; \quad Q_y = -D \frac{\partial}{\partial y} \Delta f,$$

где

$$D = \frac{2Eh^3}{3(1-\mu^2)}; \quad M_e = \alpha h^2 U_0(t); \quad \alpha = \frac{C_{13}}{C_{33}} e_{33} - e_{31}. \quad (3)$$

Здесь E, E' - модули упругости пьезоматериала; μ, μ' - коэффициенты Пуассона; e_{31}, e_{33} - пьезоэлектрические постоянные; C_{13}, C_{33} - пьезоупругие константы; ρ - плотность пьезоматериала.

С учетом (2) уравнение изгибных колебаний принимает вид

$$D \Delta^2 f + 2\rho h \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} + \frac{\partial M_e}{\partial x} + \frac{\partial M_e}{\partial y} = 0. \quad (4)$$

2. Рассматриваются изгибные колебания поверхности, т.е. колебания, не зависящие от координаты Y , что приводит к решению уравнения (4):

$$D \frac{\partial^4 f}{\partial x^4} + 2\rho h \frac{\partial^2 f}{\partial t^2} = 0 \quad (5)$$

при различных вариантах граничных условий закрепления приводов.

Закон изменения напряженности электрического поля принимается в виде

$$U_0(t) = A \sin(\omega t). \quad (6)$$

Решение уравнения (4) предлагаем в виде

$$f = g(x) \sin(\omega t). \quad (7)$$

После подстановки (7) в (5) получаем дифференциальное уравнение

$$g^{IV} - \eta^4 g = 0, \text{ где } \eta^4 = \frac{2gh}{D} \omega^2. \quad (8)$$

Общее решение уравнения (8) имеет вид

$$g(x) = A_1 \sin(\eta x) + A_2 \cos(\eta x) + A_3 sh(\eta x) + A_4 ch(\eta x), \quad (9)$$

где A_1, A_2, A_3, A_4 определяются из граничных условий конкретных задач, решаемых ниже.

Результаты исследования

Задача 1. Изгибные колебания консольного пьезопривода (рис. 2).



Рис. 2. Биморфная пьезоэлектрическая пластина с жестко заземленным левым краем

Граничные условия имеют следующий вид:

при

$$x=0: f=0, \frac{\partial f}{\partial x} = 0; \quad (10)$$

при $x=a$: $M_x = 0, \theta = 0$, где с учетом (2) получим

$$D \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + M_e = 0; \frac{\partial^3 f}{\partial x^3} = 0. \quad (11)$$

С учетом условий (10) и (11) решение (9) принимает вид

$$g(x) = A_1(\sin(\eta x) - sh(\eta x)) + A_2(\cos(\eta x) - ch(\eta x)), \quad (12)$$

где постоянные A_1 и A_2 равны

$$A_1 = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} \frac{\sin(\eta a) - sh(\eta a)}{1 + \cos(\eta a) \cdot ch(\eta a)} \cdot A, A_2 = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} \frac{\cos(\eta a) + ch(\eta a)}{1 + \cos(\eta a) \cdot ch(\eta a)} \cdot A. \quad (13)$$

Окончательное выражение $g(x)$ имеет вид

$$g(x) = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} \frac{A}{1 + \cos(\eta a) ch(\eta a)} [(\sin(\eta a) - sh(\eta a))(\sin(\eta x) - sh(\eta x)) + (\cos(\eta a) + ch(\eta a)) \cdot (\cos(\eta x) - ch(\eta x))]. \quad (14)$$

Условие равенства нулю знаменателя выражения (14) позволяет определить резонансную частоту колебаний:

$$\cos(\eta a) \cdot ch(\eta a) + 1 = 0. \quad (15)$$

Наименьший корень уравнения (15) имеет значение

$$\eta_n a \approx 1,875. \quad (16)$$

Для определения последующих корней достаточно хорошее приближение даст выражение вида

$$\eta_n a \approx \frac{(2n-1)}{2} \bar{n}, \text{ где } n \geq 2. \quad (17)$$

С учетом выражений (8) и (16) минимальная резонансная частота равна

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{12,35D}{2\rho h \cdot a^4}}. \quad (18)$$

Задача 2. Изгибные колебания биморфного пьезопривода, шарнирно закрепленного по концам (рис. 3).

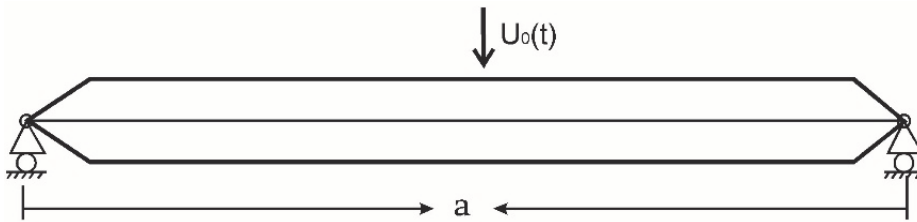


Рис. 3. Биморфная пьезоэлектрическая пластина с шарнирным закреплением по левому и правому краям

Граничные условия для пластинки единичной ширины имеют следующий вид:
при

$$x=0: f=0, D \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + M_e=0; \quad (19)$$

при

$$x=a: f=0, D \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + M_e=0. \quad (20)$$

Из условия (19) с учетом (9) следует

$$A_2 = -A_4 = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} A. \quad (21)$$

Из условия (20) с учетом (9) следует

$$A_3 = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} \left(\frac{ch(\eta a) - 1}{sh(\eta a)} \right) A; \quad A_1 = \frac{\alpha h^2}{2D\eta^2} \left(\frac{1 - \cos(\eta a)}{\sin(\eta a)} \right) A. \quad (22)$$

Окончательное уравнение прогибов пластины принимает вид

$$f = \frac{ah^2}{2D\eta^2} \left(\frac{1-\cos(\eta a)}{\sin(\eta a)} \sin(\eta x) + \cos(x) + \frac{ch(\eta a)-1}{sh(\eta a)} sh(\eta x) - ch(\eta x) \right) A \sin(\omega t). \quad (23)$$

Условием резонанса будет

$$sh(\eta a) = 0, \quad (24)$$

$$\text{т.е. } \eta a = \pi n, \text{ где } \eta^4 = \frac{\pi^4 n^4}{a^4}; \omega^2 = \frac{\pi^4 n^4}{2\rho h a^4} D. \quad (25)$$

Задача 3. Изгибные колебания биморфного пьезопривода, жестко закрепленного левым краем ($x=0$) и шарнирно закрепленного правым краем ($x=a$) (рис. 4).

Граничные условия имеют следующий вид:

при

$$x=0: f=0, \theta = \frac{\partial f}{\partial x} = 0; \quad (26)$$

при

$$x=a: f=0, M_x = D \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + M_e = 0. \quad (27)$$

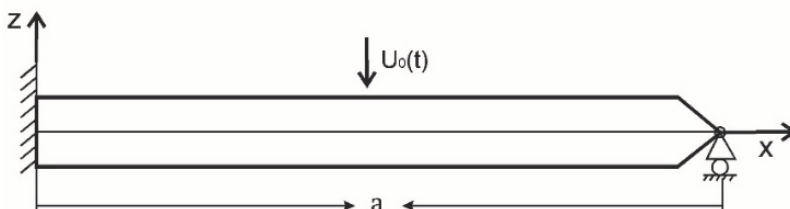


Рис. 4. Биморфная пьезоэлектрическая пластина жестко закреплена левым краем и шарнирно закреплена правым краем

Из условия (26) и уравнения (9) следует

$$A_2 = -A_4, A_1 = -A_3. \quad (28)$$

Из условия (27) и уравнения (9) получаем выражения коэффициентов A_1 и A_2 :

$$A_1 = \frac{ah^3}{D\eta^2} A \frac{\cos(\eta a) - ch(\eta a)}{2(\sin(\eta a)\cos(\eta a) - \sin(\eta a)ch(\eta a))}, \quad (29)$$

$$A_2 = \frac{ah^3}{D\eta^2} A \frac{\sin(\eta a) - sh(\eta a)}{2(\sin(\eta a)ch(\eta a) - \sin(\eta a)sh(\eta a))}. \quad (30)$$

Условие равенства нулю знаменателей выражений либо (29), либо (30) позволяет определить резонансную частоту колебаний:

$$tg(\eta a) = th(\eta a). \quad (31)$$

Решение уравнения (31) позволяет определить минимальную частоту:

$$\eta a = 0,245, \quad (32)$$

$$\omega_{min} = \sqrt{\frac{0,0036D}{2\rho ha^4}}. \quad (33)$$

Заключение. Решены три задачи изгибных колебаний прямоугольной пьезоэлектрической пластины биморфной конструкции при воздействии поперечного электрического поля. В задачах получены выражения резонансных частот, определены их минимальные значения. Результаты могут быть использованы при проектировании вибромеханизмов и различных устройств, используемых для эмульгации жидкостей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Белубекян М.В., Саноян Ю.Г., Саргсян М.Г.** Напряженно-деформированное состояние биморфной пьезоэлектрической пластинки в присутствии поперечного электрического поля //Сб. материалов.- Степанакерт, 2009.- С.181-184.
2. **Belubekyan M., Garakov V., Sargsyan M.** Vibrations of Piezoelectric Plate in a Transverse Elastic Field//ICM SSC 2012 Intern. Congr. Match, Statistical Sciences and Computer.- Copenhagen, June 2012.- P.312-318.
3. **Белубекян М.В., Саргсян М.Г., Саргсян И.М.** Исследование упругих перемещений пьезоэлектрического прямоугольного актюатора биморфной конструкции под воздействием поперечного электрического поля//Вестник Инженерной академии Армении.- Ереван, 2019.- Т. XVI, N1.- С. 80-84.
4. **Шакери Мобарак П., Гринченко В.Т., Солтанина Б.В.** Изгибные колебания биморфных пьезоэлектрических пластин неканонической формы//Прикладная механика.- 2019.- Т. 55(65), N3.- С.120-132.
5. **Мелешко В.В., Папков С.О.** Изгибные колебания упругих прямоугольных пластин со свободными краями: от Хладни (1809) и Ритца (1909) до наших дней // Акустические волны.- 2009.- 12, N4.- С.34-51.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 23.06.2020.

Մ.Վ. ԲԵԼՈՒԲԵԿՅԱՆ, Մ.Գ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ

ՈՒՂՂԱՆԿՑՈՒՆԱԶԵՎ ՊԻԵԶՈԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԲԻՄՈՐՖ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ
ՇԱՐԺԱԲԵՐԻ ԾՈՄԱՆ ՏՍՏԱՆՈՒՄՆԵՐԸ ԼԱՅՆԱԿԱՆ ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ
ԴԱՇՏՈՒՄ

Դիտարկվել են փոփոխական էլեկտրական դաշտի և ուղղանկյուն բիմորֆ կառուցվածքով պիեզոէլեկտրիկական սալի փոխազդեցության խնդիրները, որոնք լայնորեն օգտագործվում են ծոման տատանումներով գործող ժամանակակից ակտուատորներում: Խնդիրների հավասարումների, եզրային պայմանների և էլեկտրական դաշտի հարմոնիկ տատանումների դեպքի համար ստացված լուծումների հիման վրա որոշվել են ռեզոնանսային հաճախությունները: Նշված խնդիրները կարող են գործնականում կիրառվել որպես պիեզոակտուատորներ տատանողական տեղափոխություններ կատարող մեխանիզմներում հեղուկի էմուլցացիայի համար:

Առանցքային բառեր. պիեզոակտուատորներ, ծոման տատանումներ, էլեկտրական առաձգականություն, տատանողատեղափոխություններ, բիմորֆ կառուցվածք, ռեզոնանսային հաճախականություններ:

M.V. BELUBEKYAN, M.G. SARGSYAN

BENDING VIBRATIONS OF RECTANGULAR PIEZOELECTRIC DRIVES OF A
BIMORPH STRUCTURE IN AN ALTERNATING TRANSVERSE ELECTRIC
FIELD

The problem of interaction of an electric field with a rectangular plate of a bimorph structure widely used in modern vibration displacement mechanisms as actuators in bending vibration modes are considered. Based on the solution of the basic equation of the plate vibration and the selected harmonic excited electric field, taking into account the boundary conditions for fixing the bimorph plate, three problems are solved in which, the resonance vibration frequencies are determined. The mentioned tasks can have a practical application in the development, design and control of piezoelectric drives (piezoactuators) in vibration displacement mechanisms and for the liquid emulcation.

Keywords: piezoactuators, bending vibration, electro-elasticity, vibro-displacement, bimorph structure, resonance frequencies.

Մ.Ա. ՄԱՐԳԱՐՅԱՆ, Ա.Ա. ԲԱԲԱՅԱՆ

ԵՐԿՄԵՏԱՂԱԿԱՆ ՇԵՐՏԻ ԳԼՈՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՄՈՂԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ
ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՎԱԾ ԾՐԱԳՐԱՎՈՐՄԱՆ ՄԻՋԱՎԱՅՐՈՒՄ

Համակարգչային մոդելավորմամբ և վերլուծական մեթոդով կատարվել է ուղղանկյուն հատույթով կենտրոնական եռակալված պողպատյա և եզրային ալյումինե մասերով երկմետաղական շերտի զլոցման գործընթացի հետազոտում մեծ պլաստիկ դեֆորմացիաների դեպքում:

Ավտոմատացված ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ ստացվել են երկմետաղական շերտի լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների բաշխման գոտիները, ինչպես նաև որոշվել են շերտի՝ գրտնակների հետ հպակային չորս կետերում, զլոցման գոտի մտնելիս և գոտուց դուրս գալիս, վեցական հանգույցներում շոշափող, երկայնական, լայնական և միջին լարումների, հպակային նորմալ ճնշման, համարժեքային լարումների ու դեֆորմացիաների և ընթացիկ ծակոտկենության արժեքները: Ստացված աղյուսակներին և գրաֆիկներին համապատասխան՝ որոշվել են շերտի նշված կետերում և հանգույցներում նյութի ծակոտկենության փոփոխված արժեքները: Թվային հաշվարկները կատարվել են MS EXEL ծրագրային միջավայրում երկմետաղական շերտի միջանկյալ մասի պողպատյա նյութի սկզբնական ծակոտկենության 20%-ի դեպքում, և ստացված արդյունքները համեմատվել են համակարգչային մոդելավորման տվյալների հետ:

Առանցքային բառեր. երկմետաղական շերտ, զլոցում, եռակալված նյութ, ծակոտկենություն, լարվածադեֆորմացիոն վիճակ, համակարգչային մոդելավորում, վերլուծական մեթոդ:

Ներածություն: Մետաղական նյութերից հարթ թերթերի ճնշման մշակումը ամենաբարդ գործընթացներից է, երբ սարքավորումների տեխնիկական բնութագրերի ճիշտ ընտրության, ինչպես նաև բարձր շահագործողական և ֆիզիկամեխանիկական հատկություններով արտադրանքների ստացման նոր տեխնոլոգիաների մշակման համար անհրաժեշտ է վերլուծական մեթոդով [1] և համակարգչային մոդելավորմամբ հետազոտել դեֆորմացվող նմուշների լարվածադեֆորմացված վիճակները մեծ պլաստիկ դեֆորմացիաների դեպքերում:

[2] – ում վերլուծական մեթոդով հիմնավորված է հոծ նյութից հարթ շերտի զլոցման գոտու շրջանագծային եզրի բազմաթիվ շոշափողներով մոդելավորման գործընթացը: Գլոցման գործընթացի՝ հետ մնացած և առաջ անցած գոտիների համար ստացվում են խնդրի լուծման հավասարումների համակարգերը: Թվային հաշվարկների հիման վրա որոշվել են ուղղանկյուն հատույթով նմուշի լարվա-

ծաղեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների չափագուրկ մեծությունների (առանցքային լարման և հպակային մակերևույթների ճնշման) տվյալները:

Եռակալված (ծակոտկեն) նյութից [3] թերթի զլոցմամբ ստացման գործընթացի խնդիրն ավելի բարդ է՝ նյութում առկա ծակոտկենության պատճառով: Դրանով է պայմանավորված ծակոտկեն նյութերից տարրերի զլոցման և մամլման դեպքում այդ հիմնահարցի ոչ բավարար լուսաբանումը գրականության մեջ:

Նշենք նաև, որ եռակալված նյութերի պլաստիկ դեֆորմացման հիմնական խնդիրները նախկինում լուծվել են ավելի ճշգրիտ և բարդ ծակոտկեն նյութերի հոսունության տեսությամբ, ինչը սահմանափակում է դրանց արդյունքների գործնական կիրառությունը: 2008թ.-ից սկսած՝ հետազոտությունները կատարվել են ավելի պարզ ծակոտկեն նյութերի պլաստիկության դեֆորմացիոն տեսությամբ (ՄՆՊՂՏ), որի հիման վրա մշակվել է տեխնոլոգիական խնդիրների լուծման ճարտարագիտական համակցման մեթոդը, և լուծվել են մի շարք խնդիրներ: Ընդ որում, ՄՆՊՂՏ-ն հիմնականում կիրառվել է աշխատանք [4]-ում, որում, կատարելով համարժեքային լարումն ու դեֆորմացիայի մոտարկում, որոշվել են դեֆորմացված նախապատրաստվածքների նյութի ծակոտկենության արժեքները:

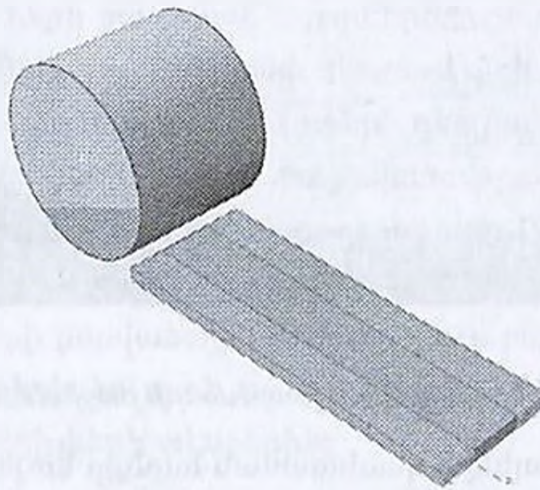
Ինչ վերաբերում է համակարգչային մոդելավորմամբ հետազոտություններին, ապա դրանք նույնպես հիմնականում կատարվել են հոծ նյութերի դեպքում, մասնավորապես [5]-ում բերված են հոծ շերտի զլոցման գործընթացի ABAQUS ԱԾԱ մոդելավորմամբ ստացված Միզեսի և շոշափող լարման տվյալները՝ դրանց բաշխման գոտիների տեսքով: Ուստի երկմետաղական եռակալված նյութից շերտի զլոցման գործընթացի հետազոտումն արդիական է:

Աշխատանքի նպատակն է եռակալված պողպատյա միջուկով երկմետաղական ուղղանկյուն հատույթով շերտի զլոցման գործընթացի լարվածադեֆորմացիոն վիճակը հետազոտել համակարգչային ավտոմատացված ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ և վերլուծական ճարտարագիտական համակցման մեթոդի կիրառմամբ՝ օգտագործելով է ՄՆՊՂՏ հավասարումները:

1. Երեք մասից կազմված երկմետաղական շերտի զլոցման գործընթացի (նկ. 1) ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորման սկզբնական տվյալները. շերտի միջանկյալ մասի նյութը 20% ($\nu_0 = 0,2$) սկզբնական ծակոտկենությամբ եռակալված պողպատ է, իսկ մյուս երկուսինը՝ հոծ ալյումին, որոնց նյութերի դեֆորմացման գրաֆիկների փոքր դեֆորմացիաների դեպքում տվյալները ներկայացված են ստորև.

Պողպատ 45		Ալյումին	
$\sigma_{eq}, \text{ՄՊա}$	ε_{eq}	$\sigma_{eq}, \text{ՄՊա}$	ε_{eq}
370	0	50	0
650	0,05	75	0,05
750	0,10	90	0,10
780	0,15	100	0,15
800	0,20	110	0,20

Վերջավոր տարրերի բաժանման տվյալները, հանգույցների ընդհանուր քանակը՝ 7078, տարրերի ընդհանուր քանակը՝ 5770, որոնցից 1254-ը քառակողմ R3D4, 16-ը եռակողմ R3D3 և 4500-ը վեցակողմ C3D8R տարրեր են:

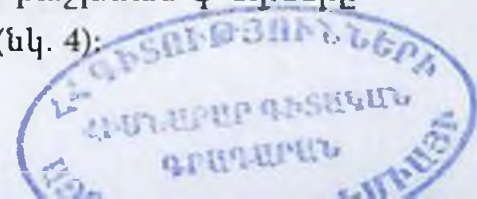


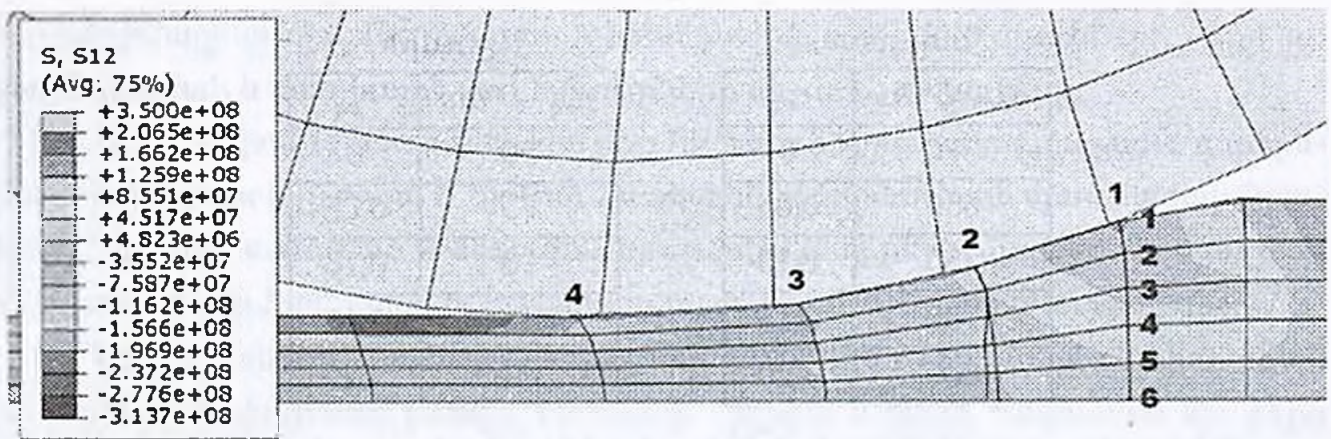
Նկ. 1. Երկմետաղական շերտի զլոցման մոդելը

Շերտի զլոցման գործընթացի մոդելավորման չափերն են. գրտնակների տրամագիծը՝ $D = 50$ մմ, երկմետաղական շերտի սկզբնական հաստությունը՝ $h_0 = 3,5$ մմ, դեֆորմացված շերտինը՝ $h = 1,5$ մմ, ընդհանուր լայնությունը՝ 70 մմ, որից 30 մմ պողպատյա մասն է, իսկ ալյումինի շերտերը՝ 20-ական մմ:

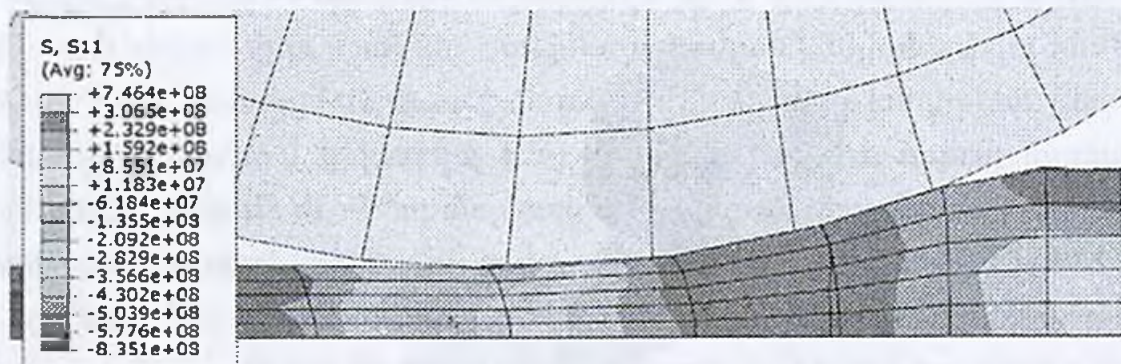
Նկ. 2-5 – ում բերված են երկմետաղական շերտի զլոցման դեպքում պողպատ 45 նյութից միջին մասի մոդելավորմամբ ստացված լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների՝ S12 շոշափող, S11 երկայնական (x առանցքի ուղղությամբ), S33 լայնական նորմալ լարումների և S22 հպակային նորմալ ճնշման բաշխման գոտիները:

S12 շերտի շոշափող լարման բաշխման արդյունքները (նկ. 2) ցույց են տալիս, որ դրանց նշանը 1 կետից դեպի 4 - ը դրականից փոխվում է բացասականի, ինչը համընկնում է [1] – ի տվյալներին: S11 երկմետաղական շերտի պողպատյա մասի երկայնական լարումները (նկ. 3) հիմնականում դրական են՝ բացառությամբ հպակային 4 կետի (նկ. 2): S22 հպակային նորմալ ճնշման բաշխման գոտիները ամբողջապես բացասական են 388...541 ՄՊա արժեքներով (նկ. 4):



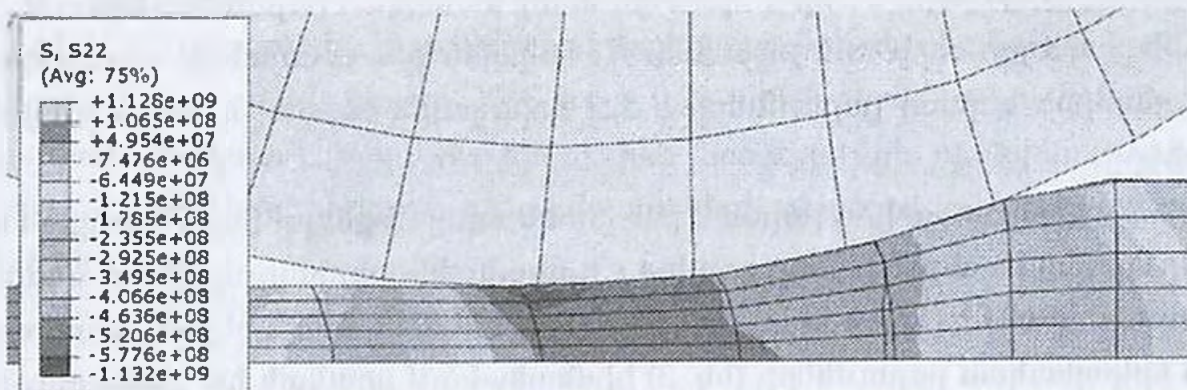


Նկ. 2. Շերտի շոշափող լարումների բաշխման գոտիների տվյալները, նշված են գրտնակի հետ հպակային 1- 4 և շերտի տարրերի բաժանված հանգույցների 1-6 կետերը

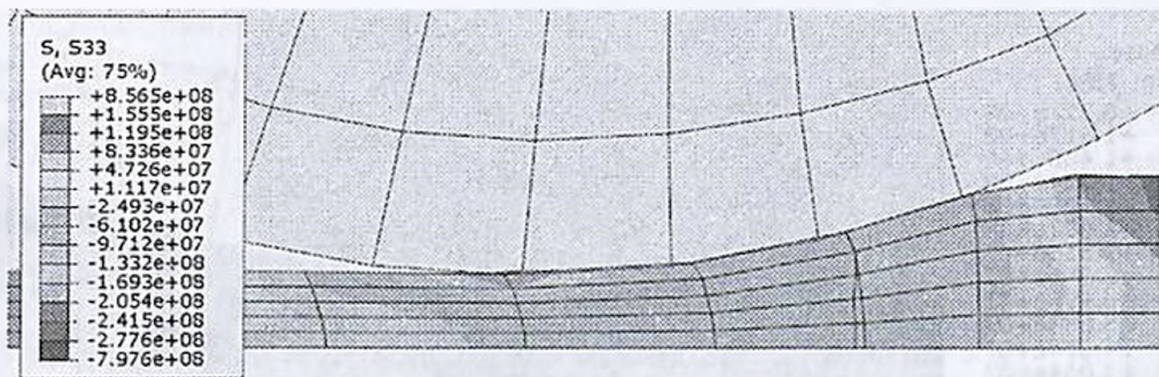


Նկ. 3. Շերտի երկայնական լարումների բաշխման գոտիները

Նշենք, որ այդ տվյալների գնահատման համար նույն չափերով և դեֆորմացման աստիճանով շերտը մոդելավորվել է՝ ընդունելով, որ այն ամբողջապես պողպատյա է: Ստացված լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների արդյունքներից բերենք միայն S22 հպակային նորմալ ճնշման տվյալները: Դրանք նույնպես բացասական են ավելի մեծ արժեքներով՝ 472...629 ՄՊա, ինչը բացատրվում է նույն դեֆորմացիայի պայմաններում շերտի ամբողջ նյութի (պողպատյա) ավելի ամուր լինելով: Ինչ վերաբերում է S33 – լայնական նորմալ լարումների բաշխվածությանը (նկ. 5), ապա դրանք բացասական են, բայց փոքր արժեքներով:

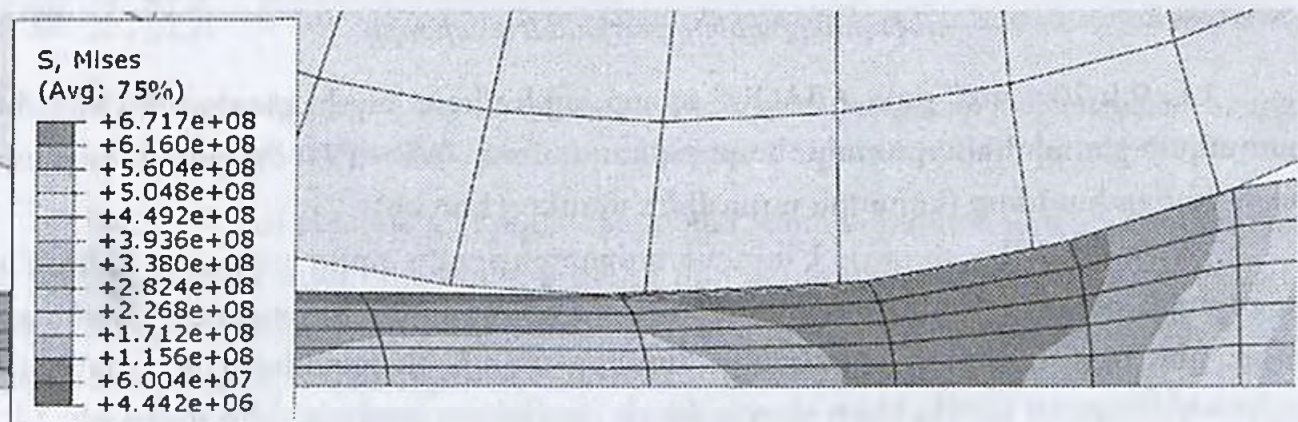


Նկ. 4. Շերտի հպակային նորմալ ճնշման բաշխման գոտիները

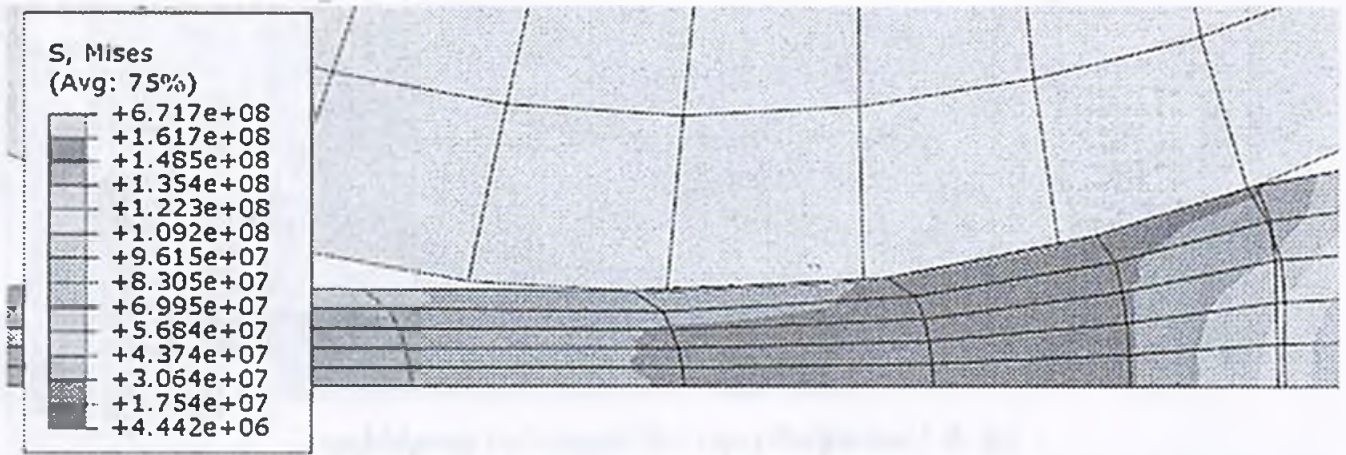


Նկ. 5. Հայնակյան լարման բաշխման գոտիները

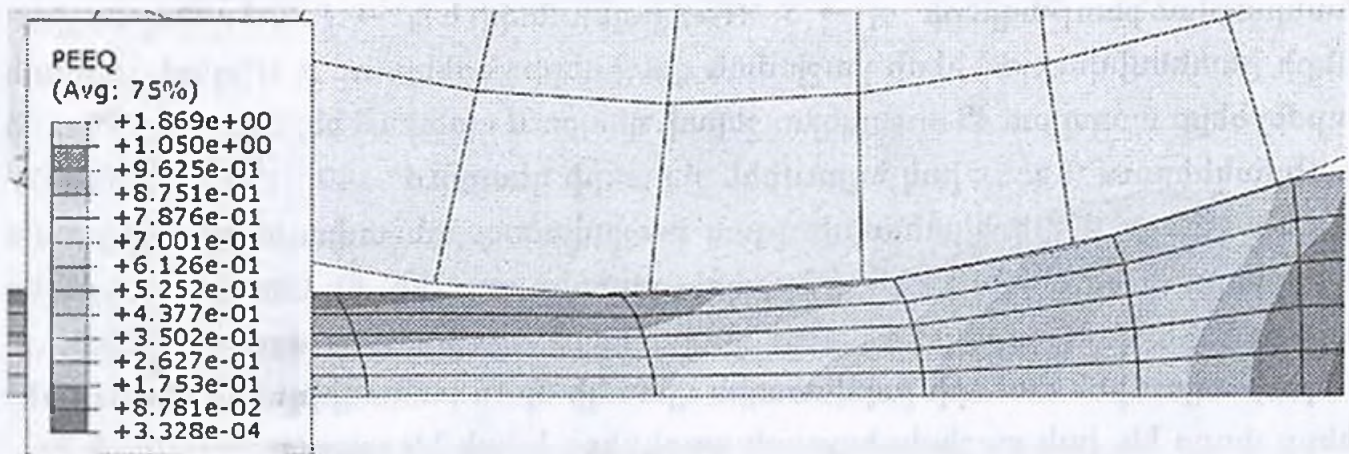
Նկ. 6-8 – ում ցույց են տրված շերտի լարվածադեֆորմացիոն վիճակի ընդհանրացված բնութագրերի՝ $\sigma_i \rightarrow S, Mises$ լարումների և $\varepsilon_i \rightarrow PEEQ$ դեֆորմացիաների ինտենսիվությունների բաշխման գոտիները: Նշենք, որ σ_i Միգեսի լարման արժեքները պողպատ 45 միջանկյալ շերտի դեպքում գտնվում են 530...630 ՄՊա - ի սահմաններում (նկ. 6), իսկ ալյումինե շերտերի դեպքում՝ 140...150 ՄՊա (նկ. 7): ε_i դեֆորմացիաների ինտենսիվության բաշխվածության տվյալները աջից ձախ նկարագրում են ամբողջ դեֆորմացման գործընթացը (նկ. 8): Ընդ որում, դրանք նույնն են երկմետաղական շերտի պողպատյա և ալյումինե մասերի դեպքում: Շերտի ալյումինե մասերի լարվածային վիճակի մյուս բաղադրիչների մեծությունները փոքր են, իսկ բաշխվածության գոտիները նման են պողպատյա մասի համապատասխան բաղադրիչների տեսքերին:



Նկ. 6. Պողպատ 45 նյութից շերտի Միգեսի լարումների բաշխման գոտիները



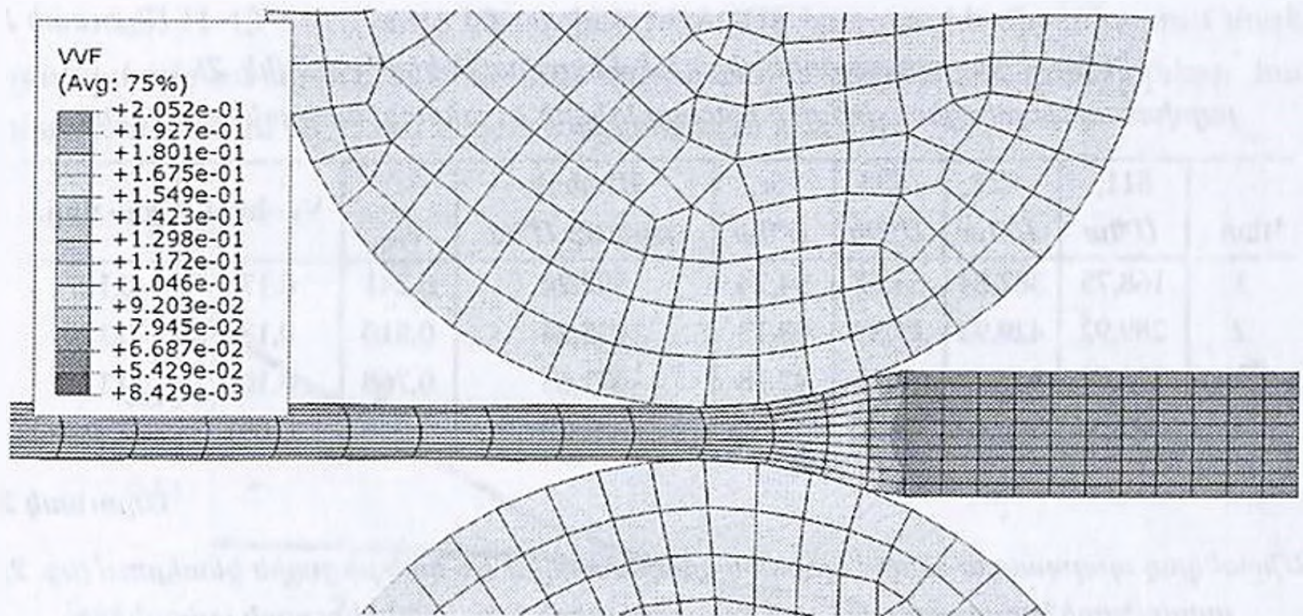
Նկ. 7. Այլումինե նյութից շերտերի Միզենսի լարումների բաշխման գոտիները



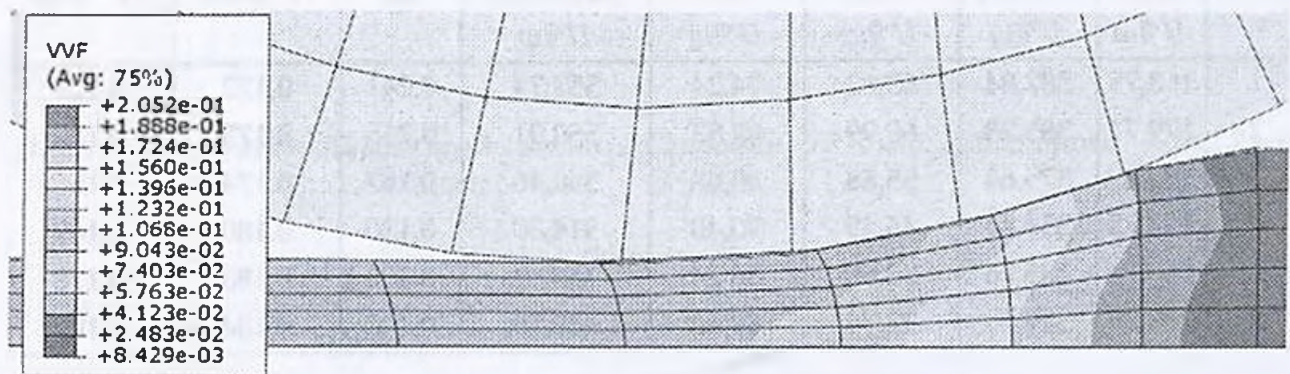
Նկ. 8. Երկմետաղական շերտի պողպատյա և ալյումինե մասերի համարժեքային դեֆորմացիաների բաշխման գոտիները

Նկ. 9 և 10 – ում, ըստ ABAQUS ծրագրային միջավայրի, բերված են երկմետաղական շերտի կենտրոնական պողպատյա մասի WF – (V_h) ծակոտկենության բաշխման տվյալները (եզրային ալյումինե մասերը հոծ են):

Նկ. 9 – ում շերտը ցույց է տրված ամբողջությամբ, որից ակնառու երևում է հպակային գոտում շերտի ծակոտկենության անհավասարաչափ բաշխվածությունը, ընդ որում՝ շերտի հպակային մասերը ավելի են խտանում, և դրանցում ծակոտկենության արժեքները միջին մասի համեմատ բավականին փոքր են: Նկ. 10 – ը խոշորացված է, և դրա օգտագործմամբ հաշվարկվել են ծակոտկենության V_h մեծությունները (աղ. 1-3):



Նկ. 9. Շերտի ծակոտկենության բաշխման ակնառու պատկերը՝ ըստ ABAQUS ծրագրային միջավայրի



Նկ. 10. Շերտի բարձրության կես մասի ծակոտկենության գոտիների խոշորացված տեսքը, ըստ որի հաշվարկվել են ծակոտկենության V_h արժեքները (աղ. 1-3)

Աղ. 1-3 – ում բերված են երկամետաղական շերտի զլոցման դեպքում պողպատ 45 նյութից միջին մասի համակարգչային մոդելավորմամբ ստացված լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների տվյալները՝ համապատասխան նկ. 3-ում նշված հանգուցային կետերի:

Աղյուսակ 1

Միջանկյալ պողպատյա շերտի 1-4 հպակային կետերում (նկ. 2)
լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների և ծակոտկենության տվյալները

Կետ	S11, ՄՊա	- S22, ՄՊա	- S33, ՄՊա	-So, ՄՊա	Միզեսի լարումը, ՄՊա	ε_{eq}	V _h – համ.	V _q – վեր.
1	168,75	387,84	63,62	94,24	552,24	0,241	0,176	0,127
2	289,92	429,93	19,39	53,13	635,24	0,510	0,133	0,124
3	328,89	442,47	14,15	42,58	671,65	0,768	0,105	0,114
4	-173,36	540,88	204,47	306,23	623,80	0,940	0,091	-

Աղյուսակ 2

Միջանկյալ պողպատյա շերտի զլոցման գոտի մտնելիս 1-6 հանգուցային կետերում (նկ. 2)
լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների և ծակոտկենության տվյալները

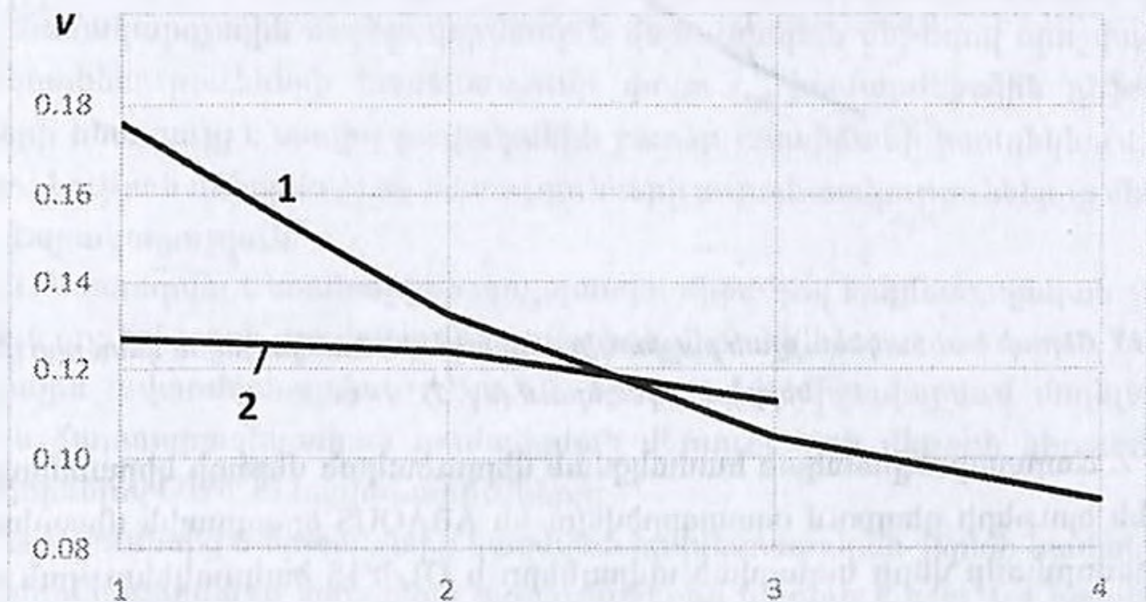
Կետ	S11, ՄՊա	- S22, ՄՊա	- S33, ՄՊա	-So, ՄՊա	Միզեսի լարումը, ՄՊա	ε_{eq}	V _h – համ.	V _q – վեր.
1	168,75	387,84	63,62	94,24	552,24	0,241	0,172	0,127
2	179,72	385,23	60,99	88,83	550,91	0,215	0,173	0,139
3	189,49	375,64	55,88	80,68	540,46	0,167	0,174	0,156
4	193,73	358,44	46,49	70,40	514,30	0,130	0,180	0,169
5	203,74	338,76	33,69	56,24	483,52	0,108	0,183	0,178
6	208,29	329,30	27,79	49,60	469,79	0,100	0,184	0,182

Աղյուսակ 3

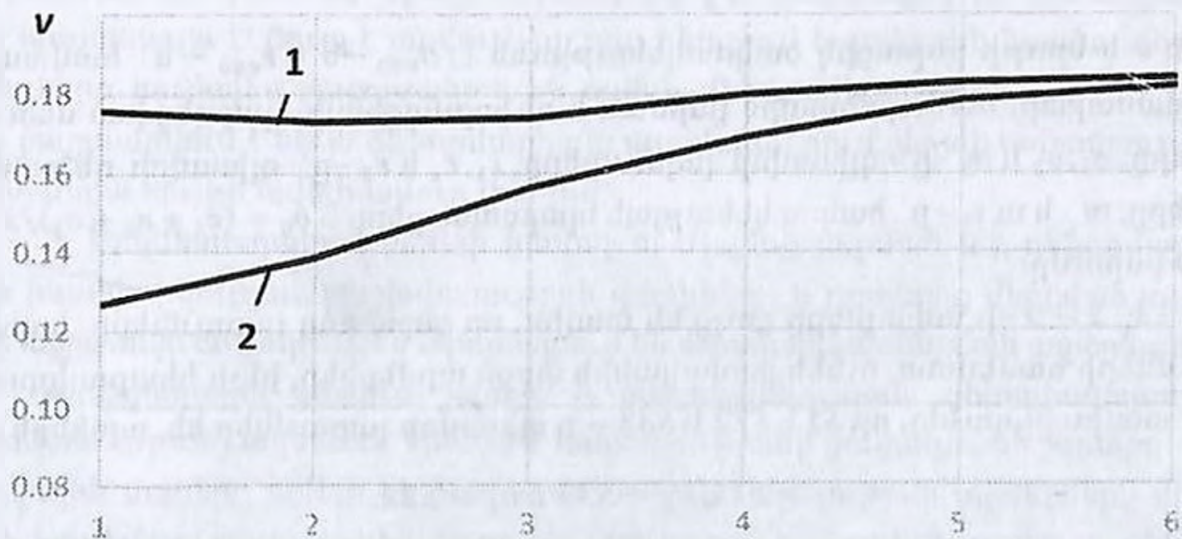
Պողպատյա շերտի զլոցման գոտուց դուրս գալիս 4 հպակային հանգուցային կետերից
դեպի ներքև՝ 1-6 կետերում (նկ. 2) լարվածադեֆորմացիոն վիճակի բաղադրիչների և
ծակոտկենության տվյալները

Կետ	S11, ՄՊա	- S22, ՄՊա	- S33, ՄՊա	-So, ՄՊա	Միզեսի լարումը, ՄՊա	ε_{eq}	V _h – համ.	V _q – վեր.
1	-173,36	540,88	204,47	306,24	623,80	0,940	0,091	-
2	-139,54	515,13	150,96	268,54	596,04	0,911	0,096	-
3	-62,85	478,80	77,46	206,37	560,46	0,862	0,105	-
4	-11,71	458,07	38,59	169,46	545,07	0,826	0,109	-
5	1,84	445,47	14,54	152,72	526,29	0,802	0,113	-
6	7,11	443,02	9,38	148,43	515,10	0,794	0,114	-

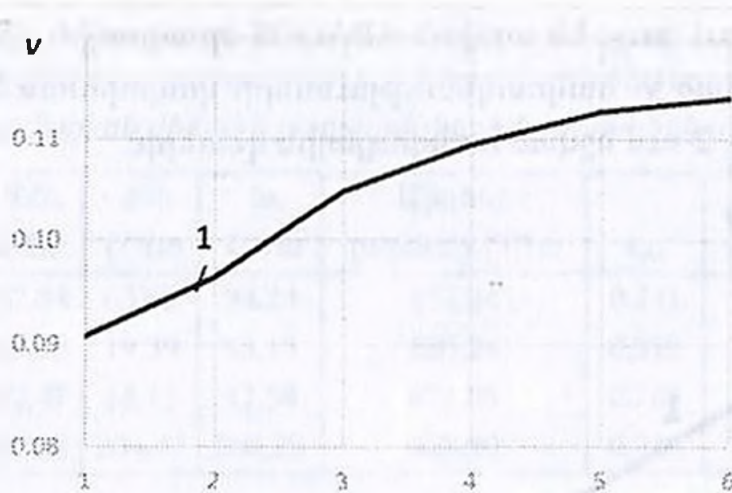
Նկ. 11-13 – ում ցույց են տրված ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ ստացված ν_h ծակոտկենությունների փոփոխման գրաֆիկները՝ համապատասխան նկ. 2-ում նշված հանգուցային կետերի:



Նկ. 11. Շերտի ծակոտկենության բաշխումը հպակային 1-4 (նկ. 2) կետերում՝ 1- ν_h , 2- ν_v



Նկ. 12. Շերտի ծակոտկենության բաշխումը զլոցման գոտի մտնելիս 1-6 հանգուցային կետերում (նկ. 2)՝ 1- ν_h , 2- ν_v



Նկ. 13. Շերտի ծակոտկենության բաշխումը 4 հպակային հանգուցային կետերից դեպի ներքև 1-6 կետերում (նկ. 2)՝ 1- ν_n

2. Ճարտարագիտական համակցման վերլուծական մեթոդի կիրառմամբ ծակոտկեն նյութերի դեպքում օգտագործվելու են ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ վերը ստացված տվյալները և ՄՆՊՐՏ ծակոտկենության որոշման հետևյալ բանաձևը [3].

$$\nu = 1 - (1 - \nu_0) \exp \left(- \frac{9\nu_0^m \sigma_0 \varepsilon_{eq0}}{(1 - \nu_0)^{3n} \sigma_{eq0}} \right), \quad (1)$$

որտեղ ν -ն նյութի ընթացիկ ծակոտկենությունն է, σ_{eq0} -ն և ε_{eq0} - ն՝ համապատասխանաբար, համարժեքային լարման և դեֆորմացիայի պարզեցված մեծությունները, σ_1, σ_2 և σ_3 -ը՝ գլխավոր լարումները, $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ և ε_3 -ը՝ գլխավոր դեֆորմացիաները, m - ն ու n -ը՝ ծակոտկենության պարամետրերը և $\sigma_0 = (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3)/3$ -ը՝ միջին լարումը:

Նկ. 2 – 5 –ի տվյալները ցույց են տալիս, որ շոշափող լարումները, նորմալ լարումների համեմատ, ունեն բավականին փոքր արժեքներ, ինչը հնարավորություն է տալիս ընդունել, որ S_{11}, S_{22} և S_{33} – ը գլխավոր լարումներ են, այսինքն՝

$$\sigma_1 = S_{11}, \sigma_2 = S_{33} \text{ և } \sigma_3 = S_{22}: \quad (2)$$

Կատարվել է շերտի հպակային գոտու վերը նշված կետերում (նկ. 2) ՄՆՊՐՏ (1) բանաձևով նյութի ընթացիկ ծակոտկենության վերլուծական մեթոդով (ν_q) հաշվարկ, երբ $\nu_0 = 0,2$, $m = 1$, $n = 0,25$ [3]: Դրանց տվյալները բերված են աղ.1-2-ում:

Նշենք, որ (1) բանաձևի համաձայն՝ ընթացիկ ν_q ծակոտկենության վրա ազդող հիմնական գործոններն են ε_{eq} համարժեքային դեֆորմացիայի արժեքը, ինչպես նաև σ_0 միջին լարման մեծությունը և նշանը: Ընդ որում, σ_0 - ի արժեքի դեպքում նյութը խտանում է, այսինքն՝ դրա ծակոտկենությունը փոքրանում է: Ինչ վերաբերում է ε_{eq} - ի մեծությանը, ապա այն կարող է լինել տարբեր: (1) բանաձևով

կարելի է որոշել այն ε_{eq} - ը, որի դեպքում ծակոտկենությունը կդառնա զրո: ε_{eq} - ից մեծ արժեքների դեպքում (1) բանաձևի տվյալները կլինեն բացասական, և դրանց օգտագործումն անիմաստ է: Ուստի աղ. 1 և 3 – ի v_4 – ի սյունակում դրված է զծիկ, ինչպես նաև նկ. 11 և 13 – ում բացակայում են v_4 – ի համապատասխան տվյալները:

Համակարգչային մոդելավորմամբ և վերլուծական մեթոդով որոշված V_h և v_4 ծակոտկենությունների համեմատումը փոքր ε_{eq} համարժեքային դեֆորմացիաների հետ ցույց է տալիս բավականին բարձր աստիճանի համընկնում, ինչը պլաստիկության դեֆորմացիոն տեսությունների յուրահասկություններից մեկն է:

Եզրակացություն.

1. Կատարվել է եռակալված պողպատյա միջուկով երկմետաղական շերտի զլոցման գործընթացի լարվածադեֆորմացիոն վիճակի հետազոտություն՝ համակարգչային ավտոմատացված ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ և ճարտարագիտական համակցման վերլուծական մեթոդի կիրառմամբ օգտագործելով ԾՆՊՂՏ հավասարումները:

2. Ալյումինից և պողպատից կազմված երկմետաղական շերտի համակարգչային մոդելավորմամբ ստացված արդյունքներից կարելի է նշել 1-4 հպակային կետերի բացասական բավականին մեծ արժեքներով 388...541 ՄՊա հպակային ճնշումների բաշխվածության գնահատումը: Դրա համար նույն չափերով և դեֆորմացման աստիճանով շերտը մոդելավորվել է՝ ընդունելով, որ այն ամբողջապես պողպատյա է: Ցույց է տրվում, որ այդ դեպքում հպակային նորմալ ճնշման տվյալները նույնպես բացասական են ավելի մեծ արժեքներով՝ 472...629 ՄՊա, ինչը բացատրվում է նույն դեֆորմացիայի պայմաններում շերտի ամբողջությամբ պողպատյա նյութի ավելի ամուր լինելով:

3. Երկմետաղական շերտի համար σ_i Միզեսի լարման և ε_i դեֆորմացիաների ինտենսիվության բաշխվածության գոտիները և դրանցից վերցված տվյալները աջից ձախ ամբողջապես նկարագրում են շերտի դեֆորմացման գործընթացը:

4. Հպակային գոտում շերտի V_h ծակոտկենության անհավասարաչափ բաշխվածությունը ակնառու երևում է ամբողջությամբ ցուցադրված շերտից. դրա հպակային մասերը ավելի են խտանում, և ծակոտկենության արժեքները միջին մասի համեմատ բավականին փոքր են: Ընդ որում, ծակոտկենության V_h մեծությունները որոշվել են խոշորացված նկարի օգտագործմամբ:

Ճարտարագիտական համակցման վերլուծական մեթոդը կիրառելով՝ որոշվում են շերտի տարբեր կետերում նյութի v_4 - ծակոտկենության փոփոխված արժեքները՝ օգտագործվելով ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորմամբ ստացված տվյալները և ԾՆՊՂՏ հավասարումները:

V_h և v_4 ծակոտկենությունների համեմատումը փոքր ε_{eq} համարժեքային դեֆորմացիաների դեպքում ցույց է տալիս դրանց բավականին բարձր աստիճանի համընկնում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Малинин Н.Н.** Прикладная теория пластичности и ползучести.-М.: Машиностроение, 1975.- 399 с.
2. **Պետրոսյան Գ., Լևոնյան Հ., Խաչատրյան Հ.** Հարթ շերտի զլոցման գործընթացի հետազոտումը դեֆորմացված շրջանագծային եզրի՝ շոշափողներով մոդելավորմամբ // ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ) ԼՐԱԲԵՐ-76. Գիտական և մեթոդական հոդվածների ժողովածու. - Երևան: Ճարտարագետ, 2010.- Հատոր 2, մ.1- էջ 70-73:
3. **Петросян Г.Л.** Пластическое деформирование порошковых материалов.- М.: Металлургия, 1988.- 153 с.
4. **Петросян Г.Л., Петросян А.Г. Левонян Г.Л.** Усовершенствование инженерного метода использования формулы для определения пористости спеченных материалов // Материалы секции “Наука и технологии будущего” Международного конгресса, посвященного 160-летию со дня рождения выдающегося русского инженера В.Г. Шухова, 17-18 апреля 2014 года. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2015.- С. 211-217.
5. **Պետրոսյան Գ., Խաչատրյան Հ., Լևոնյան Հ.** Հարթ նմուշի զլոցման գործընթացի ABAQUS ծրագրային միջավայրում մոդելավորման առանձնահատկությունները // ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ) ԼՐԱԲԵՐ-76. Գիտական և մեթոդական հոդվածների ժողովածու. - Երևան: Ճարտարագետ, 2009.- Հատոր 1, N1.- էջ 117-120:

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 10.10.2020:

М.А. МАРГАРЯН, А.А. БАБАЯН

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРОКАТКИ БИМЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПОЛОСЫ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ

Компьютерным моделированием и аналитическим методом исследован процесс прокатки биметаллической полосы со стальным спеченным центром и алюминиевыми боковыми частями при больших пластических деформациях.

При моделировании в автоматизированной программной среде получены данные компонентов напряженно-деформированного состояния. В четырех контактных с валкой точках полосы и в шести узлах при входе и выходе из зоны прокатки определены величины касательных, продольных, поперечных и средних напряжений, нормального контактного давления, эквивалентных напряжений и деформаций и величины текущей пористости. Составлены таблицы этих величин и построены графики изменения пористости материала. По данным моделирования в автоматизированной программной среде и с использованием уравнения деформационной теории пластичности пористых материалов в вышеназванных точках и узлах аналитическим методом определены величины пористости материала. Численные расчеты проведены в программной среде MS EXCEL при начальной 20% пористости внутренней части биметаллической полосы. Полученные данные были сравнены с данными компьютерного моделирования.

Ключевые слова: биметаллическая полоса, прокатка, спеченный материал, пористость, напряженно-деформированное состояние, компьютерное моделирование, аналитический метод.

COMPUTER SIMULATION OF THE ROLLING PROCESS OF A BIMETALLIC STRIP IN AN AUTOMATED SOFTWARE ENVIRONMENT

The rolling process of a bimetallic strip with a sintered steel center and aluminum parts on the sides was studied by computer simulation and analytical method in case of large plastic deformations.

At modeling in the automated programming medium, data of components of the stress-strain state are obtained. At four points of contact of the strip with the roll and at six knots at the entrance and exit of the rolling zone, the values of tangential, longitudinal, transverse and average stresses, the normal contact pressure, the equivalent stresses and deformations, and the magnitude of the current porosity are determined. Tables of these values are made up, and graphs of magnitude of porosity of the material are plotted. Using the computer simulation data and the equation from the deformation theory of plasticity of porous materials, on the forenamed points and knots, the values of the porosity of the material were determined by the analytical method. Numerical calculations were performed in the MS EXCEL software environment with an initial 20% porosity of the inner part of the bimetallic strip. The obtained data were compared with the data of computer simulation.

Keywords: bimetallic strip, rolling, sintered material, porosity, stress-strain state, computer simulation, analytical method.

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ա.Հ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ, Ս.Ա. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ,
Տ.Ն. ՍԱՖԱՐՅԱՆ, Գ.Գ. ՇՈՒԻՆՅԱՆ, Ա.Ռ. ՀԱԿՈԲՅԱՆ, Մ.Հ. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ
ԲԱԶՄԱՄԵՏԱՂԱՅԻՆ ՕՔՍԻԴԱՅԱԾ ՀԱՆՔԱՆՑՈՒԹԵՐԻՑ ՖԼՈՏԱՑՄԱՄԲ
ԿԱՊԱՐԻ ԵՎ ՑԻՆԿԻ ԿՈՐԶՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՅԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Կատարվել է կապարի և ցինկի օքսիդացած միներալների հարստացում ֆլոտացման եղանակով, որի արդյունքում սուլֆիդացմամբ և ֆլոտացմամբ ստացվել է կապարի խտանյութ, իսկ ցինկի խտանյութ ստանալու նպատակով ֆլոտացման պոչանքը ենթարկվել է հետադարձ ֆլոտացիայի՝ օգտագործելով օկտադեցիլամին: Փորձագիտական հետազոտությունների արդյունքում ընտրվել են սուլֆիդացման և ֆլոտացման օպտիմալ պարամետրերը:

Առանցքային բառեր. ֆլոտացում, ավտոկլավ, սուլֆիդացում, խտանյութ, հարստացում, նատրիումի պոլիսուլֆիդ:

Ներածություն. Բազմամետաղային օքսիդացած հանքանյութերից գունավոր մետաղների կորզումը և հումքի համալիր օգտագործումը ներկայումս համարվում է գունավոր մետալուրգիայի կարևոր հիմնախնդիրներից մեկը: Հանքանյութի ֆլոտացմամբ հարստացման փուլում արժեքավոր մետաղների կորստի մեծ մասը պայմանավորված է օքսիդային միներալների առկայությամբ, որոնք օժտված են բարձր ջրահակվածությամբ և ֆլոտացման ցածր ակտիվությամբ: Այսպիսի հանքանյութերի վերամշակման նպատակով առաջարկված տեխնոլոգիաները շատ թանկ են, և դրանց արդյունավետությունը մեծ հաշվով պայմանավորված է հատուկ պայմանների ստեղծմամբ ու պահպանմամբ, որոնց իրականացումը գործնականորեն բարդ է և անհնար, քանի որ դժվար հարստացվող օքսիդային հանքանյութերը բնութագրվում են բաղադրության անկայունությամբ [1, 2]:

Հայտնի է, որ ֆլոտացմամբ բազմամետաղային օքսիդացած հանքանյութերի հարստացման դեպքում հնարավոր չէ ստանալ բարձրորակ խտանյութեր, քանի որ կապարի և ցինկի կարբոնատները և սուլֆատները ֆլոտացիայի չեն ենթարկվում [2, 3]: Ներկայումս օքսիդացած հանքանյութից կապարի և ցինկի կորզման համար առաջարկվող տեխնոլոգիաները ներառում են հանքանյութի սուլֆիդացում և հաջորդաբար ֆլոտացում: Օքսիդացած միներալների սուլֆիդացման գործընթացը հաճախ իրականացվում է նատրիումի սուլֆիդով (Na_2S) և պոլիսուլֆիդներով ($\text{Na}_2\text{S}_{2-5}$)՝ աղացում կամ խառնման միջոցով [3]: Ջերմաստիճանի բացակայության դեպքում մակերևույթին առաջացած սուլֆիդային թաղանթները բավարար

կայուն չեն և ֆլուտացիայի պայմաններում կարող են քայքայվել, որի պատճառներն են դիֆուզիան և թաղանթների առաջացման ժամանակ ստեղծվող հիմնային միջավայրը: Մետաղների բարձր կորզման աստիճանն ապահովելու համար pH-ի արժեքը պետք է լինի 7-ից փոքր [4]: Սուլֆիդների ստացման ինտենսիվացման առաջին պայմանը ջերմաստիճանի բարձրացումն է:

Ելնելով վերոհիշյալից՝ հետազոտության նպատակն է մշակել բազմամետաղային օքսիդացած հանքանյութերից կապարի և ցինկի կորզման տեխնոլոգիա:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը. Հետազոտության համար որպես ելանյութ ընտրվել են բազմամետաղային օքսիդացած հանքանյութերը: Կատարվել են տարբեր խմբաքանակների քիմիական, միներալոգիական և մակրո-ու միկրոկառուցվածքային հետազոտություններ: Արդյունքում պարզվել է, որ այս հանքանյութերը, բացի պղնձի օքսիդացած միներալներից՝ տենորիտ, կուպրիտ, ազուրիտ, մալախիտ, խրիզոկոլա, կարող են պարունակել նաև կապարի (ցերուսիտ՝ $PbCO_3$ անգլեզիտ՝ $PbSO_4$), ցինկի (սմիտսոնիտ՝ $ZnCO_3$, կալամին՝ $Zn_4[Si_2O_7](OH)_2 \cdot H_2O$), մոլիբդենի (պովելիտ՝ $CaMoO_4$, ֆերոմոլիբդիտ՝ $Fe(MoO_4)_3 \cdot nH_2O$) միներալներ, ինչպես նաև հեմատիտ, գետտիտ, քվարցիտ և կավ:

Հետազոտման համար վերցվել է 18,2% ցիրուսիտ և 5,6% սմիտսոնիտ պարունակող հանքանյութ:

Կապարի օքսիդացած միներալի սուլֆիդացման գործընթացն ուսումնասիրելու համար որպես սուլֆիդարար ընտրվել է նատրիումի պոլիսուլֆիդը (Na_2S_5), որը ջրում անկայուն է և քայքայվում է՝ առաջացնելով նատրիումի սուլֆիդ և տարրական ծծումբ: Սուլֆիդացման գործընթացն ընթանում է ավելի արդյունավետ, քանի որ դրան մասնակցում են երկու սուլֆիդարար՝ նատրիումի սուլֆիդը և տարրական ծծումբը [5]: Սուլֆիդացումը կատարվել է ավտոկլավում՝ սուլֆիդացման ջերմաստիճանը բարձրացնելու նպատակով:

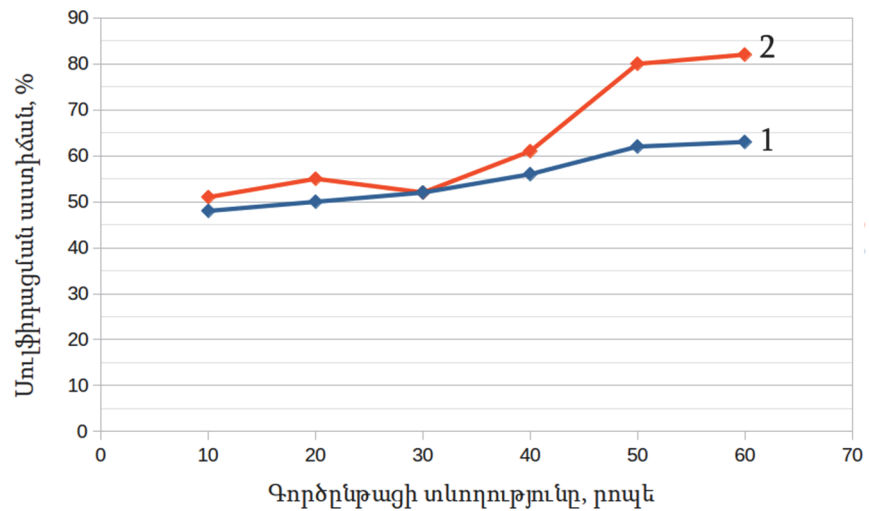
Հետազոտության արդյունքները. Որոշվել է հանքանյութի օպտիմալ մանրացման աստիճանը, համաձայն որի մանրացված հանքանյութի 70 %-ն ունի մինչև 0,074 մմ/հատիկաչափական կազմ:

Նկ. 1-ում բերված է աղացում $80^\circ C$ -ում (կոր 1) և ավտոկլավում $120^\circ C$ -ում (կոր 2), նատրիումի պոլիսուլֆիդի առկայությամբ, ցիրուսիտի սուլֆիդացման աստիճանի կախվածությունը գործընթացի տևողությունից:

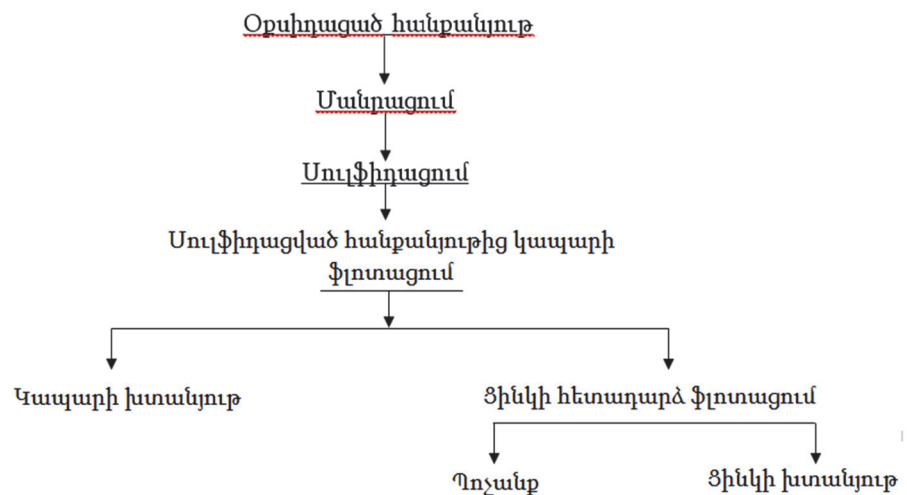
Աղացում $80^\circ C$ -ում 60 րոպե տևողության դեպքում սուլֆիդացման աստիճանը կազմում է 63% (նկ. 1, կոր 1), ավտոկլավում ջերմաստիճանի բարձրացման գույքընթաց, 60 րոպե տևողության դեպքում, սուլֆիդացման աստիճանը մեծանում է՝ դառնալով 82% (նկ. 1, կոր 2):

Նկ. 2-ում բերված է օքսիդացած հանքանյութից կապարի և ցինկի կորզման ֆլուտացման սխեման, որի կիրառմամբ օքսիդացած հանքանյութից ֆլուտացումով

ստացվել է կապարի խտանյութ, իսկ ֆլոտացման պոչանքը, որը պարունակում է ցինկ, ենթարկվել է հետադարձ ֆլոտացիայի՝ ցինկի խտանյութ ստանալու նպատակով:



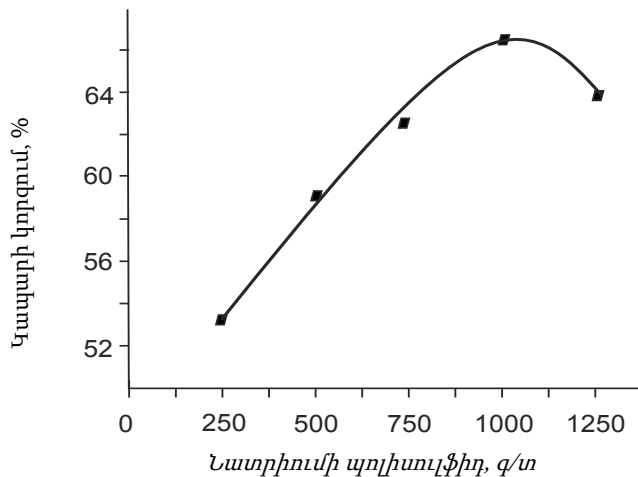
Նկ. 1. Նատրիումի պոլիսուլֆիդի առկայությամբ ցիրուսիտի՝ աղացում (կոր 1) և ավտոկլավում (կոր 2) սուլֆիդացման աստիճանի կախվածությունը գործընթացի տևողությունից



Նկ. 2. Օքսիդացած հանքանյութից կապարի և ցինկի ֆլոտացման սխեման

Օքսիդացած հանքանյութից կապարի առավելագույն կորզման գործընթացի ռեժիմների ընտրման նպատակով ուսումնասիրվել է նատրիումի պոլիսուլֆիդի տարբեր չափաբաժինների ազդեցությունը ֆլոտացման գործընթացի վրա (նկ. 3):

Հետազոտության արդյունքում բացահայտվել է, որ նատրիումի պոլիսուլֆիդի պարունակության մեծացմանը զուգընթաց կապարի կորզման աստիճանը մեծանում է, իսկ կորի հետագա նվազումը, ամենայն հավանականությամբ, պայմանավորված է որոշ երակային միներալների ակտիվացմամբ: Որպես օպտիմալ չափաբաժին ընտրվել է նատրիումի պոլիսուլֆիդի 1000 գ/տ պարունակությունը:



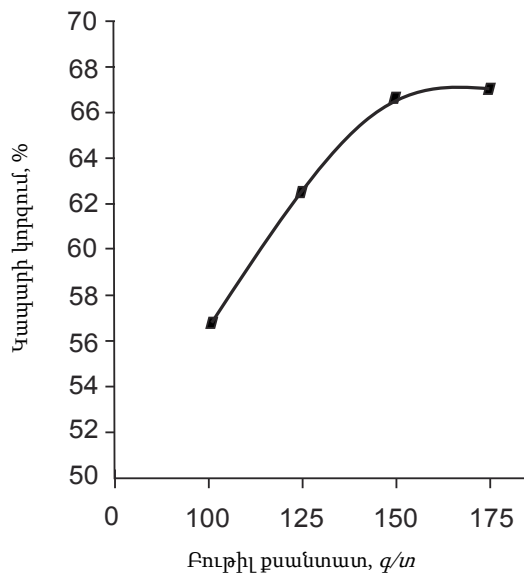
Նկ. 3. Նատրիումի պոլիսուլֆիդի քանակի ազդեցությունը կապարի օքսիդացած հանքանյութի ֆլոտացման վրա

Որպես կարգավորիչ օգտագործվել է նատրիումի հեքսամետաֆոսֆատ: Կարգավորիչները կարող են մեծացնել ֆլոտացման գործընթացի ընտրողականությունը, ուժեղացնել հավաքիչի գործունեությունը և բարելավել կախության վիճակը:

Բուրիլ քսանտոգենատի ազդեցությունը սուլֆիդացված օքսիդային հանքանյութից կապարի ֆլոտացման գործընթացի վրա ներկայացված է նկ. 4-ում: Հետազոտության արդյունքում որպես օպտիմալ չափաբաժին ընտրվել է բուրիլ քսանտոգենատի 150 գ/տ պարունակությունը:

Ցինկի կորզման նպատակով կապարի ֆլոտացումից ստացված պոչանքը, որը ցինկի հանքանյութ է, ենթարկվել է հակադարձ ֆլոտացման: Այս դեպքում փրփրային արգասիք է անցնում դատարկ ապարը: Որպես հավաքիչ օգտագործվել է օկտադեցիլամին՝ 800 գ/տ պարունակությամբ, որն ունի փրփրեցնող հատկություն, և փրփրեցնելու լրացուցիչ միջոց չի պահանջվում:

Ըստ տեխնոլոգիական սխեմայի՝ բազմամետաղային օքսիդացած հանքանյութերից ֆլոտացմամբ կապարի և ցինկի կորզման աստիճանը կազմել է համապատասխանաբար 90 և 87%:



Նկ. 4. Բուրիչի քանակատի ազդեցությունը սուլֆիդացված օքսիդային հանքանյութից կապարի ֆլոտացման վրա

Եզրակացություն. Հետազոտվել է կապարի օքսիդացած միներալի՝ ցիրուսիտի՝ նատրիումի պոլիսուլֆիդով սուլֆիդացման գործընթացը: Սուլֆիդարարի ծախսը կազմել է 1000 գ/տ: Ավտոկլավում նատրիումի պոլիսուլֆիդով կապարի օքսիդային միներալի՝ ցիրուսիտի սուլֆիդացման աստիճանը կազմում է 82%: Օքսիդացած հանքանյութից կապարի ֆլոտացման համար օգտագործվել են 150 գ/տ բուրիչի քանակով, 20 գ/տ սոճու յուղ: Կապարի ֆլոտացման պոչանքը, որպես ցինկի օքսիդային հանքանյութ, ենթարկվել է հակադարձ ֆլոտացման՝ ցինկի խտանութ ստանալու նպատակով: Այս դեպքում որպես հավաքիչ օգտագործվել է օկտադեցիլամին՝ 800 գ/տ պարունակությամբ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Абрамов А.А.** Флотационные методы обогащения.- 3-е изд.- М.: МГТУ, 2008.- 710с.
2. **Бектурганов Н.С., Абишев Д.Н.** Комплексное использование оксидного сырья тяжелых цветных металлов.- Алма-Ата: Наука, КазССР, 1989.- 212с.
3. **Калинин Ю.О.** Сульфидизация окисленных свинцовых руд полисульфидами натрия (на примере месторождения Доватка): Автореферат дис. ... канд. техн. наук.- Чита, 2005.- 19 с.
4. Պղնձի օքսիդացած հանքանյութի հիդրոջերմային սուլֆիդացումը մանրացման փուլում / **Ա.Հ. Հովսեփյան, Գ.Գ Շուրիկյան, Թ.Ա. Վանյան, Ս.Ա. Հարությունյան, Ա.Ռ. Հակոբյան** // ՀՀ ԳԱԱ և ՀՊՃՀ տեղեկագիր. ՏԳ սերիա.-2017.-Հ. LXX, № 4.- էջ 431 – 437:

5. Глазунов Л.А., Чернов В.Г. Полисульфиды - перспективные реагенты для флотации руд // Цветные металлы.- 1996.- №2.- С. 9-11.

ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ, Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 24.07.2020:

**С.Г. АГБАЛЯН, А.О. ОВСЕПЯН, С.А. АРУТЮНЯН, Т.Н. САФАРЯН,
Г.Г. ШОЛИНЯН, А.Р. АКОПЯН, М.А. ХАЧАТРЯН**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИЗВЛЕЧЕНИЯ СВИНЦА И ЦИНКА ИЗ
ПОЛИМЕТАЛЛИЧЕСКИХ ОКИСЛЕННЫХ РУД ФЛОТАЦИЕЙ**

Проведено обогащение окисленных минералов свинца и цинка флотацией, в результате чего путем сульфидизации и флотации из окисленных руд получен свинцовый концентрат, а хвост флотации подвергся обратной флотации для получения цинкового концентрата. В результате научно-экспериментальных исследований выбраны оптимальные параметры сульфидизации и флотации.

Ключевые слова: флотация, автоклав, сульфидизация, концентрат, обогащение, полисульфид натрия.

**S.G. AGHBALYAN, A.H. HOVSEPYAN, S.A. HARUTYUNYAN, T.N. SAFARYAN,
G.G. SHOLINYAN, A.R. HAKOBYAN, M.H. KHACHATRYAN**

**INVESTIGATING THE RECOVERY PROCESS OF LEAD AND ZINC FROM
POLYMETALLIC OXIDIZED ORES BY FLOTATION**

Beneficiation of oxidized lead and zinc minerals is carried out by flotation. Lead concentrate is obtained from the oxidized ores by sulfidation-flotation, and the flotation tailing is exposed to reverse flotation for obtaining zinc concentrate as a result of scientific and experimental studies, optimal parameters of sulfidation-flotation are selected.

Keywords: flotation, autoclave, sulphidization, concentrate, enriching, sodium polysulfide.

Ա.Հ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Լ.Ս. ՄԱԻԼՅԱՆ

**ՉԱՓԱԶԱՆՑ ԲԱՐԱԿ ԵՎ ԲԱՐԱԿ ԶԱՌԻԹԱՓ ՀԱՆՔԱՅԻՆ ՄԱՐՄԻՆՆԵՐԻ
ՍՏՈՐԳԵՏՆՅԱ ՄՇԱԿՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ԸՆԴՈՒԹՅՈՒՆԸ**

Ոսկու և ոսկի-բազմամետաղային չափազանց բարակ և բարակ զառիթափ հանքային մարմիններն ունեն հանքաքարի համեմատաբար ոչ մեծ պաշարներ, հաճախ բարդ ձևաբանություն, փոփոխական հզորություն, տարածման երկարություն և անկման խորություն, օգտակար բաղադրիչի անհավասարաչափ բաշխվածություն, ոչ հազվադեպ՝ անկայուն հանքաքար ու պարփակող ապարներ և այլն:

Նպատակահարմար է հանքային մարմնի դիտարկվող հզորությունների տիրույթում ստորգետնյա մշակման օպտիմալ համակարգի ընտրությունն իրականացել հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի «կրիտիկական հզորություն» գնահատանքային ցուցանիշի կիրառմամբ: Կայուն հանքաքարով և պարփակող ապարներով ներկայացված չափազանց բարակ զառիթափ հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի դեպքում օպտիմալ է ենթահարկային շտրեկներով՝ հանքաքարի ճեղքային հանույթով, իսկ բարակ զառիթափ հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի դեպքում՝ հանքաքարի պահեստավորմամբ մշակման համակարգը: Անկայուն հանքաքարով և պարփակող ապարներով ներկայացված չափազանց բարակ և բարակ զառիթափ հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի դեպքում օպտիմալ է վերընթացներից հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ մշակման համակարգը:

Առանցքային բառեր. հանքային մարմին, ոսկի, հանքաքար, մշակման համակարգ, հզորություն, պարունակություն:

Ներածություն: Ոսկու և ոսկի-բազմամետաղային փոքր հզորությամբ՝ չափազանց բարակ և բարակ հանքերակների ստորգետնյա եղանակով շահագործման տեխնոլոգիաների ընտրության, զարգացման, կատարելագործման և նորերի ստեղծման հարցերը մշտապես գտնվել են մեծ թվով հետազոտողների ուշադրության կենտրոնում: Խնդրի կարևորությունը պայմանավորված է, որպես կանոն, այդ հանքերակներին բնորոշ բարդ լեռնաերկրաբանական և լեռնատեխնիկական պայմաններով. հանքաքարի համեմատաբար ոչ մեծ պաշարներ, հաճախ բարդ ձևաբանություն, փոփոխական հզորություն (արտահայտված նեղացումներով և փքվածքներով), տարածման երկարություն և անկման խորություն, օգտակար բաղադրիչի անհավասարաչափ բաշխվածություն, ինչպես նաև ոչ հազվադեպ անկայուն հանքաքար և պարփակող ապարներ և այլն:

Այդ հանքերակների մշակման համակարգերը սովորաբար ապահովում են ցածր տեխնիկատնտեսական ցուցանիշներ.

- հանքախորշային բանվորի աշխատանքի ցածր արտադրողականություն. ընդհանուր տեխնոլոգիական գործընթացների մոտավորապես 60% բաժին է ընկնում ձեռքի աշխատանքին,

- բլոկի շահագործման ցածր ինտենսիվություն,

- հանքաքարի համեմատաբար մեծ աղքատացում,

- որոշ դեպքերում նաև մեծ կորուստներ, որը հանքերակի հզորությամբ կանխորոշվող մաքրման տարածության փոքր լայնության հետևանք է:

Հայաստանում վերը նշված լեռնաերկրաբանական և լեռնատեխնիկական պայմաններով բնութագրվում են մի շարք գունավոր և ազնիվ մետաղների, այդ թվում՝ Տերտերասարի և Թունդիրգետի ոսկի-պղնձի, Ալավերդու պղնձի և այլ հանքավայրերը:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Հանքավայրերի ստորգետնյա մշակման համակարգերի կատարելագործման ոլորտում անցկացված հետազոտությունների վերլուծությունը վկայում է, որ չափազանց բարակ և բարակ հանքային մարմինների դեպքում մեծ թվով գիտնականներ հանքաքարի ստորգետնյա արդյունահանման տեխնոլոգիաների զարգացման գլխավոր ուղի են դիտում արտադրական գործընթացների մեքենայացումը: Դրա մասին է վկայում արտասահմանյան հանքերի գործունեության փորձը, որն արդեն իսկ հստակեցրել է հիմնական տեխնոլոգիական գործընթացների մեքենայացման երկու ուղղություն [1].

- նախապատրաստական, կտրման և մաքրման աշխատանքների գործընթացներում հորատման սարքավորումների հետ միասին փոքրագաբարիտ բարձր-առերող մեքենաների օգտագործում,

- ուղղաձիգ հանքախորշերով հանքամարմինների մշակման համար մաքրման մեքենայացված համալիրների օգտագործում:

Վերջինի դեպքում հանքային մարմինների հզորությունը և տեղադրման տարրերը չպետք է լինեն փոփոխական, պետք է բացակայեն տեկտոնական խզվածքները և դատարկ ապարների նրբերակները, հանքաքարը և պարփակող ապարները պետք է ունենան միջինից բարձր կայունություն:

Դիտարկվող հարցի վերաբերյալ իր հեղինակավոր կարծիքն է արտահայտել ակադ. Մ.Ի. Ագոշկովը [2], ով, խոր վերլուծության ենթարկելով մի շարք ստորգետնյա հանքերի արտադրական գործունեության արդյունքները, եզրահանգել է, որ մշակման համակարգերի կատարելագործումը պետք է ընթանա հետևյալ երկու ուղղությամբ.

1) բարձր արտադրողական մեքենայացման միջոցների հետ հանքաքարի արդյունահանման տեխնոլոգիայի հարմարեցում,

2) մաքրման տարածության լայնության նվազեցում:

Չափազանց կարևորելով ներկա գիտատեխնիկական առաջաընթացի պայմաններում ստորգետնյա լեռնային աշխատանքների, այդ թվում՝ հանությամբ բլոկի նախապատրաստման, կտրման և մաքրահանման տեխնոլոգիական գործընթացների մեքենայացման աստիճանի բարձրացումը՝ ուղղված հանքախորշային բանվորի աշխատանքի արտադրողականության բարձրացման շնորհիվ հանքաքարի արդյունահանման ինքնարժեքի կրճատմանը, միևնույն ժամանակ, այն չի կարող դիտարկվել որպես չափազանց բարակ և բարակ հանքային մարմինների մշակման համակարգերի կատարելագործման առաջնային ուղղություն: Այդ իմաստով գերիշխող դեր ունի մաքրման տարածության լայնությունը, որի նվազագույն մեծությունը կախված է զանգվածից հանքաքարի պոկման և արտաթողման գործընթացից ու մաքրման տարածությունում լեռնային սարքավորումների տեղավորման և ամրակապի տեղադրման պայմանից:

Չափազանց բարակ և բարակ հանքերակների դեպքում կողային ապարների պոկմամբ մաքրման տարածության լայնության մեծացումը հանգեցնում է հանքաքարի գերադաստացմանը, որի հարուցած տնտեսական վնասը որոշակի պայմաններում կարող է գերազանցել աշխատանքի արտադրողականության բարձրացմամբ պայմանավորված հանքաքարի արդյունահանման կրճատվող ծախսերը: Հետևաբար, բարակ և չափազանց բարակ հանքերակների դեպքում բարձր արտադրողական մեքենայացման միջոցների օգտագործումը պետք է դիտարկել մաքրման տարածության լայնության փոքրացման խնդրի լուծման շրջանակում:

Հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի (հաշվարկային կամ հանությամբ բլոկների, ենթաբլոկների և այլն) հզորությունից կախված՝ հանքաքարի արդյունահանման ինքնարժեքի և աղքատացման փոփոխման դինամիկան նույնը չէ մշակման տարբեր համակարգերի կիրառման դեպքում: Քանի որ չափազանց բարակ և բարակ հանքային մարմինների դեպքում աղքատացումը զգալիորեն կախված է հզորությունից և մշակման համակարգից, ապա տվյալ հզորությունների միջակայքում վերոնշյալ կախվածությունները առավել ցայտուն են երևակվում:

Հանքերակների դիտարկվող հզորությունների տիրույթում ստորգետնյա մշակման օպտիմալ համակարգի ընտրությունը նպատակահարմար է իրականանել հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի «կրիտիկական հզորություն» գնահատանքային ցուցանիշի օգտագործմամբ:

«Կրիտիկական հզորությունը» (m_k) օգտակար հանածոյի հանքամարմնի այն հզորությունն է, որի դեպքում համեմատվող մշակման համակարգերը ապահովում են հավասար արդյունավետություն [3]:

Մշակման օպտիմալ համակարգի ընտրության առավել ընդանուր նպատակային ֆունկցիան ունի հետևյալ տեսքը.

$$(\alpha_i - \alpha_{\min})Q_{hi}K_{li} \rightarrow \max, \quad (1)$$

որտեղ α_i - ն հանութային բլոկի հանքաքարային զանգվածում օգտակար բաղադրիչի փաստացի պարունակությունն է ըստ i -րդ մշակման համակարգի, $\%(q/tn)$, $\alpha_{\min}$ - ն՝ օգտակար բաղադրիչի նվազագույն արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծությունը՝ ըստ i -րդ մշակման համակարգի, $\%(q/tn)$, Q_{hi} - ն՝ հանութային բլոկում հանքաքարի հաշվեկշռային պաշարները՝ ըստ i -րդ մշակման համակարգի, tn , K_{li} - ն՝ ընդերքից օգտակար հանածոյի կորզման գործակիցը՝ ըստ i -րդ մշակման համակարգի, *միավորի մասերով*:

(1) արտահայտությունը թույլ է տալիս օգտակար բաղադրիչի եզրագծային պարունակության տարբեր արժեքների դեպքում իրականացնել օպտիմալ համակարգի ընտրություն, իսկ եթե պարփակող ապարների հետ հանքային մարմինների հպումները հստակ են (հանքային մարմիններն ունեն հստակ երկրաբանական սահմաններ), ապա (1) նպատակային ֆունկցիան կարող է ընդունել հետևյալ տեսքը.

$$(\alpha_i - \alpha_{\min})K_{li} \rightarrow \max: \quad (2)$$

Մրցունակ մշակման համակարգերի դեպքում, երբ հանքաքարի կորուստները գործնականում նույնն են, (2) նպատակային ֆունկցիան ընդունում է հետևյալ պարզ տեսքը.

$$\alpha_{\min} \rightarrow \min: \quad (3)$$

Ոսկու հանքաքարով ներկայացված հանքավայրի ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծությունն ըստ i - րդ մշակման համակարգի ($\alpha_{\min Au}$, q/tn) որոշվում է հետևյալ բանաձևով [3].

$$\alpha_{\min Au} = \frac{r_{\min Au}(\beta - b) + b r_{Au}}{(r_{Au}(1 - a) + a r_{\min Au})K_{ni}}, \quad (4)$$

որտեղ $r_{\min Au}$ - ն ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության արժեքային արտահայտությունն է ըստ i - րդ մշակման համակարգի, $\$/tn$, β - ն՝ խտանյութում ոսկու պարունակությունը, (q/tn) , a և b - ն՝ տվյալ տիպի հանքաքարի համար հաստատուն թվային գործակիցները, r_{Au} - ն՝ ոսկու խտանյութի գինը, $\$/tn$, K_{ni} - ն՝ արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի որակի փոփոխման գործակիցը՝ ըստ i - րդ մշակման համակարգի, *միավորի մաս*:

Եթե ընդունենք, որ հարստացման պոչանքներում ոսկու պարունակությունը հաստատուն մեծություն է, ապա (4) բանաձևը կարելի է ներկայացնել հետևյալ կերպ.

$$\alpha_{\text{miniAu}} = \frac{\Gamma_{\text{miniAu}}}{\Gamma_{\text{Au}} K_{\text{ni}} \varepsilon_{\text{Au}}}, \quad (5)$$

որտեղ Γ_{Au} – ն խտանյութում ոսկու զինն է, $\$/q$, ε_{Au} – ը՝ խտանյութում ոսկու կարգման գործակիցը, *միավորի մաս*:

Ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության արժեքային արտահայտությունը ներկայացնում է հանքաքարի արդյունահանման և հարստացման լրիվ ծախսերի ու հիմնական ֆոնդերի պասսիվ մասի՝ շենքերի և շինությունների ամորտիզացիոն հատկացումների ու լեռնակապիտալ աշխատանքների մարման տարբերությունը: Հետևաբար.

$$\Gamma_{\text{miniAu}} = (\overline{\sigma}_{\text{hi}} + \overline{\sigma}_{\text{այլ}}) + \overline{\sigma}_{\text{հար}} + \overline{\sigma}_{\text{վ}}, \quad (6)$$

որտեղ $\overline{\sigma}_{\text{hi}}$ – ն 1 *տ* հանքաքարի արդյունահանման ինքնարժեքն է ըստ *i* – թղ մշակման համակարգի, $\$/տ$, $\overline{\sigma}_{\text{այլ}}$ – ը՝ ստորգետնյա հանքի այլ տեսակարար ծախսերը՝ առանց ստորգետնյա հանքի շենքերի և շինությունների ամորտիզացիոն հատկացումների ու լեռնակապիտալ աշխատանքների մարման, $\$/տ$, $\overline{\sigma}_{\text{հար}}$ – ը՝ հանքաքարի հարստացման ինքնարժեքը՝ առանց հարստացուցիչ ֆաբրիկայի շենքերի և շինությունների ամորտիզացիոն հատկացումների, $\$/տ$, $\overline{\sigma}_{\text{վ}}$ – ն՝ լեռնահարստացուցիչ կոմբինատի տեսակարար վերադիր ծախսերը, $\$/տ$:

$$\overline{\sigma}_{\text{hi}} = \overline{\sigma}'_{\text{hi}} + (\overline{\sigma}''_{\text{hi}}/m_{\text{fi}}), \quad (7)$$

որտեղ $\overline{\sigma}'_{\text{hi}}$ – ն համեմատական ծախսերն են ըստ *i* – թղ մշակման համակարգի, $\$/տ$, $\overline{\sigma}''_{\text{hi}}$ – ն՝ մաքրման տարածության ամբողջ լայնության վրա հաստատուն ծախսերը՝ ըստ *i* – թղ մշակման համակարգի, $\$/տ$, m_{fi} – ն՝ մաքրման տարածության լայնությունը՝ ըստ *i* – թղ մշակման համակարգի, *մ*:

Հետազոտության արդյունքները: Չափազանց բարակ և բարակ զառիթափ հանքային մարմինների դեպքում տեխնիկապես կիրառելի են ստորգետնյա մշակման հետևյալ համակարգերը.

I. հանքաքարի անջատ հանույթով և պոկված պարփակող ապարներով հանութային տարածության լցափակմամբ,

II. ենթահարկային շտրեկներով՝ հանքաքարի ճեղքային հանույթով,

III. վերընթացներից հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ,

IV. հանքաքարի պահեստավորմամբ,

V. առաստաղաաստիճանային հանույթով՝ պահանգային ամրակապմամբ,

VI. վարընթաց շերտերի հանույթով և պոկված կողային ապարներով հանութային տարածության լցափակմամբ,

VII. վարընթաց շերտերի հանույթով և միջշերտային երկաթբետոնե երեսարկով:

Թվարկված մշակման համակարգերից III, VI և VII-ը կիառելի են նաև անկայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների առկայության դեպքում:

Ինչպես երևում է ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծության որոշման (5) բանաձևից, հաստատուն են խտանյութում ոսկու գինն ու խտանյութում ոսկու կարգման գործակիցը, իսկ փոփոխական՝ ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության արժեքային արտահայտությունն ու արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի որակի փոփոխման գործակիցը:

Հաշվի առնելով վերոհիշյալ մշակման համակարգերի կառուցվածքային տարրերի առանձնահատկությունները և մի քանի հանքավայրերի հումքային հենքի վրա գործող հանքահարստացուցիչ կոմբինատների տեխնիկատնտեսական ցուցանիշները, աղյուսակում բերվում են Γ_{miniAu} -ի, K_n -ի և α_{miniAu} -ի որոշման արտահայտություններն ըստ դիտարկվող մշակման համակարգերի, երբ $Q_{\text{Au}}=48 \text{ } \$/q$ և $\varepsilon_{\text{Au}}=0,9$:

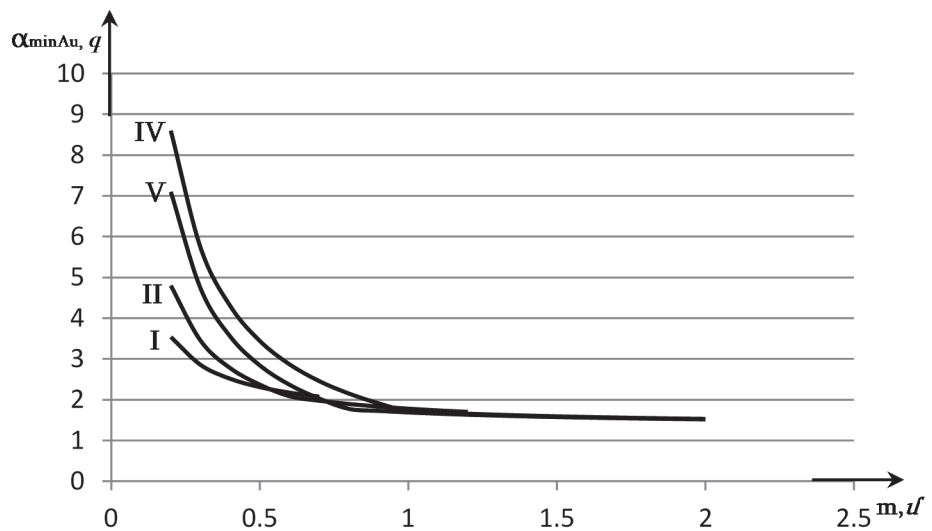
Քանի որ դիտարկվող մշակման համակարգերը գործնականում չեն տարբերվում հանքաքարի կորուստներով, ապա օպտիմալ մշակման համակարգերի ընտրությունը նպատակահարմար է իրականացնել հանքային մարմնի «կրիտիկական հզորություն» գնահատանքային ցուցանիշի միջոցով: Այդ դեպքում բավական է ըստ մրցունակ մշակման համակարգերի հավասարացնել α_{miniAu} -ի որոշման արտահայտությունները:

Աղյուսակ

Հանքային մարմնի m -ից կախված Γ_{miniAu} -ի, K_n -ի և α_{miniAu} -ի որոշման բանաձևերն ըստ տեխնիկայես կիրառելի մշակման համակարգերի

Մշակման համակարգի համարը	$m, \text{ մ}$	$\Gamma_{\text{miniAu}}, \text{ } \$/\text{տ}$	K_n , միավորի մաս	$\alpha_{\text{miniAu}}, q/\text{տ}$
I	$0.2 < m \leq 0.7$	$64.24 + 4.93/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.49 + 0.41/m$
II	$0.2 < m < 0.6$	$57.15 + 8.51/(0.57m + 0.46)$	$m/(0.57m + 0.46)$	$0.75 + 0.81/m$
	$0.6 \leq m < 1.3$	$57.15 + 8.51/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.32 + 0.46/m$
III	$0.2 < m < 1.3$	$60.80 + 5.40/(0.67m + 0.63)$	$m/(0.67m + 0.63)$	$0.94 + 1.01/m$
	$1.3 \leq m < 2.0$	$60.80 + 5.40/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.41 + 0.41/m$
IV	$0.2 < m \leq 1.0$	62.00	$m/1.2$	$1.72/m$
	$1.0 \leq m < 2.0$	$57.92 + 4.90/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.34 + 0.38/m$
V	$0.2 < m \leq 0.8$	61.50	$m/1.0$	$1.42/m$
	$0.8 \leq m < 2.0$	$58.50 + 3.0/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.35 + 0.34/m$
VI	$0.2 < m \leq 2.0$	$61.80 + 7.0/(m+0.65)$	$m/(m+0.65)$	$1.43 + 1.09/m$
VII	$0.2 < m \leq 1.3$	67.15	$m/1.5$	$2.33/m$
	$1.3 \leq m < 2.0$	$65.50 + 2.47/(m+0.2)$	$m/(m+0.2)$	$1.52 + 0.36/m$

Նկ. 1-ում պատկերված են կայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում, ըստ դիտարկվող մշակման համակարգերի հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի հզորությունից (m) կախված, ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության (α_{miniAu}) փոփոխման կորերը:



Նկ. 1. Կայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում m -ից կախված α_{miniAu} փոփոխման օրինաչափությունները

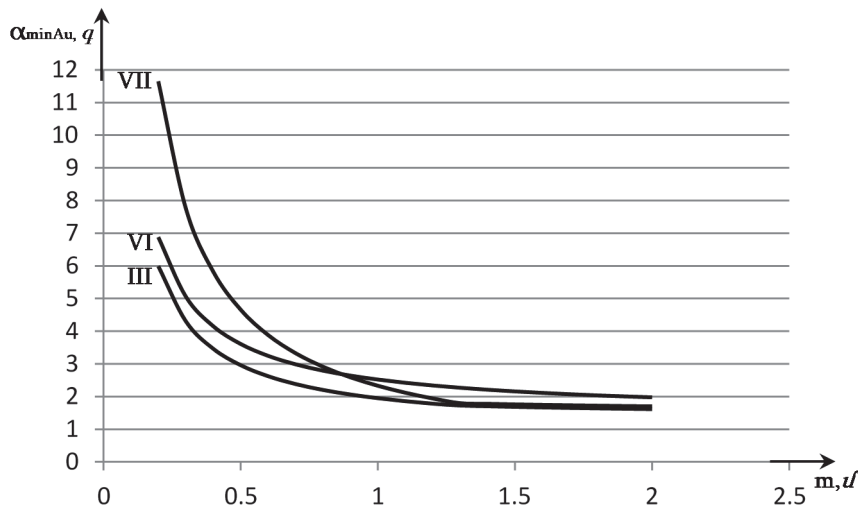
Նկ. 1-ում բերված կորերի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ,

- հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի մինչև 0,54 t հզորությունը օպտիմալ է հանքաքարի անջատ հանույթով և պոկված պարփակող ապարներով հանությամբ տարածության լցափակմամբ (I), իսկ 0,54 t -ից մեծ հզորության դեպքում՝ ենթահարկային շտրեկներով՝ հանքաքարի ճեղքային հանույթով (II) մշակման համակարգը,

- հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի մինչև 0,73 t հզորությունը օպտիմալ է ենթահարկային շտրեկներով՝ հանքաքարի ճեղքային հանույթով (II) համակարգը, իսկ 0,73 t -ից մեծ հզորության դեպքում՝ առաստաղաաստիճանային հանույթով՝ պահանգային ամրակապմամբ (V) մշակման համակարգը,

- կայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի 0,8 t -ից մինչև 2,0 t հզորության տիրույթում հանքաքարի պահեստավորմամբ մշակման համակարգը (IV) տնտեսական առումով զիջում է առաստաղաաստիճանային հանույթով՝ պահանգային ամրակապմամբ (V) մշակման համակարգին, քանի որ այն ապահովում է ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության առավել բարձր թվային արժեքներ:

Նկ. 2-ում պատկերված են անկայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում, ըստ դիտարկվող մշակման համակարգերի հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի հզորությունից (m) կախված, ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության (α_{miniAu}) փոփոխման կորերը:



Նկ. 2. Անկայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում m -ից կախված α_{miniAu} փոփոխման օրինաչափությունները

Նկ. 2-ում բերված կորերի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ անկայուն հանքաքարի և պարփակող ապարների դեպքում հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի 0,2 t -ից մինչև 2,0 t հզորության տիրույթում տնտեսապես առավել ձեռնտու է վերընթացներից հանքաքարի պոկմամբ և պահեստավորմամբ (III) մշակման համակարգի կիրառումը, քանի որ, այլ հավասար պայմաններում, այն ապահովում է ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության առավել ցածր թվային արժեքներ:

Եզրակացություն.

1. Կայուն հանքաքարով և պարփակող ապարներով ներկայացված չափազանց բարակ զառիթափ հանքային մարմնի կամ դրա առանձին մասի մինչև 0,54 t հզորությունը օպտիմալ է հանքաքարի անջատ հանույթով և պոկված պարփակող ապարներով հանութային տարածության լցափակմամբ, 0,54 t -ից մինչև 0,73 t հզորությունը՝ ենթահարկային շտրեկներով՝ հանքաքարի ճեղքային հանույթով մշակման համակարգի կիրառումը:

Մակայն հանքաքարի անջատ հանույթով և պոկված պարփակող ապարներով հանութային տարածության լցափակմամբ մշակման համակարգին հատուկ թերությունների (լեռնային աշխատանքների կազմակերպման դժվարությո-

А.Г. ОГАНЕСЯН, Л.С. МАИЛЯН

**ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПОДЗЕМНОЙ РАЗРАБОТКИ
КРУТОПАДАЮЩИХ ВЕСЬМА ТОНКИХ И ТОНКИХ РУДНЫХ ТЕЛ**

Весьма тонкие и тонкие крутопадающие золоторудные и золотополиметаллические рудные тела имеют сравнительно небольшие запасы руды, часто сложную морфологию, изменчивую мощность, длину простираения и глубину падения, неравномерное распределение полезного компонента, нередко неустойчивую руду и вмещающие породы и др. В рассматриваемом диапазоне мощностей рудных тел выбор оптимальной системы подземной разработки целесообразно осуществлять, используя оценочный показатель “критическая мощность” рудного тела или отдельной его части.

При весьма тонком крутопадающем рудном теле или отдельной его части, представленной устойчивой рудой и вмещающими породами, оптимальна система разработки подэтажными штреками со щелевой выемкой руды, а при тонком крутопадающем рудном теле или отдельной его части - система разработки с магазинированием руды. При весьма тонком и тонком крутопадающем рудном теле или отдельной его части, представленной устойчивой рудой и вмещающими породами, оптимальна система разработки с магазинированием руды с отбойкой шпурами из восстающих.

Ключевые слова: рудное тело, золото, руда, система разработки, мощность, содержание.

A.H. HOVHANNISYAN, L.S. MAILYAN

**CHOOSING THE OPTIMAL UNDERGROUND MINING SYSTEMS OF EXTRA
THIN AND THIN STEEPLY DIPPING ORE BODIES**

Extra thin and thin steeply dipping gold and gold-polymetallic ore bodies have relatively small ore reserves, often complicated morphology, variable thickness, strike length and depth of fall, uneven distribution of the useful component, often unstable ore and host rocks, etc. In the considered range of ore body thickness, it is advisable to choose the optimal underground mining systems by using the “critical thickness” rating indicator of the ore body or its individual part.

With an extra thin steeply dipping ore body or its separate part represented by stable ore and host rocks, a mining system with sub-floor drifts with slit ore excavation is optimal, and with a thin steeply dipping ore body or its separate part - a mining system with ore storage. With an extra thin and thin steeply dipping ore body or its separate part of it represented by stable ore and host rocks, a mining system with ore storage breaking by blasting holes from risings is optimal.

Keywords: ore body, gold, ore, mining system, thickness, optimal, content, extra thin.

Ա.Ս. ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ, Մ.Գ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ,
Ո.Զ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, Գ.Գ. ՄԵՎՈՅԱՆ, Կ.Ի. ՓՅՈՒՄԿՅՈՒԼՅԱՆ

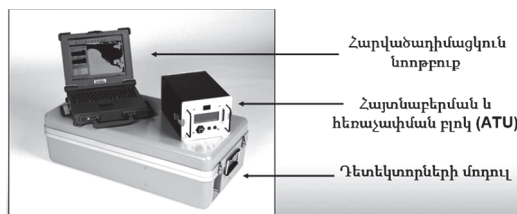
**ԿԱՊԱՆԻ ԼԵՌՆԱՀԱՐՍՏԱՑՄԱՆ ԿՈՄԲԻՆԱՏԻ ԳԵՂԱՆՈՒՇԻ ՊՈԶԱՄԲԱՐԻ
ՇՐՋԱԿԱՑՔՈՒՄ ԵՎ ԶԱՆԳԵԶՈՒՐԻ ՊՂՆԱՍՈՒԲԴԵՆԱՅԻՆ ԿՈՄԲԻՆԱՏԻ
ԲԱՑԱՀԱՆՔԻ ՈՒ ԱՐԾՎԱՆԻԿԻ ՊՈԶԱՄԲԱՐԻ ՀԱՐԱԿԻՑ ՏԱՐԱԾՔՆԵՐՈՒՄ
Կ-ՖՈՆԻ ԵՎ ՆՍՈՒՇԱՌՈՒՄՆԵՐԻ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆ**

Ներկայացված են Կապանի լեռնահարստացման և Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատներում շահագործվող Գեղանուշի և Արծվանիկի պոչամբարների և Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատի բացահանքի Կ-ֆոների հետազոտման արդյունքները: Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատի բացահանքի շրջակայքից վերցրած նմուշները ենթարկվել են Կ-սպեկտրաչափական վերլուծության: Կ ճառագայթային ֆոնի չափման վերաբերյալ հետազոտություններն իրականացվել են SPARCS-M1 համակարգի միջոցով:

Նշված տարածքներում Կ-ֆոնի գնահատմամբ ռադիացիոն-էկոլոգիական ուսումնասիրությունն իրականացվել է Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի (ՀԱՊՀ) և «Բիոգեոտեխ» ՍՊԸ-ի միջև կնքված պայմանագրերին համապատասխան:

Առանցքային բառեր. պոչամբար, ճառագայթային ֆոն, ռադիոակտիվ ճառագայթման աղբյուրներ, սպեկտրային վերլուծություն, Կ-ֆոնի հետազոտություն, շարժական համակարգ:

SPARCS-M1 համակարգը (սպեկտրալ առաջադեմ ռադիոլոգիական համակարգչային համակարգ), որ Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանը ստացել է ԱՄՆ Էներգետիկայի նախարարության միջուկային անվտանգության ազգային վարչությունից (NNSA), արտակարգ իրավիճակներին պատրաստվածության և արձագանքման դեպքում ռադիոակտիվ աղբյուրների որոնման, նույնականացման և սպեկտրալ վերլուծության համակարգերից մեկն է: SPARCS-M1-ը շարժական և բազմապլատֆորմ առաջավոր համակարգ է՝ բաղկացած դետեկտորների մոդուլից, հայտնաբերման և հեռաչափման սարքից (ATU) ու հարվածադիմացկուն նոսրերից (նկ. 1):



Նկ.1. SPARCS-M1 համակարգի արտաքին տեսքը

SPARCS-M1 համակարգը [1] կարող է կիրառվել նաև ճառագայթային ֆոնի չափման դեպքում և գրանցել γ -ճառագայթման ֆոնը, սպեկտրային տվյալները, ինչպես նաև չափման վայրի GPS կոորդինատները: Ցանկացած չափման կետի բնութագրական տեղեկություն ընդգրկում է տվյալ չափման կետի հերթական համարը, օրը, ժամը, աշխարհագրական դիրքը և POD-դետեկտորներով գրանցված ազդանշանների գումարային հաշվումների (gross count-GC) քանակը:

Դետեկտորներով գրանցվող ազդանշանները ցույց են տալիս γ -ճառագայթման գերազանցումը ֆոնայինի համեմատ, ինչը ներկայացվում է որպես Golf տիպի ազդանշան «0...10 արժեքների սանդղակով»: Լրացուցիչ դետեկտորների առկայության դեպքում համակարգը կարող է գրանցել նաև նեյտրոնային ճառագայթման գերազանցումը ֆոնայինի համեմատ՝ որպես November տիպի ազդանշան:

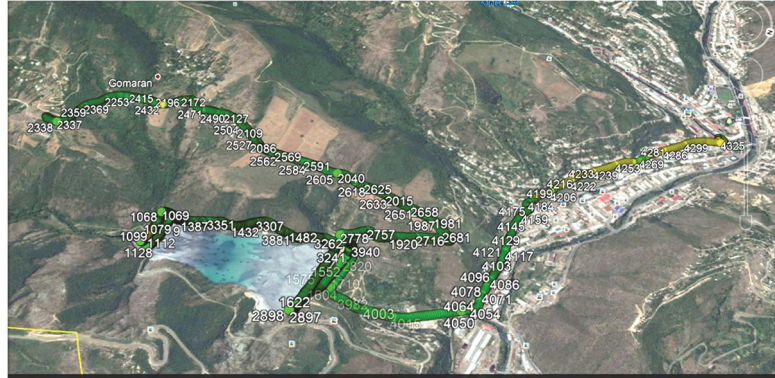
SPARCS-M1 համակարգն ունի բավականին լայն հնարավորություններ՝ ճառագայթային ֆոնը բավականին բարձր ճշտությամբ գնահատելու համար ինչպես բնականոն, այնպես էլ վթարային իրավիճակներում: Համակարգի առավելություններից են՝

- համեմատաբար թեթև և բավականաչափ ամուր համակարգի՝ ցանկացած ցամաքային, օդային և ջրային տրանսպորտի վրա մոնիտավորում և շահագործումը բավականին դյուրին են,
- համակարգն ունի կիրառման լայն շրջանակ, այդ թվում՝ պորտալային մոնիտորինգի, ֆոնային չափումների և վթարային արձագանքման գործողությունների իրականացման համար:

1. Գեղանուշի պոչամբարի շրջակայքում γ -ֆոնի հետազոտություն.

Կապանի լեռնահարստացման կոմբինատում շահագործվող Գեղանուշի պոչամբարի շրջակայքում ճառագայթային ֆոնի հետազոտություններն իրականացվել են SPARCS-M1 համակարգով՝ γ -ճառագայթման ֆոնի գրանցմամբ, ընդ որում՝ համեմատական վերլուծության համար իրականացվել են չափումներ նաև հարակից Գեղանուշ գյուղի մոտակայքում և Կապան քաղաքում: Չափումների երթուղու ընդհանուր երկարությունը կազմել է մոտավորապես 2,5 կմ և Google Earth ֆորմատով այն պատկերված է նկ. 2-ում:

SPARCS-M1 համակարգի գրանցումների ճշտությունը ստուգելու համար չափումներ են կատարվել նաև LUDLUM MODEL 3 անհատական դոզիմետրով: Երկու սարքերով չափման նույն կետերում գրանցվել է ճառագայթման էքսպոզիցիոն բաժնեչափի հզորության նույն արժեքը, ինչը թույլ է տալիս եզրակացնել, որ չափումները ճշգրիտ են: Չափումները իրականացվել են պոչամբարի հյուսիսային և հարավային կողմերում: Չափումների ճշգրտության գնահատման նպատակով իրականացվել են կրկնակի չափումներ:



Նկ. 2. Գեղանուշի պոչամբարի շրջակայքում և հարակից բնակելի վայրերում չափումների ընդհանուր պատկերը

Դրանք իրականացվել նաև պոչամբարի հյուսիսային և հարավային կողմերում գտնվող ամբարտակի հողային ծածկույթի մասում: Երթուղու երկայնքով չափման կետերում գրանցվել է 9 հատ Golf4 ազդանշան: Նշված ազդանշաններից 4-ը գրանցվել են պոչամբարի շրջակայքում և դեպի գյուղ գնացող գերեզմանոցի մոտակայքում: Տվյալ կետերի համար չափման արդյունքները համընկնում են նաև հետադարձ ճանապարհին գրանցված արդյունքների հետ:

Պոչամբարի շրջակայքում չափումների ընդհանուր պատկերը ներկայացված է նկ. 3-ում: Չափումների ժամանակ գրանցված կանաչ գույնը համապատասխանում է 1000...2000 GC (Gamma Count), դեղին գույնը՝ 2000...4000 GC: Չափումների ընթացքում 1000 GC-ից պակաս արժեքներ չեն գրանցվել (ինչը կպատկերվեր կապույտ գույնով), ինչպես նաև չի գրանցվել 2500 GC-ից ավելի մակարդակ:



Նկ. 3. Պոչամբարի հարակից տարածքում չափումների ընդհանուր պատկեր- քարտեզը՝ Google Earth ֆորմատով

Նկ. 4-ում բերված է պոչամբարի հարավային հատվածում Golf 4 ազդանշանի գրանցման կետի արտապատկերումը (1147-րդ չափում) դետեկտորների գրանցման ներկայացմամբ (GC1՝ 1050, GC2՝ 976, գումարային՝ 2026):



Նկ. 4. Պոչամբարի հարավային հատվածում Golf 4 ազդանշանի արտապատկերումը

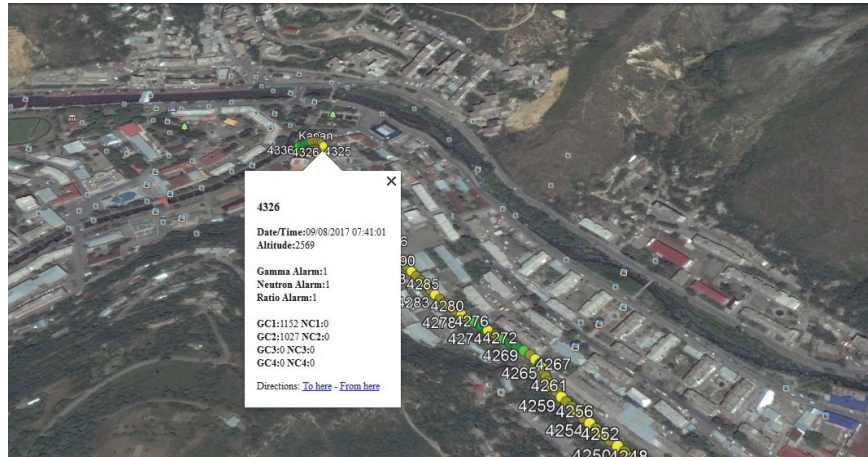
Իրականացված չափումների արժեքները՝ բնութագրական որոշ կետերում, բերված են աղ. 1-ում:

Աղյուսակ 1

Չափումների արժեքները բնութագրական որոշ կետերում

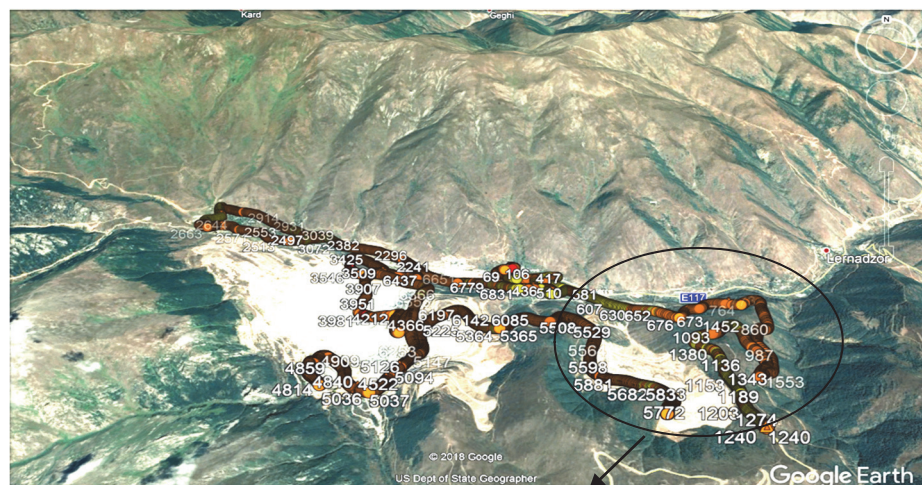
Հ/հ	Չափման վայր	Գումարային GC	Կճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորություն, մկԶվ/ժ
1	Պոչամբարի հարավային հատված	~ 1400	0,05...0,06
2	Պոչամբարի հարավային հատվածի ամբարտակի հողային ծածկույթ (դեպի շահագործվող մաս)	1450...1550	մինչև 0,06
3	Հարավային ամբարտակի ճահճային հատված	2000...2100	0,07
4	Պոչամբարի հյուսիսային հատված	~ 2000	~ 0,07
5	Պոչամբարի հյուսիսային մասի ամբարտակի հողային ծածկույթ	1500...1600	0,06...0,07
6	Դեպի Գեղանուշ գյուղ (ավելի բարձր կետ, քան պոչամբարն է)	1700...1800	0,06
7	Գեղանուշ գյուղի գերեզմանների մոտ	2100...2150	0,07
8	Պոչամբարի կողմից Կապանի մուտք	2000...2200	0,07...0,08
9	Կապան քաղաքի կենտրոն	2200...2400	0,08...0,1

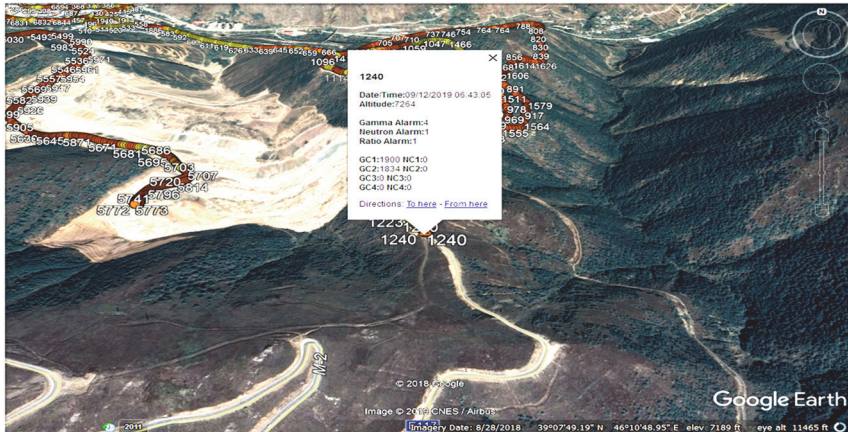
Նկ. 5-ում պատկերված է համապատասխան չափումների արդյունքը Կապան քաղաքի կենտրոնում:



Նկ. 5. Կապան քաղաքի կենտրոնում չափման արտապատկերումը

2. Զանգեզուրի պղնձամուլիբդենային կոմբինատի (ԶՊՄԿ) բացահանքի տարածքում և նրա շրջակայքում γ -ֆոնի հետազոտությունը. γ ճառագայթային ֆոնի չափման հետ կապված հետազոտություններն իրականացվել են նույն SPARCS-M1 համակարգի միջոցով, ընդ որում՝ γ ճառագայթային ֆոնի համեմատական վերլուծության նպատակով չափումներ իրականացվել նաև հանքին հարակից գյուղի մոտակայքում և Կապան-Քաջարան ճանապարհի երկայնքով: Իրականացված չափումների երթուղու ընդհանուր երկարությունը կազմել է մոտավորապես 10 կմ: Երթուղին համապատասխան չափման կետերով ու զբանցված ազդանշաններով պատկերված է նկ. 6- ում Google Earth ֆորմատով:





Նկ. 6. Չանգեզուրի ՊՄԿ-ում շահագործվող հանքի ու հարակից գյուղի մերձակայքը

Չափումներն իրականացվել են հանքի գրեթե ողջ շրջագծով՝ ներառյալ դրա եզրագծի, բացահանքի, խոշոր ջարդման արտադրամասի և դատարկ ապարների լցակույտերի տարածքները: Ստացված տվյալների ճշտությունը գնահատելու նպատակով չափումներն իրականացվել են նաև երթուղու հետադարձ ճանապարհին:

Չափումների ընթացքում գրանցված և γ ճառագայթման վերաբերյալ տեղեկություն պարունակող ազդանշաններից առանձնահատուկ հետաքրքրություն են ներկայացրել ֆոնային արժեքները զգալիորեն գերազանցող Golf4 ու Golf5 ազդանշանները: Ընդհանուր առմամբ, չափումների ընթացքում գրանցվել են 14 հատ ալդալիսի ազդանշաններ, որոնցից միայն մեկն է եղել Golf5 ազդանշան: Այն գրանցվել է բացահանքի տարածքում, որին համապատասխանել է γ ճառագայթման 0,22 մկՋվ/ժ համարժեք բաժնեչափի հզորություն (եզրակացություն 3.1):

Հանքի տարածքում, մասնավորապես դրա եզրագծի և դատարկ ապարների լցակույտերի մոտ գրանցված մյուս ազդանշանները, ներառյալ վերոնշյալ 14 ազդանշաններից 13-ը, եղել են Golf1...Golf4 ազդանշաններ, որոնք հիմնականում պայմանավորված են եղել տվյալ չափման կետին նախորդող կետի՝ γ ֆոնային ճառագայթման համեմատ որոշակի գերազանցմամբ: Այդ 13 հատ ազդանշաններն ունեցել են γ ճառագայթման 0,11...0,16 մկՋվ/ժ համարժեք բաժնեչափի հզորություններ: Որոշ դեպքերում, օրինակ, 1273-րդ, 1274-րդ, 2871-րդ և 5741-րդ չափման կետերում, SPARCS-M1 համակարգը որպես ազդանշանի պատճառ գրանցել է TC-99, իսկ մյուս դեպքերում՝ Th-232, I-131, Cs-137 և U-235:

Հանքի տարածքին հարակից գյուղի մերձակայքում իրականացված չափումների ընթացքում γ ճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորությունը նվազել է՝ կազմելով 0,08...0,14 մկՋվ/ժ:

3. Արծվանիկի պոչամբարի γ-ֆոնի հետազոտությունը: Պոչամբարի առանձին հատվածների համայնապատկերները բերված են նկ. 7-ում: Արծվանիկի պոչամբարը գտնվում է Քաջարան քաղաքից մոտավորապես 34 կմ դեպի արևելք (շահագործվում է 1977թ.) և տեղակայված է նույնանուն գետի վրա: Ջանգեգուրի պղնձամուխբդենային կոմբինատի հարստացուցիչ ֆաբրիկայից թափոնները պոչատարի միջոցով՝ մոտավորապես 35 կմ, տեղափոխվում և ամբարվում են պոչամբարում:



Նկ.7. Արծվանիկի պոչամբարի առանձին հատվածների համայնապատկերները

Պոչամբարի շրջակայքում ճառագայթային ֆոնի հետազոտություններն իրականացվել են SPARCS-M1 համակարգով՝ γ ճառագայթման ֆոնի գրանցմամբ: Համեմատական վերլուծության համար չափումներ իրականացվել են նաև հարակից Աճանան գյուղի մոտակայքում և Քաջարան քաղաքում: Չափումների երթուղին, որի ընդհանուր երկարությունը կազմել է մոտավորապես 63 կմ, համապատասխան չափման կետերով ու գրանցված ազդանշաններով պատկերված է նկ. 8-ում:

Չափումներն իրականացվել են պոչամբարի գրեթե ողջ շրջագծով: Տվյալների ճշտության գնահատման նպատակով իրականացվել են կրկնակի չափումներ՝ երթուղու հետադարձ ճանապարհին: Չափումների ընթացքում ամբողջ երթուղու երկարությամբ պոչամբարին հարող տարածքներում գրանցվել է ընդամենը 4 հատ Golf4 տիպի ազդանշան, թեև որոշ հատվածներում ճառագայթային ֆոնի կտրուկ տատանումներ են գրանցվել՝ առանց ռադիոակտիվ աղբյուրների հայտնաբերման: Պոչամբարի հյուսիսային և արևելյան կողմերում Golf4 կամ Golf5 տիպի ազդանշաններ չեն գրանցվել: Մինչդեռ պոչամբարի հարավային կողմում 472-րդ չափման կետում գրանցվել է 1 հատ Golf4 տիպի ազդանշան, սակայն առանց որևէ ռադիոակտիվ տարրի նույնականացման: Արևմտյան կողմում պոչամբարին հարակից 2073-րդ տարածքում՝ Աճանան գյուղից որոշակի հեռավորության վրա, 2291-րդ և 2292-րդ չափման կետերում գրանցվել են Golf4 ազդանշաններ: Եվս մեկ Golf4 ազդանշան գրանցվել է 2787-րդ չափման կետում: Նշված բոլոր կետերում γ ճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորությունը գտնվել է 0,04...0,07 մկՋ/ժ միջակայքում:



Նկ. 8. Արծվանիկի պոչամբարի շրջակայքում ու հարակից բնակելի վայրերում իրականացված չափումների և երթուղու ընդհանուր պատկերը

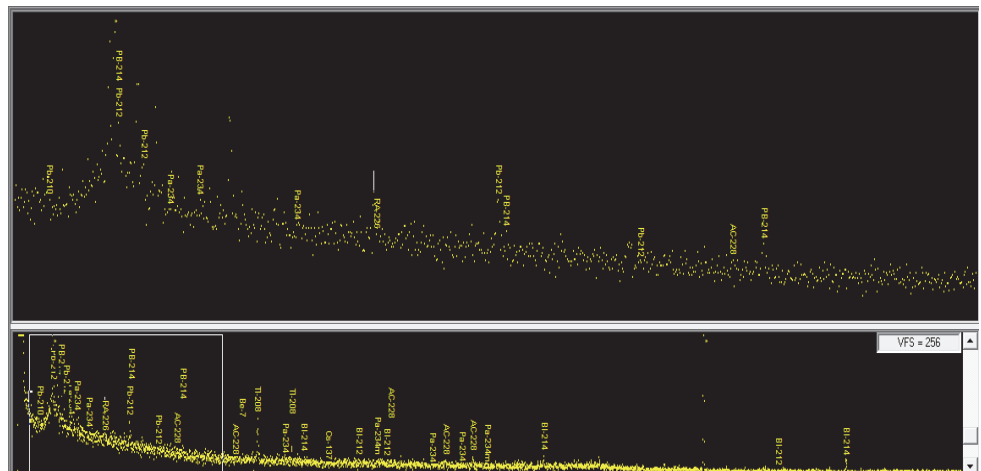
4. Գեղանուշի պոչամբարի շրջակայքից և Քաջարանի պղնձամուլիբդենային կոմբինատի բացահանքից վերցրած նմուշների γ -սպեկտրաչափական վերլուծությունը: Գեղանուշի պոչամբարի նստվածքներից, հարակից հողային ծածկույթներից, ինչպես նաև լեռնային ապարներից և Զանգեզուրի պղնձամուլիբդենային կոմբինատի բացահանքից վերցրած նմուշների փորձագիտական γ -սպեկտրաչափական վերլուծությունը կատարվել է Հայկական ԱԷԿ-ի և ՀԱՊՀ Միջուկային և ճառագայթաակտիվ նյութերի տեխնիկական և քրեագիտական վերլուծության հա-

մատեղ լաբորատորիայում: Հետազոտության համար նմուշները վերցվել են Գեղանուշի պոչամբարի հյուսիսային (նմուշ № 1) և հարավային (նմուշ № 3) մասերի նստվածքներից, ինչպես նաև նրանց հարակից ամբարտակների հողային ծածկույթից (նմուշ № 2, հյուսիսային և նմուշ № 4, հարավային): Լեռնային ապարների նմուշները վերցված են հանքանյութի արդյունահանման հանքավայրից (նմուշ № 5): Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատի լեռնային ապարների նմուշները վերցվել են բացահանքից (նմուշ № 6-մոխրագույն ապար և նմուշ № 7-դարչնագույն ապար):

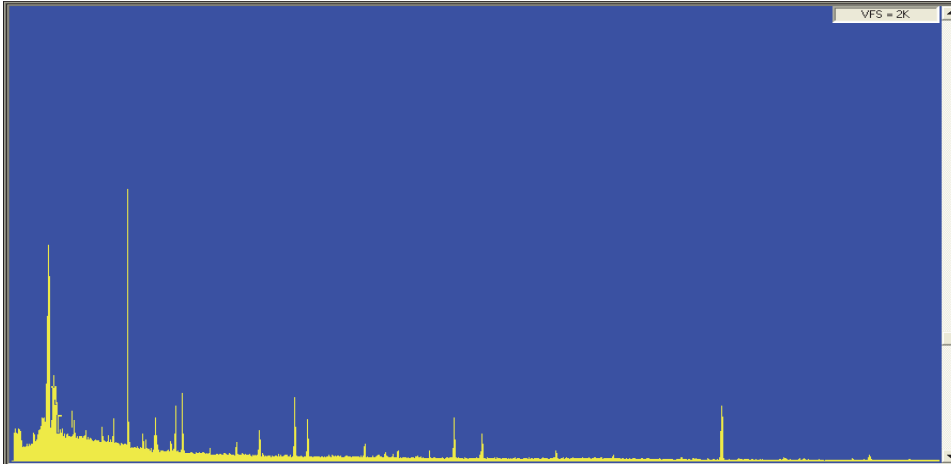
Վերլուծության նպատակն է նմուշների ռադիոնուկլիդային կազմի, դրանց տեսակարար ակտիվության որոշումը և ստացված արդյունքների գնահատումը: Նմուշների վերլուծությունը կատարվել է CANBERRA ֆիրմայի արտադրության ցածր-ֆոնային, բարձր-զգայնության γ -սպեկտրաչափական սարքով՝ գերմանիումային կիսահաղորդչային դետեկտորով և GENIE-2000 ծրագրային ապահովմամբ: Չափումների հարաբերական սխալանքը կազմում է 35...45 %:

Չափումից առաջ պոչամբարի նստվածքները և հողի նմուշները ենթարկվել են չորացման և այնուհետև մաղվել են, իսկ լեռնային ապարների նմուշը մանրացվել է մանրահատիկների 3...4 մմ/առավելագույն չափով:

Բոլոր նմուշների չափումներն իրականացվել են «գլան» երկրաչափական կտրվածքով: Չափումների տևողությունը կազմել է 3...4 ժամ: Նկ. 9-ում բերված են №1 և №6 նմուշների սպեկտրները:



Գեղանուշի պոչամբարի հյուսիսային մասի նստվածքը



Բացահանքի տարածքից վերցրած մոխրագույն/գորշ ապար

Նկ. 10. Նմուշ N° 1-ի և նմուշ N° 6-ի զամնա - սպեկտրները

Աղ. 2-ում ներկայացված են հետազոտության արդյունքները:

Աղյուսակ 2

Նմուշների γ -սպեկտրաչափական հետազոտության արդյունքները

Նմուշի անվանումը	Ռադիոնուկլիդային կազմը և տեսակարար ակտիվությունը, <i>Bq/kg</i>								<i>⁴⁰K</i>	<i>¹³⁷Cs</i>
	Ուրանի-ռադիումի շարք			Թորիումի շարք						
	<i>²²⁶Ra</i>	<i>²¹⁴Pb</i>	<i>²¹⁴Bi</i>	<i>²⁰⁸Tl</i>	<i>²¹²Pb</i>	<i>²¹²Bi</i>	<i>²²⁸Ac</i>			
Նմուշ № 1 (Գեղանուշի պոչամբարի հս. մասի նստվածք)	<1,5*	7,73	3,16	<1,5*	6,5	<1,5*	11	637	<1,9	
Նմուշ № 2 (Գեղանուշի պոչամբարի հս. մասի ամբարտակի հողային ծածկույթ)	24,7	13,6	19,3	49	36,8	52,2	9,1	734	<1,9	
Նմուշ № 3 (Գեղանուշի պոչամբարի հվ. մասի նստվածք)	<1,5*	3,73	2,66	<1,5*	3,5	<1,5*	3,7	594	<1,9	
Նմուշ № 4 (Գեղանուշի պոչամբարի հվ. մասի ամբարտակի հողային ծածկույթ)	3,4	8,2	9,5	8,0	6,4	8,96	11,5	503	<1,9	
Նմուշ № 5 (լեռնային ապարներ)	4,9	5,2	8,1	6,5	4,7	5,1	7,5	478	<1,9	
Նմուշ № 6 (բացահանքի մոխրագույն/գորշ ապար)	52,85	34	36,3	140	56,6	43,7	55,5	871	--	
Նմուշ № 7 (բացահանքի դարչնագույն ապար)	42,6	43,4	39,1	358	163,8	157,2	186,9	1386	--	

*1,5 Bq/kg -ը նվազագույն չափվող ակտիվության չափն է (MDA)

Բնական ծագման ռադիոնուկլիդների աղբյուր է երկրակեղևը: Դրանց թվին են պատկանում ^{40}K ($T_{1/2} = 1,3 \cdot 10^9$ տարի, բնական կալիումի մեջ պարունակվում է 0,0119% ^{40}K) և ^{238}U (ուրանի շարք), ինչպես նաև ^{232}Th (թորիումի շարք) ընտանիքների ռադիոնուկլիդները: ^{238}U և ^{232}Th շարքերի վերջնարդյունքներ են հեշտ օքսիդացող մետաղները, որոնց օքսիդներն ունենում են համեմատաբար փոքր խտություն, ուստի դրանք գերակշռում են երկրակեղևում, մայր և դուստր ռադիոնուկլիդները հիմնականում պարունակվում են միասին՝ օքսիդների ձևով: Մոնոլիտ լեռնային ապարներում և այլ «կնքված» կուտակատեղերում (թակարդներ) մայր և դուստր ռադիոնուկլիդները միասին են լինում և, որպես կանոն, գտնվում են ռադիոակտիվ հավասարակշռության վիճակում:

Ստացված արդյունքների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ հետազոտված նմուշներում այս կամ այն չափով առկա են ուրան-ռադիումի և թորիումի շարքերի տրոհման դուստր արգասիքները, ինչպես նաև ^{40}K ռադիոնուկլիդը: Ընդ որում, բնահողի նմուշներում ռադիոնուկլիդների պարունակությունը զգալիորեն ավելի մեծ է, քան պոչամբարի նստվածքների նմուշներում: Ռադիոնուկլիդների պարունակության նման տարբերությունը, ըստ էության, պայմանավորված է արտադրական տեխնոլոգիայով, համաձայն որի պոչամբար են տրվում միայն հանքաքարի մշակման արդյունքում առաջացած թափոնները:

Պոչամբարի նստվածքներից, բնահողից և լեռնային ապարներից վերցրած նմուշներում առկա են բնական ծագման ռադիոնուկլիդներ (ուրան-ռադիումի և թորիումի շարքերի տրոհման դուստր տարրեր, ինչպես նաև ^{40}K): Այդ ռադիոնուկլիդների կոնցենտրացիան՝ համաձայն ԱԷՄԳ IAEA-TECDOC-1162/R փաստաթղթում նշված տիպարային միջակայքերի (աղ. 3), գտնվում է բնական ֆոնի մակարդակի վրա: Հետազոտված նմուշներում տեխնածին ռադիոնուկլիդների առկայությունը բացակայում է:

Աղյուսակ 3

Բնահողում առկա ռադիոնուկլիդների տեսակարար ակտիվությունը

Ռադիոնուկլիդ	Միջին ակտիվություն, Bq/kg	Տիպարային միջակայք, Bq/kg
^{40}K	370	100...700
^{226}Ra	25	10...50

Ուրան-ռադիում ընտանիքի ռադիոնուկլիդներով պայմանավորված ճառագայթման բաժնեչափի հզորության 99 %-ը պայմանավորված է ^{214}Pb և ^{214}Bi նուկլիդներով, իսկ թորիումի ընտանիքի ռադիոնուկլիդներով պայմանավորված ճառագայթման բաժնեչափի մեծ մասը պայմանավորված է ^{208}Tl և ^{228}Ac ռադիոնուկլիդներով: Բնահողում այդ ռադիոնուկլիդների կոնցենտրացիաների առկայության դեպքում, ըստ աղ. 2-ում բերված տվյալների, մթնոլորտային օդում Երկրի մա-

կերևույթից 1 մ/բարձրության վրա կլանված բաժնեչափի առավելագույն հզորությունը կկազմի $74 \cdot 10^{-9} \text{ Գր/ժամ} \approx 0,074 \text{ մկԳր/ժամ}$, որը բնական ֆոնից ավելի ցածր է:

iMatic ցածր ֆոնային տեղակայանքով որոշվել են բացահայտից վերցված №6 և №7 փորձանմուշների գումարային ալֆա և բետտա ակտիվությունների չափերը: Արդյունքները բերված են աղ. 4-ում:

Աղյուսակ 4

Փորձանմուշների գումարային ալֆա և և բետտա ակտիվությունների չափերը

Փորձանմուշի անվանումը	$\Sigma\alpha$ ակտիվությունը	Չափման սխալանքը	$\Sigma\beta$ ակտիվությունը	Չափման սխալանքը
№6 մոխրագույն ապար	0,147	$\pm 0,0220$	0,0152	$\pm 0,0088$
№7 դարչնագույն ապար	0,206	$\pm 0,0280$	0,0455	$\pm 0,0152$

Նմուշում հայտնաբերվել են U-238 և Th-232 շարքի դուստր նուկլիդներ, ինչպես նաև K-40 ռադիոնուկլիդ: Չափումների հարաբերական սխալը գտնվում է $\pm 10\text{-}30\%$ -ի սահմաններում:

Բացահայտից վերցված նմուշներում ուրանի և թորիումի շարքերի դուստր նուկլիդների հարաբերակցության վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ թիվ 6 նմուշում U-238 և Th-232 հարաբերակցությունը տարբերվում է թիվ 7 նմուշում դրանց հարաբերակցությունից, եթե առաջին նմուշում U-238 և Th-232 պարունակությունը մոտավորապես նույնն է, ապա երկրորդ նմուշում Th-232-ի պարունակությունը 2-3 անգամ ավելի բարձր է, քան U-238 պարունակությունը:

Եզրակացություն

1. Կապանի լեռնահարստացման կոմբինատի Գեղանուշի պոչամբարի շրջակայքում, Գեղանուշ գյուղի մոտակայքում և Կապան քաղաքում կատարված չափումների վերը բերված արդյունքներով կարելի է հանգել հետևյալ եզրակացությանը.

1.1 Պոչամբարը տեղանքի γ -ճառագայթային ֆոնի վրա ազդեցություն չի թողնում, ընդ որում՝ պոչամբարի շրջակայքում γ ճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորությունը չի գերազանցում $0,07 \text{ մկԶվ/ժ}$ և մոտ է հարակից Գեղանուշ գյուղի մոտակայքում գրանցված բաժնաչափի հզորության արժեքին,

1.2. Կապան քաղաքի կենտրոնում գրանցված γ ճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորությունը ավելի բարձր է և կազմում է $0,1 \text{ մկԶվ/ժ}$:

2. Ջանգեգորի պղնձամոլիբդենային կոմբինատում շահագործվող Արծվանիկի պոչամբարի շրջակայքում կատարված չափումների արդյունքներից կարելի է կատարել հետևյալ եզրակացությունը.

2.1. Պոչամբարը տեղանքի γ ճառագայթային ֆոնի վրա ազդեցություն չի թողնում,

2.2. Պոչամբարի շրջակայքում γ ճառագայթային ֆոնի համարժեք բաժնեչափի հզորությունը գտնվում է 0,04...0,07 մկՋ/ժ միջակայքում:

3. Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատի բացահանքում կատարված չափումների արդյունքներից կարելի է կատարել հետևյալ եզրակացությունը.

3.1. Բացահանքի տարածքում գրանցված առավելագույն γ ճառագայթման մակարդակը, որին համապատասխանում է 0,22 մկՋ/ժ համարժեք բաժնեչափի հզորություն, տարեկան վերահաշվարկով չի գերազանցում ՀՀ Կառավարության 2006 թ. օգոստոսի 18-ի N1219-Ն «Ճառագայթային անվտանգության նորմերը հաստատելու մասին» որոշման [2] 15 հոդվածով սահմանված «Բ» կատեգորիայի անձնակազմի համար սահմանված՝ մինչև 5 մկՋ/սահմանային արժեքը,

3.2. Որոշ դեպքերում համակարգը ազդանշանի պատճառը նույնականացրել է TC-99, իսկ մյուս դեպքերում՝ Th-232, I-131, Cs-137 և U-235 ռադիոակտիվ տարրերի հայտնաբերման հետ,

3.3. Հանքի տարածքին հարակից գյուղի մերձակայքում իրականացված չափումների ընթացքում γ ճառագայթման համարժեք բաժնեչափի հզորությունը նվազել է՝ կազմելով 0,08...0,14 մկՋ/ժ:

4. ՀԱԷԿ-ի և ՀԱՊՀ-ի Միջուկային և ճառագայթակալիվ նյութերի տեխնիկական և քրեագիտական վերլուծության համատեղ լաբորատորիայում Գեղանուշի պոչամբարից և ԶՊՄԿ-ի հանքի տարածքից վերցրած նմուշների վերլուծության արդյունքները ցույց են տալիս, որ պոչամբարի նստվածքներից, բնահողից և լեռնային ապարներից վերցրած նմուշներում տեխնածին ռադիոնուկլիդների առկայությունը բացակայում է, իսկ առկա բնական ծագման ռադիոնուկլիդների կոնցենտրացիան գտնվում է բնական ֆոնի մակարդակի վրա:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. SPectral Advanced Radiological Computer System, SPARCS-M1, Operators Manual, 2013.
2. ՀՀ Կառավարության 2006 թ. օգոստոսի 18-ի N1219-Ն «Ճառագայթային անվտանգության նորմերը հաստատելու մասին» որոշումը:

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 15.12.2020:

**А.С. АРАКЕЛЯН, А.А. ГЕВОРГЯН, М.Г. КАЗАРЯН, В.З. МАРУХЯН,
Г.Г. СЕВОЯН, К.И. ПЮСКЮЛЯН**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАЗЦОВ ПОРОД И ГАММА-ФОНА В ОКРЕСТНОСТЯХ
ГЕГАНУШСКОГО ХВОСТОХРАНИЛИЩА КАПАНСКОГО ГОРНО-
ОБОГАТИТЕЛЬНОГО КОМБИНАТА, КАРЬЕРА ЗАНГЕЗУРСКОГО МЕДНО-
МОЛИБДЕНОВОГО КОМБИНАТА И АРЦВАНИКСКОГО
ХВОСТОХРАНИЛИЩА**

Представлены результаты исследования гамма-фона в окрестностях Геганушского и Арцваникского хвостохранилищ, эксплуатируемых Капанским горно-обогательным и Зангезурским медно-молибденовым комбинатами, и карьера Зангезурского медно-молибденового комбината. Приведены также результаты гамма-спектрометрических анализов образцов пород, взятых из карьера Зангезурского медно-молибденового комбината. Исследование и измерение γ -фона производились с использованием системы SPARCS-M1.

Радиационно-экологическое исследование с оценкой гамма-фона вышеуказанных территорий было проведено согласно договорам, подписанным Национальным политехническим университетом Армении и ООО “Биогеотех”.

Ключевые слова: хвостохранилище, радиационный фон, источники радиоактивного излучения, спектральный анализ, измерение и исследование гамма-фона, передвижная (мобильная) система.

**A.S. ARAKELYAN, A.A. GEVORGYAN, M.G. GHAZARYAN,
V.Z. MARUKHYAN, G.G. SEVOYAN, K.I. PYUSKYULYAN**

**STUDYING THE GAMMA-BACKGROUND AND ROCK SAMPLES TAKEN IN
THE GEGHANUSH TAILINGS OF THE KAPAN MINING AND PROCESSING
COMBINE, OPEN PIT OF THE ZANGEZUR COPPER-MOLYBDENUM
COMBINE AND ARTSVANIK TAILINGS**

The results of the study of the gamma background in the vicinity of the Geghanush and Artsvanik tailings operated by the Kapan Mining and Processing and Zangezur Copper-Molybdenum Combines, and the open pit of the Zangezur Copper-Molybdenum Combine are introduced. The results of gamma-spectrometric analyses of rock samples taken from the open pit of the Zangezur Copper-Molybdenum Combine are presented. The measurement of the γ -background was carried out using the SPARCS-M1 system.

The radiation-ecological study with the assessment of the gamma background of the above-named territories was carried out in accordance with the agreements signed by National Polytechnic University of Armenia and “Biogeotech” LLC.

Keywords: tailings, radiation background, radioactive sources, spectral analysis, measurement of the γ -background, mobile system.

Կ.Տ. ԽԱՉԻԿՅԱՆ

ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՃԱԿԱՏՆԵՐԻ ԱՆՀԱՄԱԶՍՓՈԻԹՅԱՆ ԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ
ՀԱՄԱԿԱՐԳ

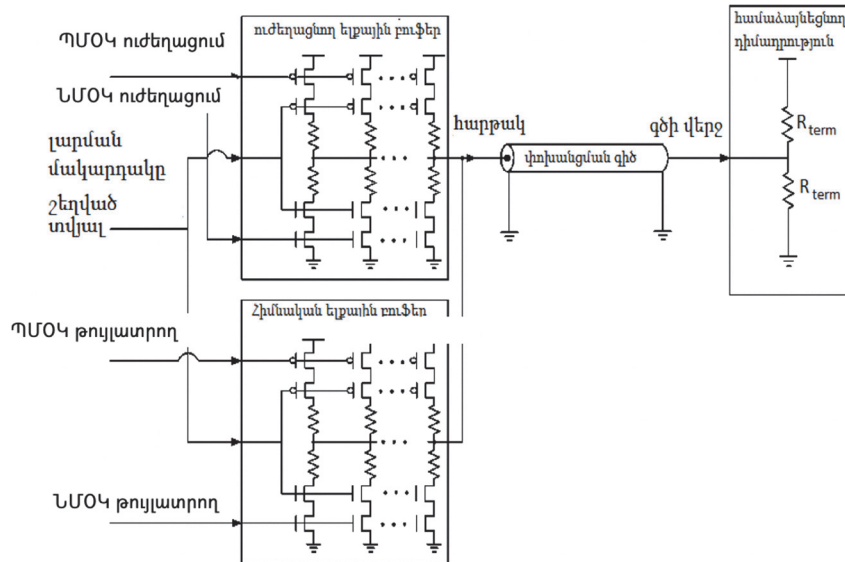
Ներկայացված է ազդանշանի ճակատների անհամաչափության կարգաբերման համակարգ, որը չեզոքացնում է գործընթաց-լարում-ջերմաստիճան (ԳԼՋ) շեղումներով և սնման լարման տատանումներով պայմանավորված ազդանշանի ճակատների անհամաչափությունները: Առաջարկվում է նոր տեսակի հոսանքի աջակցման համակարգ (ՀԱՀ), որը կարգաբերում է ազդանշանի անհամաչափությունները ԻՄ-ի աշխատանքի ընթացում: Համակարգի կիրառման արդյունքում հնարավոր է դառնում նվազեցնել ճակատների անհամաչափությունները՝ հասցնելով 1,2%-ի, ինչպես նաև զգալիորեն մեծացնել համակարգի արագագործությունը:

Առանցքային բառեր. հոսանքի աջակցման համակարգ, ինտեգրալ սխեմա, մուտք/ելք, լցման գործակից:

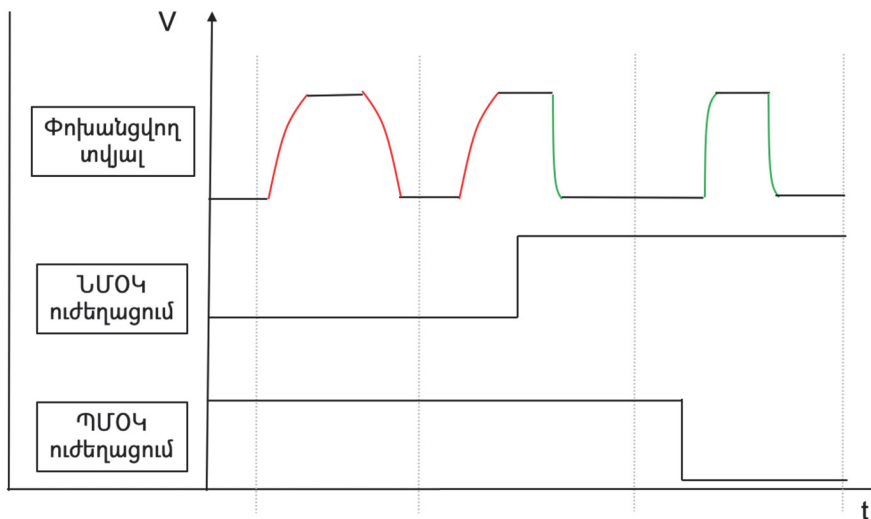
Ներածություն: Ժամանակակից ԻՄ-երի [1] արագագործության մեծացման պարագայում բարդ է դառնում փոխանցվող տվյալների շեղումների կարգաբերումը: Այդ շեղումների առաջացումը կարող է պայմանավորված լինել տարբեր գործոններով, մասնավորապես՝ ԳԼՋ [2] շեղումներով և սնման լարման տատանումներով: Այդ պարագայում չափազանց կարևոր խնդիր է դառնում փոխանցվող տվյալի շեղումների կարգաբերումը, քանի որ բարձր արագությունների դեպքում անգամ չնչին շեղումները կարող են առաջացնել համակարգի աշխատանքի խափանումներ: ԳԼՋ շեղումները կարող են առաջացնել լցման գործակցի շեղումներ, քանի որ դրանց դեպքում տրանզիստորների հաղորդականությունը, հանգույցում առկա դիմադրությունների արժեքները և այլ պարամետրեր կարող են փոփոխվել, ինչն էլ փոխանցվող տվյալի շեղումների պատճառ է դառնում: Ներկայումս նախագծման ընթացքում հաշվի են առնվում բոլոր հնարավոր ԳԼՋ շեղումները, սակայն դա զգալիորեն մեծացնում է նախագծման ժամանակը, ինչպես նաև շատ դեպքերում հնարավոր չի լինում ապահովել դրանց կարգաբերումը բոլոր հնարավոր շեղումների դեպքում: Հարկ է նշել որ այդ շեղումները կարող են առաջանալ ԻՄ-ի աշխատանքի ընթացքում, ինչն էլ կարող է առաջացնել տվյալների կորուստներ:

Ներկայումս գոյություն ունեն նաև գերձզգրիտ ԻՄ-եր, որոնք կիրառվում են բարձր ճշտություն պահանջող միջավայրերում, ինչպիսիք են բժշկական սարքավորումները, ռազմական սարքերը և այլն: Նման պայմաններում ավելի կարևոր է դառնում տվյալի շեղումների կարգաբերումը: Այդ շեղումների կարգաբերման

համար հաղորդչի հանգույցում կիրառվում է հոսանքի աջակցման համակարգը (ՀԱՀ) [3]: Այն ուղղում է ազդանշանի ճակատների շեղումները՝ հավելյալ հոսանք մատակարարելով, ինչ էլ կարգաբերում է ճակատների անհամաչափությունը (նկ. 1, 2):



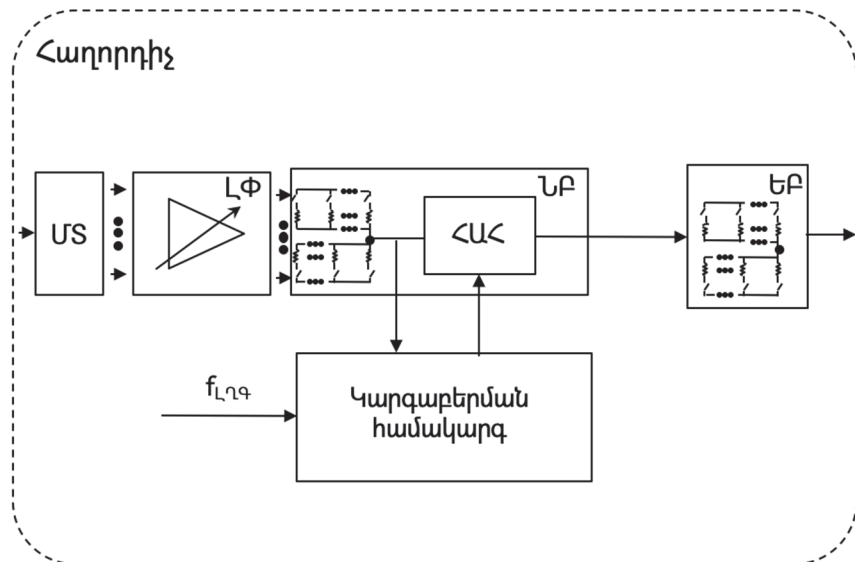
Նկ.1. ՀԱՀ-ի կառուցվածքը



Նկ.2. Ազդանշանի ճակատների կարգաբերումը

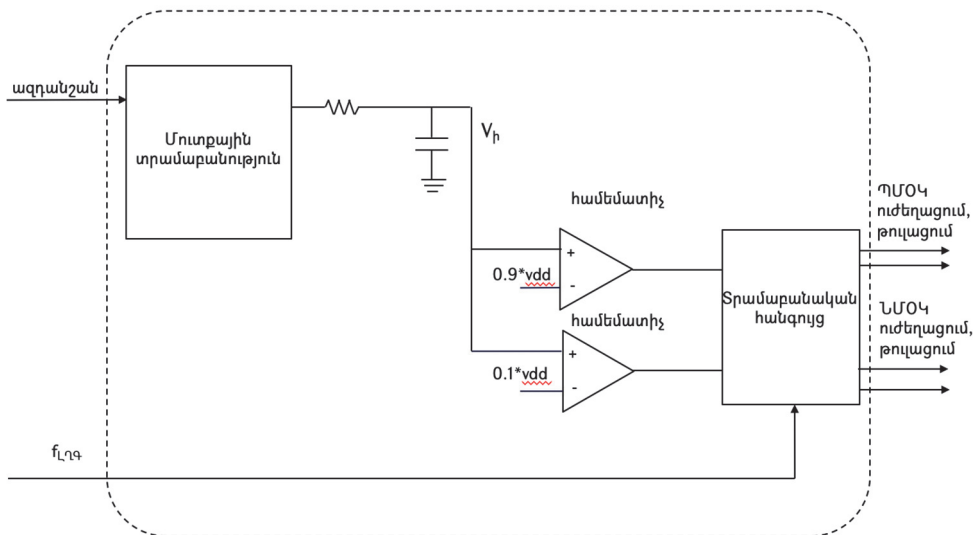
Ներկայումս լայն կիրառություն ունեն ունակային կապով ՀԱՀ-երը [4], ինչպես նաև բաց կապի սկզբունքով աշխատող ՀԱՀ-երը [5]: Ունակային կապով ՀԱՀ-երում հավելյալ ունակային բաղադրիչներ են միացվում ելքային բուֆերի (ԵԲ) ելքում, որպեսզի չեզոքացվի պարազիտային ունակության ազդեցությունը, ինչի արդյուքնում հնարավոր է դառնում բարելավել ելքային ճակատների անհամաչափությունները: Սովորաբար ունակությունների արժեքը լինում է ծրագրավորվող, ինչն էլ թույլ է տալիս ԻՄ-ի արտադրությունից հետո շտկումներ իրականացնել և ընտրել թիրախային ունակության չափը: Բաց կապի սկզբունքով աշխատող ՀԱՀ-երում կարգաբերումն իրականացվում է ազդանշանի համադրման սկզբունքով: Նման ՀԱՀ-երը կազմված են քաշավորված հանգույցներից, որոնք ապահովում են ազդանշանի տարբեր հապաղման արժեքներ: Այսպիսով, կառավարելով հապաղման ժամանակների արժեքները, այնուհետև իրականացնելով ազդանշանի վերադրումը՝ հնարավոր է լինում իրականացնել ազդանշանի ճակատների կարգաբերում: Նշված ՀԱՀ-երի կիրառմամբ ազդանշանի ճակատների կարգաբերումը տեղի է ունենում նախքան ազդանշանի փոխանցումը: Սակայն ԳԼՋ շեղումները և սնման լարման տատանումները կարող են տեղի ունենալ ազդանշանի փոխանցման ընթացքում, ինչն էլ կարող է առաջացնել տվյալի սխալանք:

Առաջարկվող ինքնակարգաբերվող ՀԱՀ-ի կառուցվածքը. Առաջարկվող ՀԱՀ-ը (նկ. 3) թույլ է տալիս ազդանշանի կարգաբերումն իրականացնել տվյալի փոխանցման ամբողջ ընթացքում. այդպիսով հնարավոր է կարգաբերել նաև փոխանցման ընթացքում առաջացած շեղումները:



Նկ. 3. Առաջարկվող ՀԱՀ-ը հաղորդչի հանգույցում

Փոխանցվող ազդանշանը նախաբուժերի (ՆԲ) հանգույցում բաժանվում է երկու ճյուղի, որոնցից մեկը միանում է կարգաբերման համակարգին, իսկ մյուսը՝ ԵԲ-ին: Կարգաբերման համակարգի (նկ. 4) նպատակն է նախաբուժերի հանգույցում հայտնաբերել առկա ազդանշանի շեղումները և ՀԱՀ-ի միջոցով հավելյալ հոսանքի աջակցում տրամադրել շեղումների վերացման համար: Նման կառուցվածքի միջոցով հնարավոր է ազդանշանի փոխանցման ընթացքում ապահովել փոխանցվող տվյալի բարձր հուսալիությունը: Կարգաբերման համակարգը պարունակում է մուտքային տրամաբանության հանգույց, որի միջոցով առանձնացվում է ազդանշանի մեկ պարբերության հատվածը, այնուհետև այդ ազդանշանն ինտեգրվում է: Ինտեգրումն իրականացվում է ճակատների արագությունը նվազեցնելու նպատակով՝ այդպիսով հնարավոր դարձնելով ճակատի տևողության հաշվարկը:

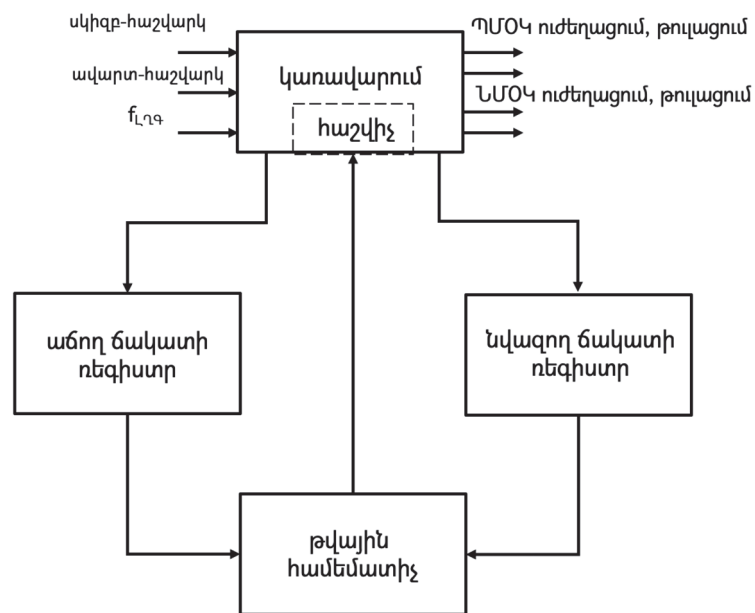


Նկ. 4. Առաջարկվող կարգաբերման համակարգի կառուցվածքը

Համեմատիչների միջոցով տրամաբանական հանգույցին (ՏՀ) մատակարարվում են ազդանշանի ճակատի սկզբի և վերջի մասին տեղեկացնող ազդանշանները, որոնց միջոցով ՏՀ-ն հաշվում է ճակատների տևողության ժամանակը: Գնահատի տևողության ժամանակի ճշգրիտ հաշվարկի նպատակով համեմատիչների հենակային լարման մակարդակներն ընտրվել են սնման լարման 90% և 10%-ի չափով: Հաշվարկը կատարվում է f_{L9} տակտային ազդանշանի միջոցով: Այնուհետև ՏՀ-ն համեմատում է աճող և նվազող ճակատների տևողությունները, և դրա արդյունքում մատակարարվում են ՊՄՕԿ, ՆՄՕԿ ուժեղացումը կամ թուլացումն ապահովող ազդանշանները: Շեղումների հայտնաբերման դեպքում այդ ազդանշան-

ների միջոցով հնարավոր է դառնում ՆԲ-ում ճակատների արագության կառավարումը, ինչը թույլ է տալիս տվյալի փոխանցման ընթացքում վերացնել առաջացած շեղումները: Նշված շեղումների վերացումը զգալիորեն բարելավում է ազդանշանի հուսալիությունը, քանի որ աճող և նվազող ճակատների տևողության կարգաբերումը նվազեցնում է ազդանշանի թրթռոցը և ճոճքը:

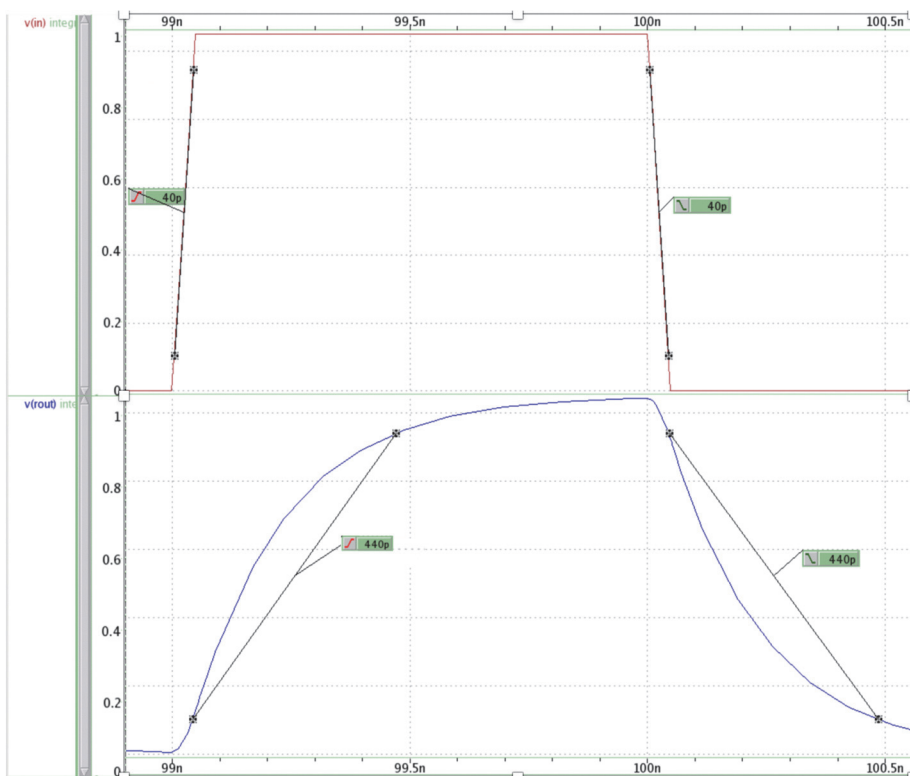
Ինքնակարգաբերվող ՀԱՀ-ի աշխատանքի սկզբունքը. Համեմատիչների ելքում ձևավորված «սկիզբ-հաշվարկ» և «ավարտ-հաշվարկ» ազդանշանների միջոցով կառավարվում է հաշվիչը, որով գնահատվում են նվազող և աճող ճակատների արագությունները (նկ. 5): Այդ կառավարող ազդանշանները ձևավորվում են, երբ փոխանցվող ազդանշանը հասնում է սնման լարման 90 կամ 10 տոկոսին, քանի որ համեմատիչների հենակային լարումներն ունենին $0.9 \cdot VDD$ և $0.1 \cdot VDD$ արժեքները: Հետևաբար, ազդանշանների ճակատի տևողության հաշվարկը կիրականացվի այդ միջակայքում: Այնուհետև հաշվիչը գրանցում է ստացված ճակատի տևողության արժեքները աճող և նվազող ճակատի ռեգիստրներում, որոնք համեմատվում են թվային համեմատիչի միջոցով:



Նկ. 5. Տրամաբանական հանգույցի աշխատանքի սկզբունքը

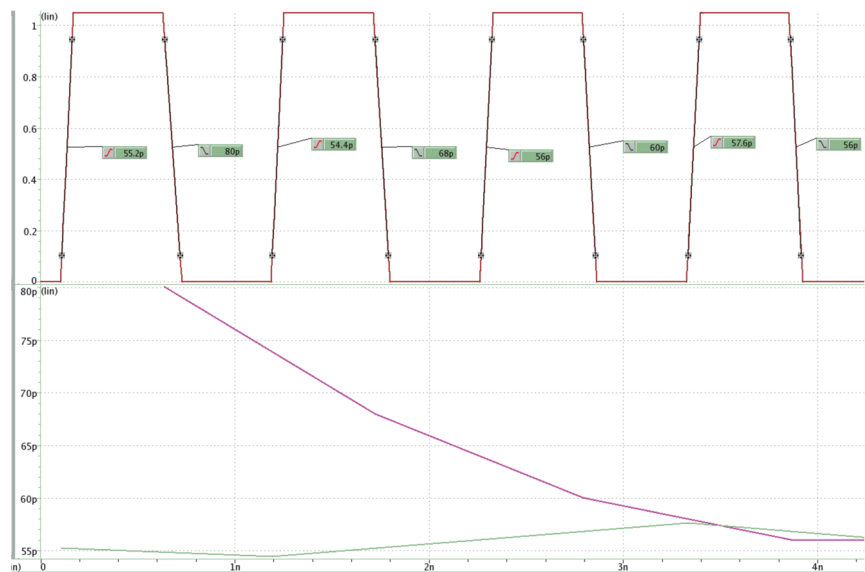
Համեմատման արդյունքից կախված՝ կառավարման հանգույցը ձևավորում է ՊՄՕԿ/ՆՄՕԿ ուժեղացում կամ թուլացում ազդանշանները: Դրանք միացնում կամ անջատում են նախաբուֆերում գտնվող ելքային ՆՄՕԿ կամ ՊՄՕԿ տրանզիստորները, ինչի արդյուքում նախաբուֆերի ելքային ճակատի արագություն-

ները փոփոխվում են: Այս գործողությունը կատարվում է այնքան ժամանակ, մինչև ազդանշանի ճակատների տևողություններն իրար հավասարվում են: Հարկ է նշել, որ ճակատի տևողության հաշվարկը տեղի է ունենում $f_{\text{ՀՀ}}$ տակտային ազդանշանի միջոցով, որի հաճախության մեծացումը նպաստում է համակարգի ճշտության մեծացմանը: Այդ հաճախության ընտրությունը կախված է նաև ինտեգրված ազդանշանի ճակատների տևողության արժեքից: Մուտքային ազդանշանի ինտեգրման նպատակն է այն հնարավորինս դանդաղեցնել, որպեսզի հնարավոր լինի ճակատի փոփոխության ընթացքում հաշվարկներ կատարել (նկ. 6):



Նկ. 6. Ինտեգրված մուտքային ազդանշանը

Համակարգի կիրառման արդյունքում մի քանի պարբերության ընթացքում հնարավոր է դառնում ազդանշանի ճակատների տևողությունների անհամաչափության կարգաբերումը: Նկ. 7-ում պատկերված է, թե ինչպես է կարգաբերման համակարգը նվազեցնում ճակատների անհամաչափությունները: Հարկ է նշել, որ համակարգի ճշտությունը կարելի է կառավարել նաև նախաբուֆերում ՊՄՕԿ և ՆՄՕԿ նմանակների քանակով, ինչպես նաև միավոր տրանզիստորի հոսանքի կառավարմամբ:



Նկ. 7-ում կարելի է նկատել, որ ճակատների նախնական անհամաչափությունը կազմում է ~30 *μ*կ, իսկ համակարգի գործածման արդյունքում երեք պարբերության ընթացքում հնարավոր է դառնում անհամաչափությունը զգալիորեն նվազեցնել՝ դարձնելով 2 *μ*կ: Առաջարկվող համակարգի գլխավոր առավելությունն այն է, որ նա ազդանշանի ճակատների անհամաչափությունը կարգաբերում է դրանց փոխանցման ընթացքում՝ չխափանելով տվյալների փոխանցման գործընթացը: Այդուսակում պատկերված են համակարգի կիրառմամբ ստացված արդյունքները:

Աղյուսակ

Առաջարկվող ՀԱՀ-ի կիրառմամբ ստացված արդյունքները

Պարամետր	[4]	[5]	Առաջարկվող ՀԱՀ
Արտադրական գործընթաց (μm)	0,13	0,18	0,032
Արագագործություն (UP/ψ)	630	500	2133
Ճակատների անհամաչափություն (%)	0,9	3,4	1,2

Եզրակացություն: Առաջարկվող ՀԱՀ-ի կիրառմամբ հնարավոր է կարգաբերումն իրականացնել ազդանշանի փոխանցման ընթացքում, ինչպես նաև զգալիորեն մեծացնել համակարգի արագագործությունը: Համակարգի կիրառման արդյունքում հնարավոր է եղել ճակատների անհամաչափությունները կարգաբերել հասցնելով դրանց արժեքը առավելագույնը 1,2%-ի: Համակարգի աշխատանքի նմանակումները կատարվել են HSPICE [6] գործիքով 9 ԳԼՋ պայմաններում:

REFERENCES

1. **Behzad Razavi.** Design Of Analog Cmos Integrated Circuits. – 2015. –268p.
2. **Khachikyan Karen, Msryan Levon.** Research of PVT variation influence on PLL system and methodology of control voltage stabilization // 2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). -2017. -P. 223 -227.
3. **Mathias Blank, Tobias Glück.** Slew rate control strategies for smart power ICs based on iterative learning control // 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. -2014. -P. 332-340.
4. **Seng Siong Lee, Ahmed Saad.** On-chip slew-rate control for low-voltage differential signalling (LVDS) driver // 2014 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS). -2014. -P. 223-227.
5. **Xiaoyan Gui, Kai Li.** A Dual-Path Open-Loop CMOS Slew-Rate Controlled Output Driver with low PVT Variation. -2018. -P. 274-279
6. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: «Մինոփսիս Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 22.12.2020:

К.Т. ХАЧИКЯН

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВАРИАЦИЙ СКОРОСТЕЙ СИГНАЛОВ

Представлена система обнаружения и самокалибровки вариаций скоростей сигналов, которая компенсирует диспропорции краев сигнала, вызванные вариациями технологического процесса, напряжения и температуры (ПНТ) и изменениями напряжения питания. Предлагаемая система компенсирует диспропорции и искажения сигналов во время работы контура. В результате использования системы асимметрии сигналов были снижены до 1,2%, а также значительно увеличилось быстродействие системы.

Ключевые слова: система управления скоростями, интегральная схема, вход/выход, коэффициент заполнения.

К.Т. KHACHIKYAN

A SYSTEM FOR REGULATING THE VIBRATIONS OF THE SIGNAL SPEEDS

A system of slew rate variation detection and self-calibration of variaton of the signal speeds is presented. The proposed system compensates the signal edge disproportions caused by process-voltage-temperature (PVT) variations and supply voltage changes. The proposed system compensates the signal disproportions and distortions during the circuit operation. Using the system, it is possible to reduce the asymmetry of signals up to 1.2%, and significantly increase the system's speed.

Keywords: slew rate control, integrated circuit, input/output, duty cycle.

UDC 621.382

MICROELECTRONICS

H.T. GRIGORYAN, M.T. GRIGORYAN, V.D. HOVHANNISYAN

A HIGH SPEED SERIAL - TO - PARALLEL CONVERTOR WITH OUTPUT WORD LENGTH CONTROL

Serial data transmission in high-speed transceivers is widely used to minimize the number of input/output pins of integrated circuits. In modern serializer-deserializer (SerDes) applications different types of data encoding mechanisms are used.

A serial – to - parallel converter with controll data packet length is presented in this paper. This converter is applicable in solutions where data can be transferred with or without encoding. HSPICE verification in 4.5 sigma Monte Carlo range have confirmed the usability of the proposed solution in modern SerDes systems.

Keywords: SERDES, transmitter, receiver, serial - to - parallel conversion.

Introduction. CMOS technology is developing at high speed. With improvement of modern Integral circuits various problems appear during the design process. The operating frequency and power consumption are the main concerns for nowadays ICs. The usage of high speed SERDES systems are very common now. With advancement this SERDES systems are getting more complicated and functional. The main building blocks of these systems as its name suggests are the serializer and the deserializer.

To have a robust link between the transmitter and the receiver, the careful design of these blocks is mandatory. Input parallel data is serialized with the serializer block. To have good transmission without reflections TX/RX termination calibration process should be performed [1]. The final stage is deserilization which is performed via the deserializer block. In this paper, the deserilizer circuit is presented which has a function to change the output word length. This feature is very handy in protocols where both raw data transmission and transmission after encoding is available. If the SERDES system is source synchronous it can transmit raw data but if the clock is transmitted with data, encoding usage is preferable. That brings to the main idea of this paper. The system must have functionality to work properly in both scenarios.

Available architectures. Various structures have been used to design deserializer circuits. More commonly used architectures are based on shift registers and the tree structure. One of the benefits of using a shift register architecture is the small number of the required circuitry. The main used component is D flip-flop. In Fig. 1, a 1:4 deserializer with a shift register architecture is presented [2]. In this

architecture, the clock is not divided, and the same clock signal is used for all flip-flops.

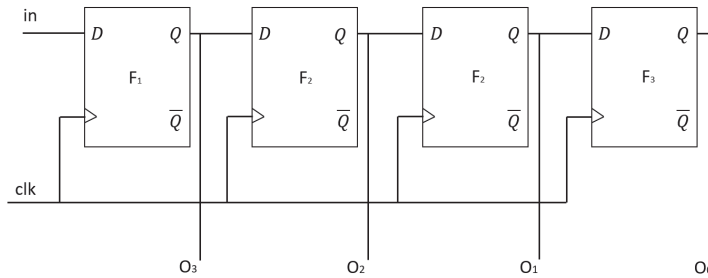


Fig. 1. A deserializer with a shift register architecture

Downside of this architecture is the usage of a high frequency clock. Power consumption is higher compared with the architecture when a divided clock is used. Also, with increasing the frequency the design of flip-flops with the required setup and hold time margins become challenging. It is also not convenient when the output word length is 8 or more. Parallel data will be available after 4 clock cycles for 1 to 4 deserializers. With bigger output word length, the waiting time rises correspondingly.

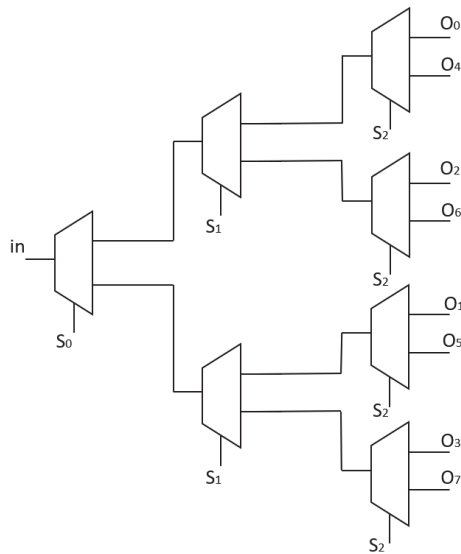


Fig. 2. A deserializer with a tree architecture

The tree structure is designed using several 1:2 demultiplexers. In Fig.2, a 1:8 deserializer with a tree structure is presented [3]. For selecting signal generation, a frequency divider must be used. Three frequency dividers are required for this case.

Problem description. Modern SERDES systems work with protocols where both raw data transmission and transmission after encoding is available. In Fig. 3, SERDES system components with an option to transmit encoded data are presented.

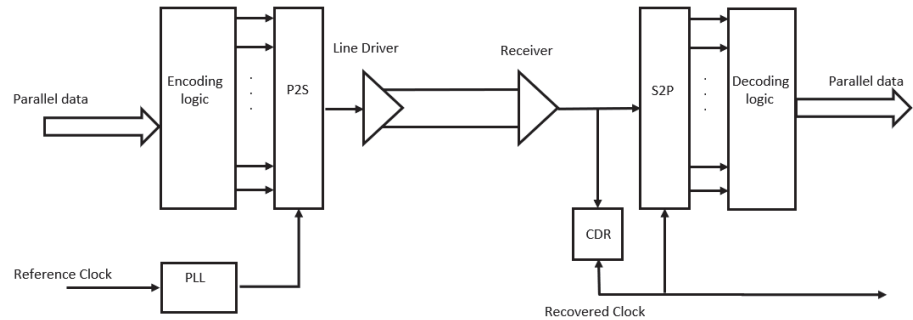


Fig. 3. A SERDES system with encoding

Different encoding algorithms can be used. In systems with Clock and Data Recovery 8b10b, encoding is very convenient. It provides enough state changes to allow reasonable clock recovery. Encoding for these systems is optional, so the parallel data length could vary, depending on application. A serial-to-parallel converter should have an option to work with both cases.

The method explanation. To have a serial-to-parallel converter with an option to change the output word length, a divider should be designed with a variable division ratio. In Fig. 4, the block diagram of the proposed divider is presented.

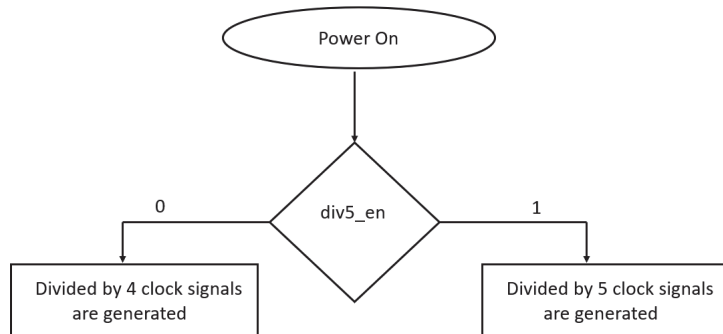


Fig. 4. The block diagram of the divider

There are special constraints on the frequency divider for this architecture. It should be able to generate a divided by 4 clock signals with a 90° phase shift. It should also have a function to divide by 5 when bigger word length mode is activated. A divider circuit is constructed using D latches, D flip-flops, NAND logic cells. In Fig. 5, D flip-flop is presented which is constructed using D latches.

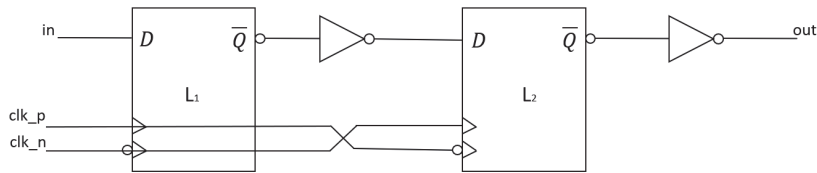


Fig. 5. A D Flip-Flop

A divider can operate in 2 modes - divided by 4 and divided by 5. When div5_en signal is 0 divider, it is divided by 4 modes. It generates divided by 4 clock signals with 25% duty cycle. These signals are shifted by 90 degree. clk_div signal is divided a clock signal for the output stage flip flops with 50% duty cycle. When div5_en signal is logic 1, sig<4:0> signals are generated for latches and divided by a 5 clock signal for the output flip flops. The structural block diagram of the divider is presented in Fig. 6.

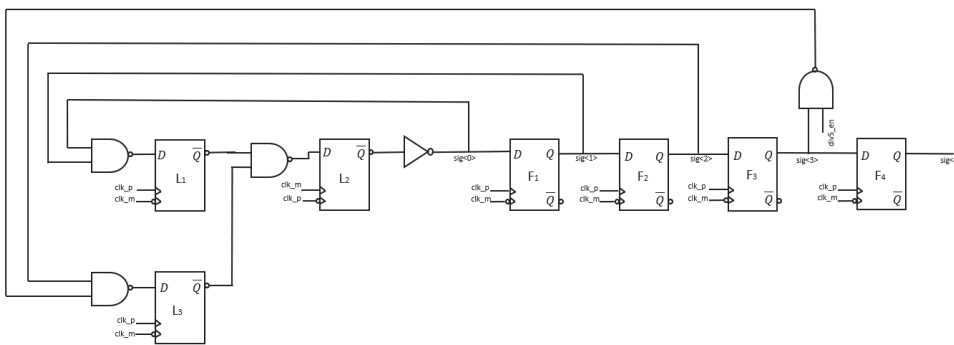


Fig. 6. The structural block diagram of the divider

The divided and shifted sig<4:0> signals are available on the output of latches as presented in Fig. 7.

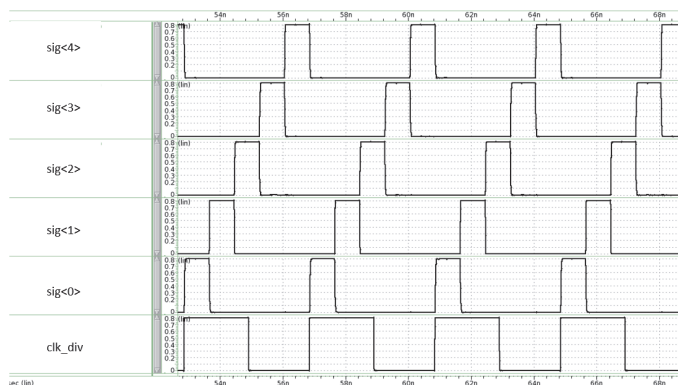


Fig. 7. The divided by 5 signals

The `clk_div` signal is generated using SR latch. If the corresponding `sig<4:0>` signals are used for set and reset operations, the frequency divided by 4 or 5 with a 50% duty cycle can be obtained. In this simulation 1.25 *Ghz* clock is used. One of the difficulties during the design of a divider is the clock skew. With variation of the process, voltage and temperature skew between the `clk_p` and `clk_m` signals can vary and cause a divided clock duty cycle distortion. To bypass this problem, one solution is the design of latches and flip-flops with big setup and hold margins.

When `div5_en=0`, `sig<4>` is pulled up to 0.8V. In Fig. 8, the division to 4 case is presented.

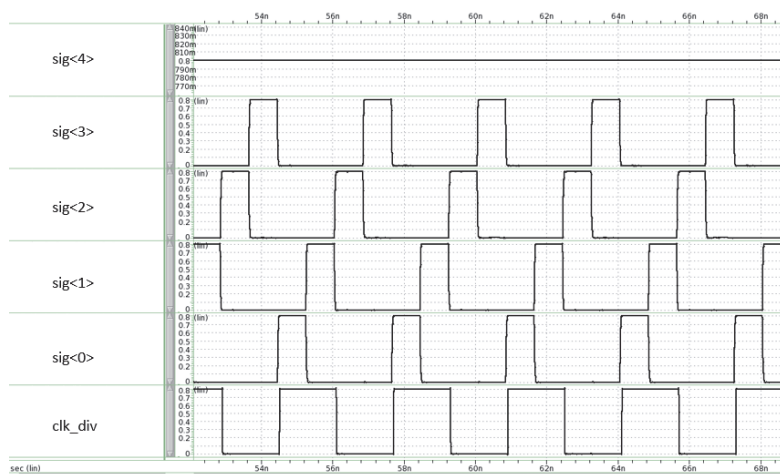


Fig. 8. Divided by 4 signals

Simulation Results. In Fig 9, a 1:4 deserializer is presented, which has a capability to change output word length from 4 to 5. A deserializer is constructed with latches and flip-flops. With `sig<4:0>` signals, serial data is latched and with the rising edge of `div_clk`, it is latched to output.

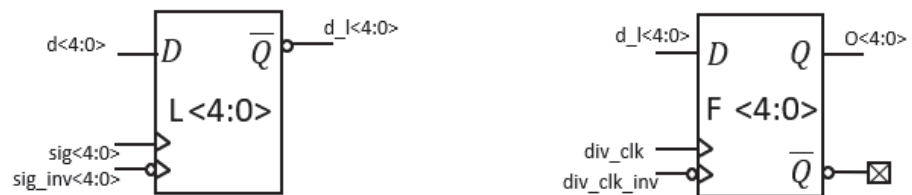


Fig. 9. A 1:4 deserializer

The timing of clock signals is crucial. It must be ensured that the rising edge of `clk_div` signal will occur after the serial data have been latched. Otherwise it can result in data errors. For the `sig<4:0>`, signal generation frequency divider is used.

Below are presented the HSPICE [4] simulation results of serial - to - parallel converter designed by SAED14nm FinFet technology [5].

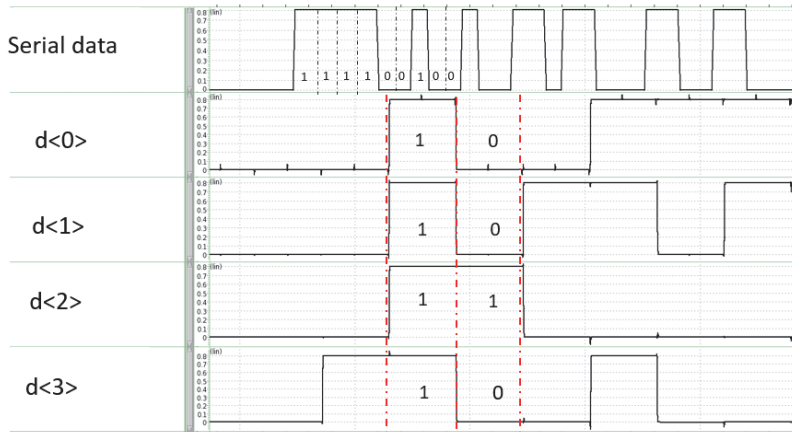


Fig. 10. Serial-to-parallel input and output plots

The top plot of Fig. 10 is the input serial data. After a 1 clock cycle, deserilized data is available. To be sure that the designed circuit is operating without data errors, Monte Carlo simulation was also performed. In Fig. 11, the plot showing the data error spread considering 4.5 sigma variation and 0.95 confidence interval is presented.

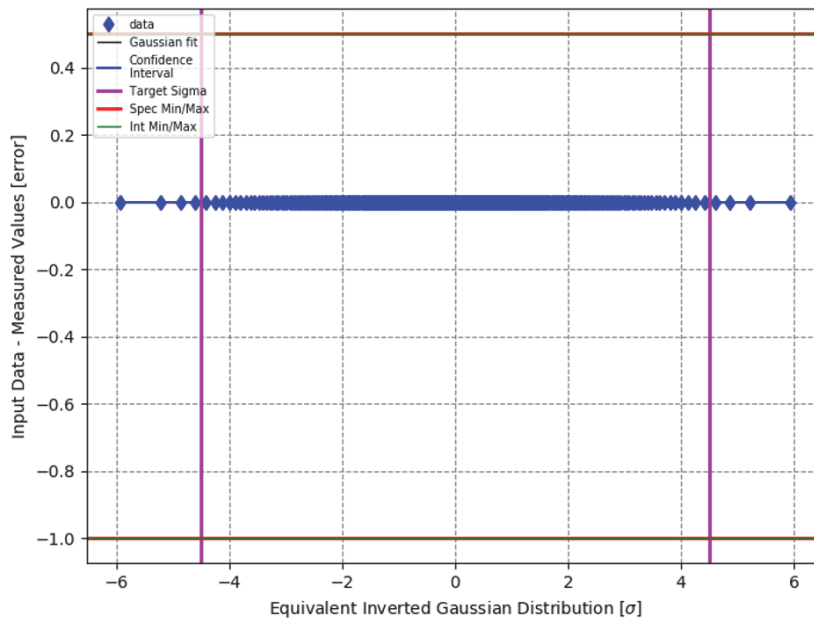


Fig. 11. Monte Carlo simulation results

In the table below, information about area and power consumption is presented. The results are for typical PVT conditions.

Table

<i>Power consumption and area</i>		
Block	Power consumption	Area
Deserializer	220uA	50.7um ²
Divider	65uA(div 5 mode)	42.4um ²

Conclusion. A serial-to-parallel converter with a variable output word length is designed. It can be used in modern SERDES systems. For simulations, SAED 14nm FinFet technology is used. The block is functional up to 2.5Ghz frequency. For higher frequencies, division and data errors occur. Several of these devices can be used to obtain 8bit, 10bit or a bigger output word length.

REFERENCES

1. **Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Melikyan N.** Receiver/transmitter input/output termination resistance calibration method //2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kiev, 2013. - P. 126-130.
2. **Jaiswal, N. and Gamad, R.** Design of a New Serializer and Deserializer Architecture for On-Chip SerDes Transceivers // Circuits and Systems.- 2015. -6. -P. 81-92. <http://dx.doi.org/10.4236/cs.2015.63009>
3. A Low Power 2.5 Gbps 1:32 Deserializer in SiGe BiCMOS Technology / **F. Tobajas, R. Esper-Chain, R. Regidor, O. Santana, R. Sarmiento**//IEEE Proc. Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems.- July 2006. -P. 19-24.
4. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.
5. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14 nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future// Small Systems Simulation Symposium.- 2018.- P. 42-55.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 23.10.2020.

Հ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Մ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Վ.Դ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ

**ԲԱՐՁՐ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾՈՒԹՅԱՄԲ ՀԱՋՈՐԴԱԿԱՆ-ՋՈՒԳԱՀԵՌ
ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉ՝ ԵԼՔԻ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՄԲ**

Տվյալի հաջորդական փոխանցումն արագագործ ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում լայնորեն կիրառվում է ինտեգրալ սխեմաներում՝ մուտք-ելք հանգույցների քանակը նվազեցնելու համար: Ներկայումս կիրառվում են տվյալի կոդավորման տարբեր մեխանիզմներ:

Աշխատանքում ներկայացված է հաջորդական-գուգահեռ փոխակերպիչ՝ տվյալի փաթեթի երկարության կառավարման հնարավորությամբ: Այս փոխակերպիչը կիրառելի է այնպիսի լուծումներում, որտեղ տվյալը կարող է փոխանցվել ինչպես կոդավորված, այնպես էլ առանց կոդավորման: Մոնտե Կառլո նմանակումները՝ HSPICE ծրագրային գործիքի միջոցով, հաստատում են առաջարկվող լուծման կիրառելիությունը ժամանակակից հաջորդական կապով համակարգերում:

Առանցքային բառեր. SERDES, հաղորդիչ հանգույց, ընդունիչ հանգույց, հաջորդական գուգահեռ փոխակերպում:

A.T. ГРИГОРЯН, М.Т. ГРИГОРЯН, В.Д. ОГАННИСЯН

**ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ
КОНВЕРТЕР С КОНТРОЛЕМ ДЛИНЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА**

Последовательная передача данных в узлах высокочастотных приемопередатчиков широко используется для уменьшения количества узлов ввода-вывода в интегральных схемах. В современных приложениях сериализатора-десериализатора применяются различные типы механизмов кодирования данных.

В работе представлена возможность управления длиной пакета данных при его параллельном преобразовании. Этот преобразователь применяется в решениях, где данные могут передаваться и с кодировкой, и без кодировки. Моделирование методом Монте-Карло с использованием программного инструмента HSPICE подтверждает применимость предложенного решения в современных системах последовательного соединения.

Ключевые слова: SEDRES, узел передатчика, узел приемника, последовательно-параллельное преобразование.

G.A. PETROSYAN

**THE RELIABILITY IMPROVEMENT METHOD OF COMPARATORS IN
MODERN ANALOG VLSI CIRCUITS**

Technology trends like Artificial Intelligence and autonomous driving leads to a need for lots of analog components of integrated circuits to connect to the physical world. The design and verification of these analog parts take a lot of effort on the overall process. Modern integrated circuits are widely used in the systems where functional or reliability issues may result in unrecoverable consequences. This forces IC designers to extend the verification coverage to detect problems at the design and verification stage instead of silicon, PCB or application testing phase. The realization of those extended verification requires a correctly defined process, voltage and temperature conditions based on which SPICE functional simulations, electromigration, IR drop, ageing, overvoltage and Monte Carlo verifications should be performed.

The impact of technology deviation on analog comparators has been analyzed in this paper and a solution has been proposed which solves the offset problem in comparators used in high-speed transceivers: 250 mV offset caused by the technology deviations in ± 3 sigma range reduced to 25 mV.

Keywords: analog, very large scale integration (VLSI), integrated circuits (IC), reliability, comparator.

Introduction. Integrated circuits (IC) are widespread in modern vehicles, aircraft, army or space [1]. The costs of such systems are very high, therefore there are hard requirements for their reliabilities [2]. Those requirements stand more critical in analog, highly sensitive parts where compared to the digital circuits, analog values of processing signals play key roles. To connect those signals with digital processors, analog-to-digital converters (ADC) are used. The main component of ADC is the analog comparator [3], that is why the correct conversion without loss of information mainly depends on the characteristics of this circuit: sensitivity, offset, input signal swing, etc. It is known that the CMOS manufacturing process is not ideal which results in deviations of the transistor parameters like channel length, width, doping concentration, etc. [4,5]. Such uncertainties cause post manufacturing deviations of transistors' characteristics such as threshold voltage, transconductance, channel length modulation, etc. That is why, the CMOS fabrication process has become the main impact factor of the accurate operation of analog comparators.

Two main types of comparator structures are widely used in analog circuits: clocked and operational amplifier OpAmp-based [6,7]. Operational amplifier-based

comparators are essential in such ICs where the existence of clock signal may cause a big noise and harm the functionality of those analog sensitive parts. The structure of the OpAmp-based comparator is presented in Fig.1.

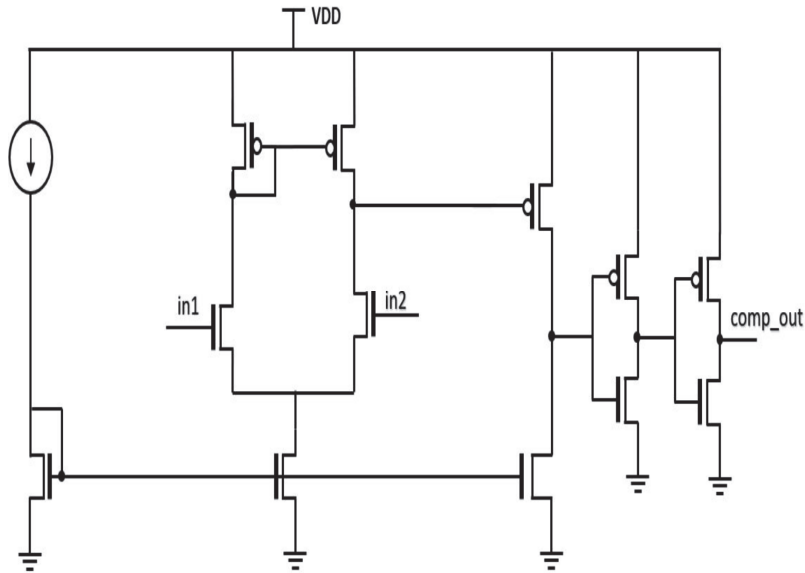


Fig. 1. An OpAmp-based comparator circuit

This circuit consists of a differential amplifier with symmetrical branches, the second stage consists of the common source amplifier and the output buffers which are amplifying the output signal of the common source stage up to CMOS levels. In such structures the two branches of differential pair should be identical to minimize the offset and other problems related to the reliabilities like ageing.

Considering the accuracy requirements, the costs of the systems where such circuits play key roles, and the CMOS fabrication problems described above, the complete verification has been performed.

Problem description. This comparator circuit has been designed by SAED14 nm FinFet technology [8], and HSPICE simulations have been performed. Since the branches of differential pair are symmetric it is expected to get low offset values between the output stages. As shown in Fig.2, the offset between those branches is 20 uV while tying inputs together.



Fig. 2. Comparator offset in typical conditions

To check the circuit robustness, the process deviation impact should be considered. The implementation of such verification is done by Monte Carlo Spice simulation. As shown in Fig.3 and in Table 1, the offset value achieves up to 250 mV in the 3 sigma deviation range.

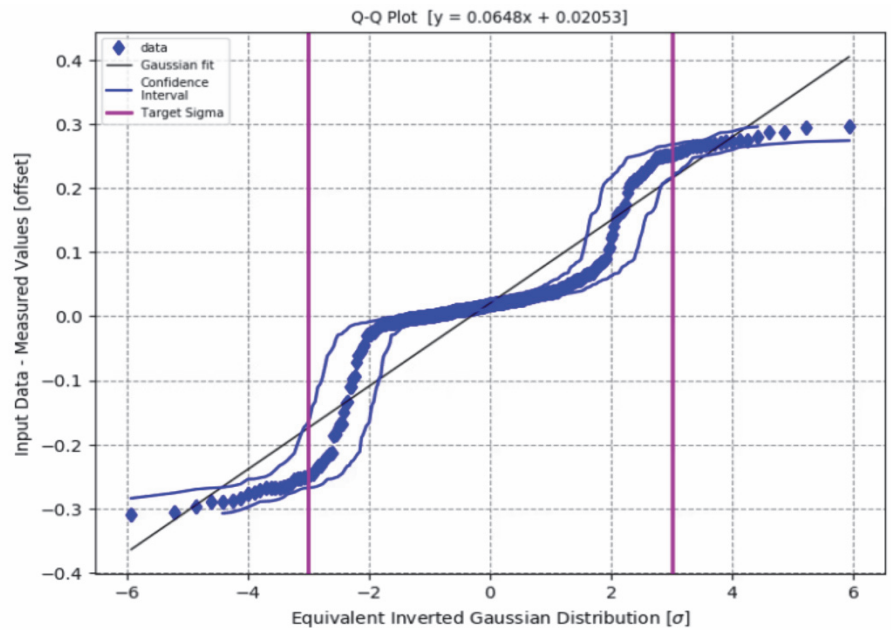


Fig. 3. MC variation for offset

Table 1

Comparator offset in ± 3 sigma range

	Offset (mV)
-3 sigma	-249
+3 sigma	252

Such behavior results in unpredictable output switching and incorrect data conversion. So, a new schematic solution has been proposed to improve the post-manufacturing offset degradation.

The reason for such a big detected offset is the transistors' dimensions' variation after CMOS IC fabrication. As a result, applying the same voltage on the input NMOS devices, different currents flow through the differential pair branches.

The proposed solution. The circuit modification was done to solve the problem. As shown in Fig.4, the digitally controlled load has been added into the differential pair branch. Control bits are equal to 6. Currents flowing through each next branch increase twice corresponding to the digital code.

In addition, the diode-connected PMOS device should be bigger than the mirroring PMOS device, which will cause a current mismatch between the two branches of the differential pair. And ideally, the calibration block should compensate the current difference by using the middle code.

The operation algorithm is as follows:

1. The common mode voltage should be applied to the inputs of comparator.
2. The output voltage of the comparator should be sampled and converted to the digital code by the precision ADC which, in general, exist inside or outside the IC.
3. The voltage on the diode-connected transistor gate should be sampled and converted to the digital code.
4. If the difference is higher than 3, the load tied to the output should be enabled.
5. The code should be increased by the SAR algorithm to find the case when the difference between the ADC outputs is less than 3.

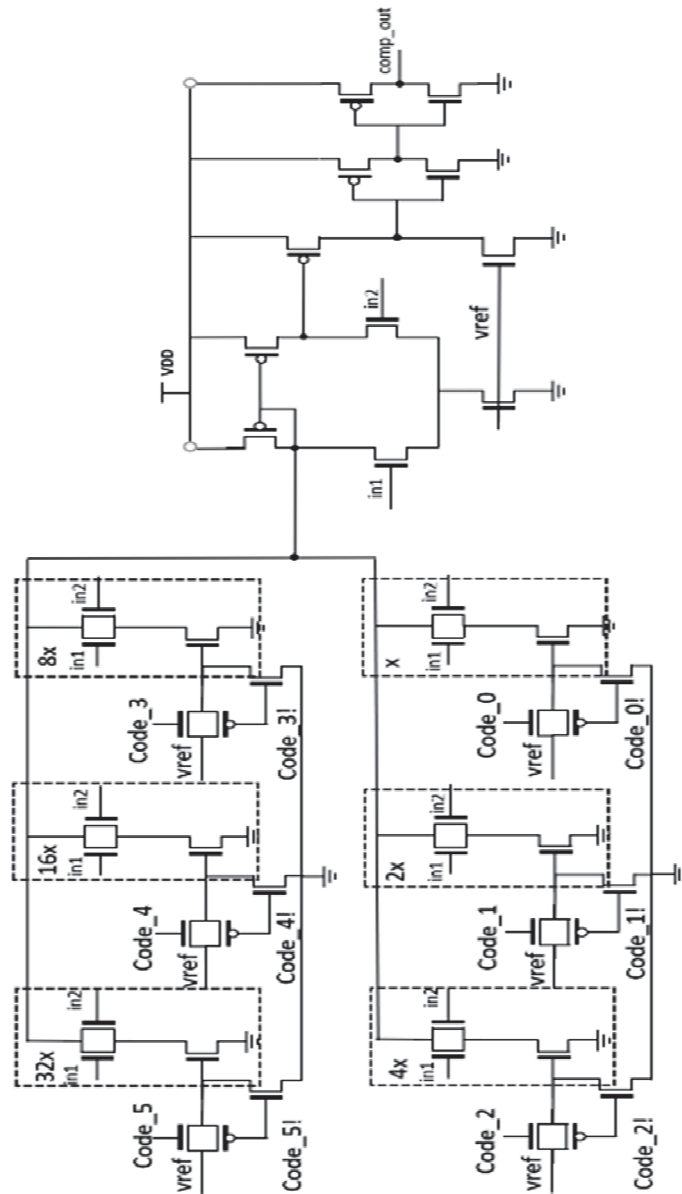


Fig 4. A comparator circuit with calibration block

Results. In the first step of the method verification, HSPICE simulation was carried out without considering the transistors' dimensions' variation. The calibration process and results are presented in Fig.5 and Table 2.



Fig. 5. Calibration

Table 2

The calibration code and the offset value by using a digitally controlled calibration block

Offset (mV)	1
Calibration Code	28

The achieved results have shown that the offset is negligible when using a calibration block, and the calibration code is well-centralized.

To evaluate the method impact on the offset minimization, SPICE MC simulation was performed.

According to the results presented in Fig.6 and Fig.7, and in Table 3, the offset variation has been reduced about 10 times in 3 sigma interval which proved the method efficiency. Also, the calibration code did not saturate which means that calibration did not fail, and the bit resolution is acceptable.

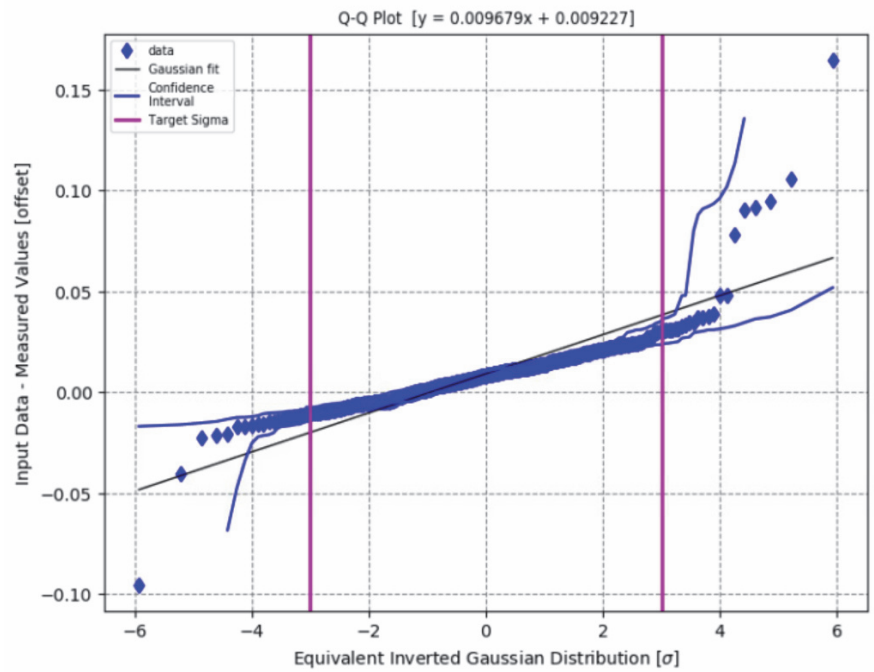


Fig. 6. MC simulation results for the offset

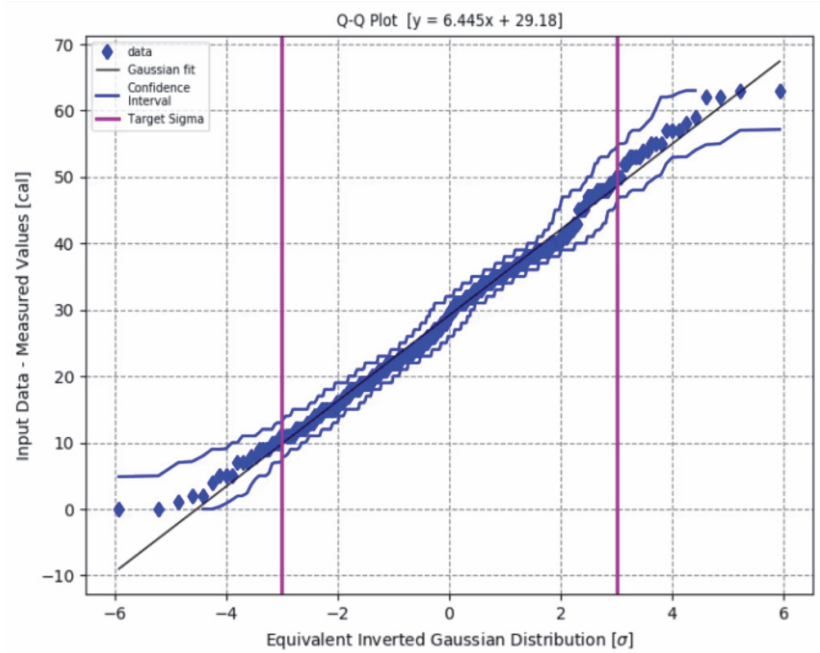


Fig. 7. MC simulation results for the calibration code

Table 3

MC results with proposes method

	Offset (<i>mV</i>)
-3 sigma	-20
+3 sigma	30

Conclusion. An OpAmp-based comparator circuit has been designed with the SAED14 nm FinFet technology. A huge offset variation with MC simulation was observed.

An architecture update has been proposed to reduce the offset variation. According to the results, the offset variation was reduced about 10 times.

The SAED14 nm FinFet technology libraries have been used during the HSPICE simulations, outputs have been exported by Galaxy Custom Designer tool.

REFERENCES

1. **Deutschmann, B., Magrini, F., & Klotz, F.** Internal IC protection structures in relation to new automotive transient requirements // In 2011 8th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits. – November, 2011. – P. 47-52.
2. **Sridhar Srinivasan, Matthew Hogan.** Physics to Tapeout: The Challenge of Scaling Reliability Verification// IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS). - 2019. – P. 169-174.
3. A Self-Biased Current-Mode Amplifier With an Application to 10-bit Pipeline ADC / **Seungnam Choi, Yunjae Suh, Joohyun Lee, et al** // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2017. - Vol. 64, No. 7. - P. 1706-1717.
4. Statistical variability and reliability in nanoscale FinFETs / **X. Wang, et al** // IEDM Tech. Dig. - 2011.- P. 103-106.
5. Variation-Aware Design of Custom Integrated Circuits/ **T. McConaghy, et al.**- A Hands-on Field Guide, Springer, 2013.
6. **Razavi B.** Design of Analog CMOS Integrated Circuits. 2nd edition. - Mc Graw Hill, India, 2017. – 384p.
7. **Baker R.J.** CMOS Circuit Design, Layout and Simulation. 3rd edition. - John Wiley & Sons, 2010.
8. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14 nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future// Small Systems Simulation Symposium. – 2018. – P. 37-41.

Yerevan State University. The material is received on 10.12.2020.

Գ.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

ՀԱՄԵՄԱՏԻՉՆԵՐԻ ՀՈՒՍԱԼԻՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴԸ ԺԱՄԱՆԱԿԱԿԻՑ ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ԳԵՐՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ

Տեխնոլոգիական զարգացման ուղղությունները, ինչպիսիք են արհեստական բանականությունը և ինքնավար երթևեկումը, անհրաժեշտություն են առաջացնում՝ ընդգրկելու ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) մեծ թվով անալոգային կոմպոնենտներ ֆիզիկական աշխարհում: Անալոգային մասի նախագծումը և ստուգումը նշանակալի տեղ է զբաղեցնում ընդհանուր սխեմայի նախագծման գործընթացում: Ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաները լայնորեն կիրառվում են համակարգերում, որտեղ ֆունկցիոնալ կամ հուսալիության հետ կապված խնդիրները կարող են հանգեցնել անուղղելի հետևանքների: Սա ստիպում է ԻՍ նախագծողներին ընդլայնել ստուգումների տիրույթը՝ խնդիրները հայտնաբերելու ոչ թե արտադրված սխեմայում, տպաստված կամ ԻՍ-ն կիրառելիս, այլ նախագծման և ստուգումների փուլում: Այդպիսի ընդլայնված ստուգումների իրականացումը պահանջում է ճիշտ սահմանված տեխնոլոգիական գործընթաց, լարում և ջերմաստիճան, որոնց հիման վրա էլ կիրականացվեն SPICE ֆունկցիոնալ նմանարկում, էլեկտրամիգրացիայի, սնման դողերի վրա լարման անկման, ծեղացման, գերլարման և ՄոնտեԿառլո ստուգումները:

Ուսումնասիրվել է տեխնոլոգիական շեղումների ազդեցությունն անալոգային համեմատիչների վրա: Առաջարկվել է մեթոդ, որը լուծում է գերարագ հաղորդիչ սխեմաներում կիրառվող համեմատիչներում ի հայտ եկող շեղման լարման խնդիրը ± 3 սիգմայի տիրույթում. տեխնոլոգիական շեղումների արդյունքում առաջացած 250 մՎ շեղման լարումը նվազել է մինչև 25 մՎ:

Առանցքային բառեր. անալոգային, գերմեծ ինտեգրալ սխեմա (ԳՄԻՍ), ինտեգրալ սխեմա (ԻՍ), համեմատիչ, հուսալիություն:

Г.А. ПЕТРОСЯН

**МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ КОМПАРАТОРОВ В
СОВРЕМЕННЫХ АНАЛОГОВЫХ СВЕРХБОЛЬШИХ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ**

Технологические тенденции, такие как искусственный интеллект и беспилотное вождение, вызывают необходимость подключения большого количества аналоговых компонентов интегральных схем (ИС) к физическому миру. Разработка и проверка данных аналоговых компонентов занимают значительную часть процесса разработки всей схемы. Современные ИС широко используются в системах, где функциональные проблемы или проблемы с надежностью могут привести к неустранимым последствиям. Это вынуждает разработчиков ИС расширить охват проверки для обнаружения проблем на этапе проектирования и проверки, а не на этапе тестирования готового кремниевого изделия, печатной платы или на этапе применения ИС. Реализация расширенной проверки требует правильно установленных условий процесса, значений напряжения и температуры, на основе которых должны выполняться функциональное моделирование SPICE, электромиграция, падение напряжения, старение, перенапряжение и проверки Монте-Карло.

Проанализировано влияние технологического отклонения на аналоговые компараторы. Предложено решение, которое разрешило проблему смещения в компараторах, используемых в высокоскоростных передатчиках: смещение 250 мВ , вызванное технологическими отклонениями в диапазоне ± 3 сигма, уменьшено до 25 мВ .

Ключевые слова: аналоговый, сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), интегральная схема (ИС), компаратор, надежность.

V.S. GEVORGYAN

A SMALL AREA AND LOW POWER VOLTAGE COMPARATOR BASED ON A LATCH WITH CONFIGURABLE SENSITIVITY

A small area and low power voltage comparator is presented based on a latch with configurable sensitivity. The comparator functions by scaling the current which is created by the input voltage to charge a capacitive element, whose size defines the reference voltage. The charge on the capacitor decides whether the latch will switch or no. For specific designs where the input capacitance of the comparator is critical, the proposed circuit can be used. Compared with conventional comparators based on op-amp, a certain amount of time is needed to perform a full comparison cycle. This is the main difference of the comparison process compared with conventional comparators based on an operational amplifier. To sum up, the presented circuit is inferior to the conventional comparator design in the functioning speed, but on the other hand, it consumes less power and would have smaller area on die.

Keywords: comparator, latch, operational amplifier, current mirror, offset.

Introduction. Nowadays, as the market develops, and the usage of portable devices is increasing significantly, the power consumption of the chips has become one of the most important parameters. Also, as the speed requirements are becoming more aggressive, it is becoming a challenge to meet the power specifications. It is a good practice to try to replace the existing designs or circuits with new architectures, that will consume less power, and compared with conventional designs would not have significant degradation of working parameters. In other words, try to solve the design problems for a specific case. For example, if a low power voltage comparator is needed where the high accuracy is not required, a more suitable design can be used rather than a comparator based on an operational amplifier [1]. Also, the area is one of the most important parameters of the chip. By decreasing the chip area, the yield of a die could be naturally increased.

In this work, a small area, low power voltage comparator is presented based on a latch (rather than a differential pair as in conventional comparators), in which by configuring the circuit device sizes, the input sensitivity can be controlled [2]. In other words, how close should the two inputs be for the comparator output to switch? The proposed circuit is considered to be used in applications where it is needed to determine whether the 2 voltages are close to each other or not (with an already set up sensitivity). The advantages of using a latch as a base switching

element of a comparator is its small area compared with a differential amplifier [3]. It also affects the input capacitance of the circuit. As described in the next sections, in the proposed design, the input transistor is significantly small compared to the conventional differential pair, which means that the design will require much less output strength for the previous circuit to drive the comparator circuit input.

The basic idea of the presented circuit is to scale the difference between the reference and input voltages of the comparator and transfer them to latch inputs. The scaling is done through current mirror. And already scaled difference (similar to differential signals) goes to the latch inputs. If the latch switches, it means that the difference of the input voltage and reference voltage is greater than the sensitivity margin. The sensitivity is being configured by sizing the capacitive component present in the circuit. So, by latch switching we can estimate the difference of input and reference voltages.

Section 1 introduces the concept of the proposed circuit and differences compared with the conventional comparator architecture based on an operational amplifier. The implementation of the proposed architecture is introduced in Section 2. Section 3 brings the simulation results of a built circuit which is constructed in the 16nm FinFET process. The summary of the paper is in Section 4.

1. Comparator concept. To describe the principles of work of the proposed circuit, consider the diagram depicted in Fig. 1.

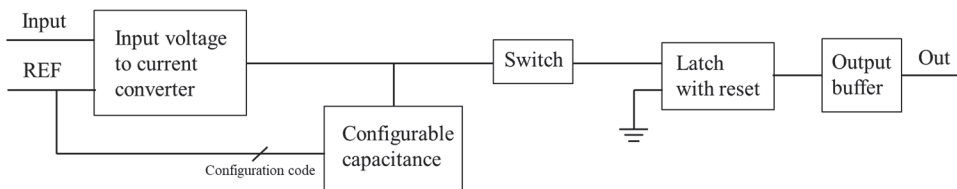


Fig. 1. The block diagram of the proposed architecture

The main features of the circuit is to have a configurable sensitivity. It will solve two issues simultaneously. First, the offset of the comparator could be controlled, depending on the input voltage. In other words, we always keep the input transistor in the same operating region (particularly linear region, would be explained later), no matter the input voltage level. By that, a unit change on the input voltage, on the whole input swing region, will lead to constant delta on the input transistor drain current. Second, as the work of the circuit is based on charging and discharging of a capacitive component, by changing the capacitance value and the switch timing we can change the sensitivity of the circuit.

In Fig.1, the block diagram of the proposed architecture is depicted. The first stage converts the input voltage to current, that should charge the configurable

capacitance. The main function of this stage is to scale a small input change to a much larger one on its output. For example, 1 unit V change on the input (transistor gate), which should cause the drain current to change by 1 unit A , is multiplied X times and the charging current of the capacitance equals $X A$. The X can be defined by sizing of the converter block.

Depending on the reference voltage (with which the input voltage should be compared), the input transistor is being kept in the linear operating region, to have the same delta drain current for 1 unit gate voltage change, for different regions of the input swing. The reference voltage is being set by the configuration code, by which the total capacitance is defined. By previously done simulations, for different PVT corners, a configuration code / reference voltage table can be defined. For example, to compare the input voltage with 500 mV , the configuration code should be 0100 (if a binary 4 bit coding is used). The tradeoff is between the number of possible comparison reference voltages and the area of the configurable capacitance layout. A bigger number of combinations leads to more parallel capacitive fingers, which will let the changeable capacitance to have a smaller step. The configurable capacitance can be constructed by binary weighted caps and binary coding. The method of control of capacitive component size is not principal. The switch control signals have a predefined timing, which would be suitable to be used in some particular operation. For example, the switch can be opened for 50 pS and the charges that managed to be accumulated on the capacitance will define the voltage going to the latch input. The second input of the latch is grounded. Hence the signals on the latch input are becoming like differential signals. And if the accumulated charge is enough, the latch will switch, which means that the difference between the input and reference voltages is bigger than the sensitivity margin. To exclude weak latch output switchings, a buffer is placed on the output to filter the latch output signal.

As the function of the circuit is based on charging and discharging of a capacitive component, a certain amount of time is needed to perform a full comparison cycle. This is the main difference of the comparison process compared with conventional comparators based on an operational amplifier. Op-amp-based comparators perform one comparison cycle around 4 to 5 times faster. And this is the main drawback of the proposed circuit. But on the other hand, this architecture consumes less power and has a smaller area compared with conventional one.

2. Implementation of the circuit. In Fig.2, the implementation of the proposed architecture is presented. The circuit is constructed using the 16nm FinFET technology devices [4]. RVT devices are used under core voltage domain, 0.9 V , which is the nominal voltage for thin oxide devices. The circuit is not

process-limited and does not use any technology specific features for its correct operation. So, the architecture can be used in other technologies as well using thick oxide devices under I/O domain.

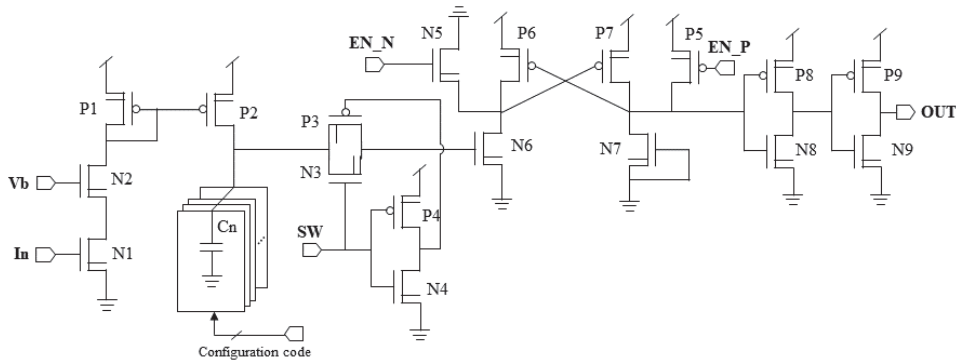


Fig. 2. Implementation of the proposed circuit

Below are described the principles of the function of the circuit. N1 is the input transistor whose gate is connected to an input pin, the voltage which should be compared with the reference one. N2 NFET is working as a source follower to fix the N1 and N2 middle point voltage. In other words, for different input voltages, change the Vb in such way, that for N1 it should always be in the same point of the linear operating region. The input transistor should be kept in the linear operating region, for its current to change relatively linearly when the gate voltage is changing. To be more clear, for the 1 mV step on the input, to cause the same current change through the line, no matter that the input voltage is 500 mV or 700 mV. N1 has a fairly small size, to be more sensitive to input changes. Then, a current mirror is present with P1 and P2 transistors. The scaling factor is reasonably large, which means P2 is much larger than P1. It is done to multiply a minor current change on the P1 line to a much larger one on the P2 line, in order to charge the configurable capacitance. To convert the current on the P2 line to voltage, capacitance is used. It could also be done by a resistor, but the main point of the circuit is that the current through P2 should define the input voltage. But if we used a configurable resistor, the current through P2 would be affected by the configuration code. For that reason, a capacitance is used, as in this case the P2 current would be constant independent of the cap size. The capacitance configuration algorithm is not important. Simple parallel-connected capacitances can be used with binary weighted sizes, and controlled with switch keys. The voltage on the Cn is transferred to the latch input by a simple transmission gate (P3, N3), whose control signal is inverted by an N4, P4 inverter. A simple latch is used (N6,N7,P6,P7), whose outputs can be forced with N5 and P5 reasonably large

transistors. This will help to reset the circuit for the next comparison cycle. The other input of the latch is connected to the ground (for the signals on the latch inputs to behave like differential ones). A buffer with two inverters is used to filter the latch output and make the output pulses sharper and clearer. The key parameter of the circuit to define is the open time of the transmission gate. When the comparison cycle begins, the capacitor is discharged, and the latch state is fixed with the N5 and P5 transistors. Afterwards, the N5 and P5 are set to cut-off, to let the latch function. The capacitor is starting to charge. After a fixed period of time, the TG is opening for some small time window. The TG open state is chosen to be small for the capacitor not to continue charging and affect the latch performance. If the voltage on the capacitor is enough to switch the latch during the above mentioned time window, then the input voltage is greater than the reference one. The output buffers are used to filter the output pulses, as in cases where the input and reference voltage difference is close to the offset value (or sensitivity margin), on the latch output there may be incomplete pulses.

3. Simulation results. The circuit of Fig.2 is implemented in the 16 nm FinFET technology. All transistors in the circuit are regular voltage/threshold transistors. Simulations are done with HSPICE simulator [5]. Supply voltage is 0.9 V, which is the nominal voltage for regular transistors. N1 input transistor is with minimal sizes to be maximum sensitive to input voltage changes. N2 size is chosen not to limit the current changes through the N1 line, in other words not to define the current through the line. For specifically this technology, the most linear region of the RVT transistor is when its V_{ds} is around 60 mV. As the RVT transistor threshold is around 410 mV, and N2 acts as a source follower, V_b is set to 470 mV. The P1/P2 current mirror multiplies the current around 30 times. The simulation results are done to compare the input voltage with 635 mV (chosen just for an example). 635 mV reference voltage corresponds to 1 pF total C_n capacitance. The capacitance value should be set fairly small: for the voltage swing, in case of the same amount of charges, to be larger. With the circuit, it is considered to provide a table, which will show the configuration code and reference voltage compliance. For example, if we have a binary 4 bit configuration code, and equal parallel capacitive fingers, 4b'0110 corresponds to $V_{supply}/6=562.5$ mV reference (in case of 0.9 V supply). TG size is set to have reasonably small open state resistance. N6/N7/P6/P7 latch devices' sizes are set to have a regular latch performance. N5 and P5 are reasonably large to be strong enough to force the latch outputs. The output buffer sizes can vary, depending on what circuit is driving the comparator.

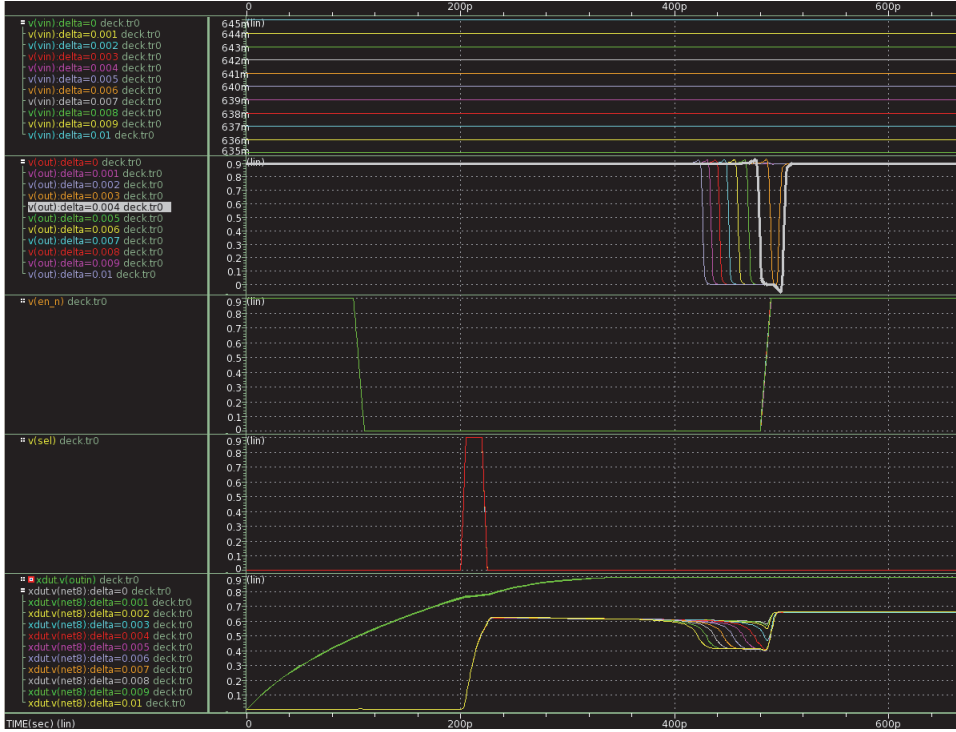


Fig. 3. Simulation waveforms

In Fig.3, the simulation waveforms are shown. As the circuit consists of not parasitic capacitive elements, DC analysis is not allowed. So, transient analysis is performed. The input voltage sweeps from 635 *mV* to 645 *mV* ($V_{ref} + V_{delta}$). At 100 *pS* by *en_n* and *en_p* signals (*en_p* is the inverse of *en_n*) the latch is becoming functional. At 200 *pS* TG is starting to conduct for some certain time interval. *v(out)* on the waveform is the voltage on the capacitance. Net net8 is the latch input. As can be seen after TG is opened, the latch input gets to around 620 *mV*. The time interval is fixed between the TG closing moment and when the *en_n* and *en_p* signals are locking the latch state. And if the latch manages to switch during that timing window, this means that the input voltage is greater than 635 *mV*. As the simulation results show, starting from the highlighted signal of *v(out)*, when the input voltage is 639 *mV* ($\delta = 4$ *mV*) and greater, the output is switching. So, by monitoring the output signal at 490 *pS* (end of comparison cycle), if we get 0, the input voltage is greater than the reference and vice versa.

Conclusion. A small area and low power voltage comparator is presented based on a latch with a configurable sensitivity. The comparator functions by scaling the current which is created by the input voltage, to charge the capacitance, whose size defines the reference voltage. The charge on the capacitance decides

whether the latch switches or not. For specific designs where the input capacitance of the comparator is critical, the proposed circuit can be used. Compared with conventional comparators based on op-amp, a certain amount of time is needed to perform a full comparison cycle. This is the main difference of the comparison process compared with conventional comparators based on an operational amplifier. To sum up, the presented circuit is inferior to the conventional comparator design in functioning speed, but on the other hand, it consumes less power and would have smaller area on die.

REFERENCES

1. **Razavi B.** Design of Analog CMOS Integrated Circuits. - New York, NY, USA, 2001. – 684p.
2. **Uthaichana P., Leelarasmee E.** Low Power CMOS Dynamic Latch Comparators // IEEE. - 2003. - P. 605-608.
3. **Baker J.** CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation. – New Jersey, NJ, USA, 2010. – 1173p.
4. 14nm FinFET Technology for Analog and RF Applications / **J. Singh, et al.** – VLSI Technology Digest, 2017.
5. Hspice Application Manual, Synopsys Inc. - 2010. - 196p.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 17.12.2020.

Վ.Ս. ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ

ՓՈՔԻ ՄԱԿԵՐԵՍՈՎ ԵՎ ՑԱԾԻ ԷՆԵՐԳԱՍՊԱՌՄԱՍԻ ԼԱՐՄԱՆ ՀԱՄԵՄԱՏԻՉ՝ ՀԻՄՆՎԱԾ ԿԱՐԳԱՎՈՐՎՈՂ ԶԳԱՅՆՈՒԹՅԱՍԻ ՍԵՎԵՌՆԻՉԻ ՎՐԱ

Ներկայացված է փոքր մակերեսով և ցածր էներգասպառմամբ լարման համեմատիչ՝ հիմնված կարգավորվող զգայնությամբ սևեռիչի վրա: Համեմատիչն աշխատում է՝ մասշտաբավորելով մուտքային լարմամբ ստեղծված հոսանքը, ունակային տարր լիցքավորելու համար, որի չափով որոշվում է հենակային լարումը: Ունակության լիցքը որոշում է՝ արդյոք կփոխանցատվի սևեռիչը, թե ոչ: Հատուկ նախագծերում, որտեղ կարևոր է համեմատիչի մուտքային ունակությունը, կարող է օգտագործվել առաջարկված շղթան: Ի տարբերություն օպերացիոն ուժեղարարի վրա հիմնված համեմատիչների՝ հարկավոր է որոշ ժամանակ՝ ամբողջական համեմատման ցիկլ կատարելու համար: Սա է հիմնական տարբերությունը՝ համեմատած օպերացիոն ուժեղարարի վրա հիմնված համեմատիչների հետ: Ներկայացված շղթան զիջում է հայտնի համեմատիչների նախագծերին աշխատանքի արագությամբ, բայց, մյուս կողմից՝ ունի ցածր էներգասպառում և զբաղեցնում է փոքր մակերես կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա:

Առանցքային բառեր. համեմատիչ, սևեռիչ, օպերացիոն ուժեղարար, հոսանքի հայելի, շեղում:

В.С. ГЕВОРГЯН

**КОМПАРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С НАСТРАИВАЕМОЙ
ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ НА ОСНОВЕ ЗАЩЕЛКИ МАЛОЙ
ПЛОЩАДИ И МАЛОЙ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЯЕМОСТИ**

Представлен компаратор малой площади и малой мощности на основе защелки с настраиваемой чувствительностью. Компаратор функционирует путем масштабирования тока, создаваемого с помощью входного напряжения, для зарядки емкостного элемента, размер которого определяет опорное напряжение. Заряд конденсатора определяет, переключится защелка, или нет. Предложенная схема может использоваться для специальных конструкций, где входная емкость компаратора является критической. По сравнению с обычными компараторами на базе операционного усилителя, для выполнения полного цикла сравнения требуется определенное время. В этом основное отличие процесса сравнения от обычных компараторов на базе операционного усилителя. Представленная схема уступает традиционной конструкции компаратора по скорости работы, с другой стороны, она потребляет меньше энергии и занимает меньшую площадь на кристалле.

Ключевые слова: компаратор, защелка, операционный усилитель, зеркало тока, смещение.

Ա.Գ. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԱԼՍՏՅԱՆ, Ա.Մ. ԴԱՆԻԵԼՅԱՆ

ԶՈՒԳԱՀԵՌ ԲԱԶՄԱԿԱՐԳ ԲԱԶՄԱՊԱՏԿԻՉՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԱՑՎԱԾ
ՄՈՂԵԼԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

Զուգահեռ բազմակարգ բազմապատկիչների նկարագրումը՝ տրամաբանական տարրերի մակարդակով, բավականին ժամանակատար և բարդ գործընթաց է: Առաջարկվում է նոր մեթոդ, որը թույլ է տալիս ավտոմատացնել բազմակարգ զուգահեռ բազմապատկիչների տրամաբանական տարրերի մակարդակով նկարագրությունը: Այն իրականացվել է՝ օգտագործելով Դադլայի և Վալլասի ալգորիթմները: Պարամետրերը գնահատելու համար առաջարկված մեթոդով գեներացված սխեմայի նկարագրությունը սինթեզվել է ՍԱՈՒԴ 14 և 32 նանոչափային տեխնոլոգիաներով: Բազմակարգ զուգահեռ բազմապատկիչների նկարագրումը նպատակահարմար է գեներացնել առաջարկված մեթոդով, քանի որ այն հնարավորություն է տալիս խուսափել ժամանակի կորստից և սխալի հավանականությունից:

Առանցքային բառեր. տրամաբանական տարրեր, տրամաբանական սինթեզ, մասնակի արտադրյալ, փոխանցման կանխորոշմամբ գումարիչ, ավտոմատացում:

Ներածություն: Ժամանակակից թվային համակարգերում գերակշռում են զուգահեռ բազմապատկիչները: Դրանք օգտագործվում են այն դեկավարող հանգույցներում, որտեղ կարևորվում է գործողությունների արագ հաշվարկը: Երբեմն հարկ է լինում նախագծել մեծ կարգայնությամբ զուգահեռ բազմապատկիչներ, որոնք կապահովեն բարձր արդյունավետություն, ինչը բազմապատկիչի նկարագրման տեսակետից խրթին է: Բազմակարգ զուգահեռ բազմապատկիչների արագագործության բարձրացման համար մշակվել են բազմաթիվ եղանակներ, որոնցից առավել տարածված են Վալլասի և Դադլայի [1,2] կողմից առաջարկվածները: Դրանք միմյանց շատ նման են, բացառությամբ, որ Դադլայի բազմապատկիչն ավելի արագագործ է արտադրիչների բարձր կարգայնության դեպքում: Զուգահեռ բազմակարգանի բազմապատկիչների նկարագրումն իրականացվում է տրամաբանական տարրերի մակարդակով, որն էլ ավելի է բարդացնում դրանց նկարագրումը՝ կապված սխեմայի ֆունկցիոնալապես ճշգրիտ նկարագրման և ժամանակի հետ:

Ալգորիթմի նկարագրությունը: Առաջարկվող Վալլասի ավտոմատացումն (ՎԱ) իրականացվում է քայլերի հետևյալ հաջորդականությամբ.

1. Մասնակի արտադրյալի ստացում՝ կիրառելով տրամաբանական «ԵՎ» տարրը՝ արտադրիչներից մեկի յուրաքանչյուր բիթ բազմապատկելով մյուս արտադրիչի բիթերի հետ և դասակարգելով գծերն ըստ քաշերի:

2. Ստացված մասնակի արտադրյալների գումարում՝ օգտագործելով միայն լրիվ գումարիչներ, մինչև որ ստացվեն նույն քաշով երեքից ոչ ավելի գծեր:

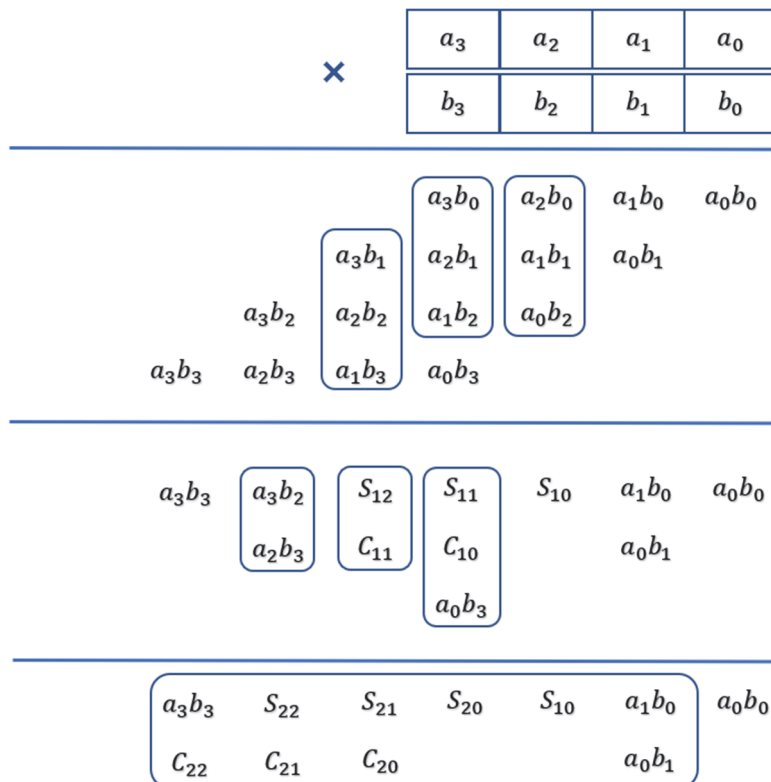
3. Նույն քաշով երկուսից ոչ ավելի գծերի ստացում՝ օգտագործելով լրիվ գումարիչներ և կիսագումարիչներ՝

4. Վերջնական արտադրյալի ստացում՝ օգտագործելով փոխանցման կանխորոշմամբ գումարիչ (ՓԿԳ)[3]:

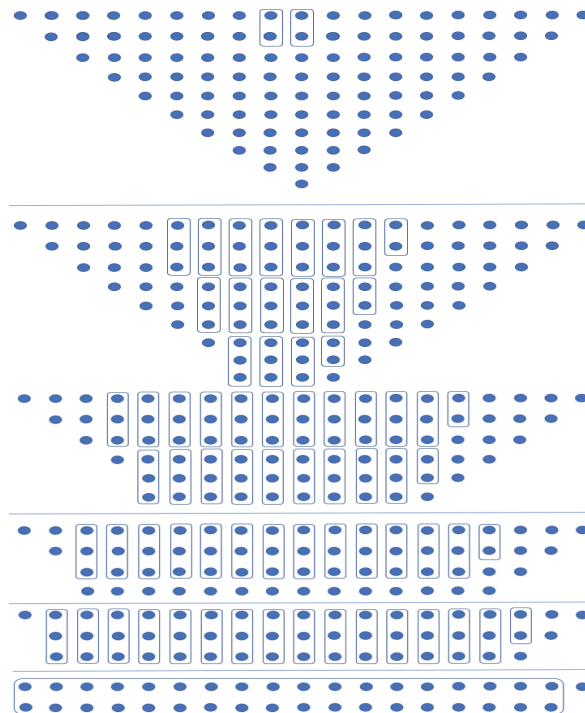
Ի տարբերություն ՎԱ-ի (նկ. 1), Դադդայի ավտոմատացման (ԴԱ) ալգորիթմում (նկ. 2) խտացումը կատարվում է այնպես, որ տվյալ քաշին համապատասխանող գծերի թիվը որոշվի հետևյալ բանաձևով՝

$$d_n = 1.5 * d_{n-1},$$

որտեղ d_{n-1} -ը $\{d_1, d_2, \dots, d_{n-1}, d_n\}$ շարքի նախորդ անդամն է, իսկ $d_1 = 2$:



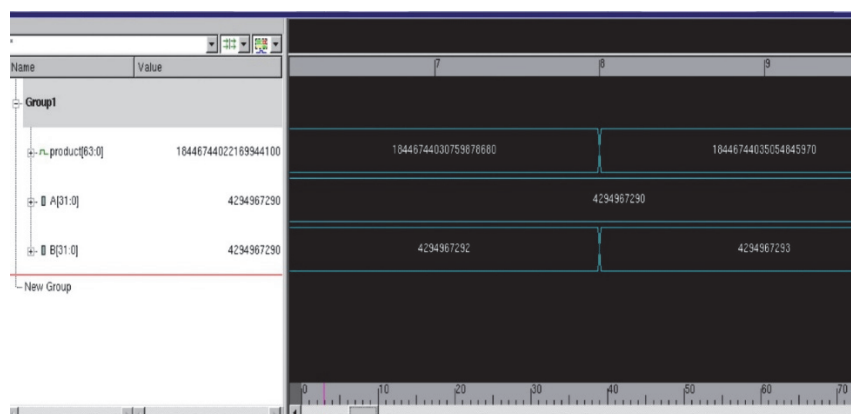
Նկ. 1. Վալլասի ալգորիթմով 4×4 բազմապատկիչը



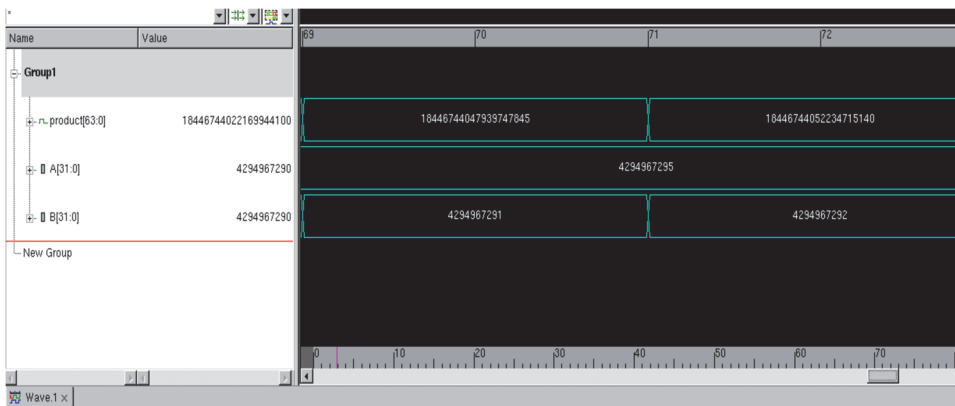
Նկ. 2. Դադդայի ալգորիթմով խտացումը

ՎԱ-ի և ԴԱ-ի ալգորիթմների բարդությունը $O(m \cdot n)$ է, որտեղ m -ը և n -ը նախագծվող բազմապատկիչի մուտքերի կարգայնություններն են ($m > 2$, $n > 2$):

Ստացված արդյունքները: Նկ. 3 և 4-ում ցուցադրված են համապատասխանաբար Վալլասի և Դադդայի ալգորիթմներով գեներացված նկարագրությունների ֆունկցիոնալ մոդելավորումները:

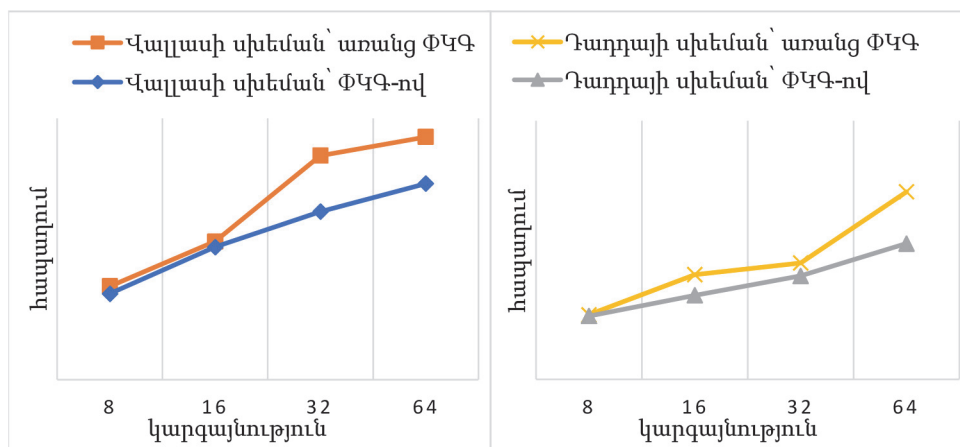


Նկ. 3. 32x32 Վալլասի բազմապատկիչի ֆունկցիոնալ մոդելավորումը

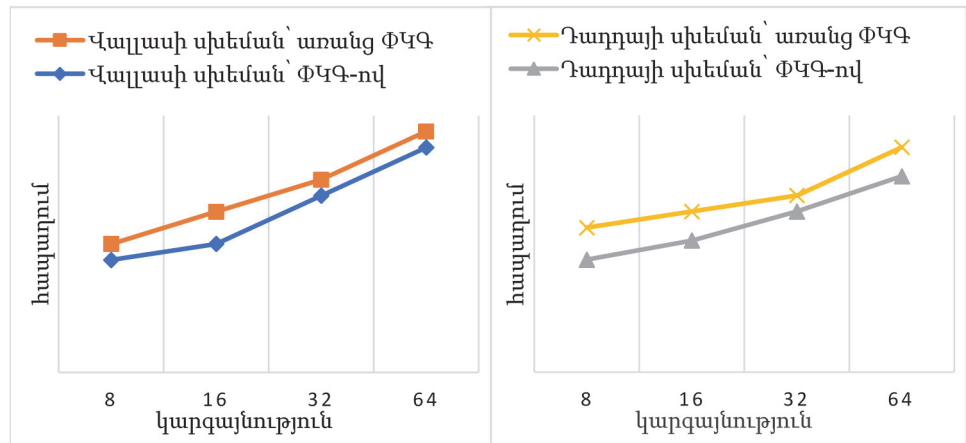


Նկ. 4. 32x32 Դադրայի բազմապատկիչի ֆունկցիոնալ մոդելավորումը

Նկ. 5 - 6-ում պատկերված գրաֆիկները ցույց են տալիս փոխանցման կանխորոշմամբ գումարիչի կիրառման դեպքում տարբեր տեխնոլոգիական գրադարաններով սինթեզված սխեմաների արագագործության բարձրացումը:



Նկ. 5. 32 նմ տեխնոլոգիական գրադարանով սինթեզված սխեմաների մուտքից ելք հապաղումները



Նկ. 6. 14 նմ տեխնոլոգիական գրադարանով սինթեզված սխեմաների մուտքից ելք հապաղումները

Աղ.1-2-ում ցուցադրված են համապատասխանաբար «Սինոփսիս Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտի 14 և 32 նանոչափային գրադարաններով [4,5] սինթեզված սխեմաների պարամետրերը՝ փոխանցման կանխորոշմամբ գումարիչի կիրառման դեպքում:

Աղյուսակ 1

ՄԱՌԻԴ 32 նմ տեխնոլոգիական գրադարանով սինթեզված սխեմայի պարամետրերը

	Կարգայնություն	Ընդհանուր բջիջների թիվ	Կոմբինացիոն բջիջների թիվ	Ընդհանուր բջիջների մակերես	Ընդհանուր մակերես	Փոխանցատման հզորություն	Կորստյան հզորություն	Ամբողջ հզորություն
Վալլաս	8	498	448	1186,8	1313.2	31,02	43,7	74,8
	16	1955	1735	4720,21	5272.25	185,4	117,4	302,9
	32	7747	6799	18935,2	23540.9	789,19	444,60	1238,2
	64	31283	27343	79096,4	98205.4	3000,1	1000,8	5000,01
Դադդա	8	424	376	1038,1	1152.7	33,7	26,57	60,9
	16	1949	1729	4830	5377.3	201,14	119,5	320,3
	32	8001	7053	20202,9	22200.2	864,5	493,77	1358,4
	64	30482	26542	77749,2	96049.1	3092,3	1859,1	4951,3

ՄԱՌԻ 14 նմ տեխնոլոգիական գրադարանով սինթեզված սխեմայի պարամետրերը

	Կարգախմություն	Ընդհանուր բջիջների թիվ	Կոմպիլացիոն բջիջների թիվ	Ընդհանուր բջիջների մակերես	Ընդհանուր մակերես	Փոխանջատման հզորություն	Կորստյան հզորություն	Ամբողջ հզորություն
Վալլաս	8	496	448	1186,85	1313,28	43,7	31,02	74,81
	16	1955	1735	4720,21	5272,25	185,4	117,4	302,9
	32	7747	6799	18935,2	22200,2	789,1	444,6	1233,8
	64	31283	27343	79096,2	98205,4	3152,9	1864,2	5017,1
Դադլա	8	471	428	141,7	222,2	40,2	6,8	47,08
	16	2193	1982	1280,9	1280,9	155,7	28,9	184,7
	32	8909	7978	2477,2	4940,3	654,2	117,9	772,2
	64	33418	29511	9094,9	19624,7	2563,6	454	3017,7

Եզրակացություն: Մշակվել է ծրագրային միջոց, որը թույլ է տալիս գեներացնել զուգահեռ բազմակարգ բազմապատկիչներ՝ կիրառելով Վալլասի և Դադլայի ալգորիթմները: Բարձր կարգախմությունների դեպքում նպատակահարմար է օգտագործել Դադլայի ալգորիթմով նկարագրված բազմապատկիչները, քանի որ ավելի արագագործ են և զբաղեցնում են փոքր մակերես: Ավտոմատացումն իրականացվել է Tcl ծրագրավորման լեզվով [6], որը հնարավորություն է տալիս ավելի պարզ նկարագրել և ճկուն աշխատել ծրագրային միջոցներով:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Sumod Abraham, Sukhmeet Kaur, Shivani Singh.** Study of Various High Speed Multipliers // IEEE. – 2015.
2. **Himanshu Bansal, K.G. Sharma, Tripti Sharma.** Wallace Tree Multiplier Designs: A Performance Comparison Review // Innovative Systems Design and Engineering.- 2014.- Vol.5, No.5.
3. **Jia Miao and Shuguo Li.** A Novel Implementation of 4-bit Carry Look-ahead Adder // IEEE.- 2017.
4. **Melikyan V., Martirosyan M., Melikyan A., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Small Systems Simulation Symposium. - Niš, Serbia, 12th-14th February, 2018. - P. 37-41.

5. **Goldman, R.** Bartleson, K.; Wood, T. Kranen, K.; Melikyan, V. Babayan, E. 32/28 nm Educational Design Kit: Capabilities, deployment and future // Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia), IEEE.- 2013.
6. **Brent Welch.** Practical Programming in Tcl and Tk.- 1995.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: «Միևուփսիս Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 03.02.2020:

А.Г. МАНУКЯН, А. А. ГАЛСТЯН, А. М. ДАНИЕЛЯН

ПАРАМЕТРИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОРАЗРЯДНЫХ КОМБИНАЦИОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ

Описание многоразрядных комбинационных умножителей на уровне логических элементов - довольно трудоемкий и сложный процесс. Предлагается новая программа, позволяющая автоматизировать описание многоразрядных комбинационных умножителей на уровне логических элементов. Программа реализована на алгоритмах Дадды и Валласа. Для оценки параметров описание схемы, генерированной предлагаемым методом, синтезировано для технологий САУД 14 нм и САУД 32 нм. С помощью этого метода целесообразно генерировать многоразрядные комбинационные умножители, что позволит избежать потери времени и вероятности ошибки.

Ключевые слова: логические элементы, логический синтез, частичное произведение, сумматор с параллельным переносом, автоматизация.

A.G. MANUKYAN, A.A. GALSTYAN, A.M. DANIELYAN

A PARAMETERIZED MODEL OF MULTI-BIT COMBINATIONAL MULTIPLIERS

The description of multi-bit combinational multipliers is quite a hard and time-consuming process. A new software for automated gate level description of multibit combinational multipliers is proposed. The software is implemented using the Dadda and Wallace algorithms. For the assessment of parameters, the description of the circuit generated by the proposed method was synthesized for the technologies SAED 14 nm and SAED 32 nm. It is advisable to generate multibit combinational multipliers by using this method, as it saves time and eliminates the possibility of an error.

Keywords: logic gates, logic synthesis, partial product, carry look-ahead adder, automation.

С.О. СИМОНЯН

К РЕШЕНИЮ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЧНЫХ
УРАВНЕНИЙ ТИПА $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$

Предложены два численно-аналитических метода решения рассматриваемых задач, основанных на дифференциальных преобразованиях. Рассмотрен модельный пример и обосновано, что подобные задачи имеют бесконечное множество решений.

Ключевые слова: сопряжённые аналоги однопараметрических матричных уравнений, дифференциальные преобразования, численно-аналитические методы, модельный пример, информационные технологии.

Введение. Одна важная разновидность сопряжённых аналогов матричных уравнений с числовыми матрицами была исследована в работе [1]. Подобные задачи с однопараметрическими матрицами были рассмотрены в [2, 3]. Им предшествовали работы [4, 5], посвященные транспонированным аналогам матричных уравнений с однопараметрическими матрицами. Работы [6, 7] посвящены вопросам неоднозначной разрешимости однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра. Настоящая работа посвящена вопросам решения однопараметрических матричных уравнений типа $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$, аналогичных задачам из работы [1], не исследованных, по всей вероятности, до сих пор.

Редукция задачи. Рассматриваемое матричное уравнение представим в виде

$$\begin{matrix} A(t) & \cdot & X(t) & + & [A(t) & \cdot & X(t)]^* & = & C(t), \\ m \times m & m \times m & m \times m & m \times m & m \times m & m \times m & m \times m \end{matrix} \quad (1)$$

где m указывает на порядок матриц; знак $*$ – на сопряжённые матрицы, причем $A(t)$ и $C(t)$ – заданные матрицы, а $X(t)$ – неизвестная матрица, подлежащая определению.

Обозначив

$$A(t) \cdot X(t) = B(t), \quad (2)$$

из (1) получим

$$B(t) + B^*(t) = C(t), \quad (3)$$

или с учетом разложений

$$B(t) = B_1(t) + j \cdot B_2(t), \quad (4)$$

$$B^*(t) = B_1^T(t) - j \cdot B_2^T(t), \quad (5)$$

$$C(t) = C_1(t) + j \cdot C_2(t) \quad (6)$$

из (3) окончательно придем к расщепленной системе матричных уравнений

$$\begin{cases} B_1(t) + B_1^T(t) = C_1(t), \\ B_2(t) - B_2^T(t) = C_2(t). \end{cases} \quad (7)$$

$$(8)$$

Отсюда очевидно, что согласно (7) матрица $C_1(t)$ – симметрическая, а согласно (8) матрица $C_2(t)$ – кососимметрическая, причем матрицы $B_1(t)$ и $B_2(t)$ могут быть как симметрическими, кососимметрическими, так и любыми.

К тому же из матричного уравнения (3) имеем

$$B^*(t) + [B^*(t)]^* = B^*(t) + B(t) = C^*(t). \quad (9)$$

Сопоставление матричных уравнений (3) и (9) приводит к равенству

$$C(t) = C^*(t) \quad (10)$$

или

$$C_1(t) + j \cdot C_2(t) = C_1^T(t) - j \cdot C_2^T(t), \quad (11)$$

откуда очевидно, что

$$C_1(t) = C_1^T(t), \quad (12)$$

$$C_2(t) = -C_2^T(t), \quad (13)$$

т.е. действительно, матрица $C_1(t)$ – симметрическая, а матрица $C_2(t)$ – кососимметрическая.

Теперь, если матричное уравнение (3) представим в виде

$$E \cdot B(t) \cdot E + E \cdot B^*(t) \cdot E = C(t), \quad (14)$$

где E – единичные матрицы порядка m , то придем к задачам, представленным в работах [2, 3]. Следовательно, для решения задачи (14) с неизвестной матрицей $B(t)$, в принципе, могут быть использованы вычислительные методы,

предложенные в этих работах. Однако оказывается, что эти вычислительные методы не работают для задачи (14), ибо из-за единичных матриц E они вырождаются и не позволяют определить неизвестную матрицу $B(t)$, а следовательно, и матрицу $X(t)$ из соотношения (2).

Аналогичная ситуация имеет место и для вычислительных методов, разработанных в [4,5] и предназначенных, в частности, для решения матричных уравнений типа (7) и (8) расщепленной системы. Здесь заметим также, что каждое матричное уравнение этой системы обладает некоторыми чертами неопределенных матричных уравнений, характеризующихся бесконечным множеством решений, соответствующие вопросы которых рассмотрены в работах [6, 7].

Итак, при предположении, что каким-то образом определены матрицы $B_1(t)$ и $B_2(t)$, иными словами – матрица $B(t)$ в соответствии с (4), согласно (2) будем иметь аналитическое решение

$$X(t) = A^{-1}(t) \cdot B(t), \quad (15)$$

в общем случае представляющее лишь только теоретический интерес, ибо определение функциональных обратных матриц обычно связано с большими вычислительными затруднениями (оно может оказаться эффективным лишь только при малых размерах матриц $A(t)$ и простых элементах последних). Здесь уместно заметить, что для определения обратных матриц $A^{-1}(t)$ эффективно могут быть использованы численно-аналитические методы, предложенные в монографии [8].

Математический аппарат

1. Определение численно-аналитического решения матричного уравнения (2)

Используя математический аппарат операционного метода дифференциальных преобразований [9], в соответствии с матричным уравнением (2) получим спектральную модель

$$\sum_{l=0}^K A(l) \cdot X(K-l) = B(K), \quad K = \overline{0, \infty}, \quad (16)$$

где $A(l)$, $X(K-l)$ и $B(K)$ – матричные дискреты матриц $A(t)$, $X(t)$ и $B(t)$ соответственно, порожденные дифференциальными преобразованиями

$$A(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K A(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \text{и} \quad A(t) = \chi_1(t, t_v, H, A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (17)$$

$$X(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K X(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad X(t) = \chi_2(t, t_v, H, X(K), K = \overline{0, \infty}). \quad (18)$$

$$B(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K B(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad B(t) = \chi_3(t, t_v, H, A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (19)$$

где $K = \overline{0, \infty}$ – целочисленный аргумент; H – масштабный коэффициент; t_v – центр аппроксимации; символ $\overline{\cdot}$ – знак перехода из области оригиналов в область дифференциальных изображений и наоборот; $\chi_1(\cdot) - \chi_3(\cdot)$ – некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $A(t)$, $X(t)$ и $B(t)$ соответственно.

Таким образом, имея в соответствии с (16) рекуррентную цепочку соотношений:

при $K=0$:

$$A(0) \cdot X(0) = B(0); \quad (20)$$

при $K=1$:

$$A(1) \cdot X(0) + A(0) \cdot X(1) = B(1); \quad (21)$$

при $K=2$:

$$A(2) \cdot X(0) + A(1) \cdot X(1) + A(0) \cdot X(2) = B(2); \quad (22)$$

при $K=3$:

$$A(3) \cdot X(0) + A(2) \cdot X(1) + A(1) \cdot X(2) + A(0) \cdot X(3) = B(3); \quad (23)$$

·
·
·

при $K=K$:

$$\sum_{l=1}^K A(l) \cdot X(K-l) + A(0) \cdot X(K) = B(K) \quad (24)$$

и т.д., при $\exists A^{-1}(0)$ можно определить матричные дискреты $X(0)$, $X(1)$, $X(2)$, $X(3)$, ..., $X(K)$ и т.д., а затем и неизвестную матрицу $X(t)$ в соответствии с правой частью соотношения (18). В частности, при дифференциально-тейлоровских преобразованиях будем иметь решение

$$X(t) = \sum_{l=0}^K X(l) \cdot \left(\frac{t-t_v}{H} \right)^l, \quad K = \overline{0, \infty}. \quad (25)$$

2. Определение численно-аналитического решения расщепленной системы матричных уравнений (7), (8)

Эту систему представим в виде следующей эквивалентной блочно-гиперматричной математической модели:

$$\begin{bmatrix} B_1(t) & B_1^T(t) \\ B_2(t) & -B_2^T(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

$2m \times 2m \qquad 2m \times m \quad 2m \times m$

(где E – единичные матрицы порядка m), откуда

$$\begin{bmatrix} B_1(t) & B_1^T(t) \\ B_2(t) & -B_2^T(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ E \end{bmatrix}^+ = \begin{bmatrix} C_1(t) \\ C_2(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,5 & 0 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 & 0,5 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

где знак “+” указывает на псевдообратную матрицу [10], обуславливающую получение наилучшего приближенного решения.

Перевод системы (27) из области оригиналов в область дифференциальных изображений приводит к следующему спектральному соотношению:

$$\begin{bmatrix} B_1(K) & B_1^T(K) \\ B_2(K) & -B_2^T(K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(K) \\ C_2(K) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,5 & 0 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0,5 & 0 & 0,5 \end{bmatrix}, \quad \forall K = \overline{0, \infty}, \quad (28)$$

откуда могут быть определены матричные дискреты $B_1(0), B_1(1), B_1(2), \dots, B_1(K)$ и $B_2(0), B_2(1), \dots, B_2(K)$, $K = \overline{0, \infty}$, а следовательно, и неизвестная матрица $B(t)$ в соответствии с правой частью соотношения (19). В частности, при дифференциально-тейлоровских преобразованиях будем иметь решение

$$B(t) = \sum_{l=0}^K [B_1(l) + j \cdot B_2(l)] \cdot \left(\frac{t - t_v}{H} \right)^l, \quad K = \overline{0, \infty}. \quad (29)$$

Далее, в соответствии с (20)-(24) можно определить и матричные дискреты $X(0), X(1), X(2), X(3), \dots, X(K)$, а в соответствии с (25) – и решение $X(t)$.

Замечание. Спектральное соотношение (28), очевидно, обладает большой избыточностью, которую можно уменьшить, оперируя лишь только одним блоком псевдообратной матрицы. В частности, при использовании левого блока этой матрицы будут получены матричные дискреты $B_1(K)$ и $B_2(K)$, $\forall K = \overline{0, \infty}$, что вполне достаточно для дальнейших вычислений.

Модельный пример. Пусть задано матричное уравнение

$$\begin{bmatrix} 1 & (1-jt) \\ (1+jt) & t \end{bmatrix} \cdot X(t) + X^*(t) \begin{bmatrix} 1 & (1-jt) \\ (1+jt) & t \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 2t & (t^2-jt) \\ (t^2+jt) & 2t \end{bmatrix},$$

где

$$C(t) = \begin{bmatrix} 2t & (t^2-jt) \\ (t^2+jt) & 2t \end{bmatrix}, \quad C_1(t) = \begin{bmatrix} 2t & t^2 \\ t^2 & 2t \end{bmatrix}, \quad C_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & -t \\ t & 0 \end{bmatrix},$$

при которых, очевидно, имеют место условия (12) и (13).

Рассмотрим два варианта решения задачи предложенным выше численно-аналитическим методом.

Вариант 1. Допустим, что

$$B(t) = \begin{bmatrix} t & t^2 \\ jt & (t+jt^2) \end{bmatrix}, \quad B^*(t) = \begin{bmatrix} t & -jt \\ t^2 & (t-jt^2) \end{bmatrix}, \quad B_1(t) = \begin{bmatrix} t & t^2 \\ 0 & t \end{bmatrix}, \quad B_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ t & t^2 \end{bmatrix},$$

при которых, очевидно, имеют место условия (7) и (8), причем матрицы $B_1(t)$ и $B_2(t)$ – несимметрические.

Следовательно, при центре аппроксимации $t_v = 1$ и масштабном коэффициенте $H=1$ будем иметь

$$A(0) = \begin{bmatrix} 1 & (1-j) \\ (1+j) & 1 \end{bmatrix}, \quad A(1) = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ j & 1 \end{bmatrix}, \quad A(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall K \geq 2;$$

$$B(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & (1+j) \end{bmatrix}, \quad B(1) = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ j & (1+2j) \end{bmatrix}, \quad B(2) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & j \end{bmatrix},$$

$$B(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall K \geq 3;$$

$$C(0) = \begin{bmatrix} 2 & (1-j) \\ (1+j) & 2 \end{bmatrix}, \quad C(1) = \begin{bmatrix} 2 & (2-j) \\ (2+j) & 2 \end{bmatrix}, \quad C(2) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall K \geq 3.$$

Далее, имея в виду, что

$$A^{-1}(0) = \begin{bmatrix} -1 & (1-j) \\ (1+j) & -1 \end{bmatrix},$$

согласно (20):

$$X(0) = A^{-1}(0) \cdot B(0) = \begin{bmatrix} j & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

согласно (21):

$$X(1) = A^{-1}(0) \cdot [B(1) - A(1) \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} j & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

согласно (22):

$$X(2) = A^{-1}(0) \cdot [B(2) - \overset{0}{A(2)} \cdot X(0) - A(1) \cdot X(1)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

согласно (23):

$$X(3) = A^{-1}(0) \cdot [B(3) - \overset{0}{A(3)} \cdot X(0) - \overset{0}{A(2)} \cdot X(1) - A(1) \cdot \overset{0}{X(2)}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

и т.д. Таким образом, дифференциально-тейлоровское решение задачи будет иметь вид

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

что точно совпадает с аналитическим решением

$$X(t) = A^{-1}(t) \cdot B(t) = \begin{bmatrix} -t & (1-jt) \\ (1+jt) & -t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t & t^2 \\ jt & (t+jt^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jt & t \\ t & 0 \end{bmatrix}.$$

Вариант 2. Теперь допустим, что

$$B(t) = \begin{bmatrix} t & t^2 \\ jt & t \end{bmatrix}, \quad B^*(t) = \begin{bmatrix} t & -jt \\ t^2 & t \end{bmatrix},$$

откуда

$$B_1(t) = \begin{bmatrix} t & t^2 \\ 0 & t \end{bmatrix}, \quad B_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ t & 0 \end{bmatrix},$$

при которых также имеют место условия (3) и (7), (8).

Следовательно, при $t_v = 1$ и $H=1$ матричные дискретизации $A(K)$ и $C(K)$, $K = \overline{0, \infty}$ остаются такими же, а матричные дискретизации матрицы $B(t)$ таковы:

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

Тогда:
согласно (20):

$$X(0) = A^{-1}(0) \cdot B(0) = \begin{bmatrix} j & -j \\ 1 & j \end{bmatrix};$$

согласно (21):

$$X(1) = A^{-1}(0) \cdot [B(1) - A(1) \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} j & (-2-2j) \\ 1 & 3j \end{bmatrix};$$

согласно (22):

$$X(2) = A^{-1}(0) \cdot [B(2) - A(1) \cdot X(1) - \overset{0}{\cancel{A(2)}} \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} 0 & (-3-j) \\ 0 & 3j \end{bmatrix};$$

согласно (23):

$$X(3) = A^{-1}(0) \cdot [\overset{0}{\cancel{B(3)}} - A(1) \cdot X(2) - \overset{0}{\cancel{A(2)}} \cdot X(1) - \overset{0}{\cancel{A(3)}} \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & j \end{bmatrix};$$

согласно (24):

$$\begin{aligned} X(4) &= A^{-1}(0) \cdot [\overset{0}{\cancel{B(4)}} - A(1) \cdot X(3) - \overset{0}{\cancel{A(2)}} \cdot X(2) - \overset{0}{\cancel{A(3)}} \cdot X(1) - \overset{0}{\cancel{A(4)}} \cdot X(0)] = \\ &= -A^{-1}(0) \cdot A(1) \cdot X(3) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Таким образом, дифференциально-тейлоровское решение имеет вид

$$X(t) = \begin{bmatrix} j & -j \\ 1 & j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j & (-2-2j) \\ 1 & 3j \end{bmatrix} \cdot (t-1) + \begin{bmatrix} 0 & (-3-j) \\ 0 & 3j \end{bmatrix} \cdot (t-1)^2 + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & j \end{bmatrix} \times \\ \times (t-1)^3 = \begin{bmatrix} jt & (-t^3 + t - jt^2) \\ t & jt^3 \end{bmatrix},$$

в абсолютной точности которого также нетрудно убедиться, ибо

$$X(t) = A^{-1}(t) \cdot B(t) = \begin{bmatrix} -t & (1-jt) \\ (1+jt) & -t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} t & t^2 \\ jt & t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jt & (-t^3 + t - jt^2) \\ t & jt^3 \end{bmatrix}.$$

Теперь рассмотрим численно-аналитическое решение задачи применением блочно-гиперматричного эквивалента (26) при $t_v = 1$ и $H=1$.

Представление (28) приводит к следующему:

при $K=0$:

$$\left[\begin{array}{c|c} B_1(0) & B_1^T(0) \\ \hline B_2(0) & B_2^T(0) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} C_1(0) \\ \hline C_2(0) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} E \\ \hline E \end{array} \right]^+ = \left[\begin{array}{cc|cc} 1 & 0,5 & 1 & 0,5 \\ 0,5 & 1 & 0,5 & 1 \\ \hline 0 & -0,5 & 0 & -0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 & 0 \end{array} \right];$$

при $K=1$:

$$\left[\begin{array}{c|c} B_1(1) & B_1^T(1) \\ \hline B_2(1) & B_2^T(1) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} C_1(1) \\ \hline C_2(1) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} E \\ \hline E \end{array} \right]^+ = \left[\begin{array}{cc|cc} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 0 & -0,5 & 0 & -0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 & 0 \end{array} \right];$$

при $K=2$:

$$\left[\begin{array}{c|c} B_1(2) & B_1^T(2) \\ \hline B_2(2) & B_2^T(2) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} C_1(2) \\ \hline C_2(2) \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} E \\ \hline E \end{array} \right]^+ = \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & 0,5 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right];$$

⋮

при $K \geq 3$:

$$\begin{bmatrix} B_1(K) & B_1^T(K) \\ B_2(K) & -B_2^T(K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1(K) \\ C_2(K) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ E \end{bmatrix}^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, имеем симметрическую и кососимметрическую матрицы

$$B_1(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0,5 \\ 0,5 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot (t-1) + \begin{bmatrix} 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix} \cdot (t-1)^2 = \begin{bmatrix} t & 0,5 \cdot t^2 \\ 0,5 \cdot t^2 & t \end{bmatrix}$$

и

$$B_2(t) = \begin{bmatrix} 0 & -0,5 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -0,5 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix} \cdot (t-1) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot (t-1)^2 = \begin{bmatrix} 0 & -0,5 \cdot t^2 \\ 0,5 \cdot t & 0 \end{bmatrix}$$

соответственно, а также

$$B(t) = B_1(t) + j \cdot B_2(t) = t \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0,5 \cdot (t-j) \\ 0,5 \cdot (t+j) & 1 \end{bmatrix},$$

откуда

$$B(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0,5 \cdot (1-j) \\ 0,5 \cdot (1+j) & 1 \end{bmatrix}, \quad B(1) = \begin{bmatrix} 1 & (1-0,5 \cdot j) \\ (1+0,5 \cdot j) & 1 \end{bmatrix},$$

$$B(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix}, \quad B(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall K \geq 3.$$

При полученных матричных дискретах $B(0)$, $B(1)$, $B(2)$, ..., $B(K)$ в соответствии с (20)-(24) имеем:

при $K=0$:

$$X(0) = A^{-1}(0) \cdot B(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0,5 \cdot (1-j) \\ 0,5 \cdot (1+j) & 0 \end{bmatrix};$$

при $K=1$:

$$X(1) = A^{-1}(0) \cdot [B(1) - A(1) \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} -j & (-0,5-j) \\ (-0,5+j) & j \end{bmatrix};$$

при $K=2$:

$$X(2) = A^{-1}(0) \cdot [B(2) - A(1) \cdot X(1) - \cancel{A(2)} \cdot X(0)] = \begin{bmatrix} -1,5 \cdot j & (-1,5 - 0,5 \cdot j) \\ (-1,5 + 0,5 \cdot j) & 1,5 \cdot j \end{bmatrix};$$

при $K=3$:

$$X(3) = A^{-1}(0) \cdot [\cancel{B(3)} - A(1) \cdot X(2) - \cancel{A(2)} \cdot X(1) - \cancel{A(3)} \cdot X(0)] = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix};$$

при $K \geq 4$:

$$X(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \forall K \geq 4.$$

Следовательно, дифференциально-тейлоровское решение задачи будет иметь вид

$$\begin{aligned} X(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 0,5 \cdot (1-j) \\ 0,5 \cdot (1+j) & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -j & (-0,5-j) \\ (-0,5+j) & j \end{bmatrix} \cdot (t-1) + \\ &+ \begin{bmatrix} -1,5 \cdot j & (-1,5-0,5 \cdot j) \\ (-1,5+0,5 \cdot j) & 1,5 \cdot j \end{bmatrix} \cdot (t-1)^2 + 0,5 \cdot \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix} \cdot (t-1)^3 = \\ &= 0,5 \cdot t \cdot \begin{bmatrix} j \cdot (1-t^2) & (2-t^2-jt) \\ (2-t^2+jt) & j \cdot (-1+t^2) \end{bmatrix} \equiv \\ &\equiv A^{-1}(t) \cdot B(t) = \begin{bmatrix} -t & (1-j \cdot t) \\ (1+j \cdot t) & -t \end{bmatrix} \cdot t \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0,5 \cdot (t-j) \\ 0,5 \cdot (t+j) & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Очевидно, что решение отличается от решений, полученных выше при вариантах 1 и 2.

Заключение. Таким образом, в настоящей работе обосновано, что:

- задачи рассматриваемого класса обычно обладают бесчисленным множеством решений;
- эти решения обусловлены выбором или определением редуцирующих матриц $B(t)$ с учетом центров аппроксимации t_v , симметричности и кососимметричности матриц-слагаемых $C_1(t)$ и $C_2(t)$, выбора или определения матриц-слагаемых $B_1(t)$ и $B_2(t)$, а также значений целочисленного аргумента K .

Предложенные численно-аналитические методы могут быть эффективно реализованы средствами современных информационных технологий [11, 12].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Lancaster P. and Rozsa P.** On the matrix equation $AX+X^*A^*=C$ // SIAM J. Algebraic Discrete Methods. - 1983. – 4. – P. 432-436.
2. **Симонян С.О., Айвазян А.А.** К решению однопараметрических матричных уравнений типа $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot B(t) = C(t)$ // Ж. “Радиоэлектроника, информатика, управление” / Запорожский национальный технический университет. - 2016.- С. 44-53.
3. **Симонян С.О., Айвазян А.А.** Методы решения обобщенных однопараметрических матричных уравнений (сопряженных аналогов) матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) \cdot D(t) + F(t) \cdot X^*(t) \cdot B(t) = C(t)$ // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2017. - N 1. – С. 9-20.
4. **Симонян С.О.** К решению однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ // Известия НАН РА и НПУА. Сер. ТН. 2016. - Т. LXIX, №1. - С. 49-60.
5. **Симонян С.О.** Методы решения обобщенных однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) \cdot D(t) + F(t) \cdot X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. - 2016. - №1. - С. 12-24.
6. **Симонян С.О.** О неоднозначной разрешимости однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ (прямой подход) // Известия НАН РА и НПУА. Сер. ТН. - 2018. - Т. LXXI, №2. - С.215-229.
7. **Симонян С.О.** О неоднозначной разрешимости однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ (декомпозиционный подход) // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. - 2018. - N 1. - С. 9-19.
8. **Симонян С.О.** Методы определения однопараметрических обобщенных обратных матриц. - LAP LAMBERT Academic Publishing RU, 2017. – 222 с.
9. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. - Киев: Наукова думка, 1990. – 419 с.
10. **Гантмахер Ф.Р.** Теория матриц: - М.: Физматлит, 2010.-560 с.
11. **Stormy Attaway.** Matlab: A practical Introduction to Programming and Problem Solving (3rd Edition). - Butterworth-Heinemann, 2013. – 560 p.
12. **Joshua Bloch.** Effective Java (3rd Edition). - Addison-Wesley Professional, 2017. – 414 p.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 10.05.2020.

Ս.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ

**$A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$ ՏԵՍՔԻ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ
ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ՎԵՐԱԲԵՐՅԱԼ**

Առաջարկվել են դիտարկվող խնդիրների լուծման երկու թվա-անալիտիկ եղանակներ՝ հիմնված դիֆերենցիալ ձևափոխությունների վրա: Դիտարկվել է մոդելային օրինակ, և հիմնավորվել է, որ նման խնդիրներն ունեն անվերջ բազմությամբ լուծումներ:

Առանցքային բառեր. միապարամետրական մատրիցային հավասարումների համալուծ նմանակներ, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, թվա-անալիտիկ եղանակներ, մոդելային օրինակ, տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ:

S.H. SIMONYAN

**THE SOLUTION OF ONE-PARAMETRIC MATRIX EQUATIONS OF
THE TYPE $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$**

Two numerical-analytical methods are proposed for solving the problems under consideration, based on differential transformations. A model example is considered, and it is substantiated that such problems have an infinite number of solutions.

Keywords: conjugate analogues of one-parameter matrix equations, differential transformations, numerical-analytical methods, model example, information technologies.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԲԵԼՈՒԲԵԿՅԱՆ Մ.Վ., ՄԱՐԳՍՅԱՆ Մ.Գ.

ՈՒՂԱՆԿՅՈՒՆԱԶԵՎ ՊԻԵՉՈՒԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԲԻՄՈՐՖ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՈՎ
ՇԱՐԺԱԲԵՐԻ ԾՌՄԱՆ ՏԱՏԱՆՈՒՄՆԵՐԸ ԼԱՅՆԱԿԱՆ ՓՈՓՈԽԱԿԱՆ
ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԴԱՇՏՈՒՄ 357

ՄԱՐԳԱՐՅԱՆ Մ.Ա., ԲԱԲԱՅԱՆ Ա.Ա.

ԵՐԿՄԵՏԱՂԱԿԱՆ ՇԵՐՏԻ ԳԼՈՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ
ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՎԱԾ ԾՐԱԳՐԱՎՈՐՄԱՆ ՄԻՋԱՎԱՅՐՈՒՄ 365

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Մ.Գ., ՀՈՎՍԵԹՅԱՆ Ա.Հ., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Մ.Ա., ՄԱՖԱՐՅԱՆ Տ.Ն., ՇՈՒԽՅԱՆ Գ.Գ., ՀԱԿՈԲՅԱՆ Ա.Ռ., ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Մ.Հ.

ԲԱԶՄԱՄԵՏԱՂԱՅԻՆ ՕՔՍԻԴԱՅԱԾ ՀԱՆՔԱՆՅՈՒԹԵՐԻՑ ՖԼՈՏԱՑՄԱՄԲ
ԿԱՊԱՐԻ ԵՎ ՑԻՆԿԻ ԿՈՐԶՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ 378

ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Ա.Հ., ՄԱԽԼՅԱՆ Լ.Ս.

ՉԱՓԱԶԱՆՑ ԲԱՐԱԿ ԵՎ ԲԱՐԱԿ ԶԱՌԹԱՓ ՀԱՆՔԱՅԻՆ ՄԱՐՄԻՆՆԵՐԻ
ՍՏՈՐԳԵՏՆՅԱ ՄՇԱԿՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ԸՆՏՐՈՒԹՅՈՒՆԸ 384

ԱՌԱՔԵԼՅԱՆ Ա.Ս., ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ Ա.Ա., ՂԱԶԱՐՅԱՆ Մ.Գ., ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ Ո.Ջ., ՄԵՎՈՅԱՆ Գ.Գ., ՓՅՈՒՄԿՅՈՒԼՅԱՆ Կ.Ի.

ԿԱՊԱՆԻ ԼԵՌՆԱՀԱՐՍՏԱՑՄԱՆ ԿՈՄԲԻՆԱՏԻ ԳԵՂԱՆՈՒՇԻ ՊՈՉԱՄԲԱՐԻ
ՇՐՋԱԿԱՅՔՈՒՄ ԵՎ ԶԱՆԳԵԶՈՒՐԻ ՊՂՆՁԱՄՈԼԻԲԴԵՆԱՅԻՆ ԿՈՄԲԻՆԱՏԻ
ԲԱՅԱՀԱՆՔԻ ՈՒ ԱՐԾՎԱՆԻԿԻ ՊՈՉԱՄԲԱՐԻ ՀԱՐԱԿԻՑ ՏԱՐԱԾՔՆԵՐՈՒՄ
Կ-ՖՈՆԻ ԵՎ ՆՄՈՒՇԱՌՈՒՄՆԵՐԻ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆ 394

ԽԱՉԻԿՅԱՆ Կ.Տ.

ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՃԱԿԱՏՆԵՐԻ ԱՆՀԱՄԱՉԱՓՈՒԹՅԱՆ ԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ
ՀԱՄԱԿԱՐԳ 408

ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Հ.Տ., ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Մ.Տ., ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Վ.Դ.

ԲԱՐՁՐ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾՈՒԹՅԱՄԲ ՀԱԶՈՐԴԱԿԱՆ-ԶՈՒԳԱՀԵՌ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉ՝
ԵԼՔԻ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՄԲ 416

ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Գ.Ա.

ՀԱՄԵՄԱՏԻՉՆԵՐԻ ՀՈՒՍԱԼԻՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴԸ
ԺԱՄԱՆԱԿԱԿԻՑ ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ԳԵՐՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ 424

ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ Վ.Ս.

ՓՈՔՐ ՄԱԿԵՐԵՍՈՎ ԵՎ ՑԱԾՐ ԷՆԵՐԳԱՍՊԱՌՄԱՄԲ ԼԱՐՄԱՆ ՀԱՄԵՄԱՏԻՉ՝
ՀԻՄՆՎԱԾ ԿԱՐԳԱՎՈՐՎՈՂ ԶԳԱՅՆՈՒԹՅԱՄԲ ՄԵՎԵՌԻՉԻ ՎՐԱ 434

ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Ա.Գ., ԳԱԼՍՏՅԱՆ Ա.Ա., ԴԱՆԻԵԼՅԱՆ Ա.Մ.

ԶՈՒԳԱՀԵՌ ԲԱԶՄԱԿԱՐԳ ԲԱԶՄԱՊԱՏԿԻՉՆԵՐԻ ՊԱՐԱՄԵՏՐԱՑՎԱԾ ՄՈԴԵԼԻ
ՄՇԱԿՈՒՄԸ 442

ՄԻՍՈՆՅԱՆ Ս.Հ.

$A(t) \cdot X(t) + X'(t) \cdot A'(t) = C(t)$ ՏԵՍՔԻ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ
ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ՎԵՐԱԲԵՐՅԱԼ 449

СОДЕРЖАНИЕ

БЕЛУБЕКЯН М.В., САРГСЯН М.Г.

ИЗГИБНЫЕ КОЛЕБАНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ПЛАСТИН БИМОРФНОЙ КОНСТРУКЦИИ В ПЕРЕМЕННОМ
ПОПЕРЕЧНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ 357

МАРГАРЯН М.А., БАБАЯН А.А.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПРОКАТКИ БИМЕТАЛЛИЧЕСКОЙ
ПОЛОСЫ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ..... 365

АГБАЛЯН С.Г., ОВСЕПЯН А.О., АРУТЮНЯН С.А., САФАРЯН Т.Н.,

ШОЛИНЯН Г.Г., АКОПЯН А.Р., ХАЧАТРЯН М.А.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИЗВЛЕЧЕНИЯ СВИНЦА И ЦИНКА ИЗ
ПОЛИМЕТАЛЛИЧЕСКИХ ОКИСЛЕННЫХ РУД ФЛОТАЦИЕЙ..... 378

ОГАНЕСЯН А.Г., МАИЛЯН Л.С.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПОДЗЕМНОЙ РАЗРАБОТКИ
КРУТОПАДАЮЩИХ ВЕСЬМА ТОНКИХ И ТОНКИХ РУДНЫХ ТЕЛ 384

АРАКЕЛЯН А.С., ГЕВОРГЯН А.А., КАЗАРЯН М.Г., МАРУХЯН В.З.,

СЕВОЯН Г.Г., ПЮСКЮЛЯН К.И.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОБРАЗЦОВ ПОРОД И ГАММА-ФОНА В
ОКРЕСТНОСТЯХ ГЕГАНУШСКОГО ХВОСТОХРАНИЛИЩА КАПАНСКОГО
ГОРНО-ОБОГАТИТЕЛЬНОГО КОМБИНАТА, КАРЬЕРА ЗАНГЕЗУРСКОГО
МЕДНО-МОЛИБДЕНОВОГО КОМБИНАТА И АРЦВАНИКСКОГО
ХВОСТОХРАНИЛИЩА 394

ХАЧИКЯН К.Т.

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ВАРИАЦИЙ СКОРОСТЕЙ СИГНАЛОВ 408

ГРИГОРЯН А.Т., ГРИГОРЯН М.Т., ОГАННИСЯН В.Д.

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ
КОНВЕРТЕР С КОНТРОЛЕМ ДЛИНЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА 416

ПЕТРОСЯН Г.А.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ КОМПАРАТОРОВ В
СОВРЕМЕННЫХ АНАЛОГОВЫХ СВЕРХБОЛЬШИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ
СХЕМАХ 424

ГЕВОРГЯН В.С.

КОМПАРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С НАСТРАИВАЕМОЙ
ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ НА ОСНОВЕ ЗАЩЕЛКИ МАЛОЙ ПЛОЩАДИ И
МАЛОЙ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЯЕМОСТИ 434

МАНУКЯН А.Г., ГАЛСТЯН А.А., ДАНИЕЛЯН А.М.

ПАРАМЕТРИЗИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ МНОГОРАЗРЯДНЫХ
КОМБИНАЦИОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ 442

СИМОНЯН С.О.

К РЕШЕНИЮ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ
ТИПА $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$ 449

CONTENTS

BELUBEKYAN M.V., SARGSYAN M.G. BENDING VIBRATIONS OF RECTANGULAR PIEZOELECTRIC DRIVES OF A BIMORPH STRUCTURE IN AN ALTERNATING TRANSVERSE ELECTRIC FIELD.....	357
MARGARYAN M.A., BABAYAN A.A. COMPUTER SIMULATION OF THE ROLLING PROCESS OF A BIMETALLIC STRIP IN AN AUTOMATED SOFTWARE ENVIRONMENT.....	365
AGHBALYAN S.G., HOVSEPYAN A.H., HARUTYUNYAN S.A., SAFARYAN T.N., SHOLINYAN G.G., HAKOBYAN A.R., KHACHATRYAN M.H. INVESTIGATING THE RECOVERY PROCESS OF LEAD AND ZINC FROM POLYMETALLIC OXIDIZED ORES BY FLOTATION	378
HOVHANNISYAN A.H., MAILYAN L.S. CHOOSING THE OPTIMAL UNDERGROUND MINING SYSTEMS OF EXTRA THIN AND THIN STEEPLY DIPPING ORE BODIES	384
ARAKELYAN A.S., GEVORGYAN A.A., GHAZARYAN M.G., MARUKHYAN V.Z., SEVOYAN G.G., PYUSKYULYAN K.I. STUDYING THE GAMMA-BACKGROUND AND ROCK SAMPLES TAKEN IN THE GEGHANUSH TAILINGS OF THE KAPAN MINING AND PROCESSING COMBINE, OPEN PIT OF THE ZANGEZUR COPPER-MOLYBDENUM COMBINE AND ARTSVANIK TAILINGS.....	394
KHACHIKYAN K.T. A SYSTEM FOR REGULATING THE VIBRATIONS OF THE SIGNAL SPEEDS	408
GRIGORYAN H.T., GRIGORYAN M.T., HOVHANNISYAN V.D. A HIGH SPEED SERIAL - TO - PARALLEL CONVERTOR WITH OUTPUT WORD LENGTH CONTROL	416
PETROSYAN G.A. THE RELIABILITY IMPROVEMENT METHOD OF COMPARATORS IN MODERN ANALOG VLSI CIRCUITS.....	424
GEVORGYAN V. S. A SMALL AREA AND LOW POWER VOLTAGE COMPARATOR BASED ON A LATCH WITH CONFIGURABLE SENSITIVITY	434
MANUKYAN A.G., GALSTYAN A.A., DANIELYAN A.M. A PARAMETERIZED MODEL OF MULTI-BIT COMBINATIONAL MULTIPLIERS.....	442
SIMONYAN S.H. THE SOLUTION OF ONE-PARAMETRIC MATRIX EQUATIONS OF THE TYPE $A(t) \cdot X(t) + X^*(t) \cdot A^*(t) = C(t)$	449

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

1 Աղբալյան Սուրեն Գևորգի	տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - metalsur@polytechnic.am
2 Առաքելյան Անդրանիկ Սուրենի	տ.գ.թ., դոցենտ, ՋԷ և ՇՄՊ ամբիոն, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - asa.aragelyan@mail.ru
3 Բաբայան Արման Արտակի	մագիստրանտ, Մեխանիկայի և մեքենագիտության ամբիոն, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - babayan.arman.1997@mail.ru
4 Բելուբեկյան Մելս Վաղարշակի	Ֆ.-մ.գ.թ., պրոֆեսոր, ՀՀ ԳԱԱ մեխանիկայի ինստիտուտի գլխավոր գիտաշխատող Էլ. հասցե - mbelubekyan@yahoo.com
5 Գալստյան Արման Աշոտի	բակալավր, միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, I կարգի ինժեներ Էլ. հասցե - armanga@synopsys.com
6 Գրիգորյան Հայկ Տարոնի	«Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, Անալոգային և խառն ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների ճարտարագետ Էլ. հասցե - hgrigo@synopsys.com
7 Գրիգորյան Մուշեղ Տարոնի	«Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, Անալոգային և խառն ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների ճարտարագետ Էլ. հասցե - mushegg@synopsys.com
8 Գևորգյան Արամ Աշիկի	տ.գ.թ., դոցենտ, Է և ԷՏ ինստիտուտի դիրեկտորի տեղակալ, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - a.gevorgyan@polytechnic.am
9 Գևորգյան Վազգեն Սեմյոնի	մագիստրանտ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, երկրորդ կարգի ինժեներ, ՏՀՏԷ ինստիտուտ, ՄՍ և Հ ամբիոն, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - vazg.gevorgyan@gmail.com
10 Դանիելյան Արմեն Միքայելի	բակալավր, միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, I կարգի ինժեներ Էլ. հասցե - armenda@synopsys.com
11 Խաչատրյան Մարիա Հակոբի	հայցորդ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - maria-91@inbox.ru
12 Խաչիկյան Կարեն Տիգրանի	ասպիրանտ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ Էլ. հասցե - karenkhachikian@gmail.com

- 13** Հակոբյան Ասյա Ռաֆայելի Կրտսեր գիտաշխատող ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ,
Էլ. հասցե - assia77@yandex.ru
- 14** Հարությունյան Սիրանուշ Աշոտի տ.գ.թ., գիտաշխատող, ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ
Էլ. հասցե - sirhar@mail.ru
- 15** Հովհաննիսյան Արմեն Հենրիկի տ.գ.դ., պրոֆեսոր, «Ընդերքաբանություն և շրջակա միջավայրի պահպանություն» ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - hovarmen1961@gmail.com
- 16** Հովհաննիսյան Վարդան Դավիթի ճարտարագետ, Արագած ՄՊԸ,
Էլ. հասցե - vardan@aragatsltd.am
- 17** Հովսեփյան Արմեն Հովհաննեսի տ.գ.դ., դոցենտ, ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ,
լաբորատորիայի վարիչ
Էլ. հասցե - armenhovs@rambler.ru
- 18** Ղազարյան Մերի Գեղամի տ.գ.թ., դոցենտ, ՋԷ և ՇՄՊ ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - mery.gg@mail.ru
- 19** Մալիյան Լևոն Սամվելի «Գոլդ Սթար» ՓԲԸ, գլխավոր տնօրեն
Էլ. հասցե - l.mailyan@gold-star.am
- 20** Մանուկյան Արման Գևորգի բակալավր, միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, I կարգի ինժեներ
Էլ. հասցե - manuky@synopsys.com
- 21** Մարգարյան Միհրան Առնակի ասպիրանտ, «Մեխանիկայի և մեքենագիտության» ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - marg.mihran@gmail.com
- 22** Մարուխյան Ոստանիկ Զավենի տ.գ.թ. պրոֆեսոր, ՄԱՏՈՒԿ –ի տնօրեն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - vosmar@polytechnic.am
- 23** Շոլինյան Գնել Գագիկի Հայցորդ, ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ
Էլ. հասցե - sholinyan.gnel@gmail.com
- 24** Պետրոսյան Գեղամ Արծրունու Ասպիրանտ «Էլեկտրոնիկա, միկրո և նանո-էլեկտրոնիկա» ամբիոն, ԵՊՀ
Էլ. հասցե - geghamp@synopsys.com
- 25** Սարգսյան Միքայել Գարեգինի Ֆ.մ.գ.թ., դոցենտ, Մեխանիկայի և Մեքենագիտության ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - miksarg@mail.ru
- 26** Սաֆարյան Տաթևիկ Նիկոլայի տ.գ.թ., գիտաշխատող, ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ
Էլ. հասցե - for.tatevik@gmail.com

- 27** Սիմոնյան Սարգիս Հովհաննեսի տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀԱՊՀ
էլ. հասցե - sarkissimonyan2016@gmail.com
- 28** Սևոյան Գարեգին Գևորգի կ.գ.թ., դոցենտ, «Բիոգենոտեխ» ՍՊԸ-ի տնօրեն
էլ. հասցե - armbiosevovan@yahoo.com
- 29** Փյուսկյուլյան Կոնստանտին ֆ.մ.գ.թ., Շրջակա միջավայրի պաշտպանության լաբորատորիայի վարիչ, ՀԱԷԿ
էլ. հասցե - pyuskyulyan@bk.ru

СПИСОК АВТОРОВ

- | | | |
|-----------|--------------------------------|--|
| 1 | Агбальян Сурен Геворкович | д.т.н., профессор, НПУА
Эл. почта- metalsur@polytechnic.am |
| 2 | Акопян Ася Рафаеловна | м.н.с., Институт общей и неорганической химии НАН РА
Эл. почта- assia77@yandex.ru |
| 3 | Аракелян Андраник
Суренович | к.т.н., доцент кафедры ТЭ и ООС, НПУА
Эл. почта- asa.aragelyan@mail.ru |
| 4 | Арутюнян Сирануш Ашотовна | к.т.н., н.с., Институт общей и неорганической химии НАН РА
Эл. почта- sirhar@mail.ru |
| 5 | Бабаян Арман Артакович | магистрант кафедры Механики и машиноведения, НПУА
Эл. почта- babayan.arman.1997@mail.ru |
| 6 | Белубекян Мелс Вагаршакович | к.ф.-м.н., профессор, главный научный сотрудник Института механики НАН РА
Эл. почта- mbelubekyan@yahoo.com |
| 7 | Галстян Арман Ашотович | бакалавр кафедры Микроэлектронных схем и систем, НПУА; ЗАО “Синописис Армения”, инженер 1-й категории
Эл. почта- armanga@synopsys.com |
| 8 | Геворгян Арам Ашикович | к.т.н., доцент, заместитель директора Института Энергетики и Электротехники, НПУА
Эл. почта- a.gevorgyan@polytechnic.am |
| 9 | Геворгян Вазген Семенович | магистрант, НПУА, ЗАО “Синописис Армения”, инженер второго уровня
Эл. почта- vazg.gevorgyan@gmail.com |
| 10 | Григорян Айк Таронович | ЗАО “Синописис Армения”, аналоговый инженер
Эл. почта- hgrigo@synopsys.com |
| 11 | Григорян Мушег Таронович | ЗАО “Синописис Армения”, аналоговый инженер
Эл. почта- mushegg@synopsys.com |
| 12 | Даниелян Армен Микаелович | бакалавр кафедры Микроэлектронных схем и систем, НПУА; ЗАО “Синописис Армения”, инженер 1-й категории
Эл. почта- armenda@synopsys.com |
| 13 | Казарян Мери Гегамовна | к.т.н., доцент, зав. кафедрой ТЭ и ООС, НПУА
Эл. почта- meru.gg@mail.ru |
| 14 | Маилян Левон Самвелович | генеральный директор ЗАО “Голд Стар”
Эл. почта- l.mayilyan@gold-star.am |

- 15 Манукян Арман Геворгович бакалавр кафедры Микроэлектронных схем и систем, НПУА; ЗАО “Синописис Армения”, инженер 1-й категории
Эл. почта- manuky@synopsys.com
- 16 Маргарян Мигран Арнакович аспирант кафедры Механики и машиноведения, НПУА
Эл. почта- marg.mihran@gmail.com
- 17 Марухян Востаник Завенович к.т.н., проф., директор РУЦЯБ, НПУА
Эл. почта-vosmar@polytechnic.am
- 18 Овсепян Армен Оганесович д.т.н., доцент, зав. лаб., Институт общей и неорганической химии НАН РА
Эл. почта-armenhovs@rambler.ru
- 19 Оганесян Армен Генрикович д.т.н., проф., зав. каф. Недрологии и охраны окружающей среды, НПУА
Эл. почта- hovarmen1961@gmail.com
- 20 Оганнисян Вардан Давидович инженер, ООО “Арагац”
Эл. почта- vardan@aragatsltd.am
- 21 Петросян Гегам Арцрунович аспирант, ЕГУ
Эл. почта-geghamp@synopsys.com
- 22 Пюскюлян Константин Иванович к.ф.-м.н., начальник лаборатории охраны окружающей среды, Арм.АЭС
Эл. почта-ryuskyulyan@bk.ru
- 23 Саргсян Микаел Гарегинович к.ф.-м.н., доцент кафедры Механики и Машиноведения, НПУА
Эл. почта- miksarg@mail.ru
- 24 Сафарян Татевик Николаевна к.т.н., н.с., Институт общей и неорганической химии НАН РА
Эл. почта- for.tatevik@gmail.com
- 25 Севоян Гарегин Геворгович к.б.н., доцент, директор ООО “Биогеотех”
Эл. почта-armbiosevoyan@yahoo.com
- 26 Симонян Саркис Оганесович д.т.н., профессор, НПУА
Эл. почта- sarkissimonyan2016@gmail.com
- 27 Хачатрян Мария Акоповна соискатель, НПУА
Эл. почта- maria-91@inbox.ru
- 28 Хачикян Карен Тигранович аспирант 3-го курса, НПУА; Образовательный отдел ЗАО “Синописис Армения”
Эл. почта-karenkhachikian@gmail.com
- 29 Шолинян Гнел Гагикович соискатель, Институт общей и неорганической химии НАН РА
Эл. почта- sholinyan.gnel@gmail.com

LIST OF THE AUTHORS

- 1 Aghbalyan Suren Geworg Dr. of tech. sci., Prof., NPUA
E-mail- metalsur@polytechnic.am
- 2 Arakelyan Andranik Suren Cand. of tech.sci., Assoc. Prof. of the Chair of TPE and EP
E-mail- asa.arakelyan@mail.ru
- 3 Babayan Arman Artak Graduate student, Chair of Mechanics and Machine Science
E-mail- babayan.arman.1997@mail.ru
- 4 Belubekyan Mels Vagharshak Cand. of Phys.-math. sci., Prof., Chief scientific worker of the Institute of Mechanics of National Academy of Sciences
E-mail- mbelubekyan@yahoo.com
- 5 Danielyan Armen Mikael Bachelor of the Chair of Microelectronic Circuits and Systems, NPUA, I Level Engineer, Synopsys Armenia, CJSE
E-mail- armenda@synopsys.com
- 6 Galstyan Arman Ashot Bachelor of the Chair of Microelectronic Circuits and Systems, NPUA, I Level Engineer, Synopsys Armenia, CJSE
E-mail- armanga@synopsys.com
- 7 Gevorgyan Aram Ashik PhD, Assoc. Prof., Deputy Director of the E and EE Institute, NPUA
E-mail- a.gevorgyan@polytechnic.am
- 8 Gevorgyan Vazgen Semyon Graduate student , II Level Engineer, NPUA, “Synopsys Armenia” CJSC, A and MS Circuit Design
E-mail- vazg.gevorgyan@gmail.com
- 9 Ghazaryan Mery Gegham PhD, Assoc. Prof., Head of the Chair of TPE and EP, NPUA
E-mail- mery.gg@mail.ru
- 10 Grigoryan Hayk Taron Bachelor of Synopsys Armenia Educational Department, A and MS circuit design engineer, NPUA
E-mail- hgrigo@synopsys.com
- 11 Grigoryan Mushegh Taron Bachelor of Synopsys Armenia Educational Department, A and MS circuit design engineer, NPUA
E-mail- mushegg@synopsys.com
- 12 Hakobyan Asya Rafayel Junior research scientist, Institute of General and Inorganic Chemistry, NAS RA
E-mail- assia77@yandex.ru
- 13 Harutyunyan Siranush Ashot Cand. of tech.sci., NAS RA, Institute of General and Inorganic Chemistry, research scientist
E-mail- sirhar@mail.ru

- 14 Hovhannisyan Armen Henrik Dr. of tech. sci., Prof., Head of the Chair “Mining and environmental protection engineering”, NPUA
E-mail- hovarmen1961@gmail.com
- 15 Hovhannisyan Vardan Davit Engineer, Aragac LLC, NPUA
E-mail- vardan@aragatsltd.am
- 16 Hovsepyan Armen Hovhannes Dr. of tech. sci., Assoc. Prof., NAS RA, Institute of General and Inorganic Chemistry, Chief of the laboratory
E-mail- armenhovs@rambler.ru
- 17 Khachatryan Maria Hakob Probationer, NPUA
E-mail- maria-91@inbox.ru
- 18 Khachikyan Karen Tigran 3rd year PhD student, “Synopsys Armenia” Educational Department, NPUA
E-mail- karenkhachikian@gmail.com
- 19 Mailyan Levon Samvel General Director “Gold Star” CJSC
E-mail- l.mayilyan@gold-star.am
- 20 Manukyan Arman Gevorg Bachelor of the Chair of Microelectronic Circuits and Systems, NPUA, 1 Level Engineer, Synopsys Armenia, CJSE
E-mail- manuky@synopsys.com
- 21 Margaryan Migran Arnak PhD student, Chair of Mechanics and Machine Science
E-mail- marg.mihran@gmail
- 22 Marukhyan Vostanik Zaven PhD, Professor, Director of RTCNS, NPUA
E-mail- vosmar@polytechnic.am
- 23 Petrosyan Gegham Artsrun PhD student, YSU
E-mail- geghamp@synopsys.com
- 24 Pyuskyulyan Konstantin Ivan PhD, Head of Environmental Protection Laboratory, ANPP
E-mail- pyuskyulyan@bk.ru
- 25 Safaryan Tatevik Nikolay Cand. of tech.sci., NAS RA, Institute of General and Inorganic Chemistry, research scientist
E-mail- for.tatevik@gmail.com
- 26 Sargsyan Mikayel Garegin Cand. of tech. sci., Assoc. Prof., Chair of “Mechanics and Machine Science”, NPUA
E-mail- miksarg@mail.ru
- 27 Sevoyan Garegin Gevorg PhD, Assoc. Prof., Director of “Biogeotech” LLC
E-mail- armbiosevoyan@yahoo.com
- 28 Simonyan Sargis Hovhannes Dr. of tech. sci., Prof., NPUA
E-mail- sarkissimonyan2016@gmail.com
- 29 Sholinyan Gnel Gagik Probationer, Institute of General and Inorganic Chemistry, NAS RA
E-mail- sholinyan.gnel@gmail.com

«Հայաստանի գիտությունների ազգային ակադեմիայի և Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի տեղեկագիր. տեխնիկական գիտությունների սերիա» հանդեսում տպագրվում են տեսական և փորձարարական հետազոտությունների արդյունքները տեխնիկական գիտությունների հետևյալ բաժիններից՝ մեքենաշինություն, մետալուրգիա, նյութագիտություն, ընդերքօգտագործման տեխնոլոգիաներ, շինարարական կառուցվածքներ, հիդրավլիկա և հիդրոտեխնիկական կառույցներ, էներգետիկա, էլեկտրատեխնիկա, գիտական սարքաշինություն և չափողական տեխնիկա, հաշվողական տեխնիկա և ինֆորմատիկա, ռադիոէլեկտրոնիկա, միկրոէլեկտրոնիկա, լազերային տեխնիկա, ավտոմատացում և կառավարման համակարգեր:

Հանդեսում լուսաբանվում են ակադեմիական և ճյուղային գիտահետազոտական ինստիտուտների, բուհերի, գիտաարտադրական միավորումների և այլ կազմակերպությունների գիտական գործունեության առավել կարևոր արդյունքները:

Հանդեսի հիմնական նպատակն է խթանել գիտատեխնիկական առաջընթացը և նպաստել արտադրության մեջ այդ արդյունքների ներդրմանը:

Հանդեսը նախատեսված է ճարտարագետների, հետազոտողների և գիտնականների լայն շրջանների համար: Լույս է տեսնում երեք ամիսը մեկ անգամ:

В журнале "Известия Национальной академии наук РА и Национального политехнического университета Армении. Серия технических наук" публикуются результаты теоретических и экспериментальных исследований, охватывающих основные разделы технических наук: машиностроение, металлургия, материаловедение, технологии недропользования, строительные конструкции, гидравлика и гидротехнические сооружения, энергетика, электротехника, научное приборостроение и измерительная техника, вычислительная техника и информатика, радиоэлектроника, микроэлектроника, лазерная техника, автоматизация и системы управления.

Журнал является периодическим изданием, освещающим наиболее важные результаты научной деятельности академических и отраслевых научно-исследовательских институтов, вузов, научно-производственных объединений и др.

Основная цель журнала - пропагандировать фундаментальные и прикладные исследования в области технических наук, способствовать внедрению их результатов и ускорению научно-технического прогресса в производстве.

Журнал рассчитан на широкий круг ученых, исследователей и инженеров. Выходит один раз в три месяца.

The journal "Proceedings of the Republic of Armenia National Academy of Sciences and National Polytechnic University of Armenia. Series of Technical Sciences" publishes the results of theoretical and experimental investigations concerning the main branches of technical sciences: mechanical engineering, metallurgy, material science, mining engineering, natura utilization, building constructions, hydraulics and hydrotechnical constructions, power and electrical engineering, scientific instrument making and measuring devices, computer science and informatics, radioelectronics, microelectronics, laser eequipment, automation and control systems.

The journal is a periodical edition that presents the most important results of scientific activities at academic and branch scientific-research institutions, universities, research - industrial companies, etc.

The main task of the journal is the propaganda of fundamental and applied investigations in the field of technical sciences, and the promotion of their introduction and the acceleration of scientific and technological progress in industry.

The journal is intended for a wide range of scientists, researchers and engineers. It is published once in three months.

ՀՈՂՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով, համակարգչային շարվածքը՝ Microsoft Office Word: Հոդվածի ծավալը կարող է լինել մինչև 10 էջ, հաղորդումներինը՝ մինչև 4 էջ: Տեքստը շարադրվում է A4 չափսի թղթի վրա, աշխատանքային դաշտը՝ Top-5սմ, Bottom-4,75սմ, Left-6,2սմ, Right-1,8սմ, Footer-4,5սմ, միջտողային տարածությունը (Line spacing)՝ 1,15, պարբերությունը (First line)՝ 1 սմ: Հայերեն լինելու դեպքում նյութը շարադրվում է Sylfaen տառատեսակով, տառաչափը՝ 10, իսկ ռուսերեն կամ անգլերեն լինելու դեպքում՝ Times New Roman տառատեսակով, տառաչափը՝ 11:

2. Թղթի վերնի ձախ անկյունում գրվում է համապիտանի տասնորդական դարականիշը՝ տեքստին համապատասխան լեզվով (ՀՏԴ, ՄԺԿ, ՍԺԿ), հաջորդ տողի կենտրոնում՝ գլխատառերով հեղինակ(ներ)ի անվան-հայրանվան սկզբնատառերը և ազգանուն(ներ)ը՝ bold, 10 տառաչափով հայերեն, անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում: Հոդվածի վերնագիրը տրվում է հեղինակի ազգանվանը հաջորդող տողի կենտրոնում՝ bold, ամբողջությամբ գլխատառերով՝ 10 տառաչափով՝ հայերեն, անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում:

3. Նյութը սկսվում է ամփոփումով (անտասցիա) այն լեզվով, որով ներկայացված է: Ամփոփումն ավարտվում է առանցքային բառերով՝ տառաչափը՝ 9 հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, և միայն «Առանցքային բառեր» արտահայտությունը՝ bold, italic: Ամփոփումը պետք է լինի 500 նիշից ոչ ավելի՝ ներառյալ միջակայքերը, առանցքային բառերը կամ բառակապակցությունները՝ 4-8 բառ:

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

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

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

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

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

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

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

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Материал представляется в редакцию в соответствии со следующими правилами:

1. Статья в двух экземплярах и файл статьи в формате Microsoft Office Word. Объем статьи не должен превышать 10 страниц, объем сообщений – до 4-х страниц. Формат страницы – А4. Рабочее поле: Top – 5cm, Bottom – 4,75cm, Left – 6,2cm, Right – 1,8cm, Footer – 4,5cm, межстрочный интервал (Line spacing) – 1,15, красная строка (First line) – 1cm. Для статьи, написанной на армянском языке, применяется шрифт Sylfaen (размер шрифта - 10), а на русском и английском – Times New Roman (размер шрифта – 11).

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

3. Материал текста начинается с аннотации и представляется на том языке, на котором написана статья. Текст аннотации должен состоять не более чем из 500 знаков, включая пробелы. После аннотации пишутся ключевые слова – от 4-х до 8-и слов или словосочетаний. Размер текста аннотации и ключевых слов 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз., словосочетание **“Ключевые слова”** - Bold, italic.

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

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

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

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

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

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

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

RULES FOR PREPARATION OF MANUSCRIPTS

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

1. The authors are requested to submit two hard copies, and also the electronic version of the manuscript by Microsoft Office Word. The volume of scientific paper is limited to 10 pages, and to 4 pages for short communications. The text should be printed on A4 sized paper. The text margins should be: Top – 5cm, Bottom – 4.75 cm, Left – 6.2 cm, Right – 1.8cm, Footer – 4.5 cm, Line-spacing – 1.15 cm, the first line – 1 cm. Texts in Armenian should be printed by the Sylfaen, font size 10, and the texts in by Times New Roman, in font size 10 .

2. On the top left corner, the Universal Decimal Classifier is placed in the language of the manuscript (ՀՏԴ, ՄԴԿ, UDC). The initials and the surname(s) in font size 10, bold for texts in Armenian, English and Russian should be in the centre of the next line. The title should be placed in the centre of the line following the author's surname in font size 10, bold, all in capital letters for texts in Armenian, English and Russian.

3. The text begins with an abstract in the language it is presented. It ends with keywords in font size 9 for texts in Armenian, and in font size 10 for the ones in English and Russian. Only the word “Keywords” should be bold, italic. The summary should not exceed 500 characters including the spaces, the number of keywords or word combinations - 4-8.

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

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

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

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

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

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

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