

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ

ЕРЕВАН

Журнал издается с 5.01.1948 г.
Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Ռ.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ (գլխավոր խմբագիր), Հ.Ա. ԹԵՐԶՅԱՆ (գլխ. խմբ. տեղակալ),
Զ.Կ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ (պատասխանատու քարտուղար), Ս.Գ. ԱԴԲԱԼՅԱՆ [Ռ.Վ. ԱԹՅԱՆ],
Վ.Վ. ԲՈՒՆԻԱՏՅԱՆ, Ա.Խ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Ժ.Դ. ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Ս.Պ. ԴԱՎԹՅԱՆ,
Ս.Ս. ՂԱԶԱՐՅԱՆ, Ո.Զ. ՄԱՐԿԻՍՅԱՆ, Վ.Շ. ՄԵԼԻԿՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ,
Վ.Ս. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Վ.Ս. ՍԱՖԱՐՅԱՆ, Ս.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Մ.Գ. ՍՏԱԿՅԱՆ,
Ա.Թ. ՔՈՒՉՈՒԿՅԱՆ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Р.М. МАРТИРОСЯН (главный редактор), А.А. ТЕРЗЯН (зам. глав. редактора),
З.К. СТЕПАНЯН (ответственный секретарь), С.Г. АГБАЛЯН, [Р.В. АТОЯН],
В.В. БУНИАТЯН, А.Х. ГРИГОРЯН, Ж.Д. ДАВИДЯН, С.П. ДАВТЯН, С.М. КАЗАРЯН,
А.Т. КУЧУКЯН, В.З. МАРУХЯН, В.Ш. МЕЛИКЯН, Ю.Л. САРКИСЯН,
В.С. САРКИСЯН, В.С. САФАРЯН, С.О. СИМОНЯН, М.Г. СТАКЯН

EDITORIAL BOARD

R.M. MARTIROSSYAN (editor-in-chief), H.A. TERZYAN (vice-editor-in-chief),
Z.K. STEPANYAN (executive secretary), S.G. AGHBALYAN,
[R.V. ATOYAN], V.V. BUNIATYAN, Zh.D. DAVIDYAN,
S.P. DAVTYAN, S.M. GHAZARYAN, A.Kh. GRIGORYAN, A.T. KUCHUKYAN,
V.Z. MARUKHYAN, V.Sh. MELIKYAN, YU.L. SARGSYAN, V.S. SARKISSYAN,
V.A. SAFARYAN, S.H. SIMONYAN, M.G. STAKYAN

Հրատ. խմբագիր՝

Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Խմբագիրներ՝

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ա.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Վ.Գ. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ

ԱԼՅՈՒՄԻՆԱՅԻՆ ՀԱԿԱՇՓԱԿԱՆ ՓՈՇԵՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐՈՒՄ ՇՓՄԱՆ ԵՎ ՄԱՇՄԱՆ ԺԱՄԱՆԱԿ ԵՐԿՐՈՐԴԱՅԻՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԻ ԱՌԱՋԱՑՄԱՆ ՄԵԽԱՆԻԶՄԸ

Հետազոտվել է ալյումինային հակաշփական փոշեկոմպոզիտային նյութերի ֆազային բաղադրության ազդեցությունը երկրորդային կառուցվածքների ձևավորման գործընթացի վրա: Ցույց է տրված, որ պինդ քսանյութերի փոքր պարունակության դեպքում ($<15\%$ ծավալային) թաղանթը ձևավորվում է ոչ ամբողջ մակերևույթի վրա: Պինդ քսանյութերի ավելցուկային պարունակությունը ($<25\%$ ծավալային) բացասական է ազդում ֆիզիկամեխանիկական հատկությունների վրա: Ցույց է տրված, որ եռաֆազ նյութերում շփման մակերևույթներին երկրորդային կառուցվածքների առաջացման մեխանիզմը նույնն է, ինչ երկֆազ նյութերում, բայց եռաֆազ հակաշփական նյութերի մակերևույթներին առաջացած թաղանթների երկարակեցությունը և աշխատունակությունը երկու և ավելի անգամ մեծ է, քան երկֆազինը, որն ապահովվում է ի հաշիվ երրորդ կարծր ֆազի:

Առանցքային բառեր. մայրակ, պինդ քսանյութ, հատիկ, կարծր ֆազ, շփում, մաշում, երկրորդային կառուցվածք, ֆազ, թաղանթ, ամրություն, կարծրություն:

Հակաշփական համաձուլվածքներում մակերևութային թաղանթն առաջանում է հարմարաբերման գործընթացի ժամանակ: Շփման մակերևույթին երկրորդային կառուցվածքների առաջացման հետ մեկտեղ շփման գործակիցը նվազում է (նկ.1), իսկ կայուն թաղանթի առաջացման ժամանակ՝ կայունանում (կոր 1): Թաղանթի ընդհանուր մակերեսը (S) ներկայացնում է երկրորդ ֆազի հատիկների (m) գումարային մակերևույթը (S_i):

$$S = \sum_{i=1}^m S_i : \quad (1)$$

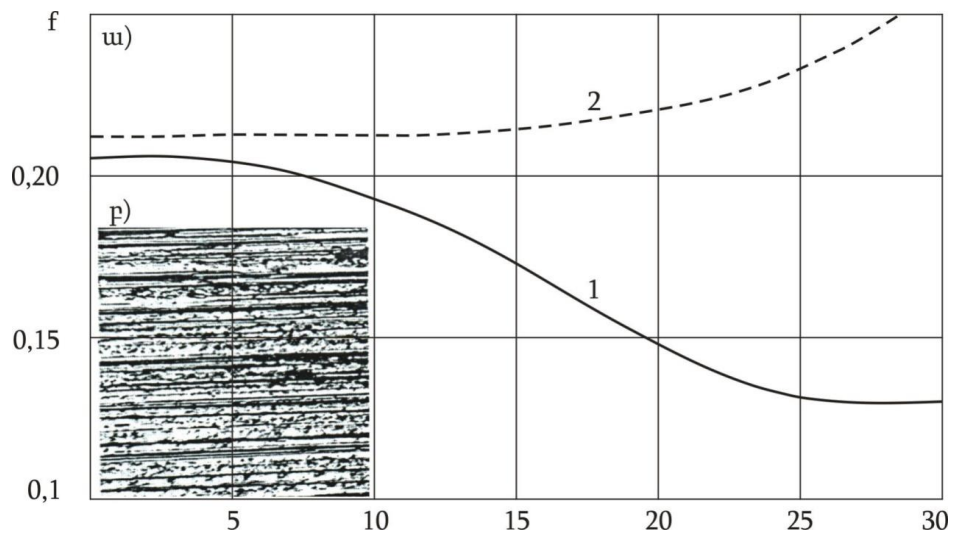
Այս կախվածությունը գրաֆիկորեն պատկերված է նկ. 2-ում: Հետագա հետազոտությունները ցույց են տալիս, որ հատիկները պետք է ունենան օպտիմալ չափսեր, քանի որ չափից ավելի մանրահատ կառուցվածքի դեպքում թաղանթի ամրությունն ընկնում է, և նկատվում է մեծ մաշվածություն (նկ. 2):

Ինչպես երևում է նկ. 2-ից, երկրորդ ֆազի հատիկների օպտիմալ չափսերը տատանվում են $5...15 \text{ մկմ}$ սահմաններում: Երկրորդային կառուցվածքները փոխազդում են հիմնական ֆազի մակերևույթի հետ և առաջացնում են $0,05 \text{ մկմ}$ հաստությամբ թաղանթներ, այդպիսով ապահովելով նյութի աշխատունակությունը, քանի որ նման հաստության դեպքում կողմնորոշված ատոմների մոնոշերտերի քանակը

կարող է հասնել մի քանի տասնյակի: Գրաֆիտի համար այն կազմում է 70...80, իսկ մոլիբդենի դիսուլֆիդի համար՝ 30...40 [1]: Թաղանթի ամրությունը գնահատվում է մակերևութային լարվածությամբ [2].

$$\sigma = 5,64 \cdot 10^4 \cdot (\rho/A)^{4/3}, \quad (2)$$

որտեղ ρ – ն մետաղի խտությունն է, A – ն՝ ատոմային զանգվածը:



Փորձարկման ժամանակահատվածը, րոպե

Նկ. 1. Շփման գործակցի փոփոխությունը՝ կախված փորձարկման տևողությունից (չոր շփում, $Q=1$ ՄՊա, $V=1$ մ/վ, $1-Al+Cu+Cr+MoS_2$, $2-Al+Cu+Cr$)

Թաղանթի ամրությունը մեծանում է, եթե երկրորդ ֆազը ձևավորող նյութում առկա են տարր կամ տարրեր, որոնց ատոմների չափսերը ($r_{1,2}$) հիմնական ֆազի տարրերի ատոմների չափսերին (r_0) հարաբերում են հետևյալ կերպ [3, 4]՝

$$r_{II\Phi} / r_0 \leq 0,59: \quad (3)$$

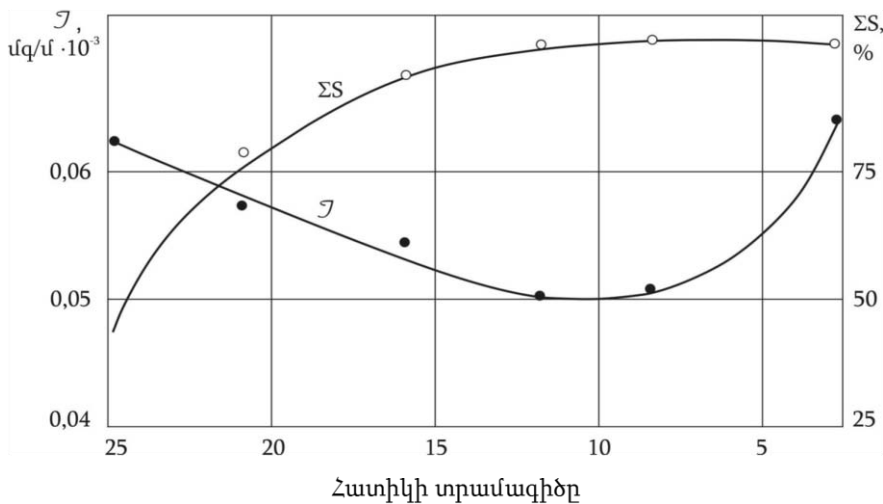
Գրաֆիտը մոլիբդենի մակերևութային առաջացնում է ավելի ամուր թաղանթ, քան ալյումինի, քանի որ առաջին դեպքում $r_{q\Phi:rMo}=0,55$, իսկ երկրորդ դեպքում

$$r_{q\Phi:rCu}=0,62:$$

Մակերևութային թաղանթների առաջացման գործընթացը պայմանավորված է նաև արտաքին գործոններով (P, V), որոնք արագացնում են մաշումը (նկ. 3):

Փոքր բեռնվածությունների և սահքի արագությունների դեպքում թաղանթի ձևավորման ժամանակահատվածը մեծանում է: Մեծ բեռնվածությունների դեպքում

նյութի հիմքը ենթարկվում է պլաստիկ դեֆորմացիայի, և թաղանթը քայքայվում է: Շփվող մակերևույթների միջև առաջանում են միջմոլեկուլային և միջատոմային ուժեր, հետևաբար՝ ակտիվանում են դիֆուզիոն գործընթացները, և նյութը կորցնում է իր աշխատունակությունը:

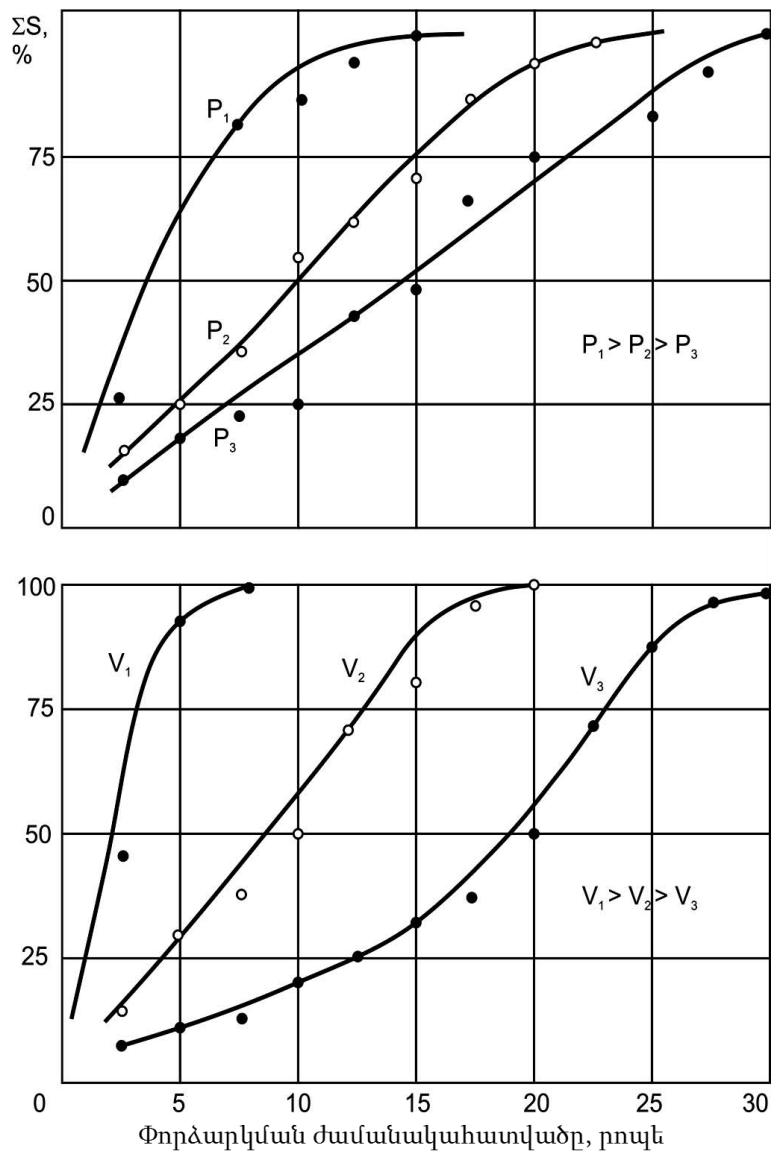


Նկ. 2. Մաշման (J) և երկրորդային կառուցվածքի գումարային մակերևույթի (ΣS) փոփոխությունը՝ կախված երկրորդ ֆազի հատիկայնությունից

Հետազոտվել է նաև ալյումինային հակաշփական նյութերի ֆազային բաղադրության ազդեցությունը երկրորդային կառուցվածքների ձևավորման գործընթացի վրա (նկ. 4): Պինդ քսանյութերի փոքր պարունակության դեպքում (<15 ծավալային %) թաղանթը ձևավորվում է ոչ ամբողջ մակերևույթի վրա: Պինդ քսանյութերի ավելցուկային պարունակությունը (>25 ծավալային %) բացասաբար է ազդում ֆիզիկամեխանիկական հատկությունների վրա:

Որոշակի հետաքրքրություն է ներկայացնում երկրորդային կառուցվածքների քիմիական բաղադրությունը, որն անալիզի ներկա մեթոդներով (ռենտգենաֆազային, միկրոռենտգենասպեկտրային, էլեկտրոնազրաֆիկական և այլն) պարզել չհաջողվեց՝ շերտերի հաստության փոքր լինելու պատճառով: Դրա համար կատարվել են նմուշների համեմատական հետազոտություններ, որոնց բաղադրության մեջ բացակայում են երկրորդային կառուցվածքները (պինդ քսանյութեր): Ինչպես երևում է նկ. 1 (բ)-ից, այդ նյութերի շփման մակերևույթներում բացակայում են երկրորդային կառուցվածքները:

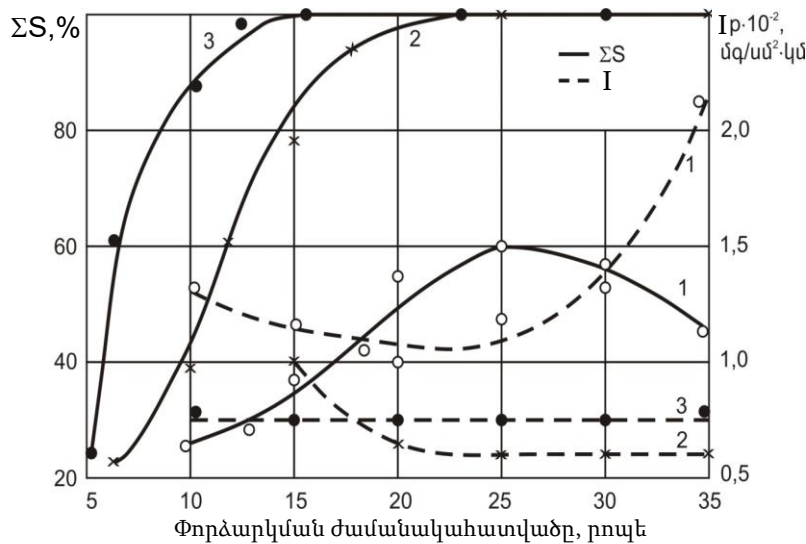
Անհրաժեշտ է նշել, որ f և t արժեքները մեծ են այնքան, որքան մեծ է c/α հարաբերությունը: Դա բացատրվում է նրանով, որ հեքսագոնալ բյուրեղավանդակ ունեցող նյութերում բյուրեղների հարթությունների միջև սահքը տեղի է ունենում փոքր ուժերի ազդեցության ներքո [5]:



Նկ. 3. Երկրորդային կառուցվածքի մակերևույթի առաջացման ինտենսիվությունը՝ կախված արտաքին գործոններից (չոր շփում, $Al+Cu+Cr+MoS_2$): $P_1=1$ ՄՊա, $P_2=3$ ՄՊա, $P_3=6$ ՄՊա, $V_1=1$ մ/վ, $V_2=3$ մ/վ, $V_3=5$ մ/վ

Եռաֆազ նյութերում շփման մակերևույթներին երկրորդային կառուցվածքների առաջացման մեխանիզմը նույնն է, ինչ երկֆազ նյութերում, բայց եռաֆազ հակաշփական նյութերի մակերևույթներին առաջացած թաղանթների երկարակեցությունը և աշխատունակությունը երկու և ավելի անգամ մեծ է, քան երկֆազ համաձուլվածքների

մակերևույթներին առաջացած թաղանթներինը (նկ. 5), որն ապահովվում է ի հաշիվ երրորդ ֆազի (կարծր մասնիկների):



Նկ. 4. Ֆազային բաղադրության ազդեցությունը երկրորդային կառուցվածքների առաջացման մեխանիզմի վրա ($Al+Cu+Cr+MoS_2$, $Q=1$ ՄՊա, $V=1$ մ/վ, չոր շփում).
1-MoS₂=10 ծավ.%, 2-MoS₂=20 ծավ.%, 3-MoS₂=30 ծավ.%

Դիսլոկացիան, տեղաշարժվելով շոշափող լարման ազդեցության տակ, իր ճանապարհին հանդպում է խոչընդոտի: Դիսլոկացիան $T=Gb^2/2$ ուժի ազդեցության տակ, որտեղ b -Բյուրգերսի վեկտորն է, կորանում է խոչընդոտների միջև: Խոչընդոտի երկու կողմերում ընկած դիսլոկացիայի ուղղաձիգ հատվածներով կազմված անկյունը նշանակենք φ ($\varphi < \pi$): Դիսլոկացիայի՝ մեկ խոչընդոտի վրա ազդող ուժի մեծությունը, ինչպես երևում է նկ.6-ից, կլինի՝

$$F = 2T \cdot \sin \varphi / 2 : \quad (4)$$

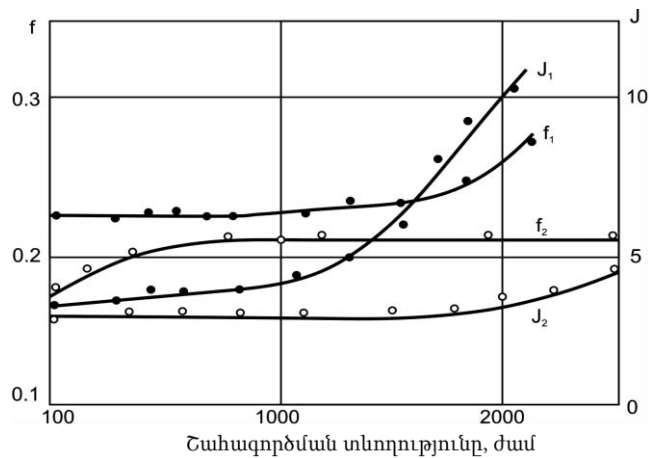
Տեղադրելով (4) բանաձևում T -ի արժեքը, կստանանք թաղանթում դիսլոկացիայի տեղաշարժն արգելակող մեկ կարծր մասնիկի դիմադրության ուժը՝

$$F = G \cdot b^2 \cdot \sin \varphi / 2 : \quad (5)$$

Այդ ուժի առաջացրած լարումը կլինի՝

$$\tau = \frac{G \cdot b}{\ell_0} \cdot \sin \frac{\varphi}{2}, \quad (6)$$

որտեղ ℓ_0 – ն կարծր մասնիկների միջև եղած հեռավորությունն է:



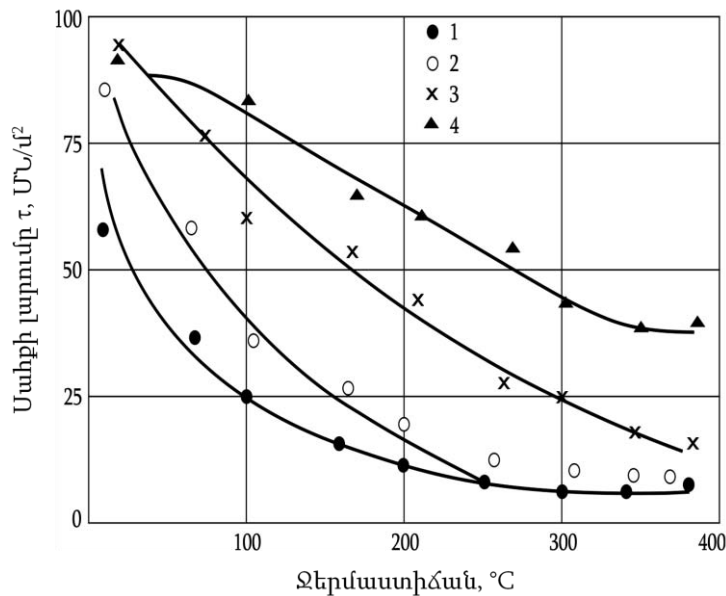
Նկ. 5. Երկֆազ և եռաֆազ ալյումինային հակաշփական փոշեհամաձուլվածքների շփական հատկությունների կախվածությունը շահագործման տևողությունից (1-Al+Cu+MoS₂, 2-Al+Cu+Cr+MoS₂, Q=1 ՄՊա, V=1 մ/վ, չոր շփում Q=1 ՄՊա, V=1 մ/վ, չոր շփում)

Սահքը խոչընդոտող թաղանթի մակերևույթին առկա լարվածությունը պայմանավորված է կարծր մասնիկների թվով (n).

$$\tau = \frac{\alpha \cdot G \cdot b}{\pi \cdot R^2 \cdot \ell_0} \cdot \sin \varphi / 2 : \quad (7)$$

(7) բանաձևը թույլ է տալիս պնդել, որ շփման մակերևույթին ձևավորված թաղանթի ամրությունը կարելի է մեծացնել, փոքրացնելով երրորդ ֆազի հատիկայնությունը և մեծացնելով նրա պարունակությունը:

Ուսումնասիրվել է Al-ի հիմքով երկֆազ և եռաֆազ հակաշփական փոշեկոմպոզիտային նյութերի շփման գործընթացի ժամանակ երկրորդային կառուցվածքի առաջացման մեխանիզմը, համաձայն որի շփման մակերևույթի վրա երկրորդային կառուցվածքի առաջացումով շփման գործակիցը նվազում է, իսկ կայուն թաղանթի առաջացումով՝ կայունանում: Ցույց է տրված, որ մակերևույթային թաղանթի առաջացման մեխանիզմը պայմանավորված է ինչպես հակաշփական նյութերի քիմիական բաղադրությամբ ու ֆազային կազմով, այնպես էլ արտաքին գործոններով, հատկապես ճնշումով և արագությամբ:



Նկ. 6. Տեղաշարժի լարման փոփոխությունը՝ կախված շփման ջերմաստիճանից
(Al+Cu+Cr, Q=0,5...3 ՄՊա, V=1 մ/վ)՝ 1-Cr=1%, 2-Cr=2%, 3-Cr=3%)

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Фридель Ж.** Дислокации.- М.: Мир, 1967.- 643 с.
2. **Брейтуэйт Е.Р.** Твердые смазочные материалы и антифрикционные покрытия.- М.: Химия, 1967.- 320 с.
3. **Семенченко В.К.** Поверхностные явления в металлах и сплавах.- М.: Гос. изд-во технико-теоретической литературы, 1957.- 491 с.
4. Физическое металловедение.- М.: Металлургия, 1987.- Т. 3.- 662 с.
5. **Буйнов Н.Н., Мальцев М.В., Фридляндер И.Н.** Металловедение алюминия и его сплавов. 2-е изд., пераб. и доп.- М.: Металлургия, 1983.- 280 с.

Հասցատանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 17.06.2015:

С.Г. АГБАЛЯН, А.А. ПЕТРОСЯН, В.Г. ВАРДАНЯН

**МЕХАНИЗМ ОБРАЗОВАНИЯ ВТОРИЧНОЙ СТРУКТУРЫ В АЛЮМИНИЕВЫХ
АНТИФРИКЦИОННЫХ СПЛАВАХ ПРИ ТРЕНИИ И ИЗНОСЕ**

Исследовано влияние фазового состава алюминиевых антифрикционных порошковых композиционных материалов на формирование процесса вторичной структуры. Показано, что в случае незначительных содержаний твердых смазочных материалов (<15% объемный) пленка образуется не на всей поверхности. Избыточная концентрация твердых смазок (<25% объемный) отрицательно воздействует на физико-механические свойства. Показано, что в трехфазных материалах на контактной поверхности механизм получения вторичной структуры является таким же, как в двухфазных материалах, но долговечность и работоспособность полученных пленок на поверхности трехфазных антифрикционных материалов в два или более раза больше, чем у двухфазных, что обеспечивается за счет третьей твердой фазы.

Ключевые слова: матрица, твердый смазочный материал, зерно, твердая фаза, трение, износ, вторичная структура, фаза, прочность, твердость.

S.G. AGHBALYAN, A.A. PETROSYAN, V.G. VARDANYAN

**THE FORMATION MECHANISM OF THE SECONDARY STRUCTURE IN
ALUMINIUM ANTIFRICTION ALLOYS AT FRICTION AND WEAR**

The impact of phase composition of aluminum antifriction powder composite materials on the formation of the process of secondary structure is investigated. It is shown that in case of insignificant content of solid lubricants (<15% volume) the film is formed not on the whole surface. The excess concentration of solid lubricants (<25% volume) influences the physico – mechanical properties negatively. It is shown that in three-phase materials, on the contact surface, the mechanism of obtaining a secondary structure is the same as in two-phase materials, but the durability and operability of the received films on the surface of three-phase antifriction materials are two or more times as much as in case of the two-phase ones which is provided at the expense of the third solid phase.

Keywords: matrix, solid lubricant, grain, solid phase, friction, wear, secondary structure, phase, durability, hardness.

А.О. АБОЯН

ЗАВИСИМОСТЬ ПЕРИОДА РЕНТГЕНОВСКИХ МУАРОВЫХ КАРТИН ОТ ДЛИНЫ ВОЛНЫ

Обсуждается вопрос зависимости периода рентгеновских муаровых картин от длины волны. Показано, что период муаровых картин в вакууме зависит от длины волны посредством $\cos\theta$ и не зависит от длины волны внутри кристалла. С увеличением длины волны при данной разности межплоскостных расстояний период муаровых картин в вакууме уменьшается.

Ключевые слова: рентгеновский муар, период муаровых картин, внутрикристалльные и вакуумные муаровые картины, трехкратный трехкристалльный интерферометр, интерферометрические топограммы.

Введение. Как известно [1, 2], муаровые явления - мощное средство для проведения прецизионных измерений с большим разрешением.

В оптике муаровое явление имеет важное применение в исследованиях деформаций и напряжений [3 –8].

Оптические (геометрические или механические) муары обычно создают с помощью двух сеток - сетки модели или образца и эталонной сетки [4]. Если периоды этих сеток одинаковые, то для получения муаровых картин необходимо поворачивать их друг относительно друга в своих плоскостях. Если их периоды отличаются друг от друга, то муаровые картины получаются и тогда, когда они ориентированы одинаково (линии сеток параллельны). В последнем случае при повороте одной сетки относительно другой получаются смешанные муаровые картины.

В области рентгеновского диапазона длин волн искусственные сетки для образования муаровых картин неэффективны, поэтому полученные на практике рентгеновские муаровые картины имеют только интерференционный характер.

Ширина угловой области вульф-брэгговских отражений электронов почти на два порядка больше рентгеновских отражений [9, 10], поэтому муаровое явление осуществляется легче при дифракции электронов, чем при дифракции рентгеновских лучей. Видимо, это обусловлено тем, что в экспериментах по дифракции электронов муаровые картины обнаружены раньше, чем в рентгеновских экспериментах. Естественно и то, что теория электронного муара [11-13] разработана раньше, чем теория рентгеновского муара.

Несмотря на то, что муаровый метод электронографических и рентгенографических исследований несовершенств кристаллов является сравнительно новым пополнением в арсенале неразрушающих методов диагностики несовершенств монокристаллов, в настоящее время в этой области выполнены многочисленные как теоретические, так и экспериментальные работы [14 - 27]. В этих и других работах,

проведенных за последние три десятилетия, достигнуты большие успехи и получены результаты, имеющие важное научное и практическое значение. Однако, не умаляя непереоценимого значения прогресса в области применения рентгеновского муарового метода, необходимо отметить некоторые неудовлетворительные стороны этих исследований:

1. Наблюдаемые муаровые картины являются изображениями внутрикристалльных картин. Часто эти картины (внутрикристалльные и вакуумные – наблюдаемые) резко отличаются друг от друга, между тем в вышеперечисленных работах детально исследованы только внутрикристалльные картины.

2. Как теоретически, так и экспериментально нечетко определена и зависимость картин периодов муаровых картин от длины волны.

Экспериментальная часть. Для исследования зависимости структур рентгеноинтерферометрического изображения поля деформации дислокационной линии от длины волны нами были получены интерферометрические топограммы как MoK_{α} – , так и AgK_{α} – излучением, подтверждающие, что с уменьшением длины волны рентгеновского излучения период увеличивается, а видимость муаровых картин уменьшается.



а) б) в)

Рис. 1. Топографические интерферограммы, полученные MoK_{α} – излучением (отражение $2\bar{2}0$, $\bar{2}02$ и $0\bar{2}2$)



а) б) в)

Рис. 2. Топографические интерферограммы, полученные AgK_{α} – излучением (отражение $2\bar{2}0$, $\bar{2}02$ и $0\bar{2}2$)

На рис. 1а–в и 2а–в показаны интерферометрические топограммы, полученные от трехкратного трехкристального интерферометра MoK_{α} – и AgK_{α} – излучением. На рис. 2а–в четко видно увеличение периодов муаровых картин с уменьшением длины волны.

Теоретическая часть. Обычно считают, что период рентгеновских муаровых картин не зависит от длины волны [1, 28]. Видимо, это заимствовано из оптики, где в основном рассматриваются геометрические (механические) муаровые картины, периоды которых действительно не зависят от длины волны [4].

Рентгеновские муаровые картины и их периоды зависят от длины волны не только потому, что с изменением длины волны изменяются облучаемые участки второго кристалла интерферометра, но и потому, что это изменение приводит к изменению направлений муаровых полос, как мы увидим это ниже. Рассмотрим зависимость периодов наблюдаемых муаровых картин от длины волны на примере двухкристаль-

ного интерферометра, у которого величины межплоскостных расстояний отражающих плоскостей первого и второго кристаллов отличаются друг от друга. Исследования проведем для двух волн: $\lambda_1 > \lambda_2$; $k_1 = 1/\lambda_1 < k_2 = 1/\lambda_2$. Пусть $d_1 > d_2$ – межплоскостные расстояния отражающих плоскостей первого и второго кристаллов соответственно; θ_{11} и θ_{12} – углы Брэгга первого и второго кристаллов для волны λ_1 ($\theta_{11} < \theta_{12}$); θ_{21} и θ_{22} – углы Брэгга первого и второго кристаллов для волны λ_2 ($\theta_{21} < \theta_{22}$). Первые индексы в обозначениях углов показывают номер волны, а вторые – номер кристалла.

Пусть две плоские монохроматические волны с волновыми векторами $\mathbf{K}_1$ и $\mathbf{K}_2$ падают на первый кристалл под точными углами Брэгга θ_{11} и θ_{21} соответственно. Допустим, кристаллы интерферометра толстые, и в них первые поля полностью поглощаются. Тогда из первого кристалла под углом θ_{11} выходят волны с волновыми векторами $\mathbf{K}_{02}^{t1}$ и $\mathbf{K}_{h2}^{t1}$, модули которых равны $1/\lambda_1$, а под углом θ_{21} выходят волны с волновыми векторами $\mathbf{K}_{02}^{t2}$ и $\mathbf{K}_{h2}^{t2}$, модули которых равны $1/\lambda_2$.

Все эти четыре волны падают на второй кристалл под углами, отличающимися от его брэгговских углов θ_{12} и θ_{22} . Расположение волновых векторов над и под вторым кристаллом интерферометра показано на рис. 3.

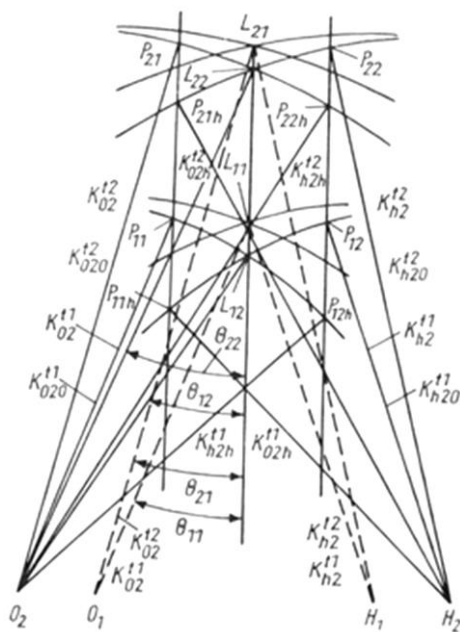


Рис. 3. Расположение волновых векторов над и под вторым кристаллом: L_{11} и L_{12} – точки Лауэ первого и второго кристаллов для волны λ_1 ; L_{21} и L_{22} – точки Лауэ первого и второго кристаллов для волны λ_2 ; P_{11} и P_{12} – точки падения, а P_{11h} и P_{12h} – точки отражения второго кристалла для волны λ_1 ; P_{21} и P_{22} – точки падения, а P_{21h} и P_{22h} – точки отражения второго кристалла для волны λ_2 ; O_1H_1 и O_2H_2 – векторы обратной решетки первого и второго кристаллов

Из второго кристалла выходят волны $\mathbf{K}_{020}^{t1}$, $\mathbf{K}_{02h}^{t1}$, $\mathbf{K}_{h20}^{t1}$ и $\mathbf{K}_{h2h}^{t1}$, возбужденные первой волной, и волны $\mathbf{K}_{020}^{t2}$, $\mathbf{K}_{02h}^{t2}$, $\mathbf{K}_{h20}^{t2}$ и $\mathbf{K}_{h2h}^{t2}$, возбужденные второй волной.

Для ясности на рис. 4а показано только расположение волновых векторов волн, возбужденных первой волной λ_1 , а на рис. 4б – только расположение волновых векторов, направленных в точку O_2 обратной решетки. На этих рисунках N – общая нормаль к поверхности входа и выхода кристаллов интерферометра.

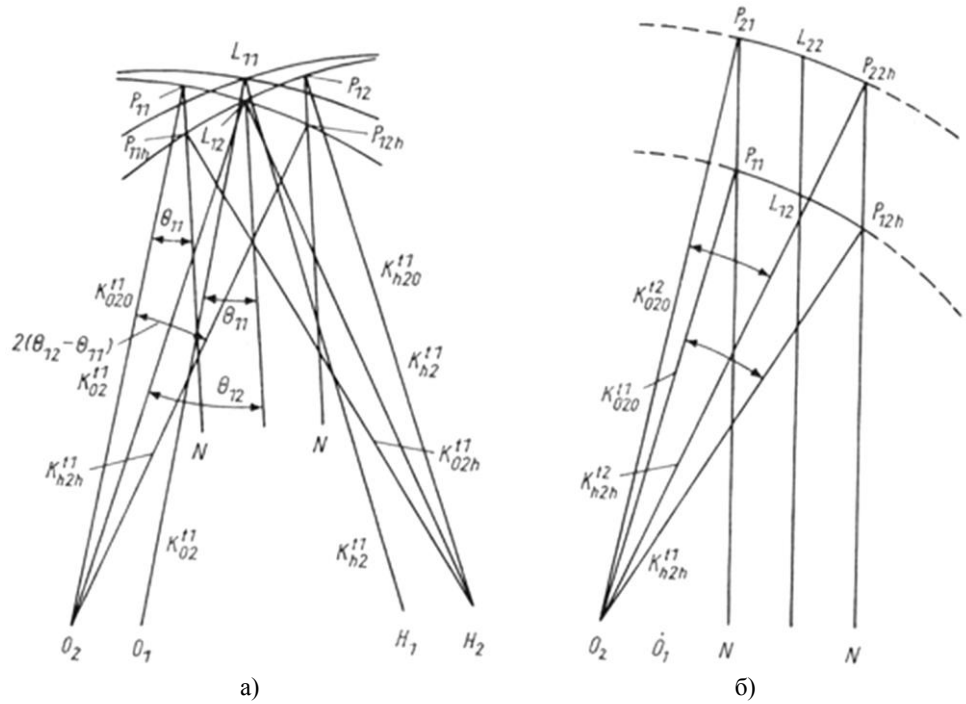


Рис. 4. Расположение волновых векторов волн: а - возбужденных только волной λ_1 ; б - направленных в точку O_2 обратной решетки

С помощью рис. 3 и 4 нетрудно убедиться в справедливости следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \angle P_{11}O_2P_{12h} &= 2(\theta_{12} - \theta_{11}) = \angle P_{11h}H_2P_{12}, \\ \angle P_{21}O_2P_{22h} &= 2(\theta_{22} - \theta_{21}) = \angle P_{21h}H_2P_{22}. \end{aligned} \quad (1)$$

Как видно из этих рисунков, для периодов муаровых полос можно написать следующие выражения:

- для волны λ_1 :

$$\Delta_{10} = \Delta_{1h} = \frac{1}{|P_{11}P_{12h}|} = \frac{1}{|P_{11h}P_{12}|} = \frac{1}{|\mathbf{K}_{020}^{t1} - \mathbf{K}_{h2h}^{t1}|} = \frac{1}{|\mathbf{K}_{h20}^{t1} - \mathbf{K}_{02h}^{t1}|}; \quad (2)$$

- для волны λ_2 :

$$\Delta_{20} = \Delta_{2h} = \frac{1}{|\vec{P}_{21}\vec{P}_{22h}|} = \frac{1}{|\vec{P}_{21h}\vec{P}_{22}|} = \frac{1}{|\vec{K}_{020}^{t2} - \vec{K}_{h2h}^{t2}|} = \frac{1}{|\vec{K}_{h20}^{t2} - \vec{K}_{02h}^{t2}|}. \quad (3)$$

Учитывая (1) и малость разностей $\theta_{12} - \theta_{11}$ и $\theta_{22} - \theta_{21}$, эти выражения для периодов перепишем в следующем виде:

$$\Delta_{10} = \Delta_{1h} = \frac{1}{2k_1(\theta_{12} - \theta_{11})} = \frac{\lambda_1}{2(\theta_{12} - \theta_{11})}, \quad (4)$$

$$\Delta_{20} = \Delta_{2h} = \frac{1}{2k_2(\theta_{22} - \theta_{21})} = \frac{\lambda_2}{2(\theta_{22} - \theta_{21})}.$$

Пользуясь условиями Брэгга для отражающих плоскостей первого и второго кристаллов для λ_1 и λ_2 , выражения (4) приведем к виду

$$\Delta_{10} = \Delta_{1h} = \frac{d_1 d_2}{d_1 - d_2} \cos \theta_{11} = \Delta_0 \cos \theta_{11}, \quad (5)$$

$$\Delta_{20} = \Delta_{2h} = \frac{d_1 d_2}{d_1 - d_2} \cos \theta_{21} = \Delta_0 \cos \theta_{21},$$

где $\Delta_0 = \frac{d_1 d_2}{d_1 - d_2}$ - период муаровых полос во втором кристалле.

Из (5) видно, что:

а) период муаровых полос в вакууме зависит от длины волны посредством $\cos \theta$;

б) период муаровых картин Δ_0 внутри кристалла не зависит от длины волны;

в) так как $\lambda_1 > \lambda_2$ и $\theta_{11} > \theta_{21}$, то $\cos \theta_{11} < \cos \theta_{21}$, следовательно, с увеличением длины волны при данной разности межплоскостных расстояний период муаровых картин в вакууме уменьшается.

Все сказанное наглядно можно показать графически. Действительно, с помощью рис. 4б можно убедиться в том, что

$$|\vec{P}_{11}\vec{P}_{12h}| = |\vec{P}_{11h}\vec{P}_{12h}| > |\vec{P}_{21}\vec{P}_{22h}| = |\vec{P}_{11}\vec{P}_{12h}|. \quad (6)$$

Тогда из (2), (3) и (6) получим

$$\Delta_{10} = \Delta_{1h} < \Delta_{20} = \Delta_{2h}.$$

Так как дуги $P_{21}L_{22}P_{22h}$ и $P_{11}L_{12}P_{12h}$ и соответствующие им хорды $P_{21}P_{22h}$ и $P_{11}P_{12h}$ ограничены двумя нормальными, расположенными в одну сторону диаметра концентрических окружностей, то ясно, что в таких случаях будет больше та хорда, соответствующий радиус которой меньше.

Выводы. Теоретически и экспериментально доказано, что период муаровых полос в вакууме зависит от длины волны посредством $\cos\theta$ и не зависит от длины волны внутри кристалла. С уменьшением длины волны рентгеновского излучения период муаровых картин в вакууме увеличивается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пинскер З.Г. Рентгеновская кристаллооптика. - М.: Наука, 1982.- 389 с.
2. Шубников А.В. Растровая модель обыкновенных и групповых волн // Природа. – 1965.- Вып. 11. – С. 61 – 67.
3. Oster G., Wasserman M., Zwerling C. // J. Opt. Soc. Amer. -1964.- V. 54.- P.169 -175.
4. Дюрелли А., Паркс В. Анализ деформаций с использованием муара. – М.: Мир, 1974. – 359 с.
5. Теокарис П. Муаровые полосы при исследовании деформаций.- М.: Мир, 1972. – 335 с.
6. Сухарев И.П., Ушаков Б.Н. Исследование деформаций и напряжений методом муаровых полос. – М.: Машиностроение, 1969. – 208 с.
7. Шнейдерович Р.М., Левин О.А. Измерение полей пластических деформаций методом муара. – М.: Машиностроение, 1972. – 152 с.
8. Валуев Н.А. Растровая оптика. - М.: Гостехиздат, 1949. – 382 с.
9. Новицкий В.В., Андреева Е.Н. Исследование изгиба пластинок методом муара // Расчет пространственных конструкций.- М.: Изд-во литературы по строительству, 1964. - Вып. 9. – С. 199- 142.
10. Пинскер З.Г. Современные представления о природе дифракционного муара. - Проблема современной кристаллографии / Под ред. Б.К. Вайнштейна. – М.: Наука, 1975. - 172 с.
11. Пинскер З.Г. Дифракция электронов. – М.: Наука, 1949. - 405 с.
12. Jevers R. // Phil. Mag. - 1962. - V.7. - P. 1681-1720.
13. Амелинкс С. Методы прямого наблюдения дислокаций. – М.: Наука, 1968.- 440 с.
14. Bonse U., Hart M. // Z. Physik. - 1965. - V. 190. - P. 455- 467.
15. Bonse U., Hart M. // Acta Cryst. -1968. - A24. - P. 240 -245.
16. Laue M.V. Rontgenstrahl – Interferenzen // Akademische Verlagsgesellschaft. - Frankfurt am Main, 1960.- 476 p.
17. Bauspiess W., Bonse U. // Phys. Lett.- 1976. - 56A. - P. 244 -246.
18. Bonse U., Kaat E. // Z. Physik. – 1971. - V. 243.- P. 14 -15.
19. Graeff W., Bonse U. // Z. Physik. – 1977.- V. 27.- P. 19 -22.
20. Kischko U., Bonse U. // J. Appl. Cryst. – 1985. - V.18. - P. 326 -333.
21. Bonse U., Wroblewski T. Novel Measuring Strategies in Neutron Interferometry // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. -1985. -A235. - P. 557 -560.

22. Bonse U., Wroblewski T. // Phys. Rev. – 1984. - V. 30. - P. 1214-1217.
23. Раранский Н.Д., Шафранюк В.П., Фодчук И.М. Видность маятниковых и муаровых полос в ЛЛЛ - интерферометре // Тезисы докладов III Всесоюзного совещания по когерентному взаимодействию излучения с веществом. - М., 1985.- С. 28.
24. Раранский Н.Д., Шафранюк В.П., Фодчук И.М., Струк Я.М. Определение функции локальных разориентаций в искаженных кристаллах методом рентгеновской интерферометрии // Тезисы докладов III Всесоюзного совещания по когерентному взаимодействию излучения с веществом. - М., 1985. - С. 30.
25. Безирганян П.А., Эйрамджян Ф. О. К вопросу о зависимости муаровых картин от длины волны // Изв. АН АрмССР. Физика. – 1972. – Т.7. - С. 215 - 220.
26. Безирганян П.А., Асланян В.Г. // Кристаллография. -1984. -Т.29. - С. 874-881.
27. Абоян А.О., Агбалян С.Г. Образование рентгеновского муара кристаллических решеток. Рентгеновские интерферометры // Вестник ГПУА. Металлургия, материаловедение, недропользование - 2015. - № 1 . – С. 11 – 29.
28. Bonse U., Graeff W. // J. Appl. Phys. -1977. - V.22. – P. 93-143.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 06.10.2015.

Ա. Հ. ԱՐՈՅԱՆ

ՌԵՆՏԳԵՆՅԱՆ ՍՈՒԱՐԻ ՊԱՏԿԵՐՆԵՐԻ ՊԱՐԲԵՐՈՒԹՅԱՆ ԿԱԽՈՒՄԸ ԱԼԻՔԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅՈՒՆԻՑ

Դիտարկվել է մուարի պատկերների պարբերության՝ ալիքի երկարությունից կախվածության հարցը: Ցույց է տրվել, որ մուարի պատկերների պարբերությունը վակուումում կախված է $\cos\theta$ -ի միջոցով: Մուարի պատկերների պարբերությունը բյուրեղի ներսում ալիքի երկարությունից կախված չէ: Տվյալ միջհարթությունային հեռավորությունների տարբերության դեպքում ալիքի երկարության մեծացմամբ մուարի պատկերների պարբերությունը վակուումում փոքրանում է:

Առանցքային բառեր. ռենտգենյան մուար, մուարի պատկերների պարբերություն, ներբյուրեղային և վակուումային մուարի պատկերներ, եռակի եռաբյուրեղ ինտերֆերաչափ, ինտերֆերաչափական տեղագրեր:

A.H. ABOYAN

DEPENDENCE OF THE X- RAY MOIRE PATTERN PERIODS ON THE WAVE LENGTH

The dependence of the X - ray Moire pattern periods on the wave length is discussed. It is shown that the period of the Moire patterns in the vacuum depends on the wave length by means of $\cos\theta$. The period of the Moire patterns inside the crystals does not depend on the wave length. When the wave length increases at the given difference of interplane distances, the Moire pattern periods in the vacuum decrease.

Keywords: X – ray Moire, Moire pattern period, intracrystal and vacuum Moire pattern, triple, tri-crystal interferometer, interferometric topograms.

Հ.Ա. ԿԱՐԱՊԵՏՅԱՆ

ՊՂՆՁԻ ՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ
ԼԵԳԻՐՈՂ ՏԱՐԻԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ

Ներկայացված են պղնձի համաձուլվածքների էլեկտրահաղորդականության վրա կալցիումի, ալյումինի և քրոմի ազդեցության փորձնական ուսումնասիրությունների արդյունքները: Լեգիրող տարրերի առավելագույն պարունակությունը 1,0% է: Հետազոտման արդյունքների հիման վրա ընտրվել են բարձրաէլեկտրահաղորդիչ ցածր լեգիրված պղնձի վրա առավել արդյունավետ ազդող լեգիրող տարրը և վերջինիս պարունակության սահմանը:

Առանցքային բառեր. ձուլվածք, էլեկտրական դիմադրություն, լեգիրում, լիգատուր, ֆլյուս, նախապատրաստվածք:

Մետաղական նախապատրաստվածքները և իրերը ստացվում են ճնշմամբ մշակմամբ (տաք և սառը վիճակում), եռակցմամբ, փոշեմետալուրգիայի եղանակով, ձուլմամբ և այլն: Նշված եղանակներից ամենաարդյունավետը ձուլման տեխնոլոգիան է, քանի որ այդ եղանակով են ստացվում գրեթե ցանկացած համաձուլվածքից, համապատասխան չափերով, կշռով ու անհրաժեշտ ուրվագծով, տարբեր իրեր, որոնք հաջողությամբ կիրառվում են տնտեսության համապատասխան բնագավառներում: Ձուլածո իրերի ստացման համար օգտագործվող համաձուլվածքների ընտրությունը բարդ խնդիր է, քանի որ գրեթե ցանկացած համաձուլվածքից, նույնիսկ ոչ ձուլման, կարելի է պատրաստել ձուլվածքներ: Այդ իսկ պատճառով էլ համաձուլվածքն ընտրելիս պետք է հաշվի առնել ստացվող ձուլվածքի տեխնիկական պահանջները:

Էլեկտրատեխնիկական արդյունաբերությունում զգալի է անհրաժեշտ ֆիզիկամեխանիկական հատկություններով և բարձր էլեկտրահաղորդականությամբ օժտված ձևավոր ձուլվածքների պահանջարկը:

Գունավոր մետաղների համաձուլվածքներից ձուլվածքների ստացման համար որպես բովախառնուրդային նյութեր օգտագործվում են առաջնային գունավոր մետաղներ, երկրորդային գունավոր մետաղների ձուլակոճղեր, լիգատուրներ, ձուլման և մեխանիկական արտադրամասերի թափոններ, ինչպես նաև ֆլյուսներ ու խարամագոյացման հավելանյութեր:

Պղնձի հիմքով համաձուլվածքները լայն կիրառություն ունեն որպես կոնստրուկցիոն նյութեր: Դա պայմանավորված է պղնձի բարձր էլեկտրահաղորդականությամբ և ջերմահաղորդականությամբ, ինչպես նաև բարձր պլաստիկությամբ ու կոռոզիակայունությամբ:

Արդյունաբերությունում թողարկվող պղնձի մականիշներն իրարից տարբերվում են խառնուրդների պարունակությամբ, վերջինները զգալիորեն իջեցնում են պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը: Առավել վնասակար խառնուրդներ են բիսմութն ու թթվածինը:

Բիսմութը պղնձի հետ առաջացնում է սահմանափակ լուծելիությամբ (600°C -ում լուծելիությունը կազմում է մինչև $0,001\%$) դյուրահալ պինդ լուծույթներ, որոնք բյուրեղանալիս պնդանում են ամենավերջում և էվտեկիկական ռեակցիայի ժամանակ (270°C) տեղաբաշխվում են հատիկների սահմաններում, իսկ տաք գլոցման դեպքում 270°C -ից բարձր ջերմաստիճաններում տաքացնելիս նրբաշերտերի հալումից ձուլուկները քայքայվում են: $0,001\%$ -ից ավելի բիսմութի պարունակության դեպքում պղինձը դառնում է փխրուն սառը մշակման դեպքում:

Թթվածինը պղնձի հետ առաջացնում է դժվարահալ էվտեկտիկա, որի հալման ջերմաստիճանը բարձր է պղնձի տաք մշակման ջերմաստիճանից: Եթե պղինձը պարունակում է $0,005\%$ -ից ավելի թթվածին (ըստ զանգվածի), ապա բյուրեղների սահմաններում անջատվում է էվտեկտիկա ($\text{Cu} + \text{Cu}_2\text{O}$): Հետևաբար, չնչին քանակով թթվածնի առկայությունը չի ուղեկցվում շիկաբեկունքության առաջացմամբ: Սակայն թթվածնի պարունակության զգալի բարձրացումը կտրուկ իջեցնում է պղնձի մեխանիկական, տեխնոլոգիական և կոռոզիոն հատկությունները, որի արդյունքում պղինձը դառնում է շիկաբեկուն և սառնաբեկուն:

Պղինձը, որում առկա է թթվածին, ջրածին պարունակող միջավայրում թրծաթողման դեպքում դառնում է փխրուն ու ճաքճքում է: Այս երևույթը հայտնի է <<ջրածնային հիվանդություն>> անվանումով: Այս դեպքում պղնձի ճաքճքումը տեղի է ունենում ջրածնի ու թթվածնի փոխազդեցությունից զգալի քանակով ջրային գոլորշիների առաջացման արդյունքում: Բարձր ջերմաստիճաններում ջրային գոլորշիներն ունեն բարձր ճնշում և քայքայում են պղինձը: Պղնձում ճաքերի առկայությունը հաստատվում է նմուշներն ըստ ծոման և ոլորման փորձարկելիս, ինչպես նաև միկրոսկոպիկ մեթոդներով:

Պղինձը ձուլվածքային բրոնզների և արույրների հիմքն է: Պղնձի բարձր էլեկտրահաղորդականությունը հիմնական գործոնն է, որով բնորոշվում է պղնձի օգտագործումը որպես նյութ հոսանքահաղորդիչ դետալների պատրաստման համար: Շիկափափկացրած պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը, որը 20°C -ում ունի $\rho=0,017241 \text{ Օմ}\cdot\text{մմ}^2/\text{մ}$ տեսակարար էլեկտրական դիմադրություն, ընդունված է 100% կամ $58 \text{ մ}\cdot\text{Օմ}\cdot\text{մմ}^2$ որպես էլեկտրահաղորդականության միջազգային ստանդարտ: Սակայն պղինձը դեֆիցիտ գունավոր մետաղ է, հետևաբար՝ հատուկ ուշադրություն պետք է դարձնել նրա հալման և ձուլման շահավետ ու անթափոն տեխնոլոգիայի ստեղծմանը՝ նվազագույնի հասցնելով մետաղի կորուստները:

Պղնձի հիմքով համաձուլվածքներից ձուլվածքների ստացման հիմնական դժվարությունը պայմանավորված է մաքուր պղնձի ցածր հեղուկահոսունությամբ,

մեծ գծային (2,1%) ու ծավալային կծկվածքներով (մոտ 11%), գազակլանման և ճաքերի առաջացման մեծ հակումով, ինչպես նաև թթվածին ու ջրածին չպարունակող համաձուլվածքների ստացմամբ [1]:

Գրականության տվյալներից հայտնի է, որ տեխնիկական մաքուր պղնձից և նրա հիմքով բարձրաէլեկտրահաղորդիչ համաձուլվածքներից ձևավոր ձուլվածքների ստացման գործընթացներն ուսումնասիրված են բավականին քիչ, որը դժվարացնում է լավագույն հատկություններով օժտված որակյալ ձուլվածքների ստացումը: Բավարար չափով ուսումնասիրված չի նաև հալույթի լցման ջերմաստիճանի ու լեգիրող տարրերի ազդեցությունը պղնձի ձուլման հատկությունների վրա: Պղնձի հիմքով համաձուլվածքներից ձևավոր ձուլվածքների ստացման համար հիմնականում օգտագործվում են մետաղակաղապարային, հալվող մոդելներով և թաղանթային ձուլվածքներում ձուլման եղանակները:

Աշխատանքի նպատակն է՝ ուսումնասիրել չնչին քանակով լեգիրող տարրերի ազդեցությունը պղնձի հիմքով համաձուլվածքների էլեկտրահաղորդականության վրա:

Լեգիրող տարրերի ընտրությունը կատարելիս առաջնորդվել ենք հետևյալ դրույթներով՝

- դրանք պետք է լավ լուծվեն պղնձում,
- լեգիրող տարրերի մնացորդները չպետք է ազդեցություն թողնեն պղնձի էլեկտրահաղորդականության վրա,
- դրանք պետք է նպաստեն պղնձի ձուլման և մեխանիկական հատկությունների բարձրացմանը:

Պղնձում տարբեր տարրերի առկայությունը, ինչպես նաև հատուկ ներմուծվող լեգիրող տարրերը այս կամ այն չափով ազդում են պղնձի և նրա համաձուլվածքների ֆիզիկամեխանիկական ու տեխնոլոգիական հատկությունների վրա և, առաջին հերթին, իջեցնում են նրա էլեկտրահաղորդականությունը:

Մաքուր պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը որոշվում է այն բոլոր գործոններով, որոնք ազդում են մետաղի մաքրության, ինչպես նաև նրա բյուրեղացման բնույթի և բյուրեղային կառուցվածքի վրա: Եթե հաշվի առնենք, որ 1 μm^2 ծավալով մաքուր պղնձում, ըստ զանգվածի, պարունակվում է 0,01% Fe, Co և Ni, երբ խառնուրդների ատոմների թիվը հասնում է 10^{17} , ապա հասկանալի է, թե որքան ուժեղ են ազդում պղնձում պարունակվող խառնուրդները և լեգիրող տարրերը նրա էլեկտրահաղորդականության վրա, ընդ որում՝ այդ ազդեցությունը կարող է լինել զգալի կամ չնչին [2]:

Պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը չնչին չափով նվազեցնող տարրերից են արծաթը, կադմիումը, մագնեզիումը, ցիրկոնիումը և այլն, որոնք պղնձի հետ առաջացնում են համեմատաբար բարձր լուծելիությամբ սահմանափակ պինդ լուծույթներ (Էվտեկտիկայի ջերմաստիճանում դրանց սահմանային լուծելիությունը պղնձում կազմում է՝ 8,8% Ag, 2,7% Ca, 2,8% Mg) և բարձրացնում են նրա ամրությունն ու

կարծրությունը [3]: Արծաթի, կադմիումի և մագնեզիումի չնչին պարունակությամբ (մինչև 1,0%) պղնձի համաձուլվածքները ջերմային առումով չմշակվող են և ամրանում են միայն սառը դեֆորմացիայի դեպքում: Արծաթի նվազագույն քանակությունը ամենաքիչն է իջեցնում պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը, սակայն արծաթ պարունակող պղնձի համաձուլվածքների ամրության սահմանն ու կարծրությունը սենյակային և բարձր ջերմաստիճաններում զիջում են այլ տարրերով լեգիրված պղնձի համաձուլվածքներին: Արծաթը զգալիորեն բարձրացնում է պղնձի վերաֆյուրեղացման ջերմաստիճանն ու սողքի դիմադրությունը, հետևաբար՝ բարձրաէլեկտրահաղորդիչ պղնձի համաձուլվածքների համար ամենաթանկ լեգիրող տարրն է:

Էլեկտրահաղորդիչ պղնձի համար առավել տարածված լեգիրող տարր է կադմիումը, որը քիչ է իջեցնում պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը, սակայն բարձրացնում է նրա ամրության ցուցանիշները: Կադմիումին փոխարինող տարր է մագնեզիումը, բայց քանի որ մագնեզիումը արծաթի ու կադմիումի համեմատ զգալիորեն է իջեցնում պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը, ուստի մագնեզիումը համաձուլվածքի մեջ է ներմուծվում մինչև 0,3%-ի չափով: Հետազոտությունները ցույց են տվել, որ (0,1...0,3)% Mg պարունակող Cu-Mg համաձուլվածքներն իրենց հատկություններով համարժեք են (0,9...1,2)% Cd պարունակող ստանդարտ կադմիումային բրոնզներին: Cu-Mg համաձուլվածքներում առավել արդյունավետ հավելանյութ է բորը, որի մինչև 0,2% պարունակությունը նպաստում է հատիկի մանրացմանը, մեծացնում է ամրությունը, պահպանելով պլաստիկությունը:

Պղնձում 0,1% ֆոսֆորի պարունակությունը (ըստ զանգվածի) բարձրացնում է էլեկտրական դիմադրությունը 2 անգամ, իսկ է 1% կադմիումի քանակությունը բարձրացնում է այն ընդամենը 5%-ով: Հաղորդալարերի պատրաստման համար պղինձը սովորաբար լեգիրվում է (0,8...1,0)% կադմիումով: Այս դեպքում մոտ երեք անգամ բարձրանում է ստացվող հաղորդալարի ամրության սահմանը, իսկ էլեկտրահաղորդականությունը կազմում է տեխնիկապես մաքուր պղնձի էլեկտրահաղորդականության մոտ 90%-ը [4]: Ընդհանուր օրինաչափությունն այն է, որ լուծված տարրի ատոմները թույլ ազդեցություն են թողնում այն դեպքում, երբ դրանք իրենց բնույթով նման են լուծիչ տարրի ատոմներին և պարբերական համակարգում գտնվում են իրարից ոչ շատ հեռու:

Պղնձից ձևավոր ձուլվածքների ստացման կարևոր փուլ է հալույթի պատրաստումը, քանի որ տեղի է ունենում համաձուլվածքի բաղադրիչների ակտիվ փոխազդեցություն գազային միջավայրի հետ: Այս ընթացքում մետաղի և գազերի փոխազդեցությունից կարող են առաջանալ քիմիական միացություններ, լուծույթներ և մեխանիկական խառնուրդներ, որոնք վատացնում են հալույթի որակը: Պղնձի ձուլման և ֆիզիկամեխանիկական հատկությունների վրա զգալի ազդեցություն ունեն նաև նրանում պարունակվող գազերը, հատկապես պղնձի մեջ ջրածնի ու թթվածնի միաժամանակյա առկայությունը: Լեգիրումով պղնձի ձուլման և ֆիզիկամեխանիկական

հատկությունների լավացումը կապված է որոշակի դժվարությունների հետ, քանի որ այս դեպքում համարյա միշտ նվազում է նրա էլեկտրահաղորդականությունը, նույնիսկ նրանում լեգիրող տարրերի չնչին ավելացումների դեպքում:

Օհմի օրենքից հետևում է, որ էլեկտրահաղորդականության մեծությունը (γ) հակադարձ համեմատական է տեսակարար էլեկտրական դիմադրությանը ($\gamma=1/\rho$): Հաղորդչի տեսակարար էլեկտրական դիմադրությունը ճիշտ որոշելու համար շատ կարևոր է ճիշտ որոշել նրա ընդլայնական կտրվածքի մակերեսը, ինչը բավականին դժվար է: Հաշվի առնելով միջազգային պրակտիկան՝ մեր կողմից որոշվել է տեսակարար էլեկտրական դիմադրությունն ըստ նմուշի զանգվածի մեծության՝ օգտագործելով հետևյալ առնչությունը.

$$F = \frac{M}{ml},$$

որտեղ F -ը փորձարկվող նմուշի ընդլայնական կտրվածքի մակերեսն է, ml^2 , M -ը՝ նմուշի զանգվածը, l , m -ը՝ համաձուլվածքի խտությունը, որը պղնձի համար 20°C -ում միջազգային ստանդարտով ընդունվում է $8,89 \text{ g/cm}^3$ կամ $8,89 \cdot 10^{-3} \text{ կգ/սմ}^3$, l -ը՝ նմուշի երկարությունը, $սմ$:

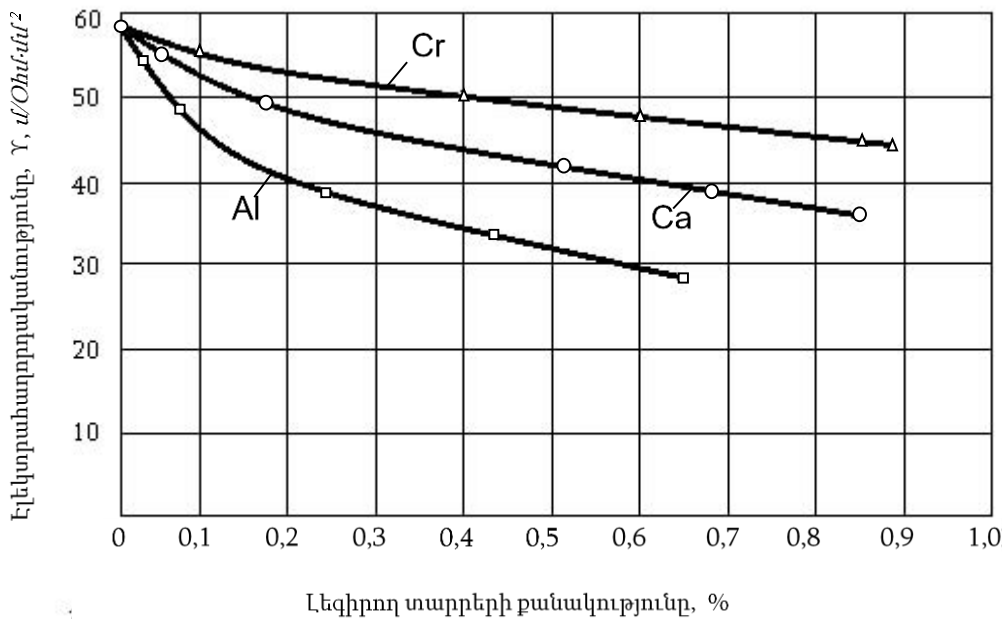
Հետևաբար, պղնձի համար օգտագործվում են տեսակարար դիմադրության երկու մեծություններ՝ ծավալային (ρ_v) և զանգվածային (ρ_m), $Օմ \cdot սմ$: Տեխնիկական գրականությունում հաճախ էլեկտրահաղորդականությունն արտահայտվում է տոկոսներով: Եթե ըստ միջազգային ստանդարտի պղնձի էլեկտրական դիմադրությունն ընդունվում է $\rho_v=0,017241 \text{ Օմ} \cdot մմ^2/սմ$, ապա պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը կլինի՝ $\gamma=1/\rho_v=1/0,017241=58 \text{ սմ/Օմ} \cdot մմ^2$ [5]:

Հաշվի առնելով, որ պղնձի տեսակարար դիմադրության մեծությունը որոշվել է՝ ելնելով նմուշի զանգվածից, ուստի պղնձի էլեկտրական դիմադրության որոշման արդյունքների վրա խտության ազդեցությունը բացառելու համար օգտագործել ենք ըստ զանգվածի պղնձի տեսակարար դիմադրությունը, այսինքն՝ $\rho_m=8,89\rho_v=8,89 \cdot 0,017241=0,15328 \text{ Օմ} \cdot գ/սմ^2$:

Էլեկտրահաղորդականությունը որոշելու համար ձուլման եղանակով պատրաստել ենք $12 \times 12 \times 100 \text{ մմ}$ չափերով նախապատրաստվածքներ և չափել դրանց էլեկտրադիմադրությունը: Չափումները կատարել ենք սենյակային ջերմաստիճանի պայմաններում $4 \dots 5$ անգամ:

Որպես լեգիրող տարրեր ընտրել ենք կալցիումը, ալյումինը և քրոմը մինչև $1,0\%$ պարունակությամբ: Լեգիրող տարրերը բովախառնուրդի մեջ ենք ներմուծել համապատասխան լիգատուրների ձևով: Հալումը կատարել ենք ինդուկցիոն վառարանում, գրաֆիտե տիգելներում, պաշտպանիչ շերտի տակ: Համաձուլվածքների փորձարկման պայմանները պահպանվել են նույնը:

Նկարում բերված են պղնձի էլեկտրահաղորդականության վրա լեգիրող տարրերի ազդեցության բնութագրերը: Ինչպես երևում է գրաֆիկներից, բոլոր լեգիրող տարրերն իջեցնում են պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը, մասնավորապես, առավել չափով նվազում է Al-ով, իսկ ամենաքիչը՝ Cr-ով լեգիրելիս:



Նկ. Լեգիրող տարրերի ազդեցությունը պղնձի էլեկտրահաղորդականության վրա

Cu-Al համաձուլվածքներում Al-ի 0,65% պարունակության դեպքում պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը նվազում է 51%-ով: Մինչև 0,85% Ca-ով լեգիրելիս պղնձի էլեկտրահաղորդականությունը նվազում է (36...38)%-ով, իսկ 0,88% Cr-ով լեգիրելիս՝ ընդամենը (20...22)%-ով:

Այսպիսով, պղնձի հիմքով սակավ լեգիրված համաձուլվածքների էլեկտրահաղորդականության պահպանման համար որպես լեգիրող տարր նպատակահարմար է օգտագործել քրոմը՝ համաձուլվածքի զանգվածի (0,1...0,88)%-ի չափով: Այդպիսի համաձուլվածքներից հնարավոր է ստանալ բարձրորակ ձևավոր էլեկտրահաղորդիչ ձուլվածքներ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Курдюмов А.В., Пикунов М.В., Чурсин В.М., Бибииков Е.Л. Производство отливок из сплавов цветных металлов. - М.: МИСИС, 1996.-504 с.
2. Технология литейного производства / Под ред. Б.С. Чуркина. - Екатеринбург: УрГПУ, 2000.- 662 с.

3. Двойные и многокомпонентные системы на основе меди / Под ред. **Н.Х. Абрикосова**. - М.: Наука, 1979.- 248 с.
4. Технология литейного производства / Под ред. **А.П. Трухова**. - М.: Академия, 2005.-528 с.
5. Цветное литье: Справочник / Под общ. ред. **Н.М. Галдина**. - М.: Машиностроение, 1989.-528 с.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 03.08.2015:

Г.А. КАРАПЕТЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛЕГИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ МЕДНЫХ СПЛАВОВ

Приведены результаты экспериментального исследования влияния кальция, алюминия и хрома на электропроводность медных сплавов. Количество легирующих элементов составляет до 1,0%. Выбран наиболее рациональный легирующий элемент (и предел его содержания) для высокоэлектропроводной низколегированной меди.

Ключевые слова: отливка, электрическое сопротивление, легирование, лигатура, флюс, заготовка.

H.A. KARAPETYAN

INVESTIGATING THE IMPACT OF ALLOYING ELEMENTS ON THE ELECTRICAL CONDUCTIVITY OF COPPER ALLOYS

The results of experimental investigation of the calcium, aluminum and chromium effect on the electrical conductivity of copper alloys are introduced. The amount of alloying elements is up to 1.0%. The most rational alloying element (and the limit of its content) for high electrical conductivity low alloyed copper is selected.

Keywords: casting, electrical resistance, alloying, hardener, flux, blank.

Մ.Է. ՍԱՍՈՒՆՅԱՆ

ԽԱՐԱՄՆԵՐԻ ՕՊՏԻՄԱԼ ՀԱՐԱԲԵՐՈՒԹՅԱՆ ԸՆՏՐՈՒԹՅՈՒՆԸ
ՄԵԽԱՆԱԱԿՏԻՎԱՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՈՒՄ

Հետազոտվել է պղնձային (թափոնային կամ կոնվերտերային) և մոլիբդենային խարամների տարբեր զանգվածային հարաբերություններով պատրաստված բովախառնուրդի մեխանաակտիվացման գործընթացը թրթռադացում 15 և 60 *րոպե* մանրացնելիս: Ցույց է տրվել, որ լավագույն արդյունքներ են ստացվում թափոնային և մոլիբդենային խարամների 1:0,25 հարաբերության դեպքում, երբ 60 *րոպե* թրթռադացում մանրացումը հանգեցնում է բովախառնուրդի մեխանիկական ակտիվության մեծացմանը:

Առանցքային բառեր. մեխանաքիմիական ակտիվացում, բովախառնուրդ, թրթռադաց, մանրացում, թափոնային, կոնվերտերային, մոլիբդենային խարամներ, երկաթ, սիլիցիում, ֆերոսիլիցիում:

Ներածություն: Վերջին ժամանակներս որոշակի ֆազային կազմով և կառուցվածքով մետաղափոշիների ստացման արդյունավետ եղանակ է համարվում բարձր ջերմաստիճանային ինքնատարածվող սինթեզի գույակցումը նախնական մեխանաքիմիական ակտիվացման հետ: Մեխանաակտիվացած բարձր ջերմաստիճանային ինքնատարածվող սինթեզը (ՄԱԲՄ) թույլ է տալիս քիչ էներգետիկական ծախսերով և պարզ սարքավորումներով ստանալ բացառիկ հատկություններով նյութեր և համաձուլվածքներ՝ վերականգնման ռեակցիայից անջատված ջերմության հաշվին: Նախնական մեխանաակտիվացումը (ՄԱ) թույլ է տալիս նպատակաուղղված ազդել ռեակցիոն խառնուրդի կառուցվածքի և ԲԻՄ գործընթացի պարամետրերի վրա, դրանով իսկ ապահովելով ստացված համաձուլվածքի ֆազային կազմի և կառուցվածքի դեկավարումը [1,2]:

Աշխատաքի նպատակն է ուսումնասիրել թրթռադացում նուրբ մանրացման եղանակով բովախառնուրդի նախնական մեխանաակտիվացման գործընթացը՝ որոշակի հատկություններով փոշիանման ֆերոսիլիցիումի ստացման համար: Որպես էլանյութեր ֆերոսիլիցիումի ստացման համար օգտագործվում են Ալավերդու պղնձաձուլական գործարանի թափոնային (կամ կոնվերտերային) խարամները, որոնք հարուստ են երկաթով (~50% FeO) և Երևանի «Մաքուր երկաթ» գործարանի մոլիբդենային խարամները, որոնք հարուստ են սիլիցիումով (~80% SiO₂): Բացի նշված խարամներից, բովախառնուրդը բաղկացած է նաև CaO-ից և KNO₃-ից: Այս բաղադրիչներով պատրաստված բովախառնուրդի բարձր ջերմաստիճանային վերականգնումով (ալյումինաթերմայով) ստացվում է ֆերոսիլիցիում՝ որոշակի ֆազային կազմով և կառուցվածքով: Այդ նպատակով կատարվել են բովախառնուրդի համալիր ֆիզիկաքիմիական հետազոտություններ (մանրադիտակային, ռենտգենաֆազային, մանրաց-

ման աստիճանի և մակերեսի մորֆոլոգիական)՝ պարզելու համար նրա ռեակցիոն կարողությունների մեծացման հնարավորությունը նախնական մեխանաքիմիական ակտիվացման արդյունքում: Միաժամանակ, պարզվել է բովախառնուրդի բաղադրության մեջ մտնող հիմնական բաղադրիչների՝ թափոնային (կամ կոնվերտերային) և մոլիբդենային խարամների տարբեր հարաբերությունների բաղադրիչ մասերի (CaO-ի, KNO₃-ի) վարքը նուրբ մանրացման արդյունքում: Խարամների նախնական ռեակցիոն կարողությունների մեծացումը թույլ կտա ԲԻՍ գործընթացը վարել ավելի ցածր ջերմաստիճաններում և դրանով իսկ կառավարել ստացված արգասիքի կառուցվածքագոյացման գործընթացը:

Հետազոտման մեթոդը: Հետազոտության համար ընտրվել են Ալավերդու պղնձաձուլական գործարանի կոնվերտորային (փորձանմուշ № 1) և թափոնային (փորձանմուշ № 2), ինչպես նաև «Մաքուր երկաթ» գործարանի մոլիբդենային խարամները (փորձանմուշ № 3):

Խարամներում տարրերի բաղադրության ուսումնասիրությունները՝ հաշված համապատասխան օքսիդների վրա, իրականացվել է ED 2000 տիպի ատեստավորված ռենտգենաֆլյուրեսցենսային և “Oxford Instruments Analytical” (Մեծ Բրիտանիա) ֆիրմայի սպեկտրոմետրով [3,4]:

Սակերեսների մորֆոլոգիական ուսումնասիրությունները կատարվել են բարձր ճշտություն ապահովող «Mira» ֆիրմայի «Tescan» (Չեխոսլովակիա) տեսածրող էլեկտրոնային մանրադիտակի և «INCA Energy 350» տիպի միկրոռենտգենասպեկտրային անալիզատորի միջոցով [4,5]. Հետազոտություններն իրականացվել են ըստ ռենտգենյան ճառագայթների բնորոշ գծերի մակերեսների: Որոշման ընթացքում համակարգիչի դիսփլեյի վրա ցույց է տրվել տարրերի բաշխման քարտեզը: Տարրերի կոնցենտրացիան որոշվել է ըստ գույնի ինտենսիվության: Որքան մեծ է եղել լազերի մթազնման աստիճանը, այնքան մեծ է եղել տարրերի կոնցենտրացիան: Որպես մակերևութային ակտիվ նյութ օգտագործվել է նատրիումի հեքսամետաֆոսֆատը [5,6]:

Մեխանաքիմիական ակտիվացման փորձերը կատարվել են M-30 տիպի թրթռադացում [7,8]: Աղացի ծավալը կազմել է 600սմ³, պտույտների թիվը՝ 425 *պտ/րոպ*, *հզորությունը* - 2,8 *կՎտ*: Աղացը բաղկացած է իրար դիմաց տեղավորված երկու թմբուկներից: Առաջին թմբուկում լցվում է 50 *գ* զանգվածով չոր խարամը, իսկ երկրորդում՝ նույն զանգվածով ջրով թրջվածը: Ակտիվացման տևողությունը կազմել է 15, 30, 45 և 60 *րոպե*: Սակայն գրաֆիկներում հիմնականում նշվել է 15 և 60 *րոպե*, որպեսզի ավելի լավ նկատվեն մանրացումից կախված միներալների ֆազային փոփոխությունները: Համեմատելի տվյալներ ստանալու համար մանրացման փորձերն իրականացվել են հավասար պայմաններում:

1. Խարամների մեխանաքիմիական ակտիվացումը բովախառնուրդի բաղադրիչների մասնակցությամբ: Ինչպես նշվեց, բովախառնուրդի քիմիական ակտիվացման մեծացումը կատարվում է՝ բովախառնուրդը ենթարկելով թրթռադացում նուրբ

մանրացման: Պատրաստվել է որոշակի հարաբերություններով կազմված բովա-
խառնուրդ, որը, բացի պղնձային և մոլիբդենիտային խարամներից, պարունակել է
նաև այլ բաղադրիչներ: Մասնավորապես՝ բովախառնուրդի թերմիկությունը մեծաց-
նելու նպատակով ավելացվում է NaNO_3 , իսկ խարամագոյացման համար՝ CaO :

Ուսումնասիրվել է բովախառնուրդի ֆազային և կառուցվածքի փոփոխու-
թյունների կախումը պղնձային (փորձանմուշներ № 1 և № 2) և մոլիբդենային (փորձա-
նմուշ № 3) խարամների հետևյալ զանգվածային հարաբերությունից՝ 0,25:1; 1:1 և 3:1:
Բովախառնուրդները պատրաստվել են ըստ հաշվարկային քանակների՝ հաշվի առ-
նելով, որ պղնձային խարամը պարունակում է 35% Fe և 17,5% Si, իսկ մոլիբդենիտա-
յին խարամը՝ 41, 53% Si: Աղյուսակում բերված են խարամների այդ հարաբերու-
թյունները:

Աղյուսակ

Բովախառնուրդում խարամների հարաբերությունները

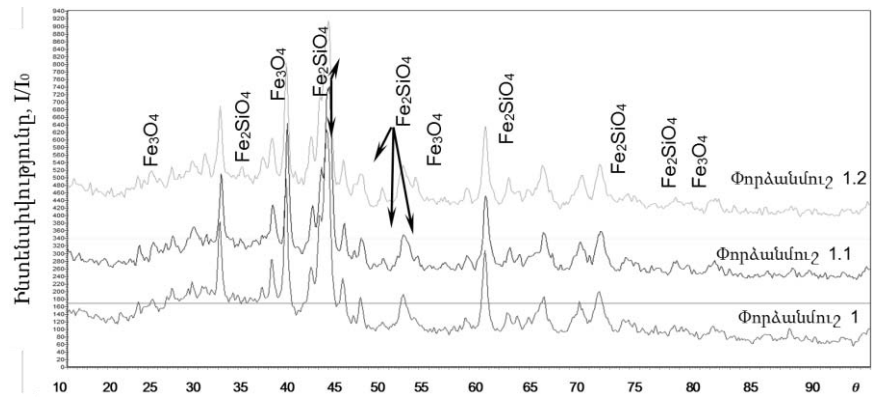
Օգտագործ- ված բաղադրիչը	Խարամների տարբեր հարաբերակցությունները					
	կոնվ./ մոլիբ. 1:1	թափոն./ մոլիբ. 1:1	կոնվ./:մոլիբ. 3:1	թափոն./ մոլիբ. 3:1	կոնվ./ :մոլիբ. 25:1	թափոն./:մոլիբ. 0,25:1
Առանց բաղադրիչի	1	2	3	4	5	6
Ավելացրած 2,5 գ KNO_3	1,1	2,1	3,1	4,1	5,1	6,1
Ավելացրած 2,5 գ KNO_3 և 2,5 գ CaO	1,2	2,2	3,2	4,2	5,2	6,2

Յուրաքանչյուր փորձանմուշ 15 և 60 *րոպե* մանրացվել է թրթռաղացում: Մեխա-
նաքիմիական ակտիվացումից հետո ֆազային կազմը ուսումնասիրվել է $\text{Cu}_{\text{K}\alpha}$ -ճա-
ռագայթումով աշխատող DPOH-3 դիֆրակտոմետրով: Ռենտգենագրերի նկարահա-
նումները կատարվել են $2\theta = 10^\circ \dots 90^\circ$ անկյունների միջակայքում՝ անընդհատ ռեժիմով:
Փորձերը կատարվել են ինչպես կոնվերտերային -մոլիբդենային, այնպես էլ թափո-
նային – մոլիբդենային խարամների տարբեր հարաբերություններով՝ պարզելու հա-
մար այդ թափոնախարամների առավելությունը մեխանաքիմիական ակտիվացման
արդյունքում (քանի որ երկաթի պարունակությամբ այդ խարամները համարյա հա-
վասարաարժեք են, և երկու խարամներում էլ հիմնական միներալները ֆայալիտն ու
մագնետիտն են): Համեմատելի տվյալներ ստանալու համար բոլոր փորձերի համար
ընտրվել են հավասար պայմաններ:

2. Բովախառնուրդների մեխանաքիմիական ակտիվացման արդյունքները:

Առաջին խմբաքանակի փորձերում №1, №1.1 և №1.2 փորձանմուշների մեխանաքի-
միական ակտիվացումը կատարվել է 1:1 զանգվածային հարաբերությամբ կոնվեր-
տերային (20 գ) և մոլիբդենային (20 գ) խարամների խառնուրդի դեպքում, ըստ որում՝
№1 փորձանմուշը առանց բաղադրիչների ավելացման, № 1.1 փորձանմուշը՝ 2,5 գ

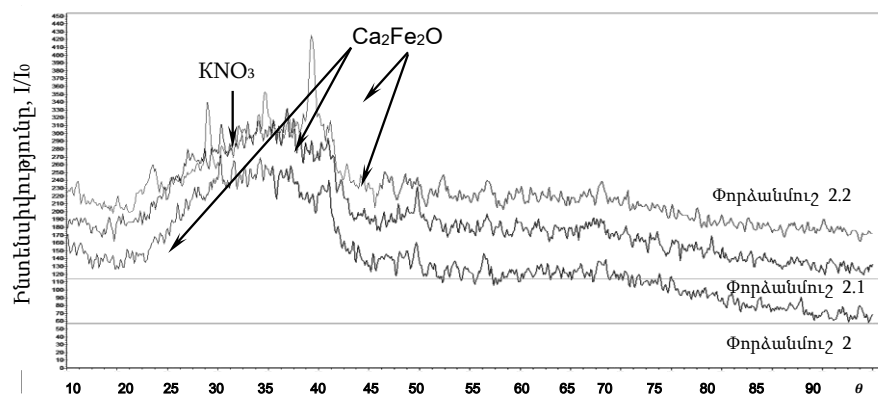
KNO_3 -ի և №1.2 –ը՝ 2,5 գ KNO_3 և 2,5 գ CaO –ի առկայությամբ (փորձերի այս պայմանները կրկնվում են բոլոր հարաբերությունների դեպքում): Հետազոտվող փորձանմուշների ռենտգենագրերը ներկայացված են նկ. 1-ում:



Նկ. 1. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խառամների 3:1 հարաբերության դեպքում

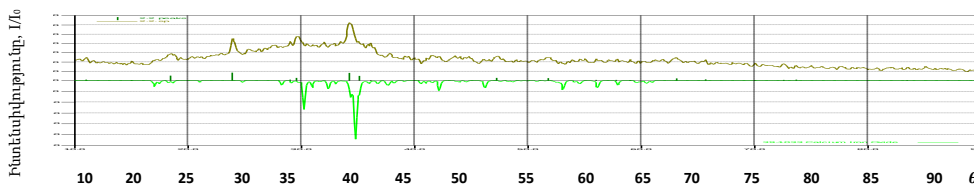
Ինչպես երևում է ռենտգենագրերի համեմատությունից, 60 րոպե տևողությամբ մանրացման արդյունքում ֆազային կազմը երեք փորձանմուշներում համարյա չի փոխվել, և նոր ֆազեր չեն առաջացել: Սակայն առանց մեխանաքիմիական ակտիվացման, ելանյութ կոնվերտերային խառամների հետ համեմատած, բավական ավելացել են մագնետիտի առկայծումները:

№2, №2.1 և №2.2 փորձանմուշների հետազոտությունը կատարվել է թափոնային - մոլիբդենային խառամ նույն հարաբերության պայմաններում և № 1, № 1.1 և №1.2 փորձանմուշներին համապատասխան բաղադրությամբ: Հետազոտվող փորձանմուշների ռենտգենագրերը ներկայացված են նկ. 2-ում:



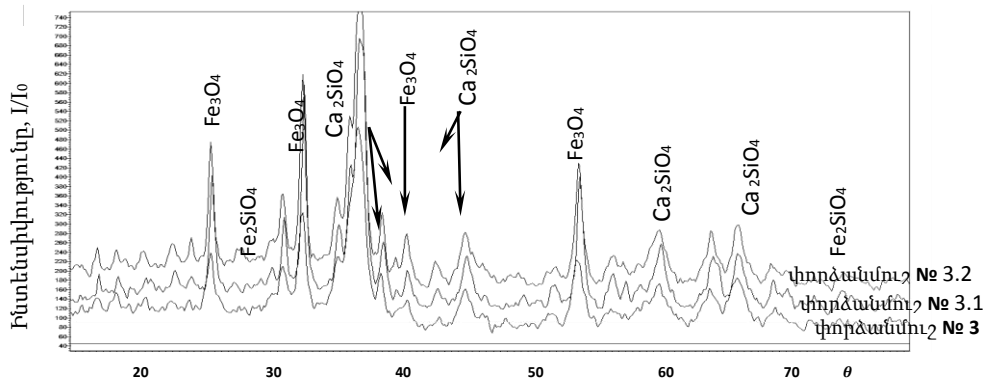
Նկ. 2. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խառամների 1:1 հարաբերության դեպքում

Ռենտգենագրերի համեմատությունից երևում է, որ 60 *քաղ* մեխանաքիմիական ակտիվացման արդյունքում թափոնային խարամների դեպքում առաջացել են նոր ֆազեր, որոնք կարելի է նույնացնել $\text{Ca}_2\text{Fe}_2\text{O}_5$ և KNO_3 -ի արտացոլումներին: Բացի այդ, այստեղ նկատվում է խիստ ամորֆացում, ըստ որում՝ դա ավելի հստակ երևում է նկ. 3-ում, որը ներկայացնում է նկ. 2-ի հայելային պատկերը: Այս դեպքում գործնականում բացակայում է բյուրեղային կառուցվածքը, հետևաբար՝ դժվարանում է ֆազերի նույնականացման գործընթացը:



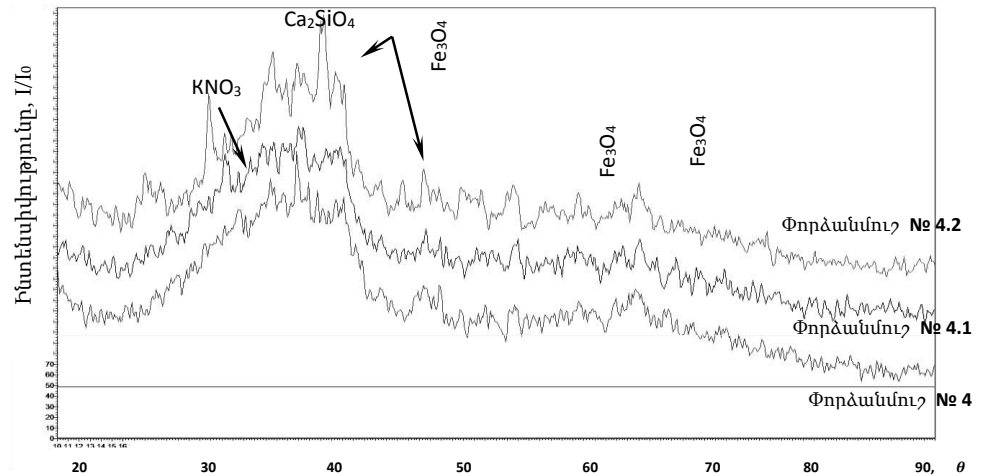
Նկ. 3. Փորձանմուշների ռենտգենագիրը հայելային պատկերով (ներկայացված է $\text{Ca}_2\text{Fe}_2\text{O}_5$ միներալի հայելային պատկերը)

Նման ձևով վարվել ենք կոնվերտերային (30 *գ*) և մոլիբդենային (10 *գ*) խարամների 3:1 հարաբերության դեպքում: Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատումը ցույց է տալիս (նկ. 4), որ այստեղ նույնպես 60 *քաղ* մեխանիկական ակտիվացումը ֆազային կազմի զգալի փոփոխության չի հանգեցնում, սակայն այս դեպքում ևս նկատվում են որոշակի ամորֆացում և մագնետիտի ռեֆլեքսների մեծացում:



Նկ. 4. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խարամների 3:1 հարաբերության դեպքում

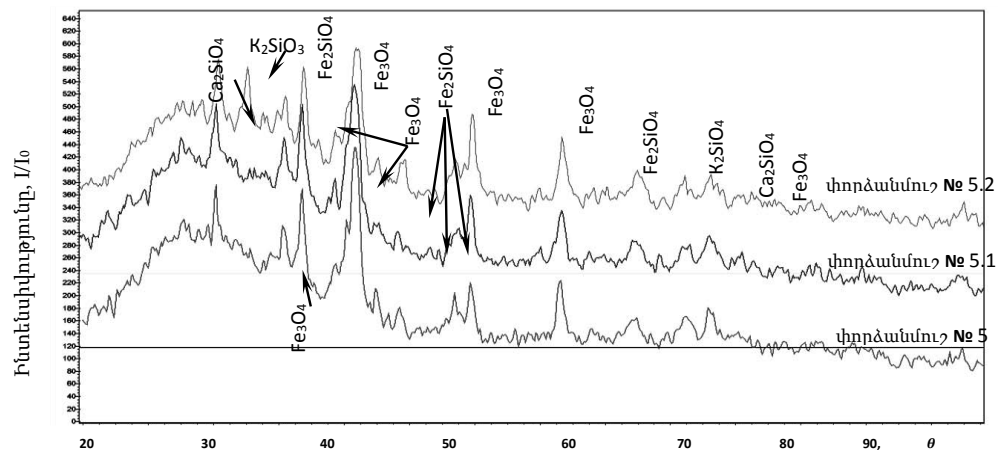
Փորձերի պայմանները նույն են նաև մեխանաքիմիական ակտիվացման ենթարկված թափոնային և մոլիբդենային խարամների 3:1 հարաբերության պայմաններում: Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատումը ցույց է տալիս (նկ. 5), որ այստեղ 60 *քաղ* մեխանիկական ակտիվացումը հանգեցնում է ֆազային կազմի զգալի փոփոխության:



Նկ. 5. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խառամների 3:1 հարաբերության դեպքում

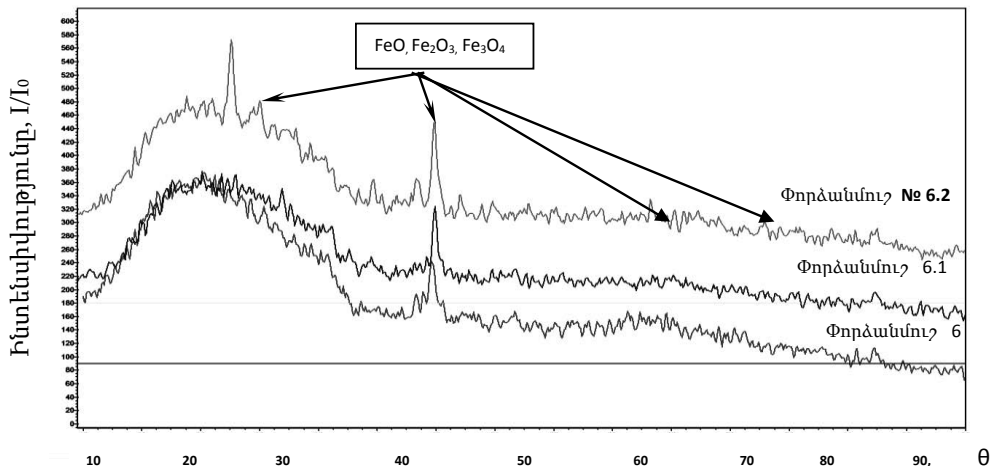
Այս դեպքում ևս նկատվում են նոր ֆազերի առաջացում (Ca_2SiO_4 և K_2SiO_3) և զգալի ամորֆացում՝ գործնականում լրիվ զրկված բյուրեղային ցանցից, որի պատճառով դժվարացել է ռեֆլեքսների նույնականացումը: Սակայն այս դեպքում զգալիորեն գերակշռում են մագնետիտի և պակասում ֆայալիտի արտացոլումները:

Փորձերի պայմանները կրկնվում են նաև մեխանաքիմիական ակտիվացման ենթարկված մոլիբդենային (10 գ) և կոնվերտերային (40 գ) խառամների 0,25:1 հարաբերության պայմաններում: Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատումը ցույց է տալիս (նկ. 6), որ այստեղ 60 րոպե մեխանիկական ակտիվացումը հանգեցնում է ֆազային կազմի զգալի փոփոխության և ամորֆացման:



Նկ. 6. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խառամների 3:1 հարաբերության դեպքում

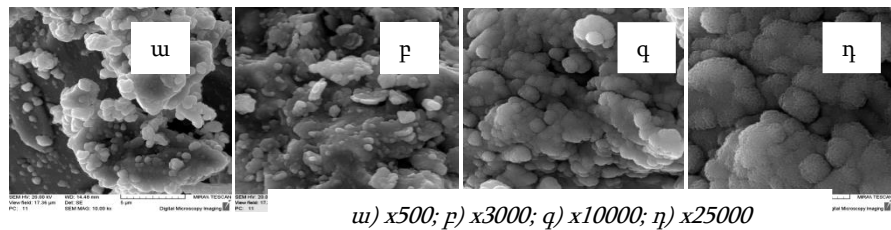
Այս դեպքում դա կապված է մոլիբդենային խարամի պարունակության պակասության հետ, որը հանգեցնում է ամորֆ SiO_2 -ի պարունակության զգալի նվազման: Դա առավելություն է, քանի որ, նախորդ դեպքերի հետ համեմատած, երկաթի օքսիդները ոչ թե կապվում են SiO_2 -ի հետ՝ արհեստականորեն մեծացնելով ֆայալիտի քանակը, այլ մնում են ազատ և ամորֆ վիճակում: CaO -ի առկայությունը նպաստում է Ca_2SiO_4 -ի և K_2SiO_3 առաջացմանը, որոնք մնում են խարամի մեջ: Դա հաստատագրվում է ռենտգենագրով՝ նոր ֆազերի առաջացումով (CaFe_2O_4 և K_2SiO_3) և զգալի ամորֆացումով, գործնականում լրիվ զրկված բյուրեղային ցանցից, որն այստեղ նույնպես դժվարացնում է ֆազերի արտացոլումների նույնականացումը: Այսպիսով, այս դեպքում KNO_3 -ը և CaO -ն դրական դեր են կատարում: Մոլիբդենային (40 զ) և թափոնային (10 զ) խարամների 0,25:1 հարաբերության դեպքում փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատումը ցույց է տալիս (նկ. 7), որ այստեղ 60 *ընդհանրական* ակտիվացումը հանգեցնում է ֆազային կազմի խոր փոփոխության և ամորֆացման: Կատարվում է գոյություն ունեցող առկայծումների լայնացում, հետևաբար՝ նաև բյուրեղացման աստիճանի խիստ նվազում: Այս արդյունքներն ավելի արդյունավետ են, քանի որ տեղի է ունեցել ավելի խոր ամորֆացում, որի հետևանքով այլ ֆազերի նույնականացումը խիստ դժվարանում է: Ռենտգենագրերի վրա երևում են միայն մագնետիտի արտացոլումները, որոնք կարելի է նույնականացնել նաև երկաթի օքսիդների արտացոլումների հետ:



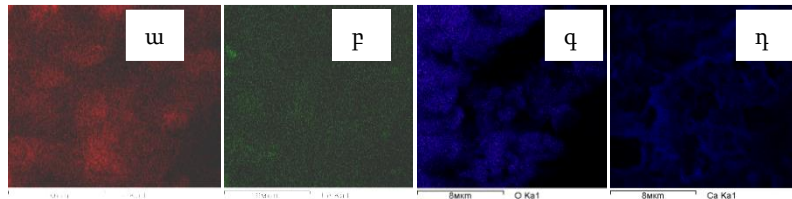
Նկ. 7. Փորձանմուշների ռենտգենագրերի համեմատությունը խարամների 3:1 հարաբերության դեպքում

Այսպիսով, ռենտգենագրերի համեմատությունը ցույց է տալիս, որ լավագույն արդյունքներ են ստացվում մոլիբդենային և թափոնային խարամների 0,25:1 հարաբերության դեպքում, երբ մեխանաքիմիական ակտիվացումը ամենաարդյունավետն է:

Բովախառնուրդի մասնիկների մակերեսների մորֆոլոգիական ուսումնասիրությունը կարող է հանգեցնել մի շարք կառուցվածքային փոփոխությունների օրինաչափությունների բացահայտմանը, և միաժամանակ կարող են հաստատվել ռենտգենագրերի արդյունքները: Ստորև բերված նկարներում (նկ. 8,9 ա-դ) ներկայացված են № 1 և 2 խարամների մասնիկների մորֆոլոգիական ուսումնասիրությունները՝ կատարված միկրոռենտգենասպեկտրային եղանակով՝ փորձանմուշների մակերեսների վրա տարրերի բաշխման քարտեզի ձևով:



Նկ. 8. Ելանյութային և 60 րոպե թրթռադացում ակտիվացված բովախառնուրդի մորֆոլոգիան



Նկ. 9. Ելանյութային և 60 րոպե թրթռադացում ակտիվացված բովախառնուրդի մորֆոլոգիան՝ հանված ռենտգենյան ճառագայթների բնորոշ սպեկտրով

Ինչպես երևում է նկարներից (նկ. 8ա,բ,գ,դ), ելանյութային (նկ. 8ա) և մեխանակտիվացված (նկ. 8բ,գ,դ) բովախառնուրդի մակերեսի 500 անգամ մեծացումը կարող է հանգեցրել է մագնետիտի, երկաթի (FeO , Fe_2O_3 , Fe_3O_4), խառնուրդ օքսիդների (CaO , MgO , K_2O) և ֆայալիտի (FeO.SiO_2) մասնիկների պատմանը սիլիցիումի երկօքսիդի ծածկույթով: Ելանյութային բովախառնուրդում բավական լավ ընդգծվում են սահմանները: Մասնիկների չափսերի մեծացումը 3000, 10000 և 25000 անգամ խիստ նպաստում է մակերեսի ճառագայթմանը (նկ. 9 բ,գ): Նկատվում է հալոյթի առկայությունը, որը և հանգեցնում է մակերեսների սահմանագծերի «աղավաղմանը» և ամորֆացմանը: Մակայն ամենուրեք պահպանվում են ընդհանուր օրինաչափությունները՝ տարբեր օքսիդների (մուգ մասը) սահմանագծերը սիլիցիումի օքսիդի (բաց մասը) հետ: Միաժամանակ, բովախառնուրդի մակերեսի մորֆոլոգիական ուսումնասիրությունները հաստատում են մակերեսի վրա ազատ և ամորֆ երկաթի և սիլիցիումի օքսիդների առկայությունը և հետևաբար՝ բովախառնուրդի ռեակցիոն ակտիվության մեծացումը:

Եզրակացություն: Ուսումնասիրվել է ելանյութային և 60 *բուլե* մեխանաակտիվացված բովախառնուրդի վարքը թրթռադաշտում նուրբ մանրացման պայմաններում: Ցույց է տրվել, որ մանրացման հետևանքով բովախառնուրդի հիմնական բաղադրիչները՝ ֆայալիտը և մագնետիտը, ենթարկվում են խոր քիմիական փոխարկումների, որոնց արդյունքում միներալները քայքայվում են՝ առաջացնելով երկաթի (FeO , Fe_2O_3 , Fe_3O_4) և սիլիցիումի ամորֆ օքսիդներ: Ակտիվացած ամորֆ օքսիդները ռեակցիոնունակ են և կարող են որպես հումք ծառայել բարձրջերմաստիճանային ինքնատարածվող սինթեզի եղանակով երկաթ-սիլիցումային հավելանյութերի ստացման գործընթացում:

Հետևաբար, մեխանաքիմիական ակտիվացումը նուրբ մանրացման եղանակով արդյունավետ եղանակ է դժվարմշակելի մետալուրգիական խարամների ռեակցիոն կարողությունների մեծացման գործում: Դա կարևոր հանգամանք է, որը պետք է հաշվի առնել սև և գունավոր մետաղների պիրոմետալուրգիական եղանակով մշակումից ստացված թափոնախարամների տեխնոլոգիական հարցերի լուծման գործընթացում:

Հետազոտությունն իրականացվել է հայ-բելառուսական համատեղ №13 ԲԵ 049 գիտական նախագծի՝ ՀՀ ԿԳՆ ԳՊԿ-ի կողմից տրամադրվող ֆինանսական աջակցության շրջանակներում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Рысс М.А.** Производство ферросплавов.- М.: Металлургия, 1975.- 435 с.
2. **Дуррер Р., Фолькерт Г.** Металлургия ферросплавов. - М.: Металлургия, 1976.- 47с.
3. **Ревенко А.Г.** Рентгеноспектральный флуоресцентный анализ природных материалов. - Новосибирск: Наука, 1994. - 264 с.
4. **Мазалов Л.Н.** Рентгеновские спектры и химическая связь. - Новосибирск: Наука, 1982. - 111 с.
5. **Pichugin V.F., Yanovskiy V.P., Morosova N.S., Yermolovich I.M.** // 10th International Conference on Modification of materials with Particle Beams and Plasma Flows: Proceedings. - Tomsk, 2010. – P. 672 -675 .
6. **Филиппова Н.А.** Фазовый анализ руд и продуктов их переработки. - М.: Химия, 1975.- 280 с.
7. **Аввакумов Е.Г., Болдырев В.В., Кособудский И.Д.** Механическая активация твердофазных реакций. Сообщ. 1: О взаимодействии пирита с железом // Изв. СО АН СССР. Сер. хим. наук. - 1972.- Вып. 4, №9.- С. 45-50.
8. **Болдырев В.В.** Механохимия и механическая активация твердых веществ // Успехи химии / РАН.- 2006.- Т. 75, вып. 3.- С. 203-216.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 10.09.2015:

М.Э. САСУНЦЯН

**ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО СООТНОШЕНИЯ ШЛАКОВ В ПРОЦЕССЕ
МЕХАНОАКТИВАЦИИ**

Исследован процесс механоактивации шихты при разных массовых соотношениях медных (отвальных или конвертерных) и молибденовых шлаков при измельчении 15 и 60 мин в вибромельнице. Показано, что оптимальные результаты получаются при соотношении 1:0,25 медных и молибденовых шлаков, при котором измельчение в течение 60 мин в вибромельнице приводит к увеличению механохимической активации шихты.

Ключевые слова: механохимическая активация, шихта, вибромельница, измельчение, отвальный, конвертерный, молибденовый шлак, железо, силиций, ферросилиций.

M.E. SASUNTSYAN

**SELECTING THE OPTIMAL CORRELATION OF SLAGS IN THE PROCESS OF
MECHANOACTIVATION**

The process of the charge mechanoactivation is investigated at different mass correlations of copper (dump or converter) and molybdenum slags at grinding for 15 and 60 minutes in a vibromill. It is shown that optimal results are obtained at correlation 1: 0,25 of copper and molybdenum slags, at which grinding for 60 minutes in a vibromill results in the increase in the mechanochemical activation of the charge.

Keywords: mechanochemical activation, charge, vibromill, grinding, dump, converter, molybdenum slags, iron, silicium, ferrosilicon.

Գ.Հ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Ծ.Ս. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Լ.ՅՈՒ. ԹՈՐՈՍՅԱՆ

**ՀԵՌԱՀԱՂՈՐԴԱԿՑԱԿԱՆ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԱՊԱՐԱՏԱԾՐԱԳՐԱՑԻՆ ՍԱՐՔԵՐԻ
ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ԲԵՌՆՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐԵԼԱՎՄԱՆ ՀԱՄԱՐ**

Տվյալների փոխանցման ժամանակակից կորպորատիվ ցանցերին բնորոշ են այնպիսի զարգացումներ, ինչպիսին է, օրինակ, տվյալների բազաներում (SF) SS ռեսուրսների կենտրոնացումը: Կոնսոլիդացիայի զաղափարը, վիրտուալացումը, ամպային տեխնոլոգիաները, Web-ծառայությունները, մոբայլ սարքերի թվի և տեսակների աճը, հեռահար աշխատանքը, փոխանցվող և պահվող տվյալների ծավալի մեծացումը, ծառայությունների կենտրոնացումը ստիպում են ավելի մեծ ուշադրություն դարձնել ԿՑ-երի օպտիմալացմանը: Հեռահար մասնաճյուղի և կորպորատիվ ՏԲ-ների միջև փոխկապակցվածություն կազմակերպելու համար ԿՑ օպտիմարարներն ապահովում են ծառայությունների պատշաճ արագություն, ինչպես նաև ֆայլերի, էլեկտրոնային փոստի, պահուստային համակարգերի հեռահար օգտագործումը:

Առանցքային բառեր կորպորատիվ ցանց (ԿՑ), տրաֆիկ, տվյալների բազա, ապարատաձրագրային սարք, ամպային տեխնոլոգիաներ, CloudBridge:

Ներածություն: ԿՑ կանալների ծանրաբեռնվածության մեծացմամբ փաթեթների կորուստը տեղի է ունենում ավելի հաճախ, որն իր հերթին հանգեցնում է աշխատանքի որակի վատացմանը և ծառայության արձագանքման ժամանակի մեծացմանը: Կանալի (սեփական կամ վարձակալած) թողունակության ավելացումը հաճախ լինում է թանկ, քանի որ ցանցում հապաղումների թիվը մնում է բավականին բարձր: Երբեմն խնդիրը (մասամբ կամ ամբողջապես) հնարավոր է լինում լուծել սպասարկման առաջնայնության (QoS-*Quality of Service*) կանոնների կիրառմամբ, ծառայության կարգաբերումների փոփոխմամբ կամ լուծումների վերանայմամբ:

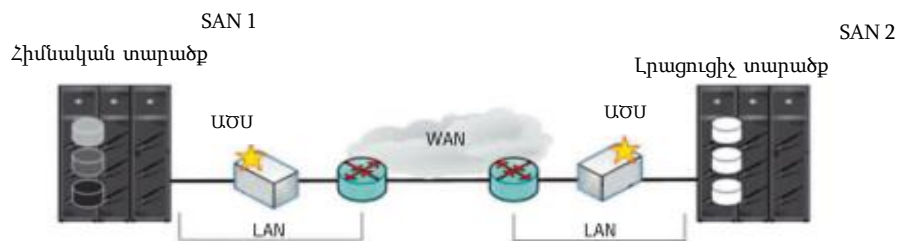
Կորպորատիվ ցանցի աշխատանքի բարելավման նպատակով որպես ամենագործուն և խնայողական լուծում կիրառվում են ցանցի ապարատաձրագրային սարքերը (ԱԾՍ): ԱԾՍ-երը ներդրվում են արագ և հեշտ, ընդ որում՝ միշտ չէ, որ պահանջվում են ցանցի ճարտարապետության փոփոխություններ:

Ցանցային տրաֆիկի մի քանի հիմնախնդիրների լուծումը: Որպեսզի արագացվի ցանցային տրաֆիկի փոխանցումը ՏԲ-ում, դրա համար մասնաճյուղերում տեղադրվում են ԱԾՍ: Այս լուծումը վերացնում կամ թուլացնում է գլոբալ ցանցերում ծառայությունների աշխատանքի ցածր արդյունավետությունը (կանալի սահմանափակ թողունակություն, մեծ հապաղումներ, տրանսպորտային արձանագրությունների ոչ արդյունավետություն և ծառայությունների ցանցային համագործակցություն): Որոշ համակարգեր ներկայացնում են ինտեգրված որոշումներ, որոնք համալրված

են ԿՑ օպտիմալացման անվտանգության (միջցանցային էկրան, IPS ֆունկցիա, VPN և DoS/DDoS պաշտպանություն) միջոցներով [1,2]:

ԿՑ տրաֆիկի օպտիմալացման նպատակով կիրառվող սարքերը թույլ են տալիս փոքրացնել թողունակության պահանջները, արագացնել տվյալների սինխրոնացումը հիմնական և պահեցային ՏԲ-ների միջև, իսկ երբեմն էլ օգտագործել ինտերնետը որպես այլընտրանքային կանալ: ԱԾՄ-ի աշխատանքի սկզբունքն է՝ ծառայությունների միջոցով տվյալների ծավալի կրճատում, կանալի թողունակության արդյունավետության մեծացում և բաշխում ծառայությունների միջև, ինչի շնորհիվ էլ ցանցային ծառայությունների աշխատանքի արագությունը ԿՑ կանալով մոտենում է լոկալ ցանցերում դրանց աշխատանքի արագությանը:

ԱԾՄ-երը միացվում են գլոբալ ցանցի երթուղավորիչներին լոկալ ցանցի միջոցով, ինչպես ներկայացրել ենք նկ.1-ում, բացի այդ ԿՑ օպտիմալացումը կարող է լինել ամպային ծառայությունների տեսքով:



Նկ.1. ԱԾՄ սարքավորումների միացման եղանակը

Gartner-ի վերլուծաբանների կարծիքով՝ ԿՑ օպտիմիզացման սարքերի միջազգային շուկայի առաջատարներն են և համարվում են “գերիշող” Riverbed Technology, Silver Peak Systems, Ipanema Technologies, Aryaka և Vintela կազմակերպությունները, “հավակնորդ”՝ Cisco Systems-ը, իսկ Blue Coat System, Citrix, Exindra, Circadence, Array Network, Sangler և Fatpipe Network-ը՝ ցածր դասի կազմակերպություններ: ԿՑ օպտիմարարների շրջանառությունը միջազգային շուկայում կազմում է մոտավորապես 3մլդ դոլար, իսկ Riverbed կազմակերպության բաժինը՝ 50%: Ռուսական շուկայում առավել հայտնի են Riverbed, Cisco, Juniper և BlueCoat կազմակերպությունների արտադրանքները:

Փորձագետների գնահատմամբ ԿՑ օպտիմարարները կարող են մեծացնել ծառայությունների աշխատունակությունը 50 անգամ: Ցանցի թողունակությանն ուղղված պահանջները փոքրանում են 65...95%-ով, տվյալների փոխանցման վրա կատարվող ծախսերը՝ 10%-ով, իսկ ծառայության արձագանքման ժամանակը (կախված տվյալների տեսակից)՝ 60...90%-ով:

ԱԾՄ-ների հաջող ներդրումը թույլ է տալիս փոքրացնել լոկալ ծառայությունների և սերվիսների թիվը, ավելի ակտիվ օգտագործել ամպային տեխնոլոգիաները:

Դրանք համարվում են ամենահզոր գործիքներից մեկը: Բացի այդ, ԱՕՄ-ները արագացնում են պահուստային պատճենահանման/վերականգնման, ՏԲ-ների ռեպլիկացիայի և սինխրոնացման գործընթացը: Որոշ կազմակերպություններում, որտեղ պահուստային պատճենահանման գործընթացը տևում է 1 օրից ավելի, այժմ իրականացվում է 2...3 ժամում: Շնորհիվ արագացված (մինչև 45 անգամ) ռեպլիկացիայի, կարելի է հաճախ կատարել տվյալների պատճենում և բավականին կրճատել վերականգնման ժամանակը:

Գլոբալ ցանցերի օպտիմալացման սարքավորումներում ավանդաբար կիրառվում են մի շարք տեխնոլոգիաներ՝ քեշավորում, տվյալների սեղմում, արձանագրությունների և ծառայությունների աշխատանքի օպտիմալացում: Առավել տարածված մեթոդներն են՝ ծառայության աշխատանքի արագացման նպատակով TCP միացման օպտիմալացումը, ԿՑ կանալներում հապաղումների պատճառով ի հայտ եկած խնդիրների վերացումը, ավելցուկային տվյալների ծավալի քչացումը (նաև ապադուբլիկացիայի շնորհիվ), տվյալների սեղմումը և քեշավորումը, փաթեթների միավորումը (մեկ մեծ փաթեթ՝ ընդհանուր վերնագրով), QoS դեկավարումը, փաթեթների վերլուծություն և ըստ ծառայությունների, արձանագրությունների, ուղարկողի և ստացողի IP հասցեների:

Սովորաբար ԱՕՄ-երն օգտագործում են LZ հոսքային սեղմման ալգորիթները, որոնց արդյունավետությունը կախված է տրաֆիկի տեսակից: HTML էջի տվյալները սեղմվում են բավականին լավ, մինչդեռ կոդավորված տվյալների դեպքում դա գրեթե անհնար է: Ապադուբլիկացիան թույլ է տալիս կրճատել ցանցով փոխանցվող ինֆորմացիայի ծավալը 65...95%-ով:

Ֆայլերի և այլ ռեսուրսների օգտագործման դեպքում տվյալների քեշավորումը միավորվում է ապարատային սեղմման մեթոդների հետ: Քեշավորման ժամանակ, երբ մասնաձյուղի աշխատողը բեռնում է ֆայլը կենտրոնական սերվերից, ԱՕՄ-ը պահպանում է լոկալ պատճենը և փոփոխում դա՝ սինխրոնացնելով դրա հետ սերվերում գտնվող ֆայլը: Սարքերը կարող են քեշավորել արդեն փոփոխված ֆայլերը և հետագայում փոխանցել միայն հղումներն այդ ֆայլերին:

Ծառայությունների մակարդակով ԱՕՄ-երը կարող են օպտիմալացնել CIFS, NFS, MAPI, HTTP, SSL, SRDF/A, FCIP, SMB v2 և v3 արձանագրությունները, կրճատել ծառայողական հաղորդագրությունների ծավալը: Արդյունավետ կերպով օպտիմալացվում է Lotus Notes, SharePoint, Citrix, DQL, Oracle, Microsoft և Oracle ՏԲԴՀ տրաֆիկը: Օպտիմալացման է ենթարկվում նաև TCP արձանագրությունը: Փոխանցման համար ընտրվում է փաթեթի ամենահարմար չափը, իսկ կրկին փոխանցվող տվյալների ծավալը փոքրանում է 98%-ով:

Կանալի ընտրման մեթոդը թույլ է տալիս առաջադրել հստակ երթուղի այս կամ այն տիպի տրաֆիկի համար: Ի տարբերություն սովորական երթուղավորիչների՝ ԿՑ օպտիմալացման այս եղանակում օգտագործվում է ծառայությունների մասին

ինֆորմացիան, ինչը սովորական ցանցային սարքավորումները սովորաբար չեն ունենում:

Տարբեր եղանակների համակցումը, տարատեսակ տրաֆիկի դեպքում, ապահովում է փոխանցվող տվյալների ծավալի նվազեցումը 100 և ավելի անգամ, իսկ աշխատանքային կայաններում կատարվում է ընդհանուր տրաֆիկի կրճատում 5...6 անգամ: ԿՑ օպտիմալացման սարքավորումների ներդրումը թույլ է տվել բարձրացնել ցանցի թողունակության օգտագործման արդյունավետությունը, ինչը ակնհայտորեն հանգեցնում է բիզնես-գործընթացների: ԱՕՍ սովորաբար տեղադրվում է կապի սկզբնական և վերջնական կետերում: Կողավորված տրաֆիկը (ինչպես նաև վիդեո տրաֆիկը) գրեթե չի ենթարկվում օպտիմալացման ավանդական մեթոդներին:

Օպտիմալացման եղանակի ընտրության որոշումը կախված է ցանցային տրաֆիկի տեսակից: Տարբեր տրաֆիկների համար ընդունելի են օպտիմալացման տարբեր եղանակներ: Այդ իսկ պատճառով ԱՕՍ արդյունավետության ընդհանուր գնահատականները որևէ դեպքի համար կարող են լինել ոչ հստակ:

Այժմ արտադրողներն առաջարկում են կորպորատիվ ցանցի օպտիմալացման կոմպլեքս մեթոդներ: Նրանք ձգտում են հաշվի առնել առավելագույն թվով պահանջներ և իրագործել որքան հնարավոր է շատ եղանակներ՝ մասնաձյուղերում աշխատակիցների արդյունավետ աշխատանքի, բիզնես-գործընթացների արագացման և միացյալ աշխատանքի լավարկման համար: Բացի այդ, օպտիմալացման միջոցները ներառված են երթուղավորիչների ֆունկցիաներում, բայց, որպես կանոն, դրանք ԱՕՍ-երի, այսպես կոչված, «թեթևացված» տարբերակներն են՝ առանց լավարկված ապադուրիկացիայի, և վերին մակարդակի արձանագրությունների արագացմամբ: Այս ճանապարհն են ընտրել, մասնավորապես, Cisco և Juniper ընկերությունները:

Cisco ընկերությունն առաջարկում է ԱՕՍ սարքավորումներ [3,4], որոնցից ներկայացված է նկ.2-ում, և ISR երթուղավորիչների համար օպտիմալացման ծրագրային ապահովում:



Նկ.2. Cisco ընկերության սարքավորումները

HTTP և HTTPS տրաֆիկի օպտիմալացման համար մասնագետները խորհուրդ են տալիս Riverbed SteelHead, իսկ որպես այլընտրանք, կարելի է դիտարկել Silver Peak VX: Եթե պետք է օպտիմալացնել էլեկտրոնային փոստի տրաֆիկը, ապա կարելի է կիրառել Silver Peak կազմակերպության սարքավորումները, իսկ նրա VX շարքի օպտիմարարները տալիս են լավագույն արդյունք մեծ և փոքր հապաղումներով ցանցերում, սակայն տարբեր արտադրողների (Blue Coat, Citrix, Exindra,

Ipanema, Riverbed) սարքավորումները զգալիորեն տարբերվում են: Սովորաբար արտադրողականությունը մեծանում է 140...166%-ով:

Ինչ վերաբերում է VoIP տրաֆիկին, ապա այն արդեն օպտիմալացված է կոդեկով, սակայն ԱՕՄ-երի կիրառումը տալիս է որոշակի արդյունավետություն: Օրինակ, համաձայն թեստավորման տվյալների, Silver Peak VX սարքավորումների կիրառման դեպքում այն կազմում է 9%, Riverbed SteelHead դեպքում՝ 7%, իսկ միջին ցուցանիշների դեպքում՝ 3%: Սակայն դրա հետ մեկտեղ ԿՑ օպտիմարարների տեղադրումը կարող է հանգեցնել հապաղման տատանումների, ինչն էլ առաջացնում է կապի որակի վատացում: Այսպես, Silver Peak VX և Riverbed SteelHead կիրառման դեպքում թեստային կոնֆիգուրացիաներում տատանումները մեծանում են գրեթե 10%-ով, այն դեպքում, երբ Citrix CloudBridge-ը կրճատում էր դրանք 16%-ով [5,6]:

Համաձայն Citrix-ի հայտարարությունների՝ նրա ունիֆիկացված CloudBridge հարթակը օպտիմալացնում է ծառայությունների հետ աշխատանքը, որոնք տեղակայված են կազմակերպության մասնաճյուղերում, ՏԲ-ներում, ամպային բաց համակարգերում, նաև մոբայլ օգտագործողների համար: Այս դեպքում մոբայլ սարքավորումներում տեղադրվում է CloudBridge պլագինը: Ծառայությունների արտադրողականության մեծացման համար (մասնավորապես XenDesktop և XenApp, նաև կոդավորված տրաֆիկ) Citrix CloudBridge օգտագործում է արձանագրությունների օպտիմարար և որակի սպասարկման ղեկավարում (QoS), իսկ ցանցի թողունակության վերաբերյալ մանրամասն տեղեկությունները թույլ են տալիս ցանցային ադմինստրատորին կարգաբերել սարքավորումներն առավել արդյունավետ աշխատանքի համար:

CloudBridge առաջարկում է ինչպես վիրտուալ, այնպես էլ ֆիզիկական սարքավորումներ: Համաձայն Citrix -ի տվյալների՝ CloudBridge թույլ է տալիս կիրառել 4 անգամ ավելի շատ աշխատաքային կայաններ (մինչև 5 հազար 1 հարթակում) և արագացնում է ցանկացած TCP ծառայություն, ներառյալ՝ ֆայլերի փոխանցում, էլեկտրոնային փոստի ծառայություն: CloudBridge ունակ է դասակարգելու ցանցային տրաֆիկն ըստ ծառայությունների և գործառնությունների, ղեկավարելու կանալի թողունակությունը, կառավարելու ցանցում հապաղումները և կանալի գերբեռնումները: CloudBridge սարքավորումների ղեկավարումը և կարգաբերումը կատարվում են կենտրոնացված եղանակով Citrix Command Center-ի միջոցով: Երբ արտադրողականությունն իջնում է սահմանված թույլատրելի մակարդակից, CloudBridge հայտնում է այդ մասին ադմինիստրատորին [7]:

Օպտիմարարների ներդրման պրակտիկ փորձը ցույց է տալիս, որ ապահովվում է բարձր արդյունավետություն: Նման սարքավորումների կիրառումը նպաստակահարմար է ԿՑ կանալներով տվյալների փոխանցման ցանցերում՝ տեղակայված հեռահար մասնաճյուղերի, օֆիսների և ՏԲ-ների միջև (նկ.3):

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Тюрин М.В.** Экспертная оценка живучести телекоммуникационных систем и компьютерных сетей (ТСКС) в условиях неполноты информации // Автоматизация в промышленности. - 2008. - № 7. - С.15-18.
2. **Трошин С.В.** Мониторинг работы корпоративных пользователей // Вопросы современной науки и практики / Университет им. В.И. Вернадского. - 2009. - № 2 (16). - С. 59-72.
3. **Wendell Odom.** CCNA Routing and Switching 200-120 Official Cert Guide.-2013. – 784 p.
4. **Wendell Odom.** CCENT / CCNA ICND1 100-101 Official Cert Guide.-2013. – 960 p.
5. https://support.riverbed.com/content/support/eos_eoa/steelhead_products.html
6. www.osp.ru
7. www.citrix.com/products/cloudbridge

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 10.09.2015:

Г.О. САРГСЯН, Ц.С. ОГАННИСЯН, Л.Ю. ТОРОСЯН

ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ УСТРОЙСТВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ НАГРУЗКИ

Для современных сетей передачи данных характерны такие тенденции, как централизация ИТ-ресурсов в базах данных (БД). Идея консолидации, виртуализации, облачных технологий, Web-сервисов, рост числа и вида мобильных устройств, удаленная работа, увеличение объема полученной и отправленной информации и централизация сервисов приводят к необходимости уделять большое внимание оптимизации корпоративных сетей. Для организации взаимоотношений между удаленным филиалом и корпоративной БД оптимизаторы обеспечивают достаточную скорость, а также удаленное использование файлов, электронной почты и резервных систем.

Ключевые слова: корпоративная сеть, трафик, база данных, аппаратно-программное устройство, облачные системы, CloudBridge.

G.H. SARGSYAN, TS.S. HOVHANNISYAN, L.Y. TOROSYAN

APPLYING HARDWARE-SOFTWARE DEVICES IN TELECOMMUNICATION NETWORKS TO IMPROVE THE LOAD PROBLEMS

For up-to-date networks of data transfer are characteristic trends such as centralization of IT resources in databases (DB). The idea of consolidation, virtualization of cloud technologies, Web-services, the increase in the number and type of mobile devices, the distant work, the increase in the received and sent information and the service centralization force to pay more attention to optimizing the COP. To organise the relationship between remote offices and the corporate database, optimizers provide sufficient speed, as well as remote file sharing, e-mail and backup systems.

Keywords: corporate network (COP), traffic, database, hardware-software devices, cloud systems, CloudBridge.

V.V. GABRIELIAN, V.H. HAKOBYAN

**A BATTERY - OPERATED DOSIMETER BASED ON A MICROCONTROLLER
CIRCUIT**

The present article describes a small-sized device, designed and initiated in the framework of the study on the particle detection method and algorithm development. The device has been tested under both a normal radiation background and against a known radioactive sample, showing successful results in both cases. When compared with other available dosimeters, this device stands out for its small size, ultra-low power consumption and the ability to be connected to different devices, enabling collection of information for later analysis. This research focuses on the development of radiation-tolerant electronics for particle detection and analysis. The device described in this article is designed to work in parallel with particle-detection electronics in order to keep the radiation exposure monitored.

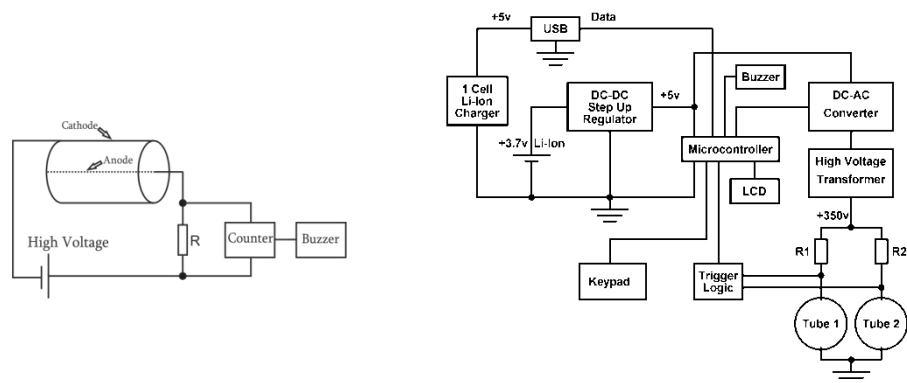
Keywords: dosimeter, radiation, microcontroller, Geiger counter, detection, particle, measurement, collect, analysis, low-power consumption.

Introduction. The availability of radiation exposure measurement equipment in different fields of science and even everyday life is essential. There exist different devices that provide information on environment radiation exposure, from pocket sized dosimeter pens to desktop devices. Small portable models (such as PEN2R, PEN5mSv) present live radiation reading, and are not designed to interface with other devices such as for storing and analyzing information. More advanced devices such as GeGi allowing connectivity features are also available, but they are not portable and are quite expensive. Of course, the above mentioned devices are designed to serve different purposes, but none of them can be used in this research project as a portable dosimeter with low power consumption that can be set and controlled by a computer. After a search for such a device that meets the project needs, it became clear that a custom one needs to be designed to satisfy all the parameters of the research.

The concept of the well-known Geiger counter [1] lies in the base of the device. The classical Geiger counter consists of a tube filled with inert gas such as helium, argon or neon, in some cases a Penning mixture, and a quench gas of 5...10% of organic vapor or halogen gas to prevent multiple pulsing. Also, a buzzer or a light emitter (in some cases both) is present as a notification method for the operator. The tube is built from glass or similar material, which has two electrodes, one of which is the thin wire going across the tube (anode), and the contacts on the sides or one side of the glass (cathode). Using the high voltage transformer, a pre-adjusted

fixed voltage is applied to the tube electrodes. The voltage for most of the common devices is a couple of hundred volts. When a particle passes through the tube, the gas is being ionized and a certain current passes through anode and cathode. The current causes a voltage drop, which is used to trigger certain logic to make the buzzer beep and the light to turn on. So for every particle passing through the tube, a short beeping and a short flash of light occurs for the operator.

Block diagrams of the simple Geiger counter and the one that has been designed for research purposes is shown in Fig.1.



a) Block diagram of a basic Geiger counter b) Block diagram of the designed device

Fig.1. Basic Geiger counter (a) and the designed device (b)

The new dosimeter has been developed on the basis of traditional concepts, but with further developed technical abilities, using modern advanced technologies. The device consists of two gas tubes, instead of one, which increases the detection sensitivity. Depending on the particle angle and the direction it comes from, it can be absorbed by the body parts of the detector device or not meet the tube surface at all [2]. So, by making the detection surface larger, the possibility of detecting particles and the quantity of the detected particles in a certain given time window increases. As a power source for the circuit's operation, a standard mobile phone battery is used. It runs the device continuously for more than a week, without the need to charge it. Using a DC-DC step-up IC (MAX1674, Fig.2), the 3.7 V of the battery is converted into 5 V, which is used for the most logical elements of the circuits, including the microcontroller.

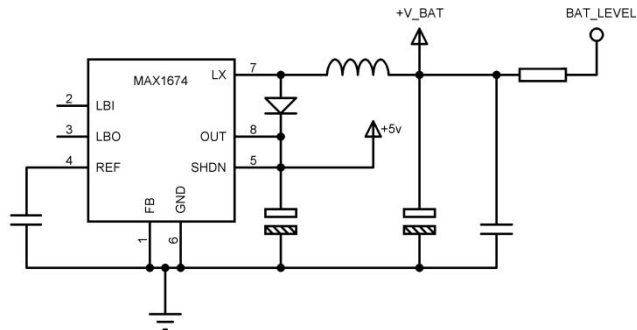


Fig.2. DC-DC Step-Up Converter

A mini-USB connector is mounted on the PCB for charging the device. The power lines of the USB port (+V_USB and GND) are connected to the on-board IC called LTC4054 (Fig. 3), which regulates the charging current. If the device is connected to another device which only uses the power lines of the USB port, the charging process begins. If it is connected to a computer in which data lines (D+ and D-) of the USB port are also present, the dosimeter enters into communication mode, which enables the user to set certain settings and start automatic measurements, logging the results in the computer. Charging also takes place in this mode.

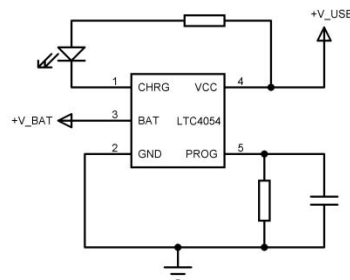


Fig.3. Charging circuit

The fragment of the circuit presented in Fig. 4 is responsible for generating around 300 V for the tubes and the trigger mechanism. The wire called AC is connected to the microcontroller to enable the high voltage transformer. Whenever logic 1 (5 V) is present on the base of the NPN transistor, pulses with a frequency of around 200 kHz occur on the collector, starting high voltage generation. This type of design enables the device to enter the sleep mode, which increases the battery life by 70%. The second bipolar transistor, the base of which is connected to the tubes (J7 and J8), drives the NAND gates [3] that change the state of the PULSE_OUT wire at each event [4].

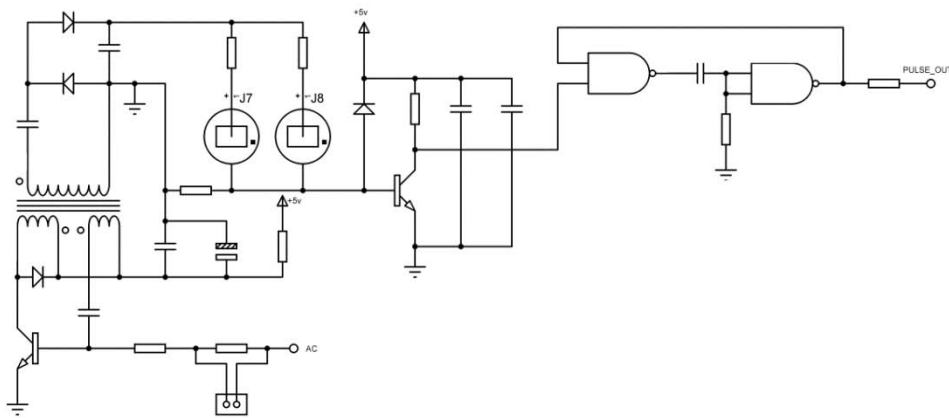


Fig. 4. High voltage transformer and detector logic

The voltage changes on the tubes have been measured with an oscilloscope and recorded (Fig. 5) during the triggering process. The red line shows the threshold voltage and voltage peaks that cross the threshold border represent particle events. In this dosimeter circuit the threshold voltage is around 300 mV. In the following picture one horizontal grid represents 1 s, and the vertical grid represents 100 mV. The average pulse width after it has crossed the threshold has been calculated to be around 25 ms.

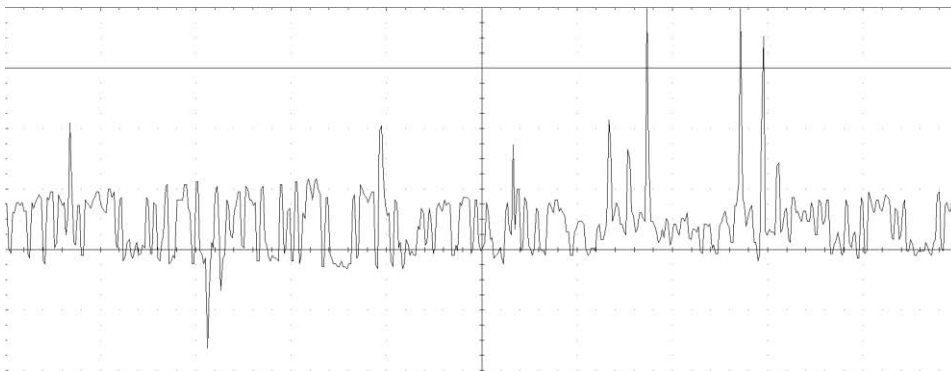


Fig. 5. Tube noise and threshold voltage

Fig. 6 was recorded when the device had been in operation in a higher background radiation.

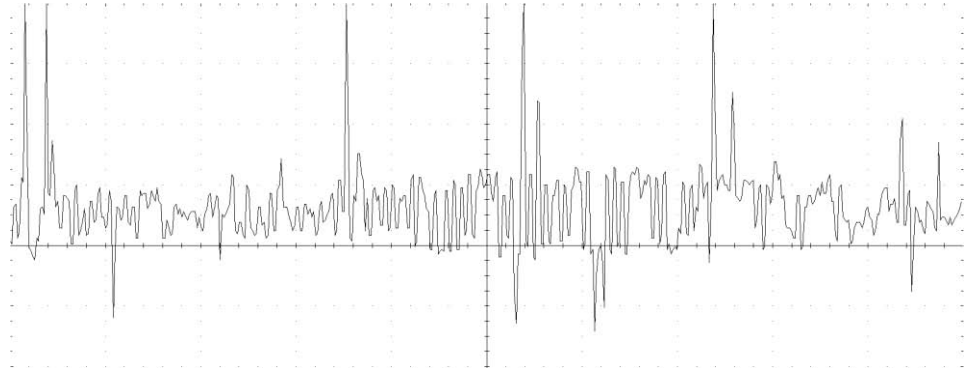


Fig.6. Higher radiation background

The full device parameters are presented in the table below:

Table

Device parameters

Operating voltage	3.7 V
Maximum in-circuit voltage	350 V
Maximum power consumption	50 m
Power consumption during the sleep mode	1 mA
Minimum operating temperature	-20° C
Maximum operating temperature	+100° C
Maximum recommended charge cycles	300 cycles
Maximum life for gas filled tubes	5 years

The minimum operating temperature is stated as -20°C, since it is the lowest limit for the LCD present on the device. If the device is operated without an LCD, the minimum operating voltage drops to -35°C.

The Li-Ion battery capacity drops from around 89...95% to about 73...80% after approximately 230 charging cycles. This means that if the device is used continuously, it can last for at least 4 years without the need to replace the battery.

Conclusion. The development of the radiation exposure meter presented in this article significantly contributed to the research of particle detection and method development. With the help of this custom-made programmable device, it is possible to explore different critical parameters of electronics components used in the design. The parameters change when operating in a high radiation background. Taking those changes into account, it is possible to design detection electronics more reliably. The analyzed device has been tested and certified in the National Institute of Metrology, and received a certificate of parameters.

REFERENCES

1. **Knoll G. F.** Radiation Detection and Measurement.- 3rd edition.- John Wiley and Sons, New York, 2000.
 2. Physics Aspects of Quality Control in Radiotherapy / **W.P.M. Mayles, R. Lake, R. McKenzie, E.M. Macaulay, et al**; Institute of Physics and Engineering in Medicine.- 1999.- 303 p.
 3. **Storey N.** Electronics: A Systems Approach. - 4th edition.- Pearson Prentice Hall, 2009.- 804 p.
 4. **Horowitz P. and Winfield H.** The Art Of Electronics. – 2nd edition.- CUP, 1994.- 1041 p.
- National Polytechnic University of Armenia. The material is received 25.05.2015.

Վ.Վ. ԳԱԲՐԻԵԼՅԱՆ, Վ.Հ. ՀԱԿՈԲՅԱՆ

ՄԱՐՏԿՈՑԻՑ ՄՆՎՈՂ ՃԱՌԱԳԱՅԹՄԱՆ ՄԱԿԱՐԴԱԿԻ ԶԱՓԻՉ ՄԱՐՔ՝ ՄԻԿՐՈՎՈՆՏՐՈԼԵՐԱՅԻՆ ՇՂԹԱՅԻ ՀԻՄՔՈՎ

Նկարագրվում է ճառագայթման մակարդակի չափման համար նախատեսված սարք, որը մշակվել, կառուցվել և փորձարկվել է մասնիկների գրանցման մեթոդի և ալգորիթմի մշակման աշխատանքների շրջանակում: Գոյություն ունեցող նմանատիպ սարքավորումների համեմատ՝ տվյալ սարքն առանձնանում է իր փոքր չափերով, հոսանքի նվազագույն ծախսով և այլ սարքերի միացվելու կարողությամբ: Մա հնարավորություն է տալիս տեղեկություններ ստանալ մասնիկների գրանցման մասին՝ հետագա ուսումնասիրությունների իրականացման համար: Քանի որ հետազոտության հիմնական խնդիրն ուղղված է մասնիկների գրանցման մեթոդի և ալգորիթմի մշակմանը, ուստի առաջարկվող սարքը, աշխատելով մյուս համապատասխան սարքերի հետ, հնարավորություն է ստեղծում կատարելագործել փորձարկվող սարքերի էլեկտրական շղթաները:

Առանցքային բառեր. ճառագայթում, միկրոկոնտրոլեր, Գայգերի հաշվիչ, գրանցում, մասնիկ, չափում, կոտակում, ուսումնասիրություն, հոսանքի փոքր ծախս:

В.В. ГАБРИЕЛЯН, В.О. АКОПЯН

ДОЗИМЕТР НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОЙ СХЕМЫ, РАБОТАЮЩИЙ НА БАТАРЕЙКЕ

В рамках работы по разработке метода и алгоритма детектирования частиц создан прибор для измерения радиации. Проведены испытания прибора в разных радиационных фонах, показаны удовлетворительные результаты. По сравнению с другими аналогичными приборами, данное устройство отличается размером, низким потреблением электроэнергии и способностью подключаться к другим устройствам, которые позволяют накопить полученные данные для дальнейших анализов. Поскольку основное исследование направлено на разработку электронных устройств, которые должны работать в средах с высоким радиационным фоном, описываемый прибор рассчитан на параллельную работу с этими приборами.

Ключевые слова: дозиметр, радиация, микроконтроллер, счетчик Гейгера, детектирование, частица, измерение, накопление, анализ, низкая электропотребность.

ՀՏԴ 621.382.13

ՌԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ս.Խ. ԽՈՒԴԱՎԵՐԴՅԱՆ, Վ.Ա. ԳԱԼՍՏՅԱՆ, Ն.Վ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ,
Ա.Լ. ԱԼԵՔՍԱՆՅԱՆ, Ա.Ն. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ

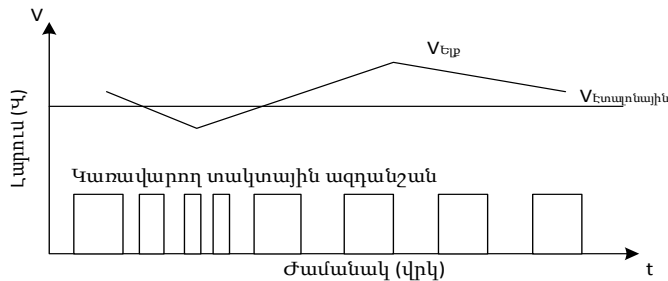
**ԼԱՅՆ ՀԱՃԱԽԱԿԱՆԱՅԻՆ ԲԱՑՎԱԾՔՈՎ, ԹՎԱՅԻՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՍԲ ՏԱԿՏԱՅԻՆ
ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ**

Առաջարկվում է թվային կառավարմամբ լայն հաճախականային տիրույթում տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակ: Համակարգը բաղկացած է ԲԱՑԱՌՈՂ-ԿԱՄ ԲՋՋԻ վրա հիմնված օղակաձև գեներատորից, որը ստանում է տակտային ազդանշան բարձրհաճախականային գոտում համակցական հանգույցից: Օգտագործելով բարձրհաճախականային բաղադրիչը՝ գեներացվում է թվային ազդանշանով կառավարելի ցածրհաճախականային տակտային ազդանշան: Ելքային ազդանշանի հաճախությունը կառավարվում է 8-կարգանի թվային կոդով՝ ապահովելով 130 ՄՀց-ից 2,5 ԳՀց հաճախականային միջակայք: Առաջարկված եղանակի հիման վրա մշակված համակարգը գրականությունից հայտնի այլ լուծումների համեմատ օժտված է ավելի փոքր էներգասպառմամբ՝ միաժամանակ սնման լարման տատանումների դեպքում ապահովելով ելքային ազդանշանի բավարար կայունություն:

Առանցքային բառեր. տակտային ազդանշան, թվային կառավարում, սնման լարում, օղակաձև գեներատոր, էներգասպառում, հաճախականային միջակայք:

Ներածություն: Ճշգրիտ տակտային ազդանշանի գեներատորը (ՏԱԳ) ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) կարևոր բաղադրիչներից մեկն է [1]: Ներկայումս լայն կիրառություն ունեն փոխանջատվող ունակությունների վրա հիմնված սխեմաները, օրինակ՝ հզորության փոխակերպիչները, որոնցում ՏԱԳ-երն իրագործում են փոխանջատիչների կառավարող տակտային ազդանշանի ձևավորման ֆունկցիա: Տակտային ազդանշանի հաճախությունից կախված՝ փոխվում է փոխակերպիչի ելքային լարման արժեքը: Այս երևույթի հիման վրա կատարվում է փոխակերպիչի աշխատանքային հաճախության կարգաբերում (նկ. 1), որից հետևում է, որ ՏԱԳ-ի ելքային ազդանշանի փոփոխման արագությունը պետք է լինի կառավարելի [2]:

Հզորության փոխակերպիչների այլ կարևոր բնութագիր է փոխակերպման օգտակար գործողության գործակիցը (օ.գ.գ), որի անհրաժեշտ արժեքն ապահովելու համար կառավարող հանգույցի բոլոր տարրերին ներկայացվում են մի շարք պահանջներ, ինչպիսիք են՝ սնման լարման տատանումների դեպքում ցածր էներգասպառումը, տակտային ազդանշանի հաճախության և պարբերության կայունությունը:



Նկ. 1. Հզորության փոխակերպիչներում աշխատանքային հաճախականության կարգաբերման սկզբունքը

Քվարցային բյուրեղի վրա հիմնված ՏԱԳ-երն ունեն ելքային ազդանշանի բարձր-հաճախականային սպեկտր և արտաքին միջավայրի պարամետրերի փոփոխության դեպքում կայուն աշխատանք, սակայն տեղակայվում են ԻՄ-ից դուրս և տպասալի վրա զբաղեցնում մեծ մակերես, ինչն ընդունելի չէ ժամանակակից ԻՄ-երի նախագծման պարագայում:

Ներկայումս, մեծ էներգասպառման և տեխնոլոգիական գործընթացի, լարման և ջերմաստիճանի (ԳԼՋ) փոփոխությունների նկատմամբ զգայնության պատճառով, լարմամբ կամ հոսանքով կառավարվող անալոգային ՏԱԳ-երը ևս դուրս են գալիս կիրառությունից [3]:

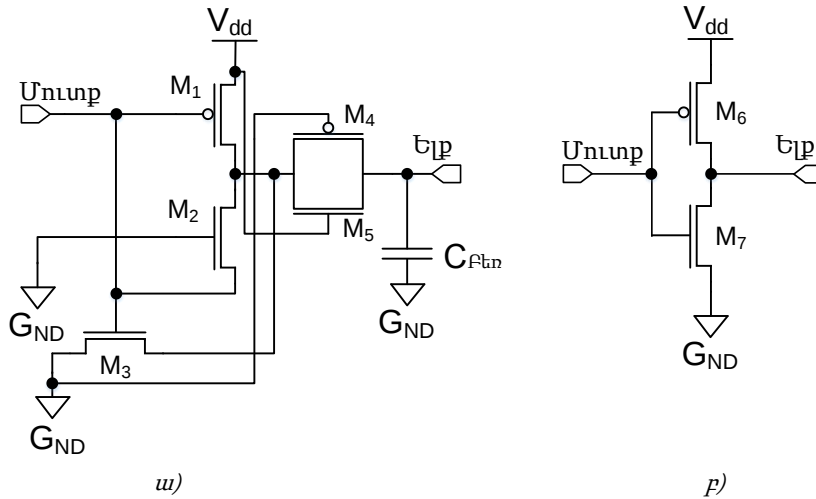
Նշված հանգամանքները թելադրում են բացառապես ԿՄՕԿ (կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ) տարրերի վրա հիմնված ՏԱԳ-ի մշակման անհրաժեշտությունը, որը, ԳԼՋ փոփոխությունների դեպքում ապահովում է ելքային ազդանշանի հաճախության բավարար կայունություն: Այդպիսի սարքերից են թվային կառավարմամբ ՏԱԳ-երը, որոնք ցուցաբերում են ավելի մեծ կայունություն՝ միաժամանակ ապահովելով ավելի ցածր էներգասպառում [4]:

Քանի որ հզորության փոխակերպիչները գործում են կառավարող ազդանշանի համեմատաբար ցածր հաճախությունների տիրույթում, բացի բարձրհաճախականային բաղադրիչից, նաև ցածրհաճախականային տակտային ազդանշան գեներացնող համակարգի մշակման խնդիր է առաջանում: Հաշվի առնելով ՏԱԳ-երին ներկայացվող վերը նշված պահանջները՝ առաջարկվում է լայն հաճախականային բացվածքով, թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակի կիրառմամբ նախագծված համապիտանի համակարգ, որը գեներացնում է ինչպես բարձր, այնպես էլ ցածրհաճախականային տակտային միմյանցից անկախ ազդանշաններ՝ ապահովելով ամբողջական համակարգի ցածր էներգասպառումը և կայունությունը:

Մշակված համակարգի ճարտարապետությունը: Թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորը (նկ. 2) բաղկացած է երկու տարբեր ֆունկցիոնալ հանգույցներից՝ օղակաձև գեներատորից (ՕԳ) և համակցական հանգույցից (ՀՀ):

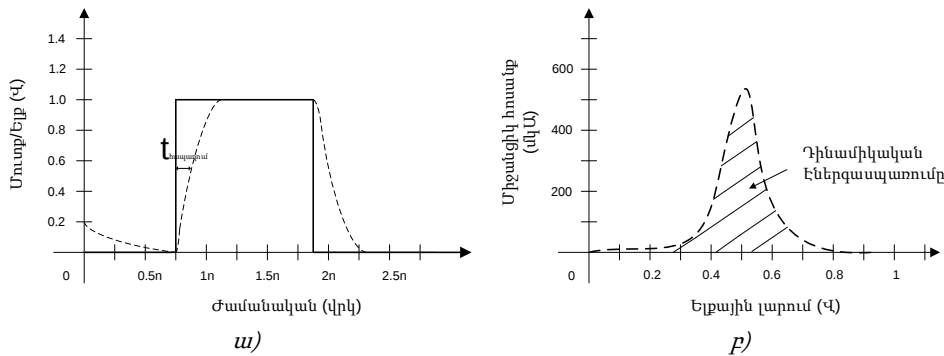
Տակտային ազդանշանի հաճախության կառավարումը կատարվում է 8-կարգանի մուտքային թվային ազդանշանի միջոցով (d0-d7): Հանգույցներում ելքային ազդանշանի հաճախության կառավարումը հիմնված է սկզբունքորեն միմյանցից տարբերվող մեխանիզմների վրա: Մուտքային կառավարող ազդանշանի բարձր և ցածր 4 կարգերը (d4-d7 և d0-d3) կառավարում են համապատասխանաբար ՕԳ-ի և ՀՀ-ի ելքային տակտային ազդանշանների հաճախությունները: Ստորև դիտարկված են յուրաքանչյուր հանգույցի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը:

444



Նկ.3. ա. Օդակաձև գեներատորի հապաղման հանգույցի սխեման, բ. շրջիչի սխեման

Առաջարկվող եղանակում փոխանջատման ողջ ժամանակահատվածում սնման դողի և հողանցման միջև բացակայում է ուղիղ կապը, քանի որ M2 N-ՄՕԿ տրանզիստորը գտնվում է փակ վիճակում: Ելքային $C_{բեռ}$ ունակությունը լիցքավորվում է V_{dd} -M1-Փոխանցման փական ուղով և լիցքաթափվում Փոխանցման փական -M3-Gnd ուղով:



Նկ.4. ա. Փոխանցման փականի ելքային բնութագիրը, բ. շրջիչում ելքային լարումից միջանցիկ հոսանքի կախվածությունը

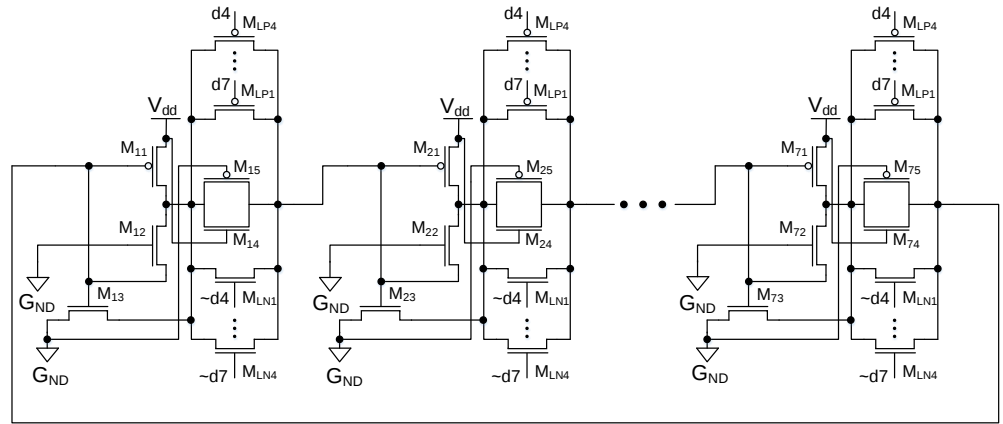
Առաջարկված հապաղման հանգույցում ելքային ազդանշանը ձևավորում են ինչպես ԲԱՑԱՌՈՂ-ԿԱՄ հանգույցը, այնպես էլ M4 և M5 տրանզիստորներից բաղկացած փոխանցման փականը, որը փոխանջատման ողջ տիրույթում գտնվում է բաց վիճակում: Փոխանցման փականի սեփական հապաղումը բնութագրվում է (1)-ով (նկ. 4ա), որտեղ R_n -ը և R_p -ն համապատասխանաբար N-ՄՕԿ և P-ՄՕԿ տրանզիստորների դիմադրություններն են [5]

$$t_{\text{հապաղում}} = 0,7 (R_n || R_p) C_{\text{բեռ}} \quad (1)$$

$$R_n = \frac{V_{DD}}{\frac{K P_n W_n}{2 L} (V_{DD} - V_{THn})^2} \quad (2)$$

$$R_p = \frac{V_{DD}}{\frac{K P_p W_p}{2 L} (V_{DD} - V_{THp})^2} \quad (3)$$

Առաջարկվող օղակաձև գեներատորը (նկ. 5) 7 կասկադ պարունակող ուղիղ հետադարձ կապով կառուցվածք է: Կասկադների քանակը որոշվել է՝ հաշվի առնելով տակտային ազդանշանի նպատակային հաճախականային միջակայքը:



Նկ. 5. Թվային կառավարմամբ օղակաձև գեներատորի կառուցվածքը

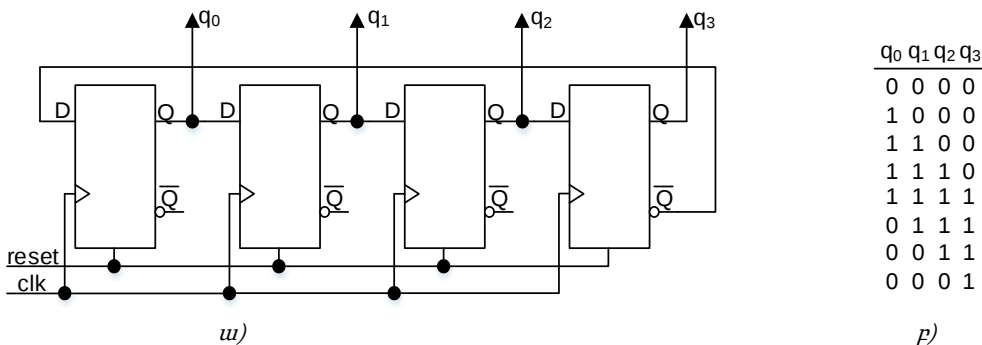
Յուրաքանչյուր կասկադում, փոխանցման փականին զուգահեռ, միացված են 4 N-ՄՕԿ և P-ՄՕԿ տրանզիստորներ, որոնց միջոցով կառավարվում է ելքային տակտային ազդանշանի հաճախությունը: Յուրաքանչյուր NP զույգ կառավարվում է թվային ազդանշանի միջոցով՝ փոխելով փոխանցման փականի արդյունաբար դիմադրությունը, հետևաբար՝ նաև հապաղման ժամանակը: Համապատասխան թվային կառավարող ազդանշանի տրամաբանական 1 մակարդակը բացում է NP տրանզիստորների զույգը՝ դրանով մեծացնելով փոխանցման տարրի տրանզիստորների փականների արդյունաբար լայնությունը: Զուգահեռ միացված N և P-ՄՕԿ տրանզիստորների արդյունաբար դիմադրությունները՝ կախված կառավարող ազդանշանի արժեքից, բերված են (4),(5)-ում.

$$R_p = \frac{V_{DD}}{\frac{K P_p W_p + (d5 * W_{lp1} + d6 * W_{lp2} + d7 * W_{lp3} + d8 * W_{lp4})}{2 L} (V_{DD} - V_{THp})^2}, \quad (4)$$

$$R_n = \frac{V_{DD}}{\frac{K P_n W_n + (d5 * W_{ln1} + d6 * W_{ln2} + d7 * W_{ln3} + d8 * W_{ln4})}{2 L} (V_{DD} - V_{THn})^2}. \quad (5)$$

Ելքային ազդանշանի հաճախականային սպեկտրը ավելի կառավարելի դարձնելու համար զուգահեռ միացված NP տրանզիստորների չափերը միմյանցից տարբերվում են: Ինչպես երևում է (4)-ից և (5)-ից, փոփոխելով կառավարող 4-կարգանի թվային ազդանշանի արժեքը, կառավարվում է յուրաքանչյուր հապաղման հանգույցի արդյունաբար դիմադրությունը, հետևաբար՝ նաև հապաղման ժամանակը՝ այդպիսով կարգաբերելով գեներացված տակտային ազդանշանի հաճախությունը:

Համակցական հանգույցի կառուցվածքը: Տակտային ազդանշանի ցածրահաճախականային բաղադրիչը ստանալու համար օգտագործվել է 4-կարգանի Ջոնսոնի թվային հաշվիչ՝ 8 աշխատանքային վիճակներով և 4-կարգանի (q0-q3) ելքային ազդանշանով (նկ. 6): Հաշվիչն օգտագործում է օղակաձև գեներատորի ելքային ազդանշանը՝ Clk₁ (նկ. 2) որպես սեփական աշխատանքային սինքրոնազդանշան: Հաշվիչի ելքային 4-կարգանի թվային կոդը այնուհետև համեմատվում է կառավարող ազդանշանի d0-d3 կարգերի հետ: Ազդանշանների համընկման դեպքում ձևավորվում է CD (code detect) իմպուլսը, որի տևողությունը հավասար է տվյալ պահին հաշվիչի տակտային ազդանշանի պարբերությանը:

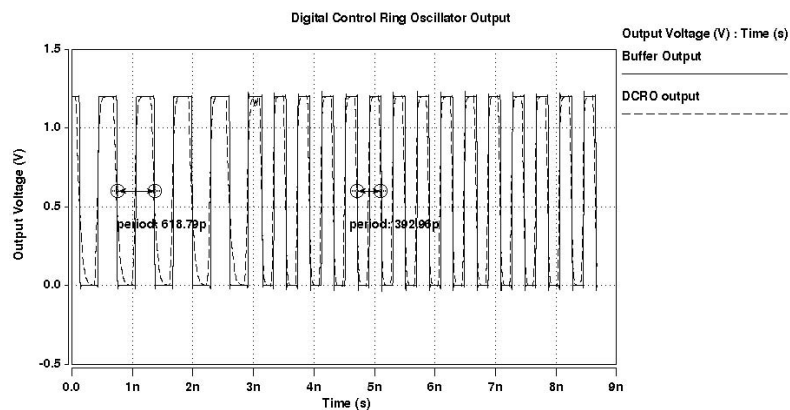


Նկ.6. ա. 4-կարգանի Ջոնսոնի թվային հաշվիչի կառուցվածքը, բ. հաշվիչի վիճակների իսկության աղյուսակը

Գեներացված CD իմպուլսը զրոյացնում է հաշվիչը՝ այն բերելով սկզբնական վիճակի: CD իմպուլսը այնուհետև տրվում DT տրիգերին, որի ելքում ստացվում է $2 \cdot t_p$ պարբերությամբ TO տակտային ազդանշան: Լայն բացվածք և բավարար տանող ուժ ապահովելու համար այն անցնում է թվային կրկնիչով: Արդյունքում՝ ձևավորվում է Clk₂ ելքային տակտային ազդանշանը: ՕԳ-ի և ՀՀ-ի ելքային տակտային ազդանշանները այնուհետև մուլտիպլեքսվում են CS ազդանշանով: Այն դեպքում, երբ d0-d3 կառավարող ազդանշանը զրոյացված է, CS-ը նույնպես զրոյացվում է, և համակարգի ելքին է տրվում օղակաձև գեներատորի ելքային Clk₁ տակտային ազդանշանը: Այս դեպքում զրոյացվում է նաև թույլատրող EN ազդանշանը, որը դադարեցնում է հաշվիչի աշխատանքը՝ անջատելով վերջինիս մուտքային Clk₁ տակտային ազդանշանը և ապահովում համակարգի աշխատանքի արդյունավետությունը: Մշակ-

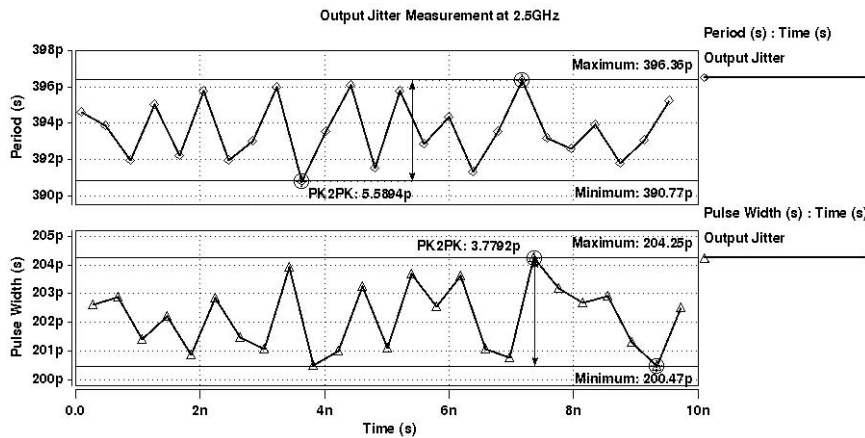
ված եղանակը հնարավորություն է ընձեռում ձևավորելու ցածրհաճախականային տակտային ազդանշան՝ օգտագործելով համակարգի ներսում գեներացված բարձր-հաճախականային ազդանշանը: Միայն օղակաձև գեներատորով նման հաճախություն ապահովելու համար պահանջվում է 57 կասկադ, ինչը հանգեցնում է սխեմայի չափերի և օգտագործված տրանզիստորների քանակի անթույլատրելի աճի:

Մոդելավորման արդյունքները: Առաջարկված եղանակի արդյունավետության գնահատման նպատակով համակարգի աշխատանքի մոդելավորումն իրականացվել է 28 նվտեխնոլոգիական գործընթացի համար Hspice ծրագրային գործիքով [6]: Նկ.7-ում բերված է ՕԳ-ի ելքային ազդանշանը՝ կառավարող d5-d8 4- կարգանի թվային ազդանշանի՝ 0000-ից 1111 փոփոխման դեպքում, որին համապատասխանում են սխեմայի ելքային ազդանշանի հնարավոր առավելագույն և նվազագույն հաճախությունները: Ինչպես երևում է գրաֆիկից, տակտային ազդանշանի հաճախությունը փոփոխվում է 1,6 *ՉՀց*-ից 2,5 *ՉՀց* տիրույթում:



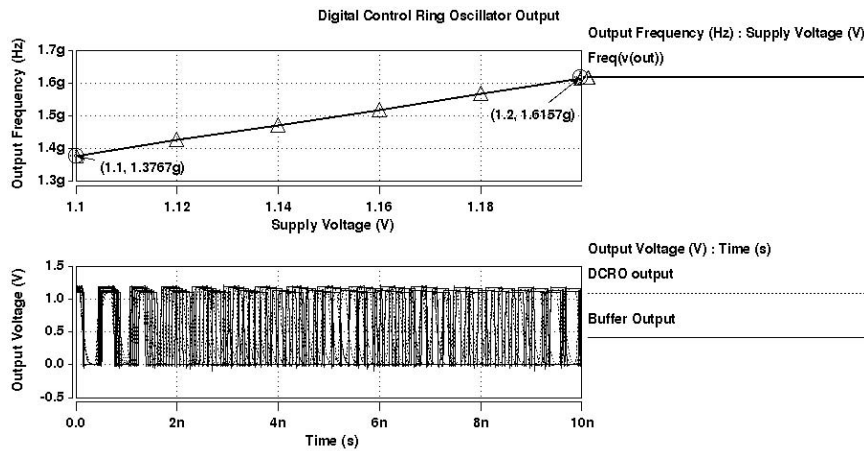
Նկ. 7. Կառավարող ազդանշանի տարբեր արժեքների դեպքում թվային կառավարմամբ օղակաձև գեներատորի ելքային Clk₁ ազդանշանը

ՏԱԳ-երի հիմնական բնութագրիչ պարամետրերից է ժամանակի ընթացքում տակտային ազդանշանի պարբերության կայունությունը: ՕԳ-ի ելքային ազդանշանի պարբերության տատանումը առավելագույն ելքային հաճախության դեպքում բերված է նկ. 8-ում: 2,5 *ՉՀց* հաճախության դեպքում ելքային տակտային ազդանշանի պարբերությունների տատանման ամպլիտուդը 5,5 *պվ* է, որը կազմում է պարբերության 1,3%-ը:



Նկ. 8. 10 նվ ժամանակահատվածում օղակաձև զենեքատորի ելքային տակտային ազդանշանի պարբերության տատանումը

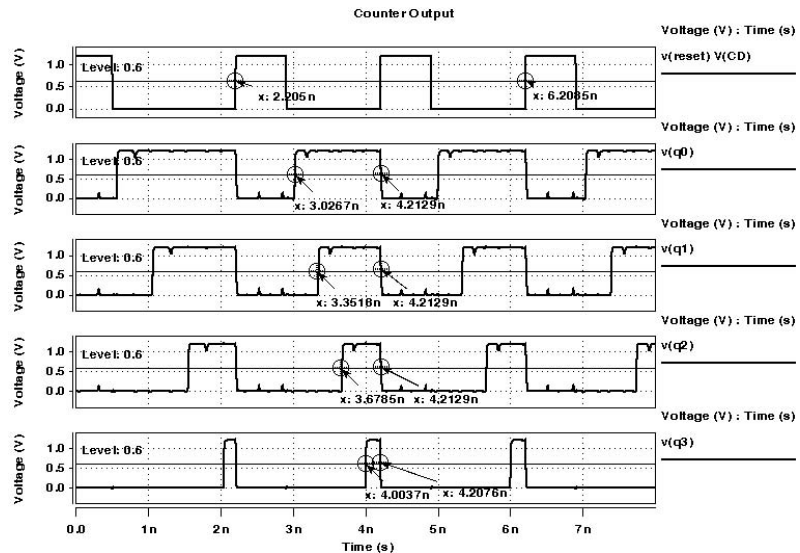
Ժամանակակից թվային սխեմաներում սնման լարման աղմուկները չեն գերազանցում 10 մՎ շեմը, ուստի ուսումնասիրվել է ՕԳ-ի ելքային ազդանշանի հաճախության փոփոխությունը սնման լարման 100 մՎ տատանման պայմաններում (նկ. 9):



Նկ. 9. Մնման լարումից օղակաձև զենեքատորի ելքային ազդանշանի հաճախության կախումը

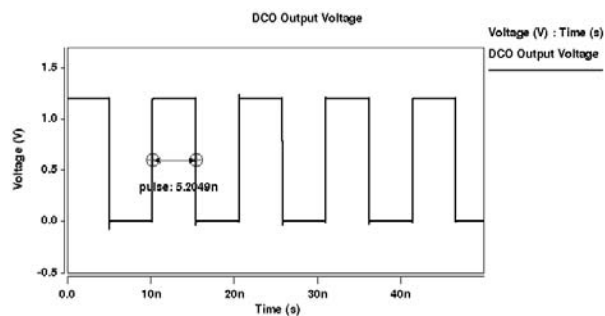
Ինչպես երևում է գրաֆիկից, 100 մՎ սնման լարման տատանման դեպքում ելքային հաճախությունը փոփոխվում է 1,37 ԳՀց-ից 1,61 ԳՀց տիրույթում, որը չի գերազանցում անվանական հաճախության 15%-ը: Մնման լարման իրական աղմուկների դեպքում ելքային ազդանշանի հաճախությունը կտատանվի նոմինալ հաճախության 2%-ի սահմաններում, որը բավարար է սխեմայի հիմնական կիրառությունների դեպքում: Նկ. 10-ում բերված են ՀՀ-ի թվային հաշվիչի ելքային

q0-q3 և CD (reset) ազդանշանները: Նմանակումը կատարվել է կառավարող թվային ազդանշանի d0-d3 կարգերի 1111 և d4-d7-ի՝ 1110 արժեքների դեպքում: Ելքային տակտային ազդանշանի պարբերությունը տվյալ դեպքում 4 նվ է:



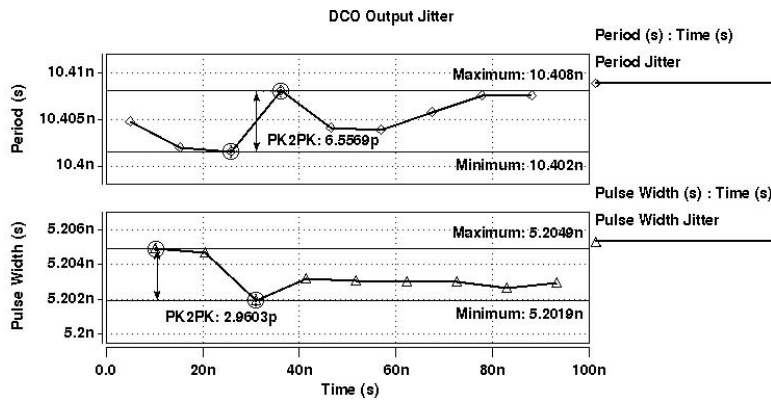
Նկ. 10. ՀՀ-ի թվային հաշվիչի ելքային q0-q3 և reset ազդանշանները

ՀՀ-ի ելքային ցածրհաճախականային տակտային ազդանշանի տեսքը պատկերված է նկ. 11-ում: Ազդանշանը ստացվել է կառավարող թվային ազդանշանի d0-d3 կարգերի 0111 և d4-d7-ի՝ 1100 արժեքների դեպքում:



Նկ. 11. 192ՄՀց հաճախության դեպքում համակարգի ելքային ցածրհաճախականային տակտային ազդանշանը

100 նվ ժամանակահատվածում կատարված նմանակման արդյունքում ստացվել է ՀՀ-ի ելքային ազդանշանի պարբերության փոփոխությունը 192 ՄՀց հաճախության դեպքում (նկ. 12): Տակտային ազդանշանի պարբերությունների տատանման ամպլիտուդը 6,5 պՎ է, որը կազմում է պարբերության 0,0625%-ը:



Նկ. 12. 100 նվ ժամանակահատվածում ՀՀ-ի էլքային ցածրհաճախականային տակտային ազդանշանի պարբերության տատանումը

Աղյուսակում ներկայացված է նախագծված ՏԱԳ-ի բնութագրերի և գրականությունից հայտնի լուծումների համեմատությունը: Նախագծված համակարգն ապահովում է էլքային տակտային ազդանշանի 0,13...2,5 ԳՀց հաճախականային բացվածք, որը զիջում է միայն [10]-ին, սակայն առաջարկված տարբերակում միջին էներգասպառումը, էլքային ազդանշանի հաճախությունից կախված, փոքր է 3...5 անգամ:

Աղյուսակ

Նախագծված ՏԱԳ-ի բնութագրերի և գրականությունից հայտնի լուծումների համեմատությունը

Բնութագիր	[7]	[8]	[9]	[10]	Նախագծված ՏԱԳ
Միջին էներգասպառում (մՎտ)	0,22...0,61	0,3...0,61	5,7...7,8	9,57	1,8...3,2
Էլքային հաճախականային միջակայք (ԳՀց)	3,2...4,02	1,49...2,25	2,24...3,07	0,033...3	0,13...2,5
Տեխնոլոգիական գործընթաց (նմ)	180	180	65	180	28

Եզրակացություն: Առաջարկվել է տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակ, որը ապահովում է էլքային ազդանշանի 0,13...2,5 ԳՀց հաճախականային միջակայք: Էլքային հաճախության կառավարումը կատարվում է 8-կարգանի թվային ազդանշանի միջոցով, ինչը ապահովում է ամբողջ հաճախականային տիրույթում էլքային հաճախության հնարավոր 256 մակարդակ: Մշակված եղանակի շնորհիվ նախագծված համակարգը ցուցաբերում է 1,8...3,2 մՎտ միջին էներգասպառում, որը գրականությունից հայտնի նման հաճախականային բացվածքով այլ լու-

ծումների համեմատ՝ զգալիորեն ավելի ցածր է: Համակարգը դրսևորում է ելքային ազդանշանի բավարար կայունություն սնման լարման տատանումների նկատմամբ: Մնման լարման 100 Վ՜Ֆ փոփոխության դեպքում տակտային ազդանշանի հաճախությունը փոխվում է անվանական մակարդակի 15%-ի սահմաններում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Melikyan V., Galstyan V.** Design of low-ripple multi-topology step-down switched capacitor power converter with adaptive control system // Design & Test Symposium (EWDTS).- Kyev, Ukraine, 2014.- P. 1-4.
2. **Melikyan V., Galstyan V.** Design of high-efficiency digital-control multi-topology step-down switched capacitor converter // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2015).- Kyev, Ukraine, 2015.- P. 1-4.
3. **Tsai C., Li W., Chen P.** On-Chip Reference Oscillators with Process, Supply Voltage and Temperature Compensation // International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE).- November, 2010. – P. 108-111.
4. **Shwetabh V., Junfeng X., Lee T.** A Multiply-by-3 Coupled-Ring Oscillator for Low-Power Frequency Synthesis // IEEE Journal of Solid-State Circuits.- April, 2004. – Vol. 39, No. 4. - P. 709-713.
5. **Baker J.** CMOS Circuit Design, Layout and Simulation. - 2010. - 1208 p.
6. Hspice Application Manual, Synopsys Inc. - 2010. - 196 p.
7. **Kumar M., Sandeep A.** Digital Controlled Oscillator Design with Novel 3 Transistor XOR Gate // International Journal of Smart Home.- January, 2012. – Vol. 6, No. 1. - P. 1-15.
8. **Kumar M., Sandeep A.** Digitally controlled oscillator design with a variable capacitance XOR gate // Journal of Semiconductors. – October, 2011. – Vol. 32, No. 10. -P. 135-142.
9. **Kavala A., Woorham B., Sungwoo K.** A PVT-compensated 2.2 to 3.0 GHz Digitally Controlled Oscillator for All-Digital PLL // Journal of Semiconductor Technology And Science.- August, 2014. – Vol. 14, No. 4. - P. 484-494.
10. **Rahman M., Habibah M., Sawal H.** Design of Low Power 6-bit Digitally-Controlled Oscillator (DCO) // International Journal on Electrical Engineering and Informatics.- June, 2014. – Vol. 6, No. 2. – P. 297-303.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.06.2015:

**В.Ш. МЕЛИКЯН, С.Х. ХУДАВЕРДЯН, В.А. ГАЛСТЯН, Н.В. МЕЛИКЯН,
А.Л. АЛЕКСАНИЯН, А.Н. ХАЧАТРЯН**

**МЕТОД РАЗРАБОТКИ ШИРОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ТАКТОВОГО
СИГНАЛА С ЦИФРОВЫМ КОНТРОЛЕМ**

Предложен метод разработки генератора тактового сигнала с широким диапазоном частоты выходного сигнала. Система состоит из кольцевого генератора на основе элемента ИСКЛ-ИЛИ для обеспечения высокочастотного тактового сигнала и из комбинационного блока. С использованием высокочастотной компоненты генерируется низкочастотный тактовый сигнал. Выходная частота контролируется с помощью восьмиразрядного цифрового кода, что обеспечивает полосу частоты тактового сигнала от 130 МГц до 2,5 ГГц. Спроектированная система демонстрирует меньшее энергопотребление по сравнению с существующими решениями, обеспечивая тем самым приемлемую стабильность выходного сигнала при колебаниях напряжения питания.

Ключевые слова: тактовый сигнал, цифровой контроль, напряжение питания, кольцевой генератор, потребляемая мощность, ширина полосы частот.

**V.SH. MELIKYAN, S.KH. KHUDAVERDYAN, V.A. GALSTYAN, N.V. MELIKYAN,
A.L. ALEKSANYAN, A.N. KHACHATRYAN**

**A METHOD FOR DEVELOPING A DIGITAL CONTROL OSCILLATOR WITH
WIDE FREQUENCY BANDWIDTH**

A method for developing a digital controlled oscillator with wide output frequency bandwidth is proposed. The system consists of XOR based ring oscillator to provide a high frequency clock signal, and of combinational block. A low frequency signal is generated by using the high frequency component. The output frequency is controlled by an 8 bit digital code, providing an output frequency range from 130MHz to 2,5GHz. The designed system demonstrates less power consumption compared to other solutions in literature, while providing sufficient stability of the output signal to supply voltage variations.

Keywords: clock signal, digital control, supply voltage, ring oscillator, power consumption, frequency bandwidth.

О.А. ПЕТРОСЯН, Н.Б. АВДАЛЯН

**РАЗРАБОТКА ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА МИНИМИЗАЦИИ
РАССЕИВАЕМОЙ МОЩНОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ
КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МЕТАЛЛ–ОКСИД–ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
СХЕМ**

Рассматривается обобщенный метод оценки рассеиваемой мощности логических схем, позволяющий осуществлять быструю и точную оценку и минимизацию рассеиваемой мощности при их реализации по комплементарной металл–оксид–полупроводниковой (КМОП) технологии, а также исключать ложные сигналы на выходе узлов логических схем. Приведенные примеры использования разработанного метода подтверждают его достоверность.

Ключевые слова: рассеиваемая мощность, активность переключения, сигнальные вероятности, ложный сигнал.

Введение. При проектировании сверхбольших интегральных схем (СБИС) перед специалистами возникает задача уменьшения рассеиваемой мощности и обеспечения их устойчивой работы. В работе при анализе логических КМОП СБИС и оценке рассеиваемой мощности принято использование синхронной реализации схем, частота синхронизации и напряжение питания которых фиксированы. Для оценки динамической мощности используется метод, основанный на вероятностных характеристиках входных сигналов.

Оценка рассеиваемой мощности СБИС. Рассеиваемая мощность КМОП СБИС состоит из двух составляющих - статической $P_{ст}$ и динамической $P_{дин}$:

$$P = P_{дин} + P_{ст} . \quad (1)$$

Динамическая мощность рассеивается при переключениях логических элементов (ЛЭ). Динамическая мощность определяется токами заряда/разряда паразитных емкостей ЛЭ и сквозными токами ЛЭ при переключении и зависит от переключательной активности схемы, т.е. чем выше переключательная активность схемы, тем больше мощность. В КМОП СБИС около 80% рассеиваемой мощности приходится на динамическую составляющую [1-5].

Статическая мощность не зависит от активности внутренней логики и рассеивается в пассивном режиме или в режиме ожидания. Статическая мощность рассеивается, когда ЛЭ находится в некотором фиксированном логическом состоянии ("0" или "1"), и обусловлена токами обратного смещения р - n переходов, подпороговыми токами и туннельными токами через подзатворный диэлектрик.

Статическая мощность не зависит от переключений и определяется выражением [6]

$$P_{\text{leak}} = V_{\text{DD}} N K_d I_{\text{leak}}, \quad (2)$$

где N - число транзисторов СБИС; K_d - эмпирический коэффициент, учитывающий особенности технологии; I_{leak} - ток утечки одного транзистора.

С учетом сквозного тока в виде дополнительной емкости нагрузки динамическую мощность СБИС, реализованную по КМОП технологии (амплитуда V_j переключения j -го узла с $0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$ равна напряжению V_{DD} источника питания), можно рассчитать по формуле [1-7]

$$P_{\text{дин}} = \frac{C_0 V_{\text{DD}}^2 \sum_j^l (k_j s_j)}{2t}, \quad (3)$$

где C_0 - нормализованная емкостная нагрузка одного входа ЛЭ; k_j - число входов ЛЭ j -го узла; s_j - количество переключений в j -ом узле СБИС; l - число узлов СБИС; t - время потребления энергии.

Для оценки динамической мощности и ее уменьшения необходимо знать суммарное число переключений в СБИС и время, в течение которого эти переключения произошли [5]. Активность переключения определяется на основе табл. 1 и 2.

Таблица 1

Таблица истинности ЛЭ

Входная комбинация		Выходные значения ЛЭ			
X_1	X_2	И	ИЛИ	И-НЕ	ИЛИ-НЕ
0	0	0	0	1	1
0	1	0	1	1	0
1	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0

Таблица 2

Выражения сигнальных вероятностей на выходе ЛЭ

Тип ЛЭ	Сигнальные вероятности на выходе ЛЭ
И	$P(y) = P(x_1) * P(x_2)$
ИЛИ	$P(y) = P(x_1) + P(x_2) - P(x_1) * P(x_2)$
НЕ	$P(y) = 1 - P(x_1)$
И-НЕ	$P(y) = P(x_1) + P(x_2) - P(x_1) * P(x_2)$
ИЛИ-НЕ	$P(y) = P(x_1) * P(x_2)$

На рис. 1 и 2 приведены зависимости вероятности выходного сигнала и активности переключения от вероятности входных сигналов двухвходовых ЛЭ.

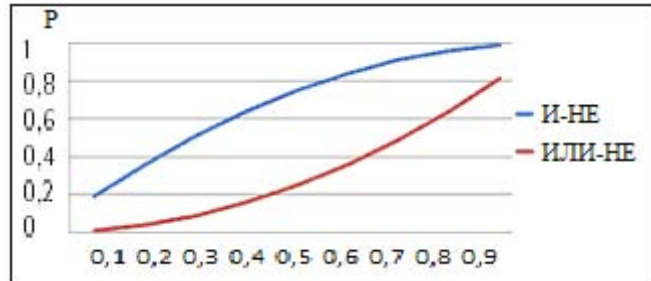


Рис. 1. Вероятность выходного сигнала

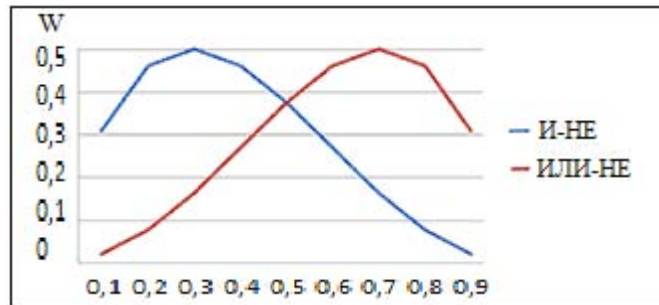


Рис. 2. Активность переключения

Из рис. 1 видно, что для одинаковых вероятностей входных сигналов вероятность выходного сигнала для ЛЭ “И-НЕ” больше, чем для ЛЭ “ИЛИ-НЕ”. Для уменьшения динамической мощности особое значение имеет зависимость активности переключения от вероятности входных сигналов (рис. 2). Из рис. 2 видно, что при малых значениях вероятностей входных сигналов целесообразно использовать ЛЭ “ИЛИ-НЕ”, а при их больших значениях - ЛЭ “И-НЕ”, так как в этих случаях активность переключения наименьшая.

Вероятность выходных сигналов ЛЭ при числе входов $n(e)$ определяется:

- для ЛЭ “И” и “ИЛИ-НЕ”:

$$P_e = \prod_{i=1}^{n(e)} p_i ; \quad (4)$$

- для ЛЭ “ИЛИ” и “И-НЕ”:

$$P_e = 1 - \prod_{i=1}^{n(e)} (1 - p_i) . \quad (5)$$

Если для A_i -го узла СБИС вероятность появления выходного сигнала 1 (или 0) равна p_i , то переключательная активность (вероятность того, что в узле будет изменение сигнала $0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$) узла будет $W(A_i) = p_i^{1 \rightarrow 0} + p_i^{0 \rightarrow 1}$. Переключательная активность ЛЭ рассчитывается двумя способами:

$$W(A_i) = 2p_i(1-p_i) \text{ или } W(p) = p_1 * W(2) + p_2 * W(1), \quad (6)$$

где $W(p)$ - выходная переключательная активность узла; p_1 , p_2 и $W(1)$, $W(2)$ - вероятности переключения и переключательные активности на входах ЛЭ соответственно.

Общая переключательная активность определяется в виде

$$W = \sum_i W_i. \quad (7)$$

Вышеприведенные формулы позволяют рассчитать активность переключения цифровых КМОП СБИС и оценить их динамическую мощность.

Существует метод, позволяющий в результате синтеза получить схему с наименьшей активностью переключения и динамической мощностью [1-6]. Однако этот метод не учитывает, что в схеме сигналы могут распространяться от входа к выходу разными путями, а это может привести к появлению на выходе ложных сигналов (рис. 3).

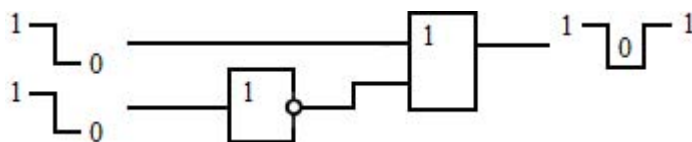


Рис. 3. Модель логической схемы с реальными задержками

Для решения этой задачи можно использовать ЛЭ с разрешающим сигналом, что может привести к дополнительной сигнальной линии enable и ограничению применения при большой степени интеграции СБИС.

Разработка обобщенного метода. Разработан обобщенный метод минимизации рассеиваемой мощности, позволяющий максимально уменьшить разницу путей распространения сигналов от входа до выхода. Эта проблема решается применением дополнительной инверторной пары реплик и введением понятия порогового значения пути распространения сигнала. Пороговое значение t служит критерием для оптимизации СБИС. При выполнении условия $W(1) - W(2) < t$ для путей распространения сигнала отпадает необходимость применения дополнительной инверторной пары реплик. Сущность метода в сжатом виде можно представить в виде алгоритма синтеза.

1. Задание функции, которая должна реализоваться после синтеза в виде конъюнктивных (КНФ) или дизъюнктивных нормальных форм (ДНФ).

2. Составление вектора вероятностей переключения входных сигналов $P = |p_1, p_2, p_3, p_4, \dots, p_n|$.

3. Выбор из вектора $P = |p_1, p_2, p_3, p_4, \dots, p_n|$ пары (p_f, p_k) , для которой активность переключения, согласно выражениям (4)-(7), минимальна, и замена этой пары вероятностью сигнала нового ЛЭ: $P = |p_1, p_{23}, p_4, \dots, p_n|$. В результате число элементов вектора уменьшается на единицу.

4. Повторение п.3 до тех пор, пока содержимое вектора вероятности не сравняется с 1.

5. Выбор двух разных путей от входов к выходу, для которых активность переключения: $W(1) = m$, $W(2) = n$, причем $m > n$.

6. Расчет разницы активностей переключения: $W(1) - W(2) = m - n$.

7. Задание порогового значения $t = x$, которое в зависимости от технологии может меняться в пределах $0,1 \dots 0,5$.

8. Добавление инверторной реплики, если $W(1) - W(2) > t$ или $m - n > x$.

9. Определение d - количества пар реплик:

$$d = \frac{W(1) - W(2)}{W(\text{реплика})}.$$

10. Проведение проверки: если добавленная пара реплик d превышает сумму порогового значения и длинного пути, то добавляется пара $(c - 1)$ реплик в цепи с коротким путем:

$$(n + d * W(\text{реплика})) - m > x.$$

11. Проведение проверки: если добавленная пара реплик $(d - 1)$ меньше суммы порогового значения длинного пути:

$$(n + d * W(\text{реплика})) - m < x,$$

то на этом участке применяется ЛЭ с разрешающим сигналом.

Примеры применения разработанного обобщенного метода. Известно, что в КМОП СБИС ЛЭ “И” реализуются инверсией ЛЭ “И-НЕ”, а ЛЭ “ИЛИ” - инверсией ЛЭ “ИЛИ-НЕ”. Изменение типа ЛЭ проводится на основе булевой алгебры. Например, задана функция $Y = p_1 * p_2 * p_3 * p_4 * p_5$ КНФ с вероятностями входных сигналов $p_1 = p_2 = p_3 = p_4 = p_5 = 0,5$. Применяя пп.1-4 разработанного обобщенного метода, получим схему с наименьшей рассеиваемой мощностью (рис. 4).

Из рис. 5 видно, что из-за разницы длины путей распространения входных сигналов на выходе схемы возникают ложные сигналы, которые, в свою очередь, увеличивают рассеиваемую мощность от 9 до 38% [1]. На рис. 6 приведен другой вариант реализации схемы, выполняющий заданную функцию $Y = p_1 * p_2 * p_3 * p_4 * p_5$.

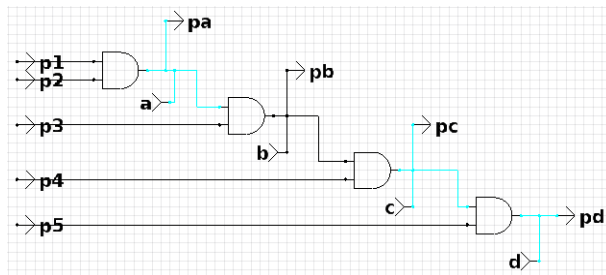


Рис. 4. Схема с наименьшей рассеиваемой мощностью

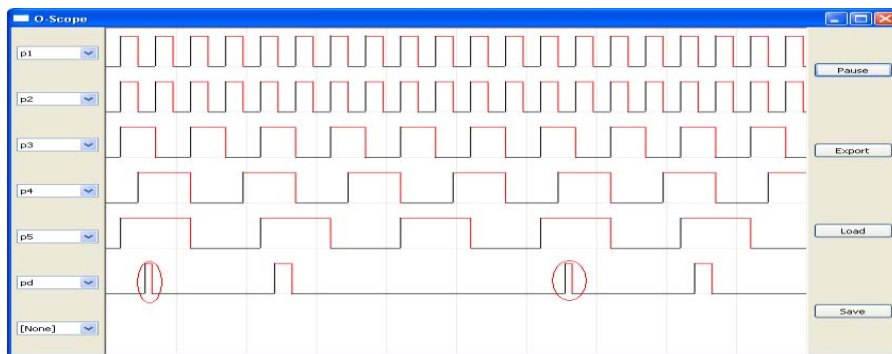


Рис. 5. Возникновение ложных сигналов на выходе схемы рис. 4

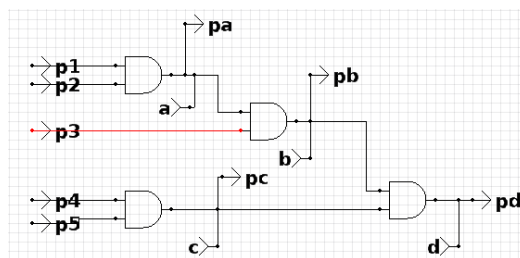


Рис. 6. Схема второго варианта с наименьшей рассеиваемой мощностью

Расчеты вероятностей входных сигналов и активности переключения (табл. 3) для схем, приведенных на рис. 4 и 6, показывают, что активность переключения схемы на рис. 4 при наиболее длинной цепи ($W(\text{Total})=0,7713$) меньше активности переключения схемы рис. 6 ($W(\text{Total})=1,0292$). Это приводит к уменьшению мощ-

ности схемы (рис. 4) ~ в 1,33 раза по сравнению со схемой рис. 2. Из рис. 7 видно, что на выходе схемы (рис. 6) возникают ложные сигналы.

Далее проводится следующий этап оптимизации: замена ЛЭ “И” на ЛЭ “И-НЕ”, “ИЛИ-НЕ” и “НЕ” с учетом правил булевой алгебры и КМОП технологии (рис. 8). Из рис. 9 видно, что на выходе схемы (рис. 8) возникают ложные сигналы.

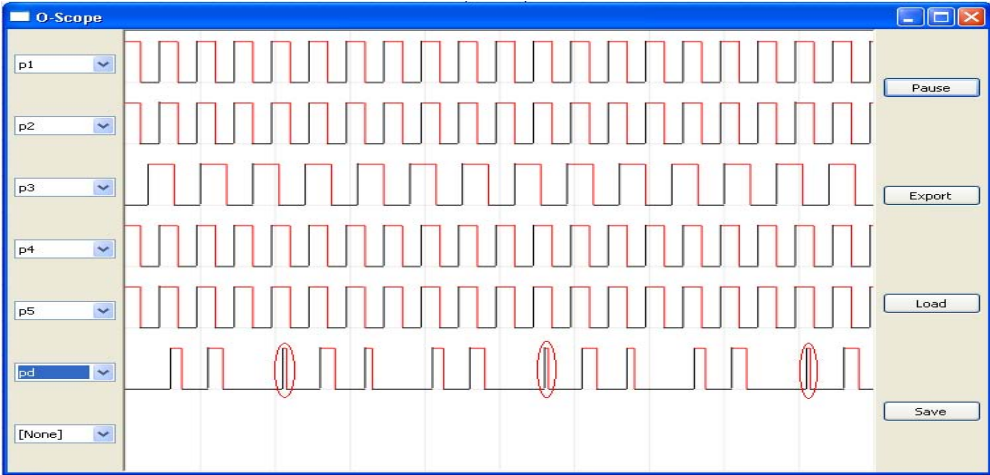


Рис. 7. Возникновение ложных сигналов на выходе схемы рис. 6

Таблица 3

Вероятность входных сигналов и активность переключения

Схема, приведенная на рис.1	
$p_a = p_1 * p_2 ; W(a) = 2 * p_a (1 - p_a)$	$p_a = 0,25 ; W(a) = 0,375$
$p_b = p_a * p_3 ; W(b) = 2 * p_b (1 - p_b)$	$p_b = 0,125 ; W(b) = 0,2187$
$p_c = p_b * p_4 ; W(c) = 2 * p_c (1 - p_c)$	$p_c = 0,0625 ; W(c) = 0,1171$
$p_d = p_c * p_5 ; W(d) = 2 * p_d (1 - p_d)$	$p_d = 0,03125 ; W(d) = 0,0605$
$W(Total) = W(a) + W(b) + W(c) + W(d)$	$W(Total) = 0,7713$

Схема, приведенная на рис.2	
$p_a = p_1 * p_2 ; W(a) = 2 * p_a (1 - p_a)$	$p_a = 0,25 ; W(a) = 0,375$
$p_b = p_a * p_3 ; W(b) = 2 * p_b (1 - p_b)$	$p_b = 0,125 ; W(b) = 0,2187$
$p_c = p_4 * p_5 ; W(c) = 2 * p_c (1 - p_c)$	$p_c = 0,25 ; W(c) = 0,375$
$p_d = p_b * p_c ; W(d) = 2 * p_d (1 - p_d)$	$p_d = 0,03125 ; W(d) = 0,0605$
$W(Total) = W(a) + W(b) + W(c) + W(d)$	$W(Total) = 1,0292$

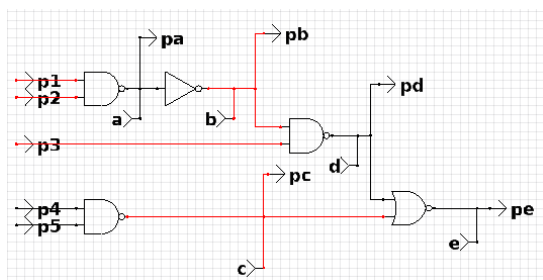


Рис. 8. Схема с заменой типов ЛЭ

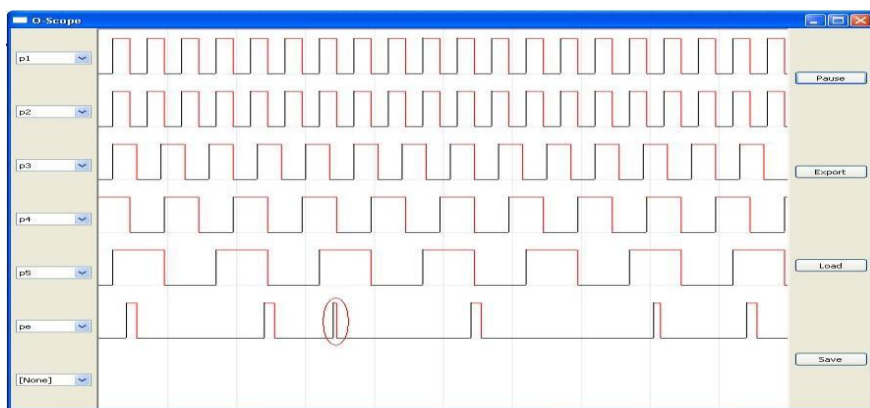


Рис. 9. Возникновение ложных сигналов на выходе схемы рис. 8

Исходя из значений активности переключения схемы рис. 8, приведенных в табл. 4, проводится следующий этап разработанного метода. Очевидно, что в схеме, приведенной на рис. 8, возможны три пути: 1) a, b, d, e; 2) d, e; 3) c, e. Активности переключения этих путей равны

1. $W(\text{Total}) = W(a) + W(b) + W(d) + W(e) = 1,7167$.
2. $W(\text{Total}) = W(d) + W(e) = 0,9667$.
3. $W(\text{Total}) = W(c) + W(e) = 0,8730$.

Таблица 4

Вероятности входных сигналов и активности переключения схемы рис. 4

$p_a = p_1 + p_2 - p_1 * p_2$; $W(a) = 2 * p_a(1 - p_a)$	$p_a = 0,75$; $W(a) = 0,375$
$p_b = 1 - p_a$; $W(b) = 2 * p_b(1 - p_b)$	$p_b = 0,25$; $W(b) = 0,375$
$p_c = p_4 + p_5 - p_4 * p_5$; $W(c) = 2 * p_c(1 - p_c)$	$p_c = 0,75$; $W(c) = 0,375$
$p_d = p_b + p_3 - p_b * p_3$; $W(d) = 2 * p_d(1 - p_d)$	$p_d = 0,625$; $W(d) = 0,4687$
$p_e = p_d * p_c$; $W(e) = 2 * p_e(1 - p_e)$	$p_e = 0,4687$; $W(e) = 0,4980$

Далее проводится следующий этап оптимизации с учетом значения порога, равного 0,3. В результате получается схема, приведенная на рис.10.

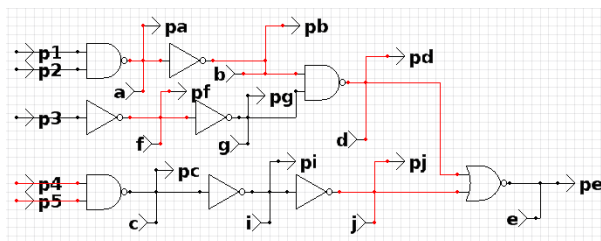


Рис. 10. Оптимизированная схема для заданной функции

Из рис.11 видно, что на выходе схемы (рис.10) отсутствуют ложные сигналы.

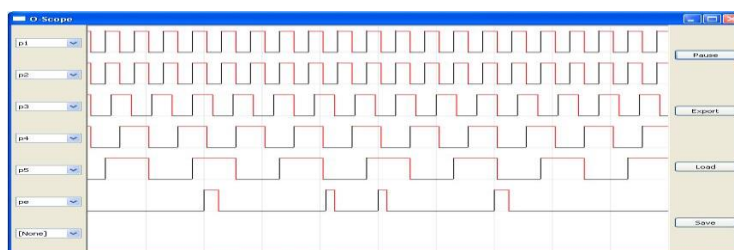


Рис. 11. Диаграмма с отсутствием ложных сигналов на выходе схемы рис. 9

Для вышеуказанных путей распространения сигнала активности переключения для оптимизированной схемы равны

1. $W(\text{Total}) = W(a) + W(b) + W(d) + W(e) = 1,7167$.
2. $W(\text{Total}) = W(d) + W(e) = 1,9667$.
3. $W(\text{Total}) = W(c) + W(e) = 1,6285$.

Полученные результаты активности переключения схем, приведенных на рис. 8 и 10, имеют одинаковое значение и удовлетворяют условию длинного пути с суммированием или вычетом порога. Следует отметить, что на выходе схемы, синтезированной по разработанному методу (рис. 10), отсутствуют ложные сигналы (рис. 11), и такая схема является наиболее оптимальной и устойчивой.

Выводы. В работе получены следующие основные результаты:

1. Показано, что при малых значениях вероятностей входных сигналов целесообразно использовать ЛЭ “ИЛИ-НЕ”, а при их больших значениях - ЛЭ “И-НЕ”, так как при этом переключательная активность сигналов наименьшая и обеспечивается минимальная динамическая мощность проектируемых СБИС.
2. Введено понятие порогового значения пути распространения сигнала, сущность которого определяет выполнение условия оптимизации СБИС с минимизированной рассеиваемой мощностью.
3. Разработан обобщенный метод минимизации рассеиваемой мощности логических КМОП схем, основанный на задании вероятностей переключения входных сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Мурашко И.А.** Методы оценки рассеиваемой мощности в цифровых КМОП схемах // Доклады БГУИР. – 2007.- № 1 (17). - С. 100-108.
2. **Мурашко И.А., Ярмолик В.Н.** Методы минимизации энергопотребления при самотестировании цифровых устройств. - Минск: Бестпринт, 2004. - 188 с.
3. **Черемисинова Л.Д.** Логический синтез комбинационных КМОП схем с учетом рассеивания мощности // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика.- 2014. - № 3 (28).-С. 89-98.
4. **Черемисинова Л.Д.** Оценка энергопотребления КМОП схем на логическом уровне // Информационные технологии.- 2010.- №8 (168). - С. 27-35.
5. **Theodoridis G., Theoharis S., Soudris D. and Goutis C.** A Probabilistic Power Estimation method for combinational circuits under real gate delay model // VLSI DESIGN.-2001.- Vol. 12, No. 1. -P. 69- 79.
6. **Петросян О.А., Авдалян Н.Б., Меликян Г.Ш.** Сравнительная оценка рассеиваемой мощности накопителей КМОП статических оперативных запоминающих устройств // Вестник ГИУА. Серия "Информационные технологии, электроника, радиотехника". -2004.- Вып.17, №1. -С. 60-68.
7. **Logic Picture-Based Dynamic Power Estimation for Unit Gate-Delay Model CMOS / Omnia S. Ahmed, Mohamed F. Abu-Elyazeed, Mohamed B. Abdelhalim, et al** // Circuits. Circuits and Systems.- 2013.- 4.- P. 276-279 .

Национальный политехнический университет Армении, ЗАО “Синописис Армения”.
Материал поступил в редакцию 05.05.2015.

Օ.Հ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Ն.Բ. ԱՎԴԱԼՅԱՆ

ՏՐԱՄԱՐԱՆԱԿԱՆ ԿՄՕԿ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՑՐՄԱՆ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ՆՎԱԶԱՐԿՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՐԱՅՎԱԾ ՄԵԹՈԴԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

Դիտարկվում է տրամաբանական սխեմաների ցրման հզորության գնահատման ընդհանրացված մեթոդը, որը թույլ է տալիս կատարել ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայով դրանց իրականացման դեպքում ցրման հզորության արագ և ճշգրիտ գնահատում ու նվազարկում, ինչպես նաև բացառել տրամաբանական սխեմաների հանգույցների ելքում կեղծ ազդանշանները: Մշակված մեթոդի օգտագործման համար բերված օրինակները հաստատում են նրա հավաստիությունը:

Առանցքային բաներ. ցրման հզորություն, փոխանցատման ակտիվություն, ազդանշանային հավանականություն, կեղծ ազդանշան:

O.A. PETROSYAN, N.B. AVDALYAN

DEVELOPING A GENERALIZED METHOD FOR MINIMIZING THE DISSIPATED POWER OF LOGIC CMOS CIRCUITS

A generalized method for estimating the dissipated power of logic circuits, allowing a rapid and accurate assessment and minimization of dissipated power at their implementation by CMOS technology, as well as exclude the false signals at the output of the logic circuit nodes is developed. These examples of applying the developed method confirm its truth.

Keywords: dissipated power, switching activity, signal probability, false signal.

М.С. АЗОЯН, В.Е. АРУСТАМЯН, М.Ц. АЙВАЗЯН

**ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ
ТРАНЗИСТОРНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ**

Проведено исследование устойчивости коллекторной цепи транзисторного параметрического делителя частоты (ТПДЧ), базирующееся на представлении нелинейных зависимостей емкости и проводимости коллекторного р-п перехода в виде конечных рядов по степеням напряжения. Показано, что более общим подходом является представление этих зависимостей в виде произвольных функций, которые могут быть заданы экспериментальными графиками. На основе такого представления приведены результаты анализа амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) контура основной частоты ТПДЧ с учетом расстройки выходного контура.

Ключевые слова: аппроксимация, параметрический делитель частоты, субгармоника, вольт-амперная, вольт-кулоновая, амплитудно-частотная характеристики, расстройка.

Введение. Рассматривается коллекторный **р-п** переход транзисторного параметрического делителя частоты [1], нагруженный контурами частоты основного сигнала и ее субгармоники. Для расчета полного спектра тока через нелинейные емкость и проводимость коллекторного **р-п** перехода использован метод И.В. Басика [2].

Исследование устойчивости работы коллекторной цепи проводилось путем анализа АЧХ контура частоты основного сигнала с учетом расстройки выходного контура на основе результатов решения нелинейного параметрического дифференциального уравнения с переменными коэффициентами n -го порядка, которое не имеет общего решения [3]. Практические инженерные расчеты проводились для частных случаев, когда $n = 2, 3, 4, \dots$

Методы исследования. Эквивалентная схема рассматриваемого ТПДЧ представлена на рис.1, где L_1 и G_1 – параметры контура выходной частоты ω ; $C_{(u)}$ и $G_{(u)}$ – нелинейные емкость и проводимость коллекторного **р-п** перехода, причем величины $C_{(u)}$ и $G_{(u)}$ определяются произвольно задаваемыми вольт-кулоновыми (ВКХ) и вольт-амперными (ВАХ) характеристиками коллекторного перехода.

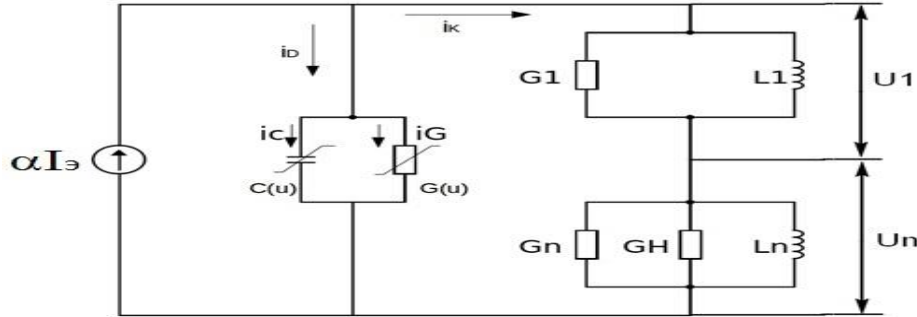


Рис.1. Эквивалентная схема ТВДЧ

Для АЧХ выходного контура на основе [4] получено выражение, где учтены расстройки контуров основного и выходного сигналов, что вполне достаточно для анализа устойчивого режима работы коллекторной цепи ТВДЧ:

$$U_1 = n\alpha I_3 b_1 \times 1/\{[G_{\Sigma 1} + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} \sqrt{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2}] \times \\ \times \sqrt{1 + Q_{1\Lambda}^2 (\delta_1 + \Delta_1 - K_1 U_1^2 - K_2 U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}})^2}\}, \quad (1)$$

где $G_{\Sigma 1} = G_{s1} + B_1 + \frac{B_3}{8} U_1^2 + a_1 \left[\frac{1}{n\omega L_1} - n\omega \left(A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 \right) \right]$,

$$\lambda_n = \frac{b_1}{b_n} (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n) 2^{n-1} \sqrt{2^{n-1} (n-1)! (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n)},$$

$$Q_n = 1/\omega_0 L_n (G_{sn} + G_H + Y_n + a_n X_n),$$

$$\delta_n = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}; \Delta_n = \omega_0 L_n (G_{sn} + B_1 + a_n),$$

$$K_n = \frac{\omega_0 L_n}{4} \left(\frac{\omega A_3}{2} - B_3 \right),$$

$$Q_{1\Lambda} = 1/n\omega_0 L_1 [G_{s1} + Y_1 + a_1 X_1 + U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} \sqrt{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2}],$$

$$\Delta_1 = 1/n\omega_0 L_1 a_1 (G_{s1} + B_1),$$

$$K_1 = \frac{n\omega_0 L_1}{4} \left(\omega A_3 + a_1 \frac{B_3}{2} \right),$$

$$K_2 = n\omega_0 L_1 a_1 \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} Q_n [\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2]^{n-2} \sqrt{1 + Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2},$$

$$a_1 = \frac{B_n}{n\omega A_n}, a_n = \frac{B_n}{\omega A_n}, n a_1 = a_n,$$

$$b_1 = \frac{B_n^2}{n\omega A_n} - n\omega A_n, b_n = \frac{B_n^2}{\omega A_n} - \omega A_n,$$

$$Y_1 = B_1 + B_3 U_1^2 \frac{1}{4}, X_1 = \frac{1}{n\omega L_1} - n\omega \left(A_1 + \frac{A_3}{4} U_1^2 \right) -$$

- расчетные коэффициенты [3,4].

Если принять, что расстройки в контуре субгармоники почти не влияют на АЧХ (1), что имеет место при выполнении неравенства

$$Q_n^2 (\delta_n + \Delta_n - K_n U_1^2)^2 \ll 1, \quad (2)$$

то получим более простые выражения для АЧХ основного сигнала и добротности контура накачки:

$$U_1 = n\alpha I_3 b_1 \times 1/[G_{\Sigma 1} + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}}] \sqrt{1 + Q_1^2 (\delta_1 + \Delta_1 - K_1 U_1^2)^2}, \quad (3)$$

$$Q_1 = 1/n\omega_0 L_1 (G_{s1} + Y_1 + a_1 X_1 + U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}}). \quad (4)$$

Исследуем устойчивость коллекторной цепи в зависимости от расстройки выходного контура. Учитывая, что АЧХ контура с нелинейными элементами имеет гистерезис, определим предельно максимальный ток накачки при его отсутствии.

Введем обозначения: $C = n\omega_0 A_1$ – основной компонент, вносимый от нелинейной емкости р-п перехода:

$$G_{s1} + B_1 = g, a_1 \frac{B_3}{2} - a_1 n\omega A_3 = b, \omega A_3 - a_1 \frac{B_3}{2} = d,$$

и сгруппируем проводимости по степеням производных от ВАХ и ВКХ.

В результате получим обобщенное уравнение для коллекторной цепи с учетом расстройки выходного контура:

$$\left(\frac{\alpha I_3}{U_1}\right)^2 = C^2 [g + a_1 C \delta_1 + \lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} + U_1^2 \frac{1}{4}]^2 + [C \delta_1 + a_1 g - d U_1^2 \frac{1}{4}]^2. \quad (5)$$

Из соотношения (5) путем несложных преобразований определим максимальное значение расстройки [5]:

$$\frac{d\delta_1}{dU_1^2} = 0, \quad (6)$$

$$\delta_{1max} = \frac{agd - gC^2 b - (b^2 c^2 U_1^2 + d^2 U_1^2) \frac{3}{8}}{a_1 C^3 b_1 - Cd}. \quad (7)$$

Обозначив $agd - gC^2 b = E_1$; $a_1 C^3 b_1 - Cd = E_2$; $(b^2 c^2 + d^2) \frac{3}{8} = E_3$, получим

$$\delta_{1max} = \frac{E_1}{E_2} - \frac{E_3}{E_2} U_1^2. \quad (8)$$

Подставив (8) в (1), определим расчетное соотношение для U_1^2 соответствующей максимальной расстройки.

Если принять, что $\lambda_n U_1^{\frac{-2(n-1)}{n-2}} \ll g$, то полученное выражение имеет место только при большом сигнале. АЧХ коллекторной цепи в зависимости от сигнала накачки и расстройки позволяет построить семейство характеристик выходного контура при фиксированных уровнях сигнала накачки αI_3 :

$$a_1 C^4 \left[\left(\frac{E_1}{E_2} \right)^2 - 2 \frac{E_1 E_3}{E_2^2} U_1^2 + \left(\frac{E_3}{E_2} \right)^2 U_1^4 \right] + (2a_1 g C^3 + a_1 C^3 b_1 U_1^2 + C^2 + 2a_1 C g - C d U_1^2) \times \\ \times \left(\frac{E_1}{E_2} - \frac{E_3}{E_2} U_1^2 \right) + C^2 g^2 + g C^2 b U_1^2 + \frac{3}{16} b^2 c^2 U_1^4 + a_{11}^2 g^2 + \frac{3}{16} d^2 U_1^4 - a_1 g d U_1^2 = 0. \quad (9)$$

На рис. 2 приведено семейство АЧХ выходного контура, которое отличается от классических случаев асимметрией и наличием гистерезиса, что обусловлено нелинейной емкостью выходного контура [6].

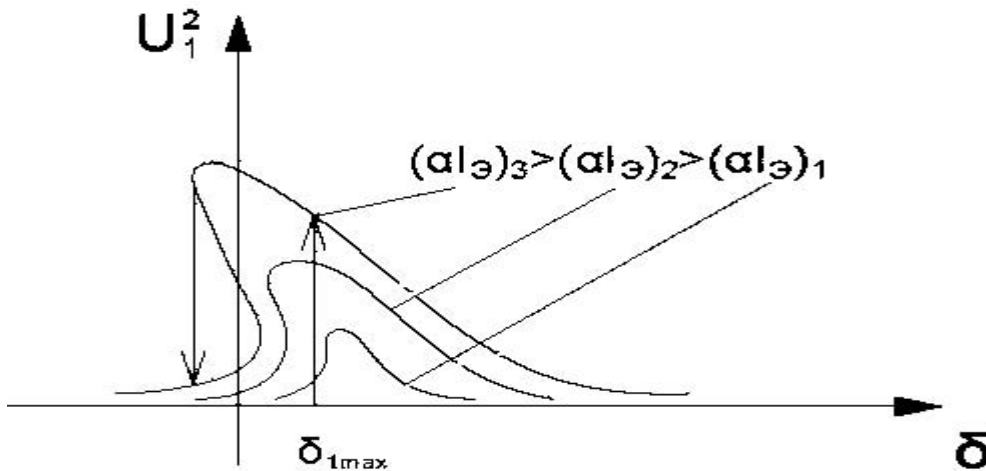


Рис. 2. Семейство АЧХ выходного контура

Для исследования условия отсутствия гистерезиса и устойчивости преобразуем (9) относительно U_1^2 в квадратное уравнение

$$U_1^4 - p U_1^2 + q = 0; \quad U_1^2 = \frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}. \quad (10)$$

Из условия $\left(\frac{p^2}{4} - q \right) = 0$; $p^2 \leq 4q$ имеем режим отсутствия гистерезиса, а полное уравнение для АЧХ будет

$$\begin{aligned}
(\alpha I_3)^2(1 + a_1^2) = [C^2 g^2 U_1^2 + 2a_1 g C^3 \delta_1 U_1^2 + a_1^2 C^4 \delta_1^2 U_1^2 + \\
+ g C^2 b U_1^2 \frac{U_1^2}{4} + a_1 C^3 b \delta_1 \frac{U_1^4}{2} + b^2 c^2 \frac{U_1^6}{16} + C^2 \delta_1 U_1^2 + a_1^2 g^2 U_1^2 + \frac{d^2}{16} U_1^6 + \\
+ 2a_1 C g \delta_1 U_1^2 - C d \delta_1 \frac{U_1^4}{2} - a_1 g d \frac{U_1^4}{2}] = F(U_1, \delta_1). \quad (11)
\end{aligned}$$

Определим условие устойчивости при максимальной расстройке выходного контура с помощью неравенства

$$(\alpha I_3)_{\max} \leq \frac{[F(U_1, \delta_1)]}{1 + a_1^2}. \quad (12)$$

Из полного соотношения для АЧХ (11) однозначно определим условия возбуждения субгармонических колебаний:

$$\alpha I_3 \geq F(U_1, \delta_1). \quad (13)$$

С учетом расстройки контуров выходного и основного сигналов определим условия возбуждения субгармонических колебаний. Уравнение для выходного сигнала, описывающего [6], имеет вид

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \sqrt{\frac{(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2}{G_{\Sigma n}^2 + B_{\Sigma n}^2}}. \quad (14)$$

Введя обозначения $\frac{\alpha I_3}{U_1} = G_3$, получим

$$U_n^2 = U_1^2 \frac{b_n}{b_1} \frac{(G_{\Sigma 1} - G_3)^2}{G_{\Sigma n}^2} \sqrt{\frac{1 + Q_{1\Sigma}^2 \delta_{1\Sigma}^2}{1 + Q_n^2 \delta_n^2}}, \quad (15)$$

где $Q_{1\Sigma} = \frac{n\omega A_1}{G_{\Sigma 1} - G_3}$ - добротность основного контура; $Q_n = \frac{\omega A_1}{G_{\Sigma n}}$ - добротность выходного контура.

Возбуждение субгармонических колебаний имеет место при выполнении условия

$$(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 > 0. \quad (16)$$

Исследование (16) позволяет определить основные режимы работы делителя при выполнении условия

$$(G_{\Sigma 1} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 + (B_{\Sigma} - \frac{\alpha I_3}{U_1})^2 = 0. \quad (17)$$

Путем решения (16) и (17) получим уравнения для критического режима работы:

$$\frac{\alpha l_3}{U_1} |_{кр} = \frac{1}{2} (G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1})^2 - 2(G_{\Sigma} + B_{\Sigma})^2} \quad (18)$$

и для режима работы возникновения субгармонических колебаний:

$$\frac{\alpha l_3}{U_1} \geq \frac{1}{2} (G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \frac{1}{2} \sqrt{(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1})^2 - 2(G_{\Sigma} + B_{\Sigma})^2} \quad (19)$$

или

$$\frac{\alpha l_3}{U_1} \geq \frac{1}{2} \left[(G_{\Sigma 1} + B_{\Sigma 1}) \pm \sqrt{2G_{\Sigma 1}B_{\Sigma 1} - G_{\Sigma}^2 - B_{\Sigma}^2} \right]. \quad (20)$$

На основе результатов исследования АЧХ выходного контура (18) и (20) получены области генерации и деления (рис.3).

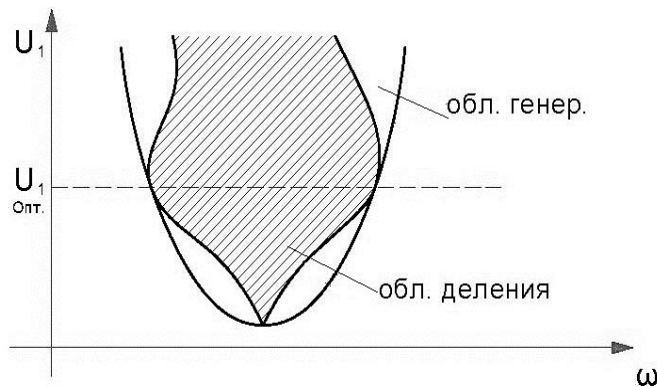


Рис. 3. АЧХ выходного контура ТПДЧ в области генерации и деления частоты

Заключение. Установлено, что в зависимости от уровня расстройки выходного контура условие устойчивости работы ТПДЧ выполняется с помощью неравенства (13). Получены уравнения для критического режима работы при $U_{1\text{опт}}$ (18) и для режима работы возникновения субгармонических колебаний (20).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мигулин В.В., Ильиновна Т.М. // Вестник МГУ. Серия физ - астрон. -1962.—№1.- С. 55.
2. Басик И.В. Метод определения компонент тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений // Сборник научных трудов ЦНИИС.- 1948. - С. 70-76.
3. Азоян М.С., Азоян Т.М. Анализ многочастотного воздействия сигнала на комплексную нелинейную проводимость контакта // Вестник ГИУА (Политехник). Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2014.- Вып. 17, №1.- С. 87-91.

4. **Арустамян В.Е., Азоян Т.М., Азоян М.С.** Анализ энергетических характеристик параметрического делителя сверхвысоких частот // Вестник ГИУА (Политехник). Серия “Информационные технологии, электроника, радиотехника”. - 2014. - Вып. 17, N2 - С. 95-99.
5. **Андре Анго.** Математика для электро- и радиоинженеров. - М.: Наука, 1964.- 772 с.
6. **Миляев Н.А.** Исследование работы автогенераторов с нелинейным задающим контуром // Нелинейные узкополосные радиотехнические системы: Сборник статей “Машиностроение” / Под ред. И.С. Гоноровского. – 1966. - С.155-168.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 19.05.2015.

Մ.Ս. ԱԶՈՅԱՆ, Վ.Ե. ԱՌՈՒՍՏԱՄՅԱՆ, Մ.Ց. ԱՅՎԱԶՅԱՆ

**ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԻԿ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ԲԱԺԱՆԻՉԻ
ԿՈԼԵԿՏՈՐԱՅԻՆ ՇՂԹԱՅԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ**

Կատարվել է տրանզիստորային պարամետրիկ հաճախության բաժանիչի կոլեկտորային շղթայի կայունության հետազոտում՝ կոլեկտորային p-n անցման ոչ գծային ունակության և հաղորդականության կախվածությունները ներկայացնելով ըստ լարման աստիճանի վերջնական շարքի տեսքով, որոնք կարող են լինել կամայական ֆունկցիաներ կամ փորձնական բնութագրեր: Այդ պատկերացման հիման վրա ստացված են տրանզիստորային պարամետրիկ հաճախության բաժանիչի ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրերը՝ հիմնական և ելքային կոնտուրների ապալարմամբ:

Առանցքային բառեր. ապրոքսիմացիա, պարամետրիկ բաժանիչ, ենթահարմոնիկա, վոլտ-ամպերային, վոլտ-կուլոնային, ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրեր, ապալարում:

M.S. AZOYAN, V.E. ARUSTAMYAN, M.C. AYVAZYAN

**INVESTIGATING THE STABILITY OF THE COLLECTOR CIRCUIT OF A
TRANSISTOR PARAMETRIC FREQUENCY DIVIDER**

The stability of the collector circuit of a transistor parametric frequency divider (TPDCH) based on the representation of nonlinear dependences of the capacitance and conductance of the collector p-n junction in the form of finite power series in the voltage is investigated.. It is shown that a common approach is to view these dependencies in the form of arbitrary functions that can be specified by experimental diagrams. On the basis of this presentation, an analysis of the amplitude-frequency characteristics (AFC) of the fundamental frequency circuit considering the output circuit detuning is carried out.

Keywords: approximation, parametric divider subharmonic, volt -ampere, current-Coulomb, frequency response, the detuning.

А.Г. АРЗУМАНЯН

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ДАТЧИКОВ С ПОМОЩЬЮ ARM ПРОЦЕССОРА И С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ПРЯМОГО ДОСТУПА К ПАМЯТИ

Исследованы методы снижения потребляемой мощности систем, работающих с большим количеством аналоговых и цифровых датчиков. Применение схемы с тактовым генератором, обеспечивающей контроль (включение/выключение) датчиков только на период опроса данных, а также использование высокоскоростной общей шины передачи данных с прямым доступом к памяти для одновременной регистрации измеряемых величин и обмена данными между всеми устройствами внутри системы позволило на порядок уменьшить потребляемую мощность изделия. Предложен алгоритм работы процессора с сокращенным набором команд (ARM) для настройки устройств (принимающих сигналы от датчиков) и для системы, работающей с возможностью прямого доступа к памяти, обеспечивающей регистрацию измеряемых данных в устройствах памяти.

Ключевые слова: ARM процессор, аналоговый датчик, цифровой датчик, прямой доступ к памяти, центральный процессор, SPI шина, приемное устройство для датчиков.

Введение. В настоящее время во всем мире актуальной стала задача снижения потребляемой мощности устройств, принимающих сигналы от аналоговых и цифровых датчиков. Все больше фирм-производителей сертифицируют свои изделия в соответствии со стандартом "Energy Star" [1].

В существующих системах сбора и обработки информации имеется ряд датчиков, которые непрерывно опрашиваются центральным процессором. При этом датчики постоянно потребляют полную мощность, вне зависимости от того, идет ли опрос в данный момент времени, или нет. Подобные системы требуют значительного расхода потребляемой мощности. К примеру, информационно-диагностическая система БИНГ-3 с 70 датчиками, применяемая в нефтегазовой промышленности, потребляет 15 Вт мощности; аналогичная система PASCO 850 – 22 Вт на 54 датчика. Потребляемая мощность от одного датчика в зависимости от типа и назначения колеблется от 37 до 85 мВт [2, 3].

Другим недостатком подобных систем является то, что процессор опрашивает датчик, затем обрабатывает данные, пересылает результаты в память и только затем переходит к опросу следующего датчика.

Как результат - уменьшаются быстродействие системы и количество одновременных действий [4].

Аналогичным недостатком обладала система "Data Logger", разработанная для опроса 32 аналоговых и цифровых датчиков и передачи информации на спутник связи. Потребляемая мощность системы – 12 Вт, что не позволяло применять ее в полевых условиях для работы от малогабаритных аккумуляторов [5].

Для решения этой проблемы была применена схема, обеспечивающая включение каждого датчика только на время опроса и отключение его после завершения опроса. Таким образом, в каждый момент времени под напряжением находится только один датчик, что позволяет значительно уменьшить потребляемую мощность.

Другим путем уменьшения мощности в данной системе было использование более высокоскоростных компонентов, в частности ARM процессоров. С целью увеличения скорости обработки данных применен прямой доступ к памяти, дающий возможность датчикам иметь непосредственную связь с основной памятью. В результате данные от датчиков пересылаются непосредственно в память системы для хранения и регистрации, и процессор не теряет времени на прием и пересылку данных в память системы [6].

Увеличение скорости обмена датчиков с памятью позволяет уменьшить время включенного состояния датчика, а следовательно, непосредственно уменьшить потребление мощности.

Постановка задачи. Основной целью работы является разработка и реализация системы регистрации измеряемых данных, полученных от аналоговых и цифровых датчиков, которая должна удовлетворять следующим требованиям:

- уменьшение электропотребления с целью увеличения времени автономной работы системы (на встроенных аккумуляторах);
- высокоскоростная обработка и регистрация данных, полученных от 24 аналоговых и 8 цифровых датчиков.

В этой системе необходимо обеспечить высокоскоростную регистрацию измеряемых данных от датчиков к памяти системы с определенным временным интервалом. Здесь основной проблемой является максимальное сокращение потребляемой мощности системы в нерабочем интервале. Поскольку ARM процессоры обеспечивают низкое электропотребление, высокоточную и высокоскоростную обработку и регистрацию данных, следовательно, использование и применение программы, полученной в ARM процессоре, позволит реализовать прямой обмен данными между датчиками и памятью.

В настоящее время в подобных системах используются принимающие устройства от датчиков, которые работают непрерывно, а также центральное процессорное устройство (ЦПУ) для доступа к памяти, следовательно, система употребляет сравнительно больше мощности, и данные занимают большой объем памяти, в результате чего уменьшаются быстродействие системы и количество одновременных действий.

Первоначальной задачей была разработка принимающего устройства для включения/выключения и опроса датчиков (в дальнейшем принимающие устройства) в коротком временном интервале при помощи ARM процессора, которое обеспечивает экономию потребляемой мощности системы. Для уменьшения времени включенного состояния датчиков необходимо повысить производительность системы. С этой целью была применена общая шина для обмена данными между памятью и принимающим устройством, а также проведена регистрация данных от датчика в память с прямым доступом. Для обмена данными использовался SPI протокол, который передает и регистрирует данные в памяти со скоростью 20 Мбит/с. Последовательный интерфейс периферийных устройств (SPI) снабжен буфером (FIFO) и имеет возможность прямого доступа к памяти данных, что разгружает процессорное ядро от выполнения рутинных операций и позволяет еще более повысить общую производительность и/или понизить тактовую частоту с целью снижения потребляемой мощности.

Принцип работы. В блок-схеме на рис. 1 представлены принцип работы ARM процессора и обмен данными между памятью и датчиками.

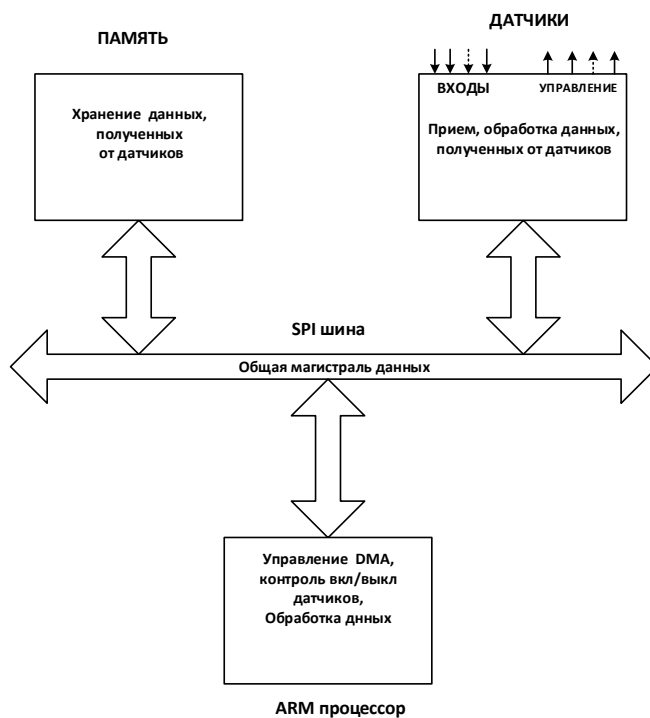


Рис. 1. Принцип работы ARM процессора и обмен данными между памятью и датчиками

Как видно из рис. 1, общая шина обмена данными используется для настройки принимающих устройств и реализации DMA с помощью ARM процессора, а

также для регистрации измеряемых данных, полученных от датчиков, в память. В блоке "Вход датчиков" расположены микросхемы для получения и обработки данных от 24 аналоговых и 8 цифровых датчиков, которые регистрируют измеряемые данные в памяти в интервале, определенном ARM процессором (как было отмечено, включение/выключение датчиков реализуются для обеспечения минимального электропотребления). При помощи разработанной программы обеспечивается возможность изменять и записывать другие значения временных интервалов в настроечных регистрах принимающих устройств для измерения и регистрации данных (от 1 с до 15 час).

Вышеописанный подход позволяет сокращать электропотребление разработанной системы до минимального. Работа ARM процессора заключается только в получении настроечных величин и в управлении DMA. Принимающие устройства работают четко в интервалах, определенных программой, и регистрируют данные в памяти, используя SPI шину (не обращаясь к ARM процессору) [7].

Для обработки измеряемых данных, полученных от датчиков, в программу внесена полиномиальная формула, где есть возможность внести 4 коэффициента, чтобы измеряемая величина получилась в единицах измерения (например, для температурного датчика - $^{\circ}\text{C}$, для скорости ветра - м/с и т.д.). Получается, что для каждого датчика пользователь имеет возможность изменять коэффициенты и получать измеряемую дату в соответствующей единице.

Внесенная полиномиальная формула в микросхемах для получения единиц измерения имеет вид

$$Y = A + Bx + Cx^2 + Dx^3, \quad (1)$$

где A , B , C и D – коэффициенты, внесенные пользователем для соответствующего датчика; x – измеряемая дата датчика; Y – обработанная дата в принимающем устройстве в единицах измерения.

Для увеличения помехоустойчивости системы и точности измеряемых данных, полученных от датчиков, принимающие устройства разрабатывались дифференциальными входами, которые дают возможность принимать данные также от дифференциальных датчиков.

Как было описано выше, датчики работают с временным интервалом, а длительность регистрации данных в устройствах памяти составляет до 1 мс. Это означает, что датчики в определенном временном интервале находятся в "спящем" режиме и тратят минимальную мощность. Время включенного состояния датчика выбирается в 3...4 раза больше времени, необходимого для опроса датчика, во избежание искажения данных, полученных от датчика. Если временной интервал для работы датчиков выбран 4 мс, то можно значительно уменьшить мощность

системы за счет неактивного состояния датчиков (т.е. их перехода в "спящий" режим).

Временной интервал для включения/выключения датчиков вычислялся с использованием тактового генератора RTC, а SPI протокол, управление DMA и величины для настройки регистров были реализованы с помощью ATSAM4SD32CA-AU ARM процессора с программным обеспечением, написанным в среде C+.

Экспериментальные данные. Основной задачей экспериментальных измерений является реализация одновременной работы 24 аналоговых и 8 цифровых датчиков в программно-определяемом дискретном интервале и с возможностью DMA.

Для проведения экспериментальных измерений были использованы: в качестве ЦПУ - ARM процессор ATSAM4SD32CA-AU; в качестве принимающих устройств от аналоговых датчиков - пять микросхем ADUC7060BCPZ32; в качестве принимающего устройства от цифровых датчиков - микросхема ATSAM3S1AA-MU; в качестве временного счетчика - четыре устройства памяти 23LC1024-I/SN и тактовый генератор M41T62Q6F.

Настройка микросхем ADUC7060BCPZ32 и ATSAM3S1AA-MU реализуется с помощью ATSAM4SD32CA-AU процессора. Тактовый генератор вычисляет время и заставляет ЦПУ включать микросхемы в точное время и начать измерения от датчиков. Поскольку для обмена данными использовался SPI протокол со скоростью 20 Мбит/с, следовательно, настройка микросхем реализуется в течение миллисекунд. После настройки микросхемы должны реализовать обработку и регистрацию данных, получаемых от датчиков в устройствах памяти 23LC1024-I/SN. Адреса, значения и количество регистров для разных принимающих микросхем могут быть разными, но реализационная основа настройки регистров, с точки зрения программы в ARM процессоре, остается неизменной.

У каждой из выбранных принимающих микросхем от датчиков имеется возможность включения 10 входов, но поскольку существуют также дифференциальные входы, то каждая микросхема сможет одновременно принимать измеряемые величины только от 5 датчиков [8]. Таким образом, используя все входы принимающих микросхем от аналоговых датчиков, можно одновременно принимать измеряемые величины от 25 дифференциальных датчиков (использовались 24 из них).

В результате экспериментов была разработана и предложена блок-схема системы одновременной обработки и регистрации данных, получаемых от 24 аналоговых и 8 цифровых датчиков (рис. 2).

В левой части рис. 2 видно, что для получения данных от аналоговых датчиков использовались 5 принимающих устройств, которые обеспечивают возможность подключения 24 аналоговых датчиков. На рисунке эти входы обозначены

номером соответствующего датчика и со знаком "+" (A1+, A2+, ..., A24+), а дифференциальные входы датчиков – с о знаком "-" (A1-, A2-, ..., A24-). Для получения данных от цифровых датчиков использовалось одно принимающее устройство, которое обеспечивает возможность подключения 8 цифровых датчиков (Ц1, Ц2, ..., Ц8).

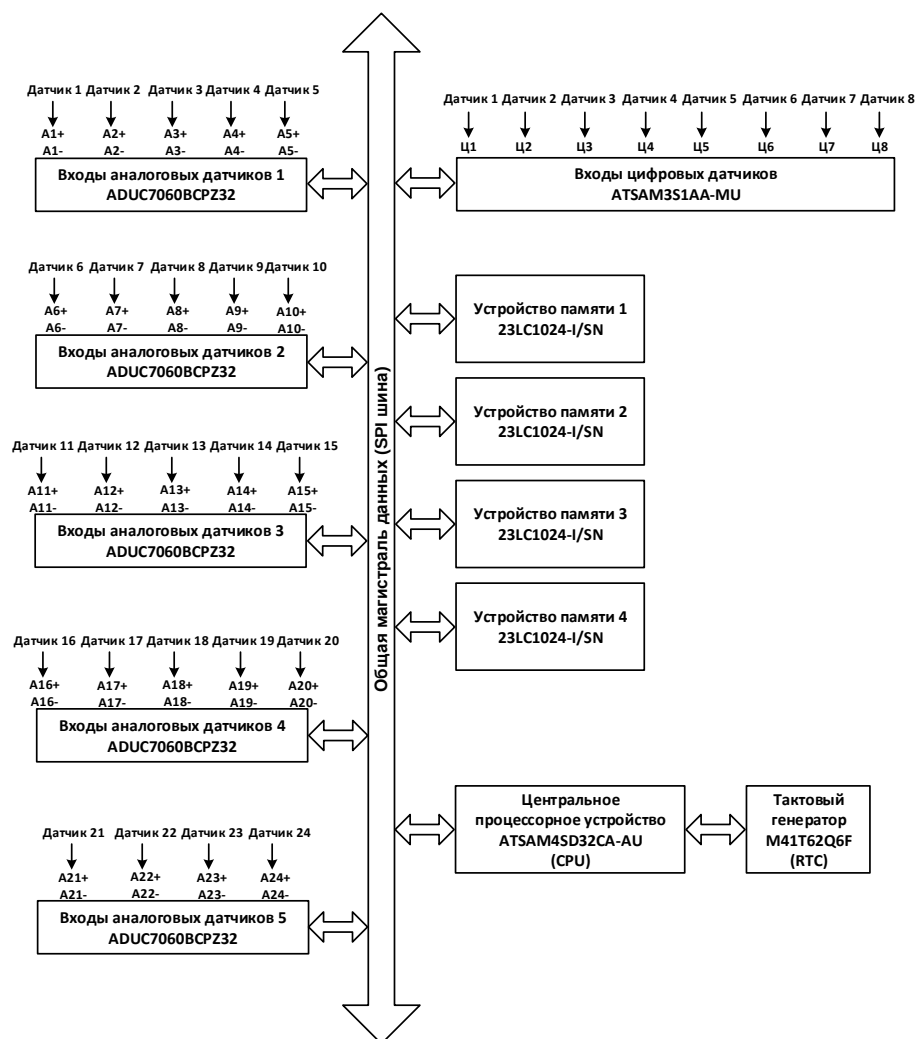


Рис. 2. Блок-схема системы обработки и регистрации данных от аналоговых и цифровых датчиков

Регистрация данных, полученных от датчиков, происходит с прямыми доступами к устройствам памяти и с помощью SPI шины, которая также использовалась для реализации обмена данными между всеми устройствами, находя-

щимися в системе. Как было отмечено, рабочий временной интервал датчиков определяет тактовый генератор RTC, а возможность включения/выключения принимающих устройств – центральное процессорное устройство, следовательно, обеспечивается возможность изменения временного интервала (частота измерения датчиков) с помощью написанной программы на ЦПУ в разработанной системе, в результате чего сокращается электропотребление.

Для проверки работоспособности предложенной системы были выполнены экспериментальные работы с помощью устройства NI VirtualBench (рис. 3).

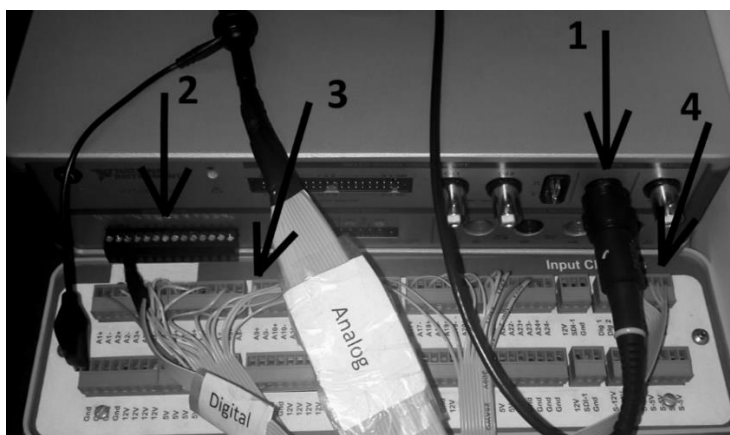


Рис. 3. Изображение тестируемого оборудования

На рисунке приведено тестируемое оборудование для одновременной работы аналоговых и цифровых датчиков. Аналоговые и цифровые выходы NI VirtualBench (точки 1 и 2 на рис. 3) подключены ко всем соответствующим аналоговым и цифровым входам (точки 3 и 4 на рис. 3) разработанной системы.

В аналоговом выходе системы генерировалось постоянное напряжение со значением 5 В с помощью программы NI VirtualBench, а на цифровом выходе – импульсный сигнал с частотой 1 кГц . Для проведения измерений временной интервал датчиков выбирался 10 с , а длительность экспериментов – 30 мин . Поскольку NI VirtualBench вместо датчиков генерирует сигналы с единицами измерения (В и Гц), то коэффициенты A , B , C и D в формуле (1) принимают значения соответственно 0 , 1 , 0 и 0 с помощью ARM процессора.

Все полученные величины в результате измерений регистрировались в устройствах памяти, затем после чтения с помощью ARM процессора получались измеряемые усредненные величины. В аналоговых входах с "A1+" до "A24+" измеряемые величины находятся в диапазоне от $4,99121$ до $4,99756\text{ В}$, а в цифровых входах с "Ц1" до "Ц8" – от $999,99543$ до $999,99892\text{ Гц}$. Расход потребляемой мощности системы в рабочем режиме датчиков составлял (усредненные величины) 23 мВт ($6,9\text{ мА}$), а в нерабочем режиме – $5,6\text{ мВт}$ ($1,7\text{ мА}$). Учитывая,

что датчики работают с временным интервалом от 1 с до 15 час (изменяется с помощью программы), а длительность включенного состояния датчика составляет не более 4 мс, можно сделать вывод, что почти вся потребляемая мощность тратится только на работу процессора и тактового генератора. Нагрузка ЦПУ составляет примерно 10%.

В таблице приведены сравнительные данные потребляемой мощности и быстродействия процессора для существующих аналогов системы.

Таблица

Сравнительные данные потребляемой мощности и быстродействия процессора

Устройство	Время работы	Нагрузка ЦПУ	Мощность
Предложенное устройство	30 мин	10% (усредненная величина)	23 мВт
PASCO 850	30 мин	Более 50% (считая другие процессы ЦПУ)	1 Вт
БИНГ-3	30 мин	Более 50% (считая другие процессы ЦПУ)	1,9 Вт

Как видно из таблицы, предложенное устройство потребляет значительно меньше мощности по сравнению с существующими, а применение ARM процессора в сочетании с прямым доступом памяти и скоростной шиной обмена данными резко повысило быстродействие системы.

Заключение. Предложенная система опроса и обработки сигналов от аналоговых и цифровых датчиков на базе ARM процессора с возможностью непосредственного высокоскоростного доступа к памяти DMA, а также включения/выключения датчиков в программно-определенном интервале с помощью разработанной программы и тактового генератора RTC позволяет резко уменьшить электропотребление системы.

Экспериментальные измерения показали, что с помощью разработанной системы при одновременной обработке данных от 32 датчиков, не снижая быстродействия, можно уменьшить потребление более чем в 10 раз.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что разработанная программа и система эффективно применимы в устройствах хранения данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <https://www.energystar.gov/about>
2. <http://www.cta.ru/cms/f/445437.pdf>
3. http://www.pasco.com/prodCatalog/UI/UI-5000_850-universal-interface/
4. Syed Kamrul Islam, Mohammad Eafiqul Haider. Sensors and Low Power Signal Processing. – Springer US, Sep 4, 2014. – 120 p.
5. <http://www.jinyangind.com/eng/down/JDCP-770A.pdf>

6. **David Seal.** ARM Architecture Reference Manual. – Addison-Wesley, January, 2001.- 816 p.
7. <http://cires1.colorado.edu/jimenez-group/QAMSResources/Docs/DMAFundamentals.pdf>
8. http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuC7060_7061.pdf

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию

Հ. Գ. ԱՐԶՈՒՄԱՆՅԱՆ

ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ԵՎ ԹՎԱՅԻՆ ՏՎԻՉՆԵՐԻ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ARM ՊՐՈՑԵՍՈՐԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԵՎ ՀԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆԸ ԱՆՄԻՋԱԿԱՆ ԴԻՄԵՆՈՒ ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅԱՄԲ

Ուսումնասիրվել են մեծ քանակությամբ անալոգային և թվային տվիչներից ազդանշանների գրանցման սարքավորումների հզորության ծախսի նվազեցման հնարավորությունները: Տակտային զենեքատրոլ սխեմայի օգտագործումը, որն ապահովում է տվիչների ղեկավարումը (անջատում/միացում) միայն տվյալներին դիմելու ժամանակահատվածում, ինչպես նաև չափված արժեքների միաժամանակյա գրանցման և համակարգի բոլոր սարքավորումների միջև տվյալների փոխանակման համար նախագծված հիշողությանը անմիջական դիմելու հնարավորությամբ տվյալների փոխանակման գերաբազ տրակտը թույլ են տվել նվազեցնել համակարգի հզորության ծախսը: Կրճատված հրահանգներով մշակիչում (ARM) իրականացվել է կարգավորման ծրագիր՝ տվիչներից ազդանշանների ընդունման սարքավորումների և հիշողությանը անմիջական դիմելու հնարավորությամբ համակարգերի համար, որոնք չափված տվյալները գրանցում են հիշողության սարքերում:

Առանցքային բառեր. ARM պրոցեսոր, անալոգային տվիչ, թվային տվիչ, հիշողությանը անմիջական դիմում (DMA), հիմնական կենտրոնական մշակիչ, SPI ուղի, տվիչների ընդունման սարք:

H.G. ARZUMANYAN

PROCESSING OF SIGNALS OF ANALOG AND DIGITAL SENSORS BY AN ARM PROCESSOR AND WITH A DIRECT MEMORY ACCESS

The methods for reducing the consumed power of the systems operating with numerous analog and digital sensors are investigated. Applying the circuit with a real-time clock providing the control (on/off) of the sensors only for the period of the data request, and the use of high-speed shared bus of data transfer with direct memory access for simultaneous recording of the measured values and the data exchange between all the devices in the system allowed to reduce the power consumption by the product by an order. A program in a processor with a reduced instruction set (ARM) has been proposed to adjust the devices (receiving signals from sensors) and for the system, operating with direct memory access which provides the recording of the measured data to the device memory.

Keywords: ARM processor, analog sensor, digital sensor, direct memory access (DMA), central processing unit (CPU), SPI bus, sensor signal receiving device.

S.H. TSATURYAN

A NEW TECHNOLOGICAL APPROACH FOR DEVELOPING A PORTABLE PHOTOSPECTROMETER FOR MONITORING THE ENVIRONMENTAL CONDITIONS

The environmental condition monitoring and climate change is becoming more and more important in today's fast growing technological and industrial world. The sensing devices which are providing proper analysis of multiple environmental parameters such as water, soil, air, and intensity of radiation using the spectroscopy are not easily accessible because of the device's size, weight and cost. The studied and developed portable photospectrometer is aimed at solving these issues with its functionality, single photodetector technology, dynamic range of spectral measurements (200 ... 1100 nm), high resolution of sensing (~5 nm), small footprint, portability, and low cost properties which would be accessible for anyone as a multipurpose environmental condition monitoring and analysis tool.

Keywords: nano-biosystems, portable photospectrometer, photodiode, spectrometer, environmental monitoring.

Introduction. The number of sensors deployed around the world is growing at a rapid speed. Over the past decade, the number of sensors installed has significantly growth and has predicted a significant increment of the growth rate in the future. These sensors continuously generate enormous amounts of data. However, in order to add a value to the raw sensor data we need to understand it.

For monitoring the environmental conditions, there is an urgent need for the development of portable optical sensors for measuring small spectral composition changes, for the selective (with accuracy close to 1nm) registration of the spectral intensity of radiation (based on their natural behavior and their response to specific excitation). The off-the-shelf spectrometer devices that are available for the spectral analysis of 200...1100 nm are highly expensive and are not feasible for the environment monitoring porpoises, as of its fixed fixtures and calibrations issues.

A reliable portable device has been developed which accommodates an optical sensor insight for studying the nano-biosystems and ecological conditions of the environment. The device could work independently as portable photospectrometer and be able to transmit the analyzed data to the centralized server infrastructure for an advanced analysis and distributed data consolidation. This new portable photospectrometer is designed to cover the specter of 200...1100 nm and be the low cost to be accessible for the distributed and personal use of environment monitoring activities.

The signal processing, data mining, modelling and centralization of distributed results in relation to sensor data play a critical role in this challenge.

The current state of computational platforms and communication technologies used for the portable devices in the market

CPU based (Central Processing Unit) computation is a commonly used technology in the market for the computational power in both PC and mobile platforms. But the high frequency CPU running devices have a solid amount of energy consumption which is a significant problem for devices, having a battery.

FPGA technology (FPGA chip) adoption across all industries is driven by the fact that FPGAs combine the best parts of application-specific integrated circuits (ASICs) and processor-based systems. FPGAs provide hardware-timed speed and reliability, but they do not require high volumes to justify the large upfront expense of a custom ASIC design [1].

Reprogrammable silicon also has the same flexibility of software running on a processor-based system, but it is not limited by the number of processing cores available. Unlike processors, FPGAs are truly parallel in nature, so different processing operations do not have to compete for the same resources. Each independent processing task is assigned to a dedicated section of the chip, and can function autonomously without any influence from other logic blocks. As a result, the performance of one part of the application is not affected when you add more processing [2,3] (Fig. 1).

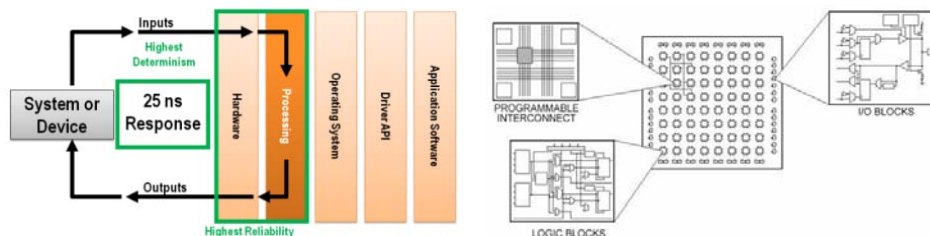


Fig. 1. One of the benefits of FPGAs over processor-based systems is that the application logic is implemented in hardware circuits rather than executing on top of an OS, drivers, and application software

The current state of communication technologies in the market for the data transferring functionality between two computers using different ways of physical communication. Here are the most commonly used data transfer methods between the client and the server architectures.

Wired technologies are, roughly, from slowest to fastest transmission speed. Computer network cabling (wired Ethernet as defined by IEEE 802.3) consists of 4 pairs of copper cabling that can be utilized for both voice and data transmission. The transmission speed ranges from 2 million bits per second to 10 billion bits per second. Each form comes in several category ratings, designed for use in various scenarios.

Wireless technologies are the fastest growing in general communications where the radio and spread spectrum technologies – Wireless local area networks use a high-frequency radio technology similar to digital cellular and a low-frequency radio technology. Wireless LANs use spread spectrum technology to enable communication between multiple devices in a limited area. IEEE 802.11 defines a common flavor of open-standards wireless radio-wave technology known as Wi-Fi. And the cellular technologies widely known as 3G/LTE are commonly used to transfer data between the mobile devices and centralized locations [4, 5].

The problem. The goal is to select the technology and the platform to be able to develop a portable device which will perform the measurements and analysis with its connected photodetector sensor (a new type of photospectrometric photodetector for the UV and visible spectrum which has been developed by our team). The developed device should combine the signal processing, data analysis (with spectral analysis algorithm) and the data transmission (to the remote located server computer for distributed data consolidation and centralized analysis and classification coming from the device(s)) functionalities. Meanwhile, the technology solution should have compact dimensions and low power consumption. On the other hand, the communication technology and the computational platform-based solution should be low cost, to allow to spread the solution in high volumes.

The research objective. The research objective is to find a technology combination for the small footprint computational platform with the data communication alternatives to be able to measure the signals from the photodetector (for efficient high-accuracy registration of narrow spectral bands or specific wavelengths a specially designed sensor has been used (the high-tech semiconductor material – silicon)), to carry out the signal processing and analysis algorithm processing.

The portable device should include:

- An integrated photodetector for investigating the bio-probe;
- A small-sized source of integral electromagnetic radiation with the required intensity and spectral range.
- The ability of signal processing,
- The real-time algorithm execution, spectral analysis and real-time spectral view of the results
- The proper computational power to perform the networking capability
- The data transmission functionality to the centralized data enrollment server

Meanwhile, the device should be able to carry out the data transmission to the central server for the distributed analysis where the advanced data processing algorithms and the result classification should be performed.

During the research process, multiple technologies have been tested for the data acquisition from the sensors and signal processing on both PC-based platforms and on mobile-based processor architectures.

As the primary goal was to have a small size, low power consumption, ease of usage and ability to produce the device in high volumes, a decision has been made to focus the attention on using the platform where both the Central Processing Unit (CPU) and the FPGA technologies could be combined. This approach allows to distribute our algorithm into two parts, the data acquisition and signal processing pieces accommodate on the FPGA and the mathematical calculations and visualization host on real-time CPU where the final results would be displayed on the screen and preform the real-time spectral view. As for the communication, the wired and wireless technologies are used (USB (Ethernet) connection to PC and wireless cellular 3G/4G for the remote communication to server infrastructures) [6].

The research process. During the research, the single-board RIO (sbRIO) platform from National Instruments has been used, as NI Single-Board RIO product and LabVIEW embedded software to solve this embedded dilemma with products that combine a real-time processor, a reconfigurable field-programmable gate array (FPGA), and I/O all on one printed circuit board (PCB). The entire board is programmable with NI LabVIEW embedded programming tools including the LabVIEW FPGA and LabVIEW Real-Time modules with built-in middleware drivers, making prototyping and deployment more dynamic for ongoing changes during the prototyping and development process (Fig. 2).

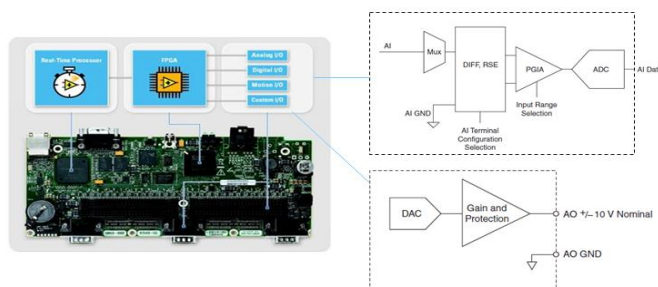


Fig. 2. The sbRIO platform architectural diagram

The photodetector is connected to the sbRIO board through its Analog input and output channels. We have used the Analog output channel as a power source for the sensor (power sourcing the sensor with increasingly changing the voltage from 0 to 1.5 V). The incremented step of the sourcing is programmable changing parameter from the software and could be set from 0.001 V to 1 V. The photovoltaic current measurement was done through the Analog input channels (the AI channels are connected to the sensor as differential, to measure the difference of potentials in between the two channels). One Analog output and four Analog input channels are used to power-source and measure the signals from the photodetector (Fig. 3) [7-9].

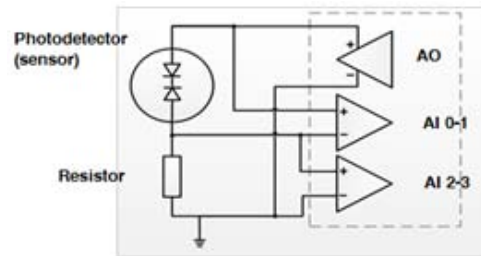


Fig. 3. The photodetector (sensor) electrical connection schematics to the analog channels.

Table

The analog channels have the following technical characteristics

Analog Input characteristics		Analog output characteristics	
Number of channels	16 single-ended	DAC resolution	16 bits
ADC Resolution	12 bits	Max update rate1	336 kS/s
Maximum aggregate sampling rate	500 kS/s	Range	± 10 V
Input range	0-5 V nominal	Overrange operating voltage	
		Minimum	10.3 V
		Typical	10.6 V
		Max	10.9 V
Input impedance		Output impedance	0.4 Ω typical
Powered on, idle	250 M Ω	Current drive	± 3 mA/channel max.
Acquiring 500 kS/s	325 k Ω	Protection	Short-circuit to ground
Powered off/overload	1 k Ω	Power-on state2	0 V

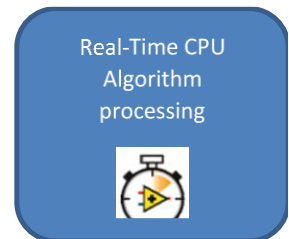
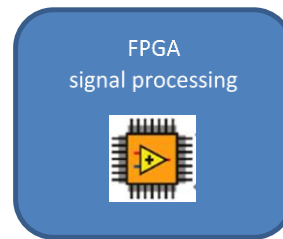
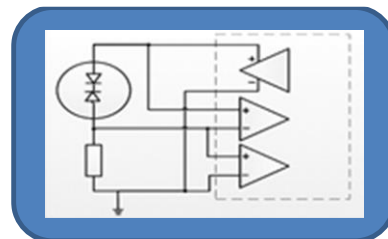


Fig. 4. The sensor connected to the computational platform for the data processing in both onboard and for the advanced distributed data analysis, data transfer to the remote server.

The device should communicate the centralized server through the wireless or 3G/LTE networks, to send the spectral analysis from the device to the server with synchronized time stamp on every set of data points (Fig. 4, Table).

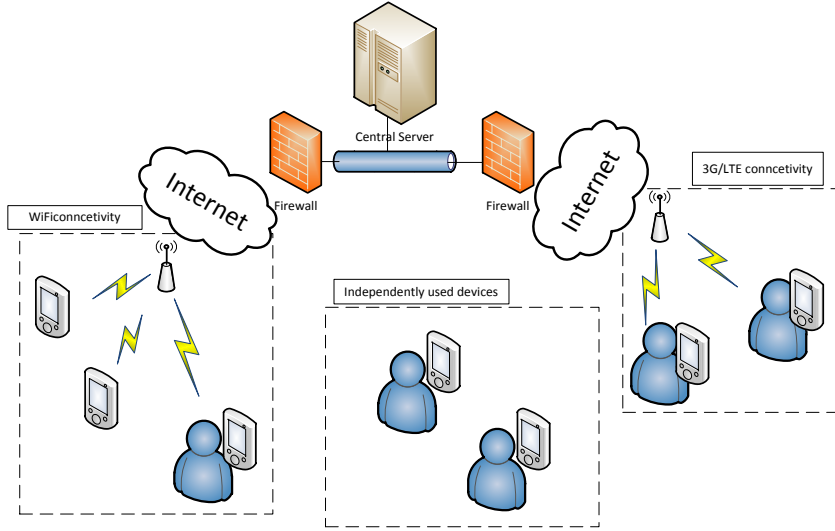


Fig. 5. The device general use as standalone and network connected

The centralized server is running the software which is managing the connections of the connected devices and getting data from them. The collected distributed data is stored into the database and processed by the software to analyze the environmental conditions of the particular geographic place (Fig. 5) [10, 11].

The algorithm. For determination of the spectral composition of the integral flux of electromagnetic radiation and the definition of its change, the UV radiation of the Sun has been studied. The photocurrent corresponding to the biggest value of x_m was conditioned by the most deeply penetrated wave. Under these conditions, the process of the selection of separate waves and their intensities from the integral flux of radiation was the following. Assume the informative signal to be the photocurrent.

By the external voltage supply of the photodiode, we can obtain the biggest values of $x_m - x_{m1}$ and x_{m2} with the difference of 1 nm, and the corresponding photocurrents I_1 and I_2 . From Lambert's law of the radiation absorption in the homogeneous environment, we will have the coefficient of the wave absorption [12]:

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta x_m} \ln \frac{I_2}{I_1} \quad (1)$$

where $\Delta x_m = x_{m2} - x_{m1}$.

Then, with the help of $\alpha = f(\lambda_i)$ and with the corresponding program we can determine the length of the wave for the initial material of the photodetector (for silicon) (Fig. 6) [13].

With the help of the expression (1) for the summed current,

$$\sum_{i,j} I_{Ph,i,j} = \sum_{i,j} I_{dr,i,j} + \sum_{i,j} I_{diff,i,j} = Sq \sum_i \sum_j F_o(\lambda_i) \left(e^{-\alpha_i x_{mj}} - \frac{e^{-\alpha_i d}}{1 + \alpha_i w} \right) \quad (2)$$

the intensities of separate waves of the absorption radiation,

$$F_o(\lambda_i) = \frac{I_{Ph,i,j}}{Sq \left(e^{-\alpha_i x_{mj}} - \frac{e^{-\alpha_i d}}{1 + \alpha_i w} \right)}. \quad (3)$$

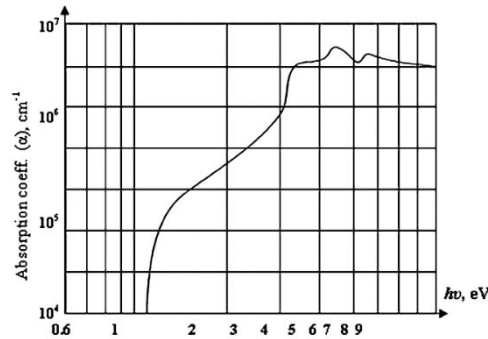


Fig. 6. Optical absorption spectrum in pure silicon

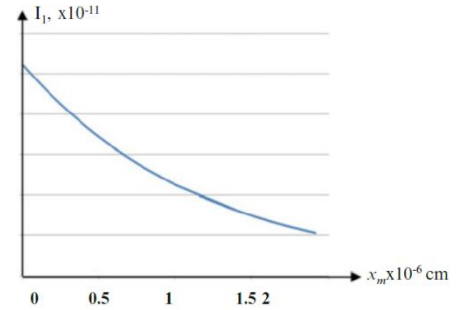


Fig. 7. Dependence of the photocurrent created by a separate wave on X_m

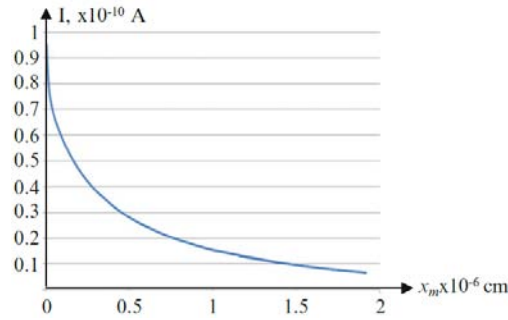


Fig. 8. Dependence of the summed photocurrent on X_m

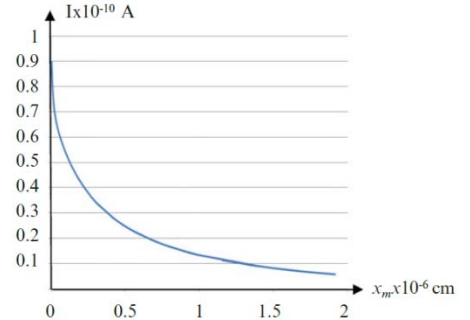


Fig. 9. Dependence of the summed photocurrent on X_m , when the determined wave is absent

Here, W is the width of the $x > d$ section of the structure, q is the electron charge, and S is the photosensitive surface. Thus, with the help of (1) and (3), the absorption coefficient of the most deeply penetrated wave, the wavelength and the intensity of the wave are determined.

Then, with the help of the expression

$$I_{ph,j} = SqF_o(\lambda) \left(e^{-\alpha\lambda_{mj}} - \frac{e^{-\alpha d}}{1 + \alpha w} \right) \quad (4)$$

by forming the dependence $I_1 = f(X_{m1})$ as shown in (Fig. 7) and subtract it from the dependence obtained by (2) (Fig. 8).

As a result, there is a new dependence from the X_m of the summed photocurrent, without the dependence (Fig. 9). By using the developed software, this method helps us to successively determine the lengths and the intensities of all the waves in the radiation, and to obtain the dependences of the photocurrent conditioned by those waves on X_m . Then, the dependence for the spectrum is obtained [14, 15].

The results. The developed device prototype has an isolated enclosure covered with aluminum foil (Fig. 12). To avoid the environmental noises and to power the device, a Li-po battery is used not to deal with 50 Hz noise from the electric power grid (Fig. 10, 11).



Fig. 10. The measured photo current in a real-time mode.

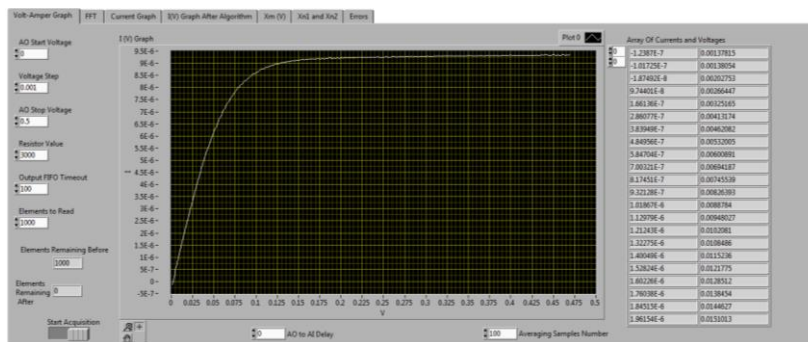


Fig. 11. The real-time signals processed (filtered and averaged) waveform of the measure photo current

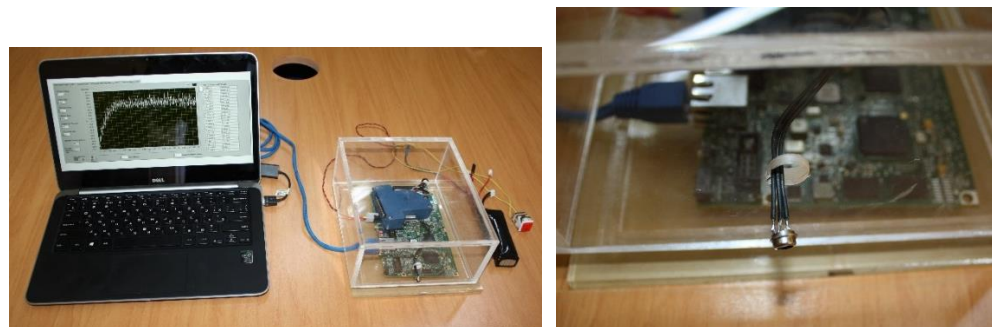


Fig. 12. The device prototype connected to the notebook computer

Conclusion. The investigated and developed portable photospectrometer is aimed at solving the issues connected to the environmental condition parameters' analysis and measurement of data as a standalone device, or the distributed use of consolidation in centralized server infrastructures for the advanced analysis and environmental condition change dynamics studies. The photospectrometer device with its functionality, single photodetector technology, dynamic range of spectral measurements (1 - 1200 nm), high resolution of sensing (~ 5 nm), small footprint, portability, and low cost properties would be accessible for anyone as a multipurpose environmental condition monitoring and analysis tool.

REFERENCES

1. **McConnel, T.** ESC - Xilinx All Programmable System on a Chip combines best of serial and parallel processing. – EETimes, 2010.
2. **Leibson S.** Xilinx redefines the high-end microcontroller with its ARM-based Extensible Processing Platform - Part 1 // Design-Reuse, 2010. - Retrieved February 15, 2011.
3. **Maxfield C.** Xilinx unveil revolutionary 65nm FPGA architecture: the Virtex-5 family. - Programmable Logic DesignLine, 2006. - Retrieved February 5, 2009.
4. **Lewis F.L.** Wireless Sensor Networks, Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications. - Automation and robotics research institute, New York, 2004.
5. **Geier J.** Wireless Network Industry Report 2007, Wireless-Nets, 2008.
6. **Spurgeon C.E.** Ethernet the Definitive Guide. - O'Reilly & Associates, 2000. ISBN 1-56592-660-9.
7. **Sze S.** Physics of semiconductor devices. - 2nd edn. - New York, Wiley-Interscience, 1981. – 450 p.
8. **Held. G.** Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications. - CRC Press, 2008. - Ch. 5.- 116 p. ISBN 1-4200-7662-0.
9. **Tavernier F., Steyaert M.** High-Speed Optical Receivers with Integrated Photodiode in Nanoscale CMOS // Springer, 2011. - Chapter 3, From Light to Electric Current - The Photodiode. ISBN 1-4419-9924-8.

10. Robust demand for mobile phone service will continue - UN agency predicts UN News Centre, February 15, 2010.
11. **Garside, J.D., Furber, S., Chung S-H** AMULET3 Revealed / University of Manchester Computer Science Department. - 2005.
12. **Khudaverdyan S., Vaseashta A., Khudaverdyan D., Tsaturyan S.** Optical Sensor For The Detection of Impurities In Water // NATOSMAT, Conference.- Granada, Spain, 22-25 Sep. 2013.
13. **Khudaverdyan S., Dokholyan J., Petrosyan O., Tsaturyan S.** Modeling of New Type of an Optoelectronic Biosensor for the Monitoring of the Environment and the Food production. - Springer, 2012. ISBN 978-94-007-2487-7
14. **Khudaverdyan S., Vaseashta A., Khudaverdyan D., Tsaturyan S.** New type of photodetectors with selective spectral photosensitivity // Conference NATO Science for Peace and Security Program, Technological Innovations in CBRNE Sensing and Detection for Safety, Security and Sustainability. - Yerevan, Armenia, Sep. 29 - Oct. 01, 2013.
15. **Brown J.** Application-customized CPU design // IBM developer Works. – 2005.

National Polytechnic University of Armenia, Radio Equipment Design and Production.
The material is received 20.06.2015.

Ս. Հ. ԾԱՏՈՒՐՅԱՆ

ՇՐՋԱԿԱ ՄԻՋԱՎԱՅՐԻ ՎԻՃԱԿԻ ՄՇՏԱԴԻՏԱՐԿՄԱՆ ՀԱՄԱՐ ՆԱԽԱՏԵՄՎԱԾ ԴՅՈՒՐԱԿԻՐ ՖՈՏՈՍՊԵԿՏՐՈՍԿՈՊԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՆՈՐ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ՄՈՏԵՑՈՒՄ

Շրջակա միջավայրի և կլիմայական փոփոխությունների մշտադիտարկումը մեր օրերում զարգացող տեխնոլոգիական և արդյունաբերական աշխարհում դառնում է ավելի ու ավելի կարևոր գործոն: Առկա սպեկտրոսկոպիկ տվյալները, որոնք հնարավորություն են ընձեռում կատարելու բազմակի պարամետրերի ճշգրիտ չափումներ (ադտոտվածությունը ջրում, հողում, օդում և ճառագայթումը), ոչ միշտ են հարմար դաշտային օգտագործման համար իրենց մեծ չափերի, քաշի և թանկարժեքության պատճառներով: Մեր հետազոտության արդյունքում մշակվել է դյուրակիր ֆոտոսպեկտրոմետր, որը թույլ է տալիս հաղթահարել վերը նշված սահմանափակումները: Առաջարկված սարքի հիմքում ընկած է ֆոտոընդունիչ, այն ունի լայն դինամիկ միջակայք և թույլ է տալիս կատարել սպեկտրալ չափումներ 200 – 1100 *նմ* տիրույթում, ունի բարձր ճշտություն (~5 *նմ*), փոքր չափսեր, ցածր գին և շարժական կիրառություն: Այս հատկությունների շնորհիվ սարքը կարող է օգտագործվել որպես ընդհանուր նշանակության անալիտիկ գործիք և հասանելի բոլորին, ովքեր ցանկություն ունեն կատարելու շրջակա միջավայրի պարամետրական չափումներ դաշտային պայմաններում:

Առանցքային բառեր. նանո-բիո համակարգեր, շարժական ֆոտոսպեկտրոսկոպ, ֆոտոդիոդ, սպեկտրոմետր, բնապահպանական մոնիթորինգ:

С.У. ЦАТУРЯН

**НОВЫЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К РАЗРАБОТКЕ ПОРТАТИВНОГО
СПЕКТРОФОТОМЕТРА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ**

В условиях быстрого роста технологической и промышленной базы в мире постоянно растет роль мониторинга окружающей среды и климатических изменений. Классические спектроскопические датчики, позволяющие производить анализ нескольких параметров состояния окружающей среды (загрязнение воды, почвы, воздуха и радиации), не всегда могут быть использованы из-за большого размера и веса, а также высокой стоимости подобных устройств. В результате исследований был разработан портативный спектрофотометр, позволяющий преодолеть эти ограничения. Предлагаемое устройство основано на фотоприемнике, обладающем широким динамическим диапазоном спектральных измерений (200 - 1100 нм), высоким разрешением (~5 нм), небольшими размерами, обеспечивающими возможность портативного применения, и невысокой стоимостью. Устройство может быть использовано в качестве аналитического инструмента общего назначения и будет доступно всем кто желает заняться многосторонним мониторингом состояния окружающей среды.

Ключевые слова: нано-биосистемы, портативный спектрофотометр, фотодиод, спектрометр, фотоспектрометр, мониторинг окружающей среды.

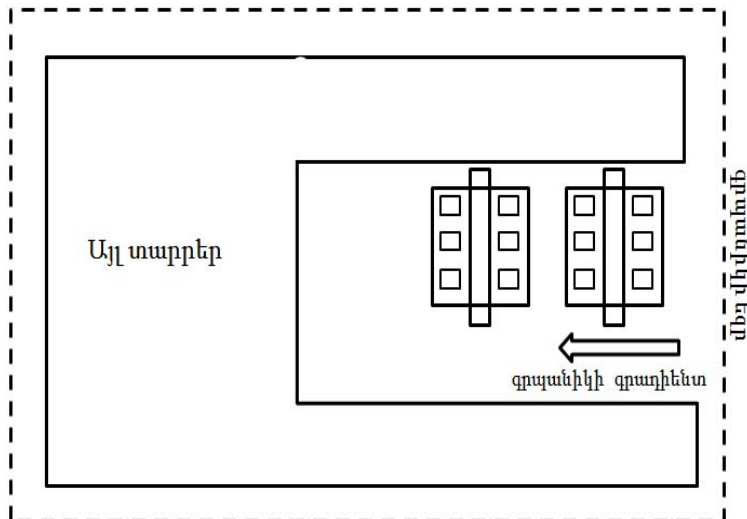
Հ.Գ. ԿԱՍԱՐՁՅԱՆ

32/28ՆՍ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԳՈՐԾՇՆԹԱՑՈՒՄ ԳՐՊԱՆԻԿԻ ՄՈՏԻԿՈՒԹՅԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ

Գրպանիկի մոտիկության երևույթի նվազեցման նպատակով ընտրվել է հոսանքի հալելու N-ՄՕԿ տրանզիստորներով իրականացված սխեմա, որը համեմատվել է P-ՄՕԿ տրանզիստորներով իրականացված սխեմայի պարամետրերի հետ:

Առանցքային բառեր. գրպանիկի մոտիկության երևույթ, հոսանքի հալելի, շեմային լարում, տրանզիստորի հոսանքի շեղում:

Գրպանիկի մոտիկության երևույթն (ԳՄԵ) ի հայտ է գալիս այն դեպքերում, երբ ՄՕԿ տրանզիստորի հեռավորությունը գրպանիկի եզրից փոքրանում է: Նկ.1-ում բերված է տոպոլոգիական իրականացում, երբ բազմաքանակ էլքային տրանզիստորները բաշխված են ընդհանուր գրպանիկի մեջ, գրպանիկի գրադիենտը կողմնորոշված է փականի երկայնքով: Դա ենթադրում է, որ դրանում տրանզիստորների հոսանքները նույն ուղղությունն ունեն, որը ստանդարտ պահանջ է համապատասխանեցված տարրերի համար [1]: Հիմնական տրանզիստորը հեռու է գտնվում գրպանիկի եզրերից և ունի գրպանիկի մոտիկության երևույթով պայմանավորված աննշան շեղում:

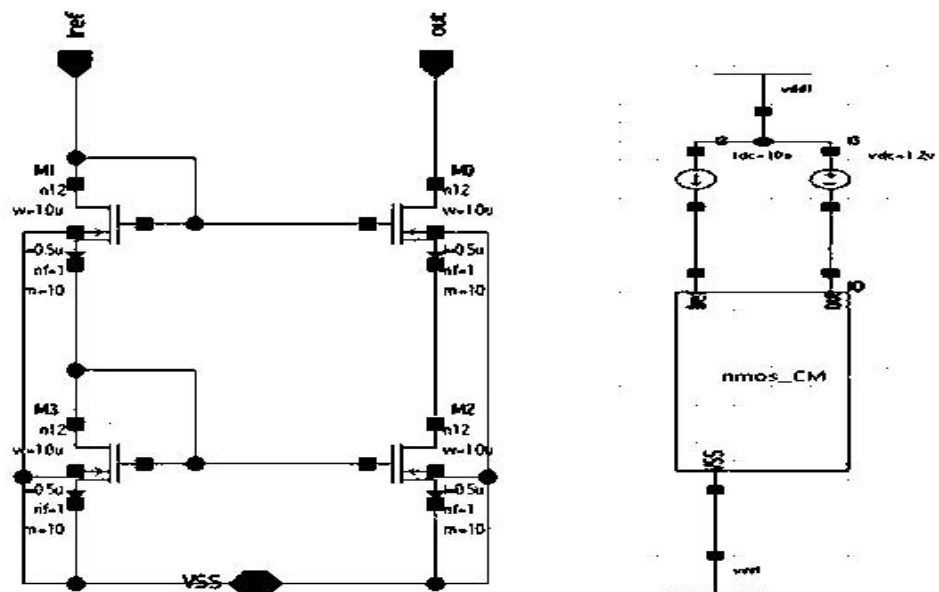


Նկ. 1. Գրպանիկի եզրին մոտ գտնվող համապատասխանեցված տրանզիստորների տոպոլոգիայի օրինակ

Տրանզիստորներն ունեն նույն կողմնորոշումը, ինչ պահանջում է համապատասխանեցված տարրերի տոպոլոգիան՝ ակունք/արտաբեր անհամապատասխանությունից խուսափելու համար:

Գրպանիկի մոտիկության երևույթի ազդեցությունը դիտարկվել է հոսանքի հայելիների դեպքի համար:

Հետտոպոլոգիական ստուգումներից պարզ է դառնում, որ գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունների (W_hen) փոքր արժեքների դեպքում առաջանում է, այսպես կոչված, գրպանիկի մոտիկության երևույթը, որը կարող է փոփոխել տրանզիստորների շեմային լարումները: Շեմային լարման փոփոխության չափը կախված է գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունից: Տարբեր տեխնոլոգիական գործընթացների համար գրպանիկ – դիֆուզիա նվազագույն թույլատրելի հեռավորությունը տարբեր է, այդ իսկ պատճառով գրպանիկի մոտիկության երևույթի ազդեցության հետևանքով փոփոխված շեմային լարման չափը մեծ կախվածություն ունի տեխնոլոգիական գործընթացից: P-UOԿ տրանզիստորներով իրականացված հոսանքի հայելու սխեմայի էլքային արդյունքներից [2] պարզ է դառնում, որ, գրպանիկի մոտիկության երևույթը մեծ ազդեցություն ունի էլքային հոսանքի և տրանզիստորի շեմային լարման վրա: Այդ ազդեցությունը նվազեցնելու նպատակով առաջարկվում է հոսանքի հայելին նախագծել զուտ N-UOԿ տրանզիստորներով:

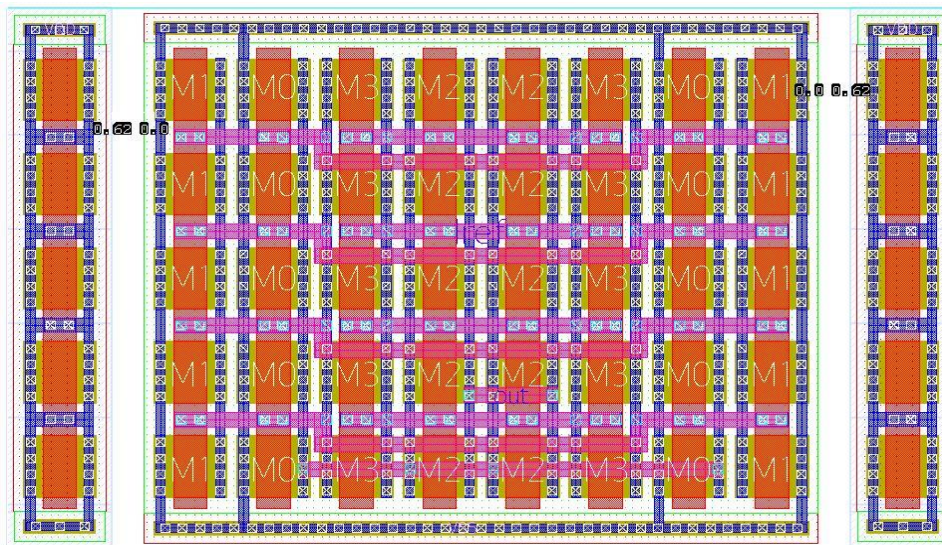


Նկ. 2. SAED32/28նմ տեխնոլոգիայում N – UOԿ տրանզիստորներով իրականացված հոսանքի հայելու սխեման և թեստավորող բլոկը

N – UOԿ տրանզիստորների հիման վրա կառուցված հոսանքի հայելու սխեման բերված է նկ. 2-ում իսկ տոպոլոգիական իրականացումը՝ նկ. 3-ում: Սկզբում M1

տրանզիստորի դիֆուզիան գրպանիկի եզրերից հեռացվել է 20 մկմ-ով (ԳՄԵ չկա), և չափվել են տրանզիստորի շեմային լարման և ելքային հոսանքի արժեքները: Այնուհետև Վհեռ-ը ընդունել է 0,065 մկմ արժեքը (տեխնոլոգիական նվազագույն թույլատրելի հեռավորություն), մեծացվել 0,01 մկմ քայլով, և յուրաքանչյուր հեռավորության համար դիտարկվել է ԳՄԵ-ի ազդեցությունը M0 տրանզիստորի պարամետրերի վրա: Փորձը ցույց է տալիս, որ Վհեռ = 0,2 մկմ հեռավորության դեպքում M0 տրանզիստորի շեմային լարման և ելքային հոսանքի փոփոխությունը շատ չնչին է: Վհեռ – ի հետագա մեծացման դեպքում (0,2 մկմ – ից մեծ) շեմային լարման և ելքային հոսանքի փոփոխությունը՝ համեմատած 0,2 մկմ հեռավորության դեպքի հետ, գրեթե ձգտում է զրոյի:

Այսպիսով, SAED32/28-ում տեխնոլոգիական գործընթացի [3] համար ԳՄԵ – ի ազդեցությունից խուսափելու համար գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունը պետք է լինի 0,2 մկմ, քանի որ ավելի մեծ հեռավորությունների դեպքում տրանզիստորի պարամետրերի փոփոխություն գրեթե չի նկատվում, իսկ ավելի փոքր հեռավորությունների դեպքում նկատվում է տրանզիստորի պարամետրերի որոշակի փոփոխություն:



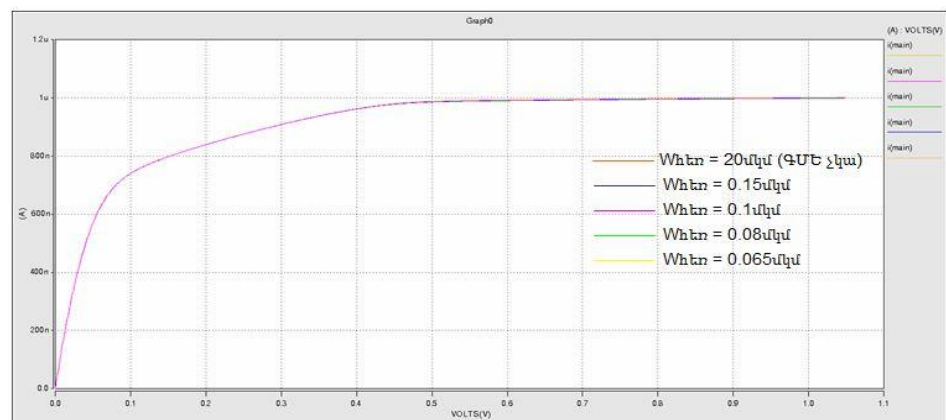
Նկ. 3. SAED32/28-ում տեխնոլոգիական գործընթացի համար հոսանքի հայելու տոպոլոգիական իրականացումը

Փոփոխվել է գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունը (Վհեռ) 0,065 մկմ-ից 0,4 մկմ միջակայքում՝ 0,01 մկմ քայլով, և գնահատվել է M0 տրանզիստորի շեմային լարման և հոսանքի փոփոխության չափը: Աղյուսակում բերված են P-ՄՕԿ և N-ՄՕԿ տեխնոլոգիաներով իրականացված հոսանքի հայելիների շեմային լարման և ելքային հոսանքի շեղումները տարբեր Վհեռ. հեռավորությունների դեպքում:

M0 տրանզիստորի շեմային լարման և ելքային հոսանքի շեղումների կախվածությունը Whեն հեռավորությունից P-ՄՕԿ և N-ՄՕԿ տեխնոլոգիաների դեպքում

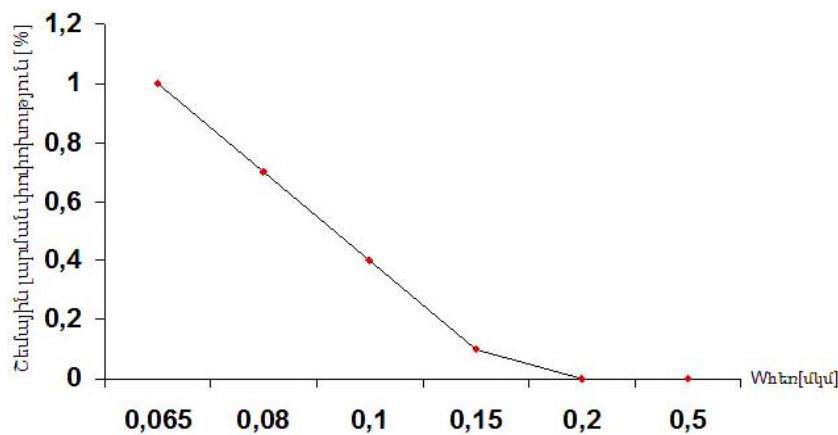
When (մկմ)	Շեմային լարման շեղում(%)		Ելքային հոսանքի շեղում(%)	
	P-ՄՕԿ	N-ՄՕԿ	P-ՄՕԿ	N-ՄՕԿ
0,065	10	1	52,3	0,23
0,17	8	0,1	44,4	0,03
0,28	3	0,01	17,3	0,0005
0,4	1,5	0,01	11,5	0,0004

Այսպիսով, SAED32/28-ում տեխնոլոգիական գործընթացի դեպքում գրպանիկի մոտիկության երևույթը կարող է փոփոխել շեմային լարումը առավելագույնը 1%-ով, իսկ տրանզիստորի հոսանքը՝ մոտավորապես 0,23%-ով: Նկ. 4-ում բերված են M0 տրանզիստորի հոսանքի շեղումները Whեն հեռավորության տարբեր արժեքների դեպքում:

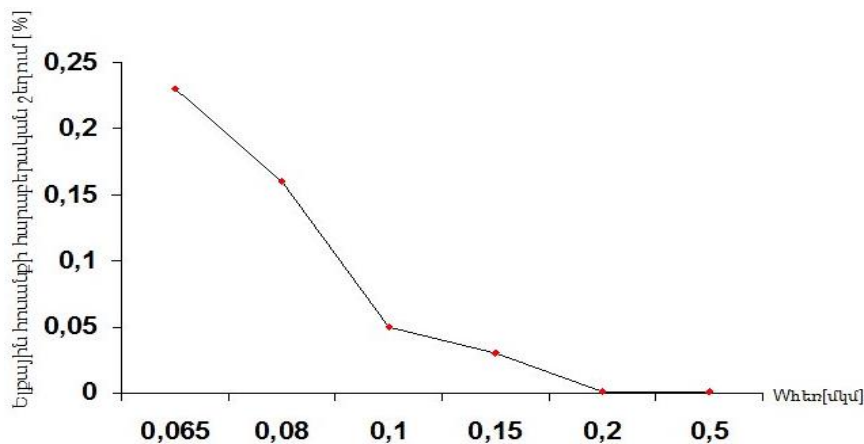


Նկ. 4. M0 տրանզիստորի հոսանքի շեղումը Whեն = 0,065 մկմ, 0,08 մկմ, 0,1 մկմ, 0,15 մկմ հեռավորությունների դեպքում SAED32/28-ում տեխնոլոգիայում

Նկ. 5-ում և 6-ում ներկայացված են գրպանիկի մոտիկության երևույթի ազդեցության հետևանքով շեմային լարման փոփոխության և հոսանքի հարաբերական շեղման կախվածությունները գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունից:



Նկ. 5. MO տրանզիստորի շեմային լարման փոփոխության կախվածությունը գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունից SAED32/28nm տեխնոլոգիայում



Նկ. 6. Հոսանքի հայելու MO տրանզիստորի ելքային հոսանքի հարաբերական շեղման կախվածությունը գրպանիկ – դիֆուզիա հեռավորությունից SAED32/28nm տեխնոլոգիայում

Այսպիսով, ֆիզիկական նախագծման ժամանակ գրպանիկի մոտիկության երևույթի ազդեցությունը կարելի է նվազեցնել 10...100 անգամ՝ կիրառելով N-UOY տեխնոլոգիա:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Modeling the Well Edge Proximity Effect in Highly Scaled MOSFETs / **Yi-Ming Sheu**, et al // IEEE Trans. Electron Devices.- 2006.- Vol. 53.- P. 2792-2798.
2. **Կասարջյան Հ.Գ.** 32/28nm տեխնոլոգիական գործընթացում գրպանիկի մոտիկության երևույթի ազդեցությունը P – UOY տրանզիստորի պարամետրերի վրա //ՀՃԱ Լրաբեր.- 2015.- Հ. 12, N 2.- էջ 359-363:

3. 32/28nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future / **R. Goldman, K. Bartleson, T. Wood**, et al // Proceedings of the Asia-Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics.- India, Visakhapatnam, 2013.- P. 284-288.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 21.07.2015:

Օ.Դ. ԿԱՏԱՐԺՅԱՆ

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА БЛИЗОСТИ КАРМАНА В 32/28 НМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ПРОЦЕССЕ

Для снижения эффекта близости кармана выбрана схема токового зеркала с N-МОП транзисторами. Проведено сравнение полученных данных с параметрами схемы на P-МОП транзисторах.

Ключевые слова: эффект близости кармана, токовое зеркало, пороговое напряжение, смещение тока транзистора.

H.G. KASARJYAN

A METHOD FOR DECREASING THE IMPACT OF THE WELL PROXIMITY EFFECT IN THE 32/28 NM TECHNOLOGICAL PROCESS

For decreasing the well proximity effect on the final results of the physical design of a current mirror, N-MOS transistors are selected. The obtained data are compared with the parameters of the scheme with the P-MOS transistors.

Keywords: well proximity effect, current mirror, threshold voltage, transistor current variation.

С.О. СИМОНЯН

ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЕ МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ
ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЧНЫХ НЕПРЕРЫВНЫХ
УРАВНЕНИЙ ТИПА СИЛЬВЕСТРА $A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t)$

Рассматриваются три декомпозиционных метода определения решений однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра – декомпозиционные прямой аналитический, последовательный и параллельный численно-аналитические методы. Первый из них пригоден для простых задач с малыми размерами, второй и третий – для любых задач с аналитическими элементами. В последних двух методах основным математическим аппаратом служат дифференциальные преобразования, при которых решение исходных непрерывных задач сводится к решению ряда рекуррентных числовых задач, что дает возможность широко использовать средства современных информационных технологий. Рассмотрен модельный пример, иллюстрирующий вычислительную эффективность предложенных декомпозиционных последовательного и параллельного численно-аналитических методов.

Ключевые слова: однопараметрическое матричное непрерывное уравнение типа Сильвестра, кронекерово произведение, декомпозиционное аналитическое решение, дифференциальные преобразования, рекуррентные вычислительные процедуры, последовательный и параллельный численно-аналитические методы, модельный пример.

Введение. В теории матриц [1-4] и ее различных практических приложениях [5-7 и др.] часто встречаются числовые неявные уравнения Сильвестра, методы решения которых хорошо известны. Что касается методов решения однопараметрических матричных уравнений, то они недостаточно освещены в специальной литературе. В настоящей работе предлагаются декомпозиционные методы для решения однопараметрических матричных уравнений типа Сильвестра, основанных на дифференциальных преобразованиях Г.Е. Пухова [8].

Математический аппарат. Рассмотрим однопараметрическое матричное непрерывное уравнение типа Сильвестра:

$$A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t). \quad (1)$$

Допустим также, что

$$A(t)_{m \times m} = M(t)_{m \times m} + j \cdot N(t)_{m \times m}, \quad (2)$$

$$B(t)_{n \times n} = P(t)_{n \times n} + j \cdot Q(t)_{n \times n}, \quad (3)$$

$$C(t)_{m \times n} = R(t)_{m \times n} + j \cdot S(t)_{m \times n}, \quad (4)$$

а неизвестная, подлежащая определению матрица -

$$X(t)_{m \times n} = G(t)_{m \times n} + j \cdot H(t)_{m \times n}. \quad (5)$$

1. Прямой аналитический метод решения. Нетрудно убедиться, что с учетом (2)-(5) из матричного уравнения (1) получим следующую систему матричных уравнений второго порядка:

$$\begin{cases} (M(t) \cdot G(t) + G(t) \cdot P(t) - (N(t) \cdot H(t) + H(t) \cdot Q(t))) = R(t), \\ (N(t) \cdot G(t) + G(t) \cdot Q(t) + (M(t) \cdot H(t) + H(t) \cdot P(t))) = S(t). \end{cases} \quad (6)$$

Эту систему можно представить и в виде

$$\begin{cases} (M(t) \cdot G(t) \cdot E_{n \times n} + E_{m \times m} \cdot G(t) \cdot P(t)) - (N(t) \cdot H(t) \cdot E_{n \times n} + E_{m \times m} \cdot H(t) \cdot Q(t)) = R(t), \\ (N(t) \cdot G(t) \cdot E_{n \times n} + E_{m \times m} \cdot G(t) \cdot Q(t)) + (M(t) \cdot H(t) \cdot E_{n \times n} + E_{m \times m} \cdot H(t) \cdot P(t)) = S(t), \end{cases} \quad (7)$$

где $E_{n \times n}$ и $E_{m \times m}$ - единичные матрицы порядка n и m соответственно.

Далее при использовании известной трансформации [3, 4] с кронекеровыми произведениями $\otimes$ из (7) имеем следующее гиперматрично-гипервекторное представление:

$$\begin{aligned} & \left[\begin{array}{c|c} (M(t) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(t)) & -(N(t) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(t)) \\ \hline (N(t) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(t)) & (M(t) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(t)) \end{array} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = \\ & = \left[\begin{array}{c|c} J_{11}(t) & J_{12}(t) \\ \hline J_{21}(t) & J_{22}(t) \end{array} \right]_{2mn \times 2mn} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix}_{2mn \times 1} = J(t) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(t) \\ \hat{S}(t) \end{pmatrix}_{2mn \times 1}, \end{aligned} \quad (8)$$

где гипервекторы

$$\begin{cases} \hat{G}(t)_{mn \times 1} = (g_{11}(t), \dots, g_{1n}(t) : g_{21}(t), \dots, g_{2n}(t) : \dots : g_{m1}(t), \dots, g_{mn}(t))^T = (g_1(t) : g_2(t) : \dots : g_m(t))^T, \\ \hat{H}(t)_{mn \times 1} = (h_{11}(t), \dots, h_{1n}(t) : h_{21}(t), \dots, h_{2n}(t) : \dots : h_{m1}(t), \dots, h_{mn}(t))^T = (h_1(t) : h_2(t) : \dots : h_m(t))^T, \\ \hat{R}(t)_{mn \times 1} = (r_{11}(t), \dots, r_{1n}(t) : h_{21}(t), \dots, h_{2n}(t) : \dots : r_{m1}(t), \dots, r_{mn}(t))^T = (r_1(t) : r_2(t) : \dots : r_m(t))^T, \\ \hat{S}(t)_{mn \times 1} = (s_{11}(t), \dots, s_{1n}(t) : s_{21}(t), \dots, s_{2n}(t) : \dots : s_{m1}(t), \dots, s_{mn}(t))^T = (s_1(t) : s_2(t) : \dots : s_m(t))^T, \end{cases}$$

а $g_i(t)$, $h_i(t)$, $z_i(t)$ и $s_i(t)$, $i = \overline{1, m}$ - i -е строки матриц $G(t)$, $H(t)$, $R(t)$ и $S(t)$ соответственно.

Тогда, предполагая, что

$$\text{rang} J(t) = 2mn, \quad (9)$$

для неизвестных гипервекторов $\hat{G}(t)$ и $\hat{H}(t)$ из (8) с учетом (9) будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(t) \\ \hat{H}(t) \end{pmatrix} = J^{-1}(t) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(t) \\ \hat{S}(t) \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Аналитическое решение (10), естественно, практически малоприспособно для решения конкретных задач ввиду функциональности элементов – сомножителей, входящих в него. Поэтому сталкиваемся с необходимостью поиска более эффективных альтернативных путей разрешения этой проблемы. К счастью, оказывается, что этому во многом удовлетворяют дифференциальные преобразования, позволяющие от сложных аналитических решений достаточно широкого класса задач перейти к сравнительно простым и легко реализуемым численно-аналитическим решениям [9]. К таким решениям рассматриваемой задачи и перейдем далее.

2. Последовательный численно-аналитический метод решения. Допустим, что для матриц $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ и $X(t)$ с аналитическими элементами имеют место дифференциальные преобразования

$$A(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dA^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \xrightarrow{\cdot} \quad A(t) = \chi_1(t, t_v, H, A(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (11)$$

$$B(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dB^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \xrightarrow{\cdot} \quad B(t) = \chi_2(t, t_v, H, B(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (12)$$

$$C(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dC^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \xrightarrow{\cdot} \quad C(t) = \chi_3(t, t_v, H, C(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (13)$$

$$X(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dX^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \xrightarrow{\cdot} \quad X(t) = \chi_4(t, t_v, H, X(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (14)$$

где $A(K)$, $B(K)$, $C(K)$ и $X(K)$ – матричные дискреты матриц $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ и $X(t)$ соответственно; $K = \overline{0, \infty}$ – целочисленный аргумент; H – масштабный коэффициент; t_v – центр аппроксимации; символ $\xrightarrow{\cdot}$ – знак перехода из области оригиналов в область дифференциальных изображений и наоборот; $\chi_1(\cdot) - \chi_4(\cdot)$ – некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ и $X(t)$ соответственно.

При условиях (11)-(14), естественно, имеют место и следующие дифференциальные преобразования для матриц $M(t)$, $N(t)$, $P(t)$ и $Q(t)$, а также для матриц $R(t)$, $S(t)$, $G(t)$ и $H(t)$:

$$M(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dM^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad M(t) = \chi_5(t, t_v, H, M_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (15)$$

$$N(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dN_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad N(t) = \chi_6(t, t_v, H, N_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (16)$$

$$P(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dP_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad P_l(t) = \chi_7(t, t_v, H, P_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (17)$$

$$Q(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dQ_l^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad Q(t) = \chi_8(t, t_v, H, Q_l(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (18)$$

$$R(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dR^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad R(t) = \chi_9(t, t_v, H, R(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (19)$$

$$S(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dS^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad S(t) = \chi_{10}(t, t_v, H, S(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (20)$$

$$G(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dG^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad G(t) = \chi_{11}(t, t_v, H, G(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (21)$$

$$H(K) = \frac{H^k}{K!} \cdot \frac{dH^k(t)}{dt^k} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \vdash \quad H(t) = \chi_{12}(t, t_v, H, H(K), K = \overline{0, \infty}), \quad (22)$$

где $M(K)$, $N(K)$, $P(K)$, $Q(K)$, $K = \overline{0, \infty}$ - матричные дискреты матриц $M(t)$, $N(t)$, $P(t)$, $Q(t)$ соответственно; $R(K)$, $S(K)$, $G(K)$, $H(K)$, $K = \overline{0, \infty}$ - матричные дискреты матриц $P(t)$, $S(t)$, $G(t)$, $H(t)$ соответственно; $\chi_5(\bullet) \div \chi_{12}(\bullet)$ - некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $M(t)$, $N(t)$, $P(t)$, $Q(t)$, $R(t)$, $S(t)$, $G(t)$, $H(t)$ соответственно.

Теперь с учетом (15)-(22) гиперматрично-гипервекторное соотношение (8) из области оригиналов переведем в область дифференциальных изображений, имея в виду, что для единичных матриц любого порядка дифференциальные изображения будут

$$E(K) = E \cdot B(K) = \begin{cases} E, & \text{ибо } B(0) = 1, \text{ если } K = 0, \\ [0], & \text{ибо } B(K) = 0, \text{ если } K \geq 0, \end{cases} \quad (23)$$

где $B(K)$ – тейлоровская единица [8]. Следовательно, получим:

при $\kappa=0$:

$$\left[\begin{array}{c|c} (M(0) \otimes E_{n \times n}(0)^T + E_{m \times m}(0) \otimes P^T(0)) & -(N(0) \otimes E_{n \times n}(0)^T + E_{m \times m}(0) \otimes Q^T(0)) \\ \hline (N(0) \otimes E_{n \times n}(0)^T + E_{m \times m}(0) \otimes Q^T(0)) & (M(0) \otimes E_{n \times n}(0)^T + E_{m \times m}(0) \otimes P^T(0)) \end{array} \right] \times$$

$$\times \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix},$$

или

$$\left[\begin{array}{c|c} J_{11}(0,0) & J_{12}(0,0) \\ \hline J_{21}(0,0) & J_{22}(0,0) \end{array} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix}, \quad (24)$$

откуда

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix}, \quad (25)$$

если, конечно, имеет место условие

$$\text{rang } J(0,0) = 2mn, \quad (26)$$

причем

$$\begin{cases} J_{11}(0,0) = J_{22}(0,0) = M(0) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(0), \\ J_{21}(0,0) = -J_{12}(0,0) = N(0) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(0); \end{cases} \quad (27)$$

при $\kappa=1$:

$$\left[\begin{array}{c|c} (M(1) \otimes E_{n \times n}^T(0) + M(0) \otimes E_{n \times n}^T(1) + E_{m \times m}^0 \otimes P^T(0) + E(0)_{m \times m} \otimes P^T(1)) & -(N(1) \otimes E_{n \times n}^T(0) + N(0) \otimes E_{n \times n}^T(1) + E_{m \times m}^0 \otimes Q^T(0) + E(0)_{m \times m} \otimes Q^T(1)) \\ \hline (N(1) \otimes E_{n \times n}^T(0) + N(0) \otimes E_{n \times n}^T(1) + E_{m \times m}^0 \otimes Q^T(0) + E(0)_{m \times m} \otimes Q^T(1)) & (M(1) \otimes E_{n \times n}^T(0) + M(0) \otimes E_{n \times n}^T(1) + E_{m \times m}^0 \otimes P^T(0) + E(0)_{m \times m} \otimes P^T(1)) \end{array} \right] \times$$

$$\times \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix},$$

или

$$\left[\begin{array}{c|c} J_{11}(1,0;0,1) & J_{12}(1,0;0,1) \\ \hline J_{21}(1,0;0,1) & J_{22}(1,0;0,1) \end{array} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix}, \quad (28)$$

откуда с учетом (26):

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix} - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} \right], \quad (29)$$

причем

$$\begin{cases} J_{11}(1,0;0,1) = J_{22}(1,0;0,1) = M(1) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(1), \\ J_{21}(1,0;0,1) = -J_{12}(1,0;0,1) = N(1) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(1); \end{cases} \quad (30)$$

при $\kappa=2$ (не вдаваясь в подробности):

$$\left[\begin{array}{c|c} J_{11}(2,0;0,2) & J_{12}(2,0;0,2) \\ \hline J_{21}(2,0;0,2) & J_{22}(2,0;0,2) \end{array} \right] \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix}$$

или

$$J(2,0;0,2) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix}, \quad (31)$$

откуда с учетом (26):

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix} - J(2,0;0,2) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} \right], \quad (32)$$

причем

$$\begin{cases} J_{11}(2,0;0,2) = J_{22}(2,0;0,2) = M(2) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(2), \\ J_{21}(2,0;0,2) = -J_{12}(2,0;0,2) = N(2) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(2), \end{cases} \quad (33)$$

при $\kappa = K$ (тоже не вдаваясь в подробности):

$$\begin{aligned} & J(K,0;0,K) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} + J(K-1,0;0,K-1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} + \dots + \\ & + J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(K-1) \\ \hat{H}(K-1) \end{pmatrix} + J(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (34)$$

откуда с учетом (26):

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \times \\ & \times \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix} - \sum_{l=1}^K \left[\begin{array}{c|c} (M(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(l)) & -(N(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(l)) \\ \hline (N(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(l)) & (M(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(l)) \end{array} \right] \begin{pmatrix} \hat{G}(K-l) \\ \hat{H}(K-l) \end{pmatrix} \right], \end{aligned} \quad (35)$$

причем

$$\begin{cases} J_{11}(l,0;0,l) = J_{22}(l,0;0,l) = M(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes P^T(l), \\ J_{21}(l,0;0,l) = -J_{12}(l,0;0,l) = N(l) \otimes E_{n \times n}^T + E_{m \times m} \otimes Q^T(l), \end{cases} \quad l = \overline{1, K}. \quad (36)$$

3. Параллельный численно-аналитический метод решения. Объединив соотношения (24), (28), (31) и (34), получим гиперматрично-гипервекторное представление

$$\begin{bmatrix} J(0,0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ J(1,0;0,1) & J(0,0) & 0 & \dots & 0 \\ J(2,0;0,2) & J(1,0;0,1) & J(0,0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ J(K,0;0,K) & J(K-1,0;0,K-1) & \dots & \dots & J(0,0) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \\ \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \\ \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \\ \vdots \\ \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \\ \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \\ \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \\ \vdots \\ \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix} \quad (37)$$

$2(K+1)mn \times 2(K+1)mn \quad 2(K+1)mn \times 1 \quad 2(K+1)mn \times 1,$

или в компактной записи:

$$J(\bullet) \begin{pmatrix} \hat{G}(\bullet) \\ \hat{H}(\bullet) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}(\bullet) \\ \hat{S}(\bullet) \end{pmatrix}. \quad (38)$$

Предполагая, что

$$\text{rang } J(\bullet) = 2(K+1)mn \Leftrightarrow \text{rang } J(0,0) = 2mn, \quad (39)$$

и используя результаты, полученные в [9], из (37), (38), будем иметь

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \\ \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \\ \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \\ \vdots \\ \hat{G}(K) \\ \hat{H}(K) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} J_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ J_1 & J_0 & 0 & \dots & 0 \\ J_2 & J_1 & J_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ J_K & J_{K-1} & J_{K-2} & \dots & J_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \\ \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \\ \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \\ \vdots \\ \hat{R}(K) \\ \hat{S}(K) \end{pmatrix}, \quad (40)$$

где

[illegible]

Далее, имея гипервекторы дискрет $\begin{pmatrix} \hat{G}(r) \\ \hat{H}(r) \end{pmatrix}$, $r = \overline{0, K}$, в соответствии с (5)

Вопросы нахождения решения при невыполнении условия (26) подробно рассмотрены в работе [9].

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

Очевидно, при $t_\nu = 1$, $H = 1$ имеем следующие тейлоровские матричные дискреты:

npu K=0:

$$\begin{aligned} M(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, M(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, M(K) = [0], \forall_K \geq 2; \\ N(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, N(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, N(K) = [0], \forall_K \geq 2; \\ P(0) &= \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, P(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, P(K) = [0], \forall_K \geq 2; \\ Q(0) &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q(1) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q(K) = [0], \forall_K \geq 2; \end{aligned}$$

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

$$S(0) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, S(1) = \begin{bmatrix} 0 & 4 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, S(2) = \begin{bmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, S(K) = [0], \forall_K \geq 3.$$

Следовательно,

$$J_{11}(0,0) = J_{22}(0,0) = M(0) \otimes E^T + E \otimes P^T(0) = \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & -1 & & 0 \\ -1 & 0 & & \\ \hline 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{array} \right],$$

$$J_{21}(0,0) = -J_{12}(0,0) = N(0) \otimes E^T + E \otimes Q^T(0) = \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 2 & & \\ \hline 0 & & -2 & 0 \\ 0 & & 0 & 0 \end{array} \right],$$

а гиперматрицы:

$$J(0,0) = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0 & -1 & & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & & 0 & -2 & 0 \\ \hline 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & & -1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & & -2 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \end{array} \right], J^{-1}(0,0) = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0 & -1 & & 0 & 2 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ \hline -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ & 0 & 2 & 0 & -1 & -1 & 0 \end{array} \right].$$

Поэтому

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \begin{pmatrix} \hat{R}(0) \\ \hat{S}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},$$

откуда

$$G(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}, H(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

при $\kappa=1$:

$$J_{11}(1,0;0,1) = J_{22}(1,0;0,1) = M(1) \otimes E^T + E \otimes P^T(1) = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & \\ \hline 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{array} \right],$$

$$J_{21}(1,0;0,1) = -J_{12}(1,0;0,1) = N(1) \otimes E^T + E \otimes G^T(1) = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & \\ \hline 0 & & -2 & 0 \\ & & 0 & 0 \end{array} \right],$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(1) \\ \hat{S}(1) \end{pmatrix} - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} \right] = J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} -2 \\ 0 \\ -2 \\ 2 \\ 0 \\ 4 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \\ 2 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \right] = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},$$

откуда

$$G(1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad H(1) = [0];$$

при $\kappa=2$:

$$J_{11}(2,0;0,2) = J_{22}(2,0;0,2) = M(2) \otimes E^T + E \otimes P^T(2) = [0],$$

$$J_{21}(2,0;0,2) = -J_{12}(2,0;0,2) = N(2) \otimes E^T + E \otimes Q^T(2) = [0],$$

$$J(2,0;0,2) = [0],$$

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} \hat{G}(2) \\ \hat{H}(2) \end{pmatrix} &= J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} \hat{R}(2) \\ \hat{S}(2) \end{pmatrix} - \overset{0}{\cancel{J(2,0;0,2)}} \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(0) \\ \hat{H}(0) \end{pmatrix} \right] - J(1,0;0,1) \cdot \begin{pmatrix} \hat{G}(1) \\ \hat{H}(1) \end{pmatrix} \Big] = \\
&= J^{-1}(0,0) \cdot \left[\begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \\ 2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right] = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix},
\end{aligned}$$

откуда

$$G(2)=[0], \quad H(2)=[0].$$

Нетрудно убедиться, что при $\forall K \geq 3$ также имеем

$$G(K)=[0], \quad H(K)=[0].$$

Поэтому тейлоровское решение задачи имеет вид

$$\begin{aligned}
X(t) &= \sum_{K=0}^{\infty} \left(\frac{t-t_y}{H} \right)^K (G(K) + j \cdot H(K)) = \\
&= [G(0) + j \cdot H(0)] + \overset{0}{\cancel{[G(1) + j \cdot H(1)]}} \cdot (t-1) = \\
&= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} (t-1) = \begin{bmatrix} (1+j) & t \\ 0 & (1+t) \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

которое точно удовлетворяет исходному матричному уравнению.

И, наконец, рассмотрим решение модельного примера параллельным численно-аналитическим методом:

В соответствии с (41) имеем

$$J_0 = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0 & -1 & & 2 & 0 & \\ -1 & 0 & & 0 & 0 & \\ \hline -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & -2 \\ \hline -2 & 0 & & 0 & -1 & \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & \\ \hline 0 & & 0 & 0 & -1 & 0 \\ & & 0 & 2 & -1 & 0 \end{array} \right], J_1 = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0 & 0 & & 0 & 0 & \\ 1 & 0 & & 0 & 0 & \\ \hline 0 & & 0 & 0 & 1 & 0 \\ & & 1 & 0 & & \\ \hline 0 & & & 0 & 0 & 0 \\ & & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & & & 0 & 0 & 0 \\ & & 0 & 1 & 0 & \end{array} \right],$$

$$J_2 = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0 & 0 & & 0 & & \\ -1 & 0 & & & & \\ \hline 0 & & 0 & 0 & & \\ & & -1 & 0 & & \\ \hline 0 & & & 0 & 0 & 0 \\ & & & -1 & 0 & \\ \hline 0 & & & 0 & 0 & 0 \\ & & & 0 & -1 & 0 \end{array} \right].$$

При этом в соответствии с (40) с использованием ППП MATLAB [11] получено решение:

$$(\hat{G}(0):\hat{H}(0):\hat{G}(1):\hat{H}(1):\hat{G}(2):\hat{H}(2)) = (1102:1000:0101:0000:0000:0000)^T,$$

откуда

$$G(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}, H(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, G(1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, H(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, H(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, и здесь приходим к вышепредставленному точному тейлоровскому решению задачи.

Заключение. Таким образом, при предложенных последовательном и параллельном численно-аналитических методах решение однопараметрических матричных непрерывных уравнений типа Сильвестра на первом этапе вычислений сводится к решению некоторых числовых задач, для которых эффективно могут быть использованы современные средства информационных технологий [10,11]. Восстановление непрерывного решения – оригинала на втором этапе вычислений не представляет особой трудности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беклемишев Д.В. Дополнительные главы линейной алгебры. – М.: Наука, 1983. – 385 с.
2. Беллман Р. Введение в теорию матриц. – М.: Наука, 1976. – 351 с.
3. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, 2010. – 560 с.
4. Ланкастер П. Теория матриц. – М.: Наука, 1978. – 280 с.
5. Икрамов Х.Д. Численное решение матричных уравнений. – М.: Наука, 1984. – 190 с.
6. Афанасьев В.Н., Колмановский В.Б., Носов В.Р. Математическая теория конструирования систем управления. – М.: Высшая школа, 1998. – 574 с.
7. Пухов Г.Е. Дифференциальные преобразования функций и уравнений. – Киев: Наукова думка, 1984. – 420 с.
8. Helmke U., Moore J.B. Optimization and Dynamical Systems.- Springer-Verlag, London Limited, 1994. – 389 p.
9. Симонян С.О., Аветисян А.Г. Прикладная теория дифференциальных преобразований. -Ереван: Изд.-во ГИУА “Чартарагет”, 2010. – 361 с.
10. Метьюз Дж. Г., Финк К.Д. Численные методы. Использование MATLAB. – М., СПб., Киев, 2001. – 713 с.
11. Stroustrup B. The C++ Programming Language. 4th edition. - Boston: Addison-Wesley Professional, 2013. – 1368 p.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 25.03.2015.

Ս.Հ. ՄԻՍՈՆՅԱՆ

ՄԻԼՎԵՍՏՐԻ ՏԻՊԻ $A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t)$ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ԱՆՆՆԱԿԱՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ԴԵԿՈՄՊՈԶԻՑԻՈՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐ

Դիտարկվում են Միլվեստրի տիպի միապարամետրական մատրիցային անընդհատ հավասարումների անընդհատ լուծումների որոշման երեք՝ ուղիղ անալիտիկ, հաջորդական և զուգահեռ թվաանալիտիկ դեկոմպոզիցիոն մեթոդներ: Դրանցից առաջինը կիրառելի է փոքր չափերով պարզ խնդիրների, իսկ երկրորդը և երրորդը՝ անալիտիկ տարրերով ցանկացած խնդիրների համար: Վերջին երկու մեթոդներում որպես հիմնական մաթեմատիկական ապարատ են ծառայում դիֆերենցիալ ձևափոխությունները, որոնց դեպքում նախնական անընդհատ խնդրի լուծումը հանգում է մի շարք անդրադարձ թվային խնդիրների լուծմանը, ինչը հնարավորություն է տալիս լայնորեն օգտագործել ժամանակակից տեղեկատվական տեխնոլոգիաների միջոցները: Դիտարկված է մոդելային օրինակ, որը ցուցադրում է հաջորդական և զուգահեռ դեկոմպոզիցիոն թվաանալիտիկ մեթոդների հաշվողական արդյունավետությունը:

Առանցքային բառեր. Միլվեստրի տիպի միապարամետրական մատրիցային անընդհատ հավասարումներ, կրոնեկերյան արտադրյալ, դեկոմպոզիցիոն անալիտիկ լուծում, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, անդրադարձ հաշվողական ընթացակարգեր, դեկոմպոզիցիոն հաջորդական և զուգահեռ թվաանալիտիկ մեթոդներ, մոդելային օրինակ:

S.H. SIMONYAN

**DECOMPOSITIONAL METHODS FOR SOLVING THE
 $A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t)$ SYLVESTER - TYPE ONE-PARAMETRIC MATRIX
CONTINUOUS EQUATIONS**

Three decompositional methods for solving the Sylvester type one-parametric matrix continuous equations are considered: the direct analytical, the consecutive and the parallel numeric-analytical decompositional methods. The first one is applicable for small-sized common problems, whereas the second and the third ones –for any problems with analytical elements. In the last two methods the differential transformations serve as the basic mathematical apparatus in case of which the solution of initial consecutive problems leads to several recurrent numeric problem solutions which enable a wide utilization of contemporary IT means. A modeling sample is considered which displays the computational productivity of the consecutive and parallel decompositional numeric-analytical methods.

Keywords: Sylvester-type one-parametric matrix continuous equations, Kronecker product, decompositional analytical solution, differential transformations, recurrent computational procedures, consecutive and parallel numeric-analytical methods, modeling sample.

Юрий Гайкович Шукурян

К 75-летию со дня рождения

Академику Юрию Гайковичу Шукуряну, известному ученому и организатору науки, крупному специалисту в области информатики и вычислительной техники, вице-президенту Национальной академии наук Республики Армения (НАН РА) исполнилось 75 лет.



Ю.Г. Шукурян родился 5 ноября 1940 г. в Ереване. Окончив школу с золотой медалью, он поступил в Ереванский политехнический институт по специальности “Вычислительная техника”. Далее продолжил обучение в аспирантуре в Киеве в знаменитой школе академика В.М. Глушкова по алгебраической теории цифровых автоматов. Здесь Ю.Г. Шукурян получил глубокие базовые теоретические знания и приобрел умение их использования на практике. Сочетание теоретических и прикладных направлений стало незыблемым принципом в

его дальнейшей научной деятельности.

В 1971 г. Ю.Г. Шукурян переходит в Ереванский НИИ математических машин, где выдвигается в число руководящих специалистов по автоматизации проектирования, математическому обеспечению ЭВМ. В течение пятнадцати лет работы в ЕрНИИММ, будучи руководителем отдела и большого коллектива отделения программного обеспечения, он выполнял значительные работы по созданию программных комплексов, систем автоматизированного проектирования, инструментальных программных средств. Одновременно Ю.Г. Шукурян продолжал вести исследования по созданию методов анализа и оптимизации микропрограммных алгоритмов и подходов к решению ряда задач теории автоматов и дискретных преобразователей.

Результаты теоретических и прикладных работ Ю.Г. Шукуряна были обобщены в кандидатской (1968 г.) и докторской (1982 г.) диссертациях, защищенных в Институте кибернетики Академии наук Украины.

В 1986 г. Ю.Г. Шукурян занял должность директора Института проблем информатики и автоматизации (в то время – Вычислительного центра Академии наук Армении). Руководство институтом молодому специалисту было предложено в тяжелые годы экономического кризиса 90-х годов, когда шла борьба лишь за сохранение академической науки. Благодаря научной и научно-организационной деятельности Ю.Г. Шукуряну удалось в эти годы не только в целом сохранить

научный потенциал института, но и наметить перспективные направления его дальнейшего развития.

Ю.Г. Шукурян были получены новые теоретические результаты в области математических моделей распределенных и параллельных вычислений. Благодаря его активному участию была создана компьютерная сеть НАН РА, разработаны и усовершенствованы системы программного обеспечения сети, включающей более чем 30 институтов НАН РА.

Академия наук Армении, достойно оценив научную и научно-организационную деятельность Юрия Гайковича Шукуряна, в 1990 г. избрала его членом-корреспондентом, а в 1996 г. – действительным членом (академиком) НАН РА.

Значителен вклад Ю.Г. Шукуряна в деле дальнейшего развития информационной компьютерной научно-образовательной сети и ее включения в европейские академические структуры. При его активном участии были созданы высокопроизводительный вычислительный комплекс “Армкластер”, “Национальная Грид инфраструктура” и начаты работы по созданию Национального суперкомпьютерного центра Армении. Задачей центра является содействие развитию вычислительных наук и их использованию для социальных задач и нужд экономики Армении.

Усилиями Ю.Г. Шукуряна были сохранены и получили новое развитие международные связи НАН РА в области информатики и смежных с ней наук. По его инициативе и под его руководством раз в два года систематически организовываются международные конференции CSIT - “Компьютерные науки и информационные технологии”. В этом году была проведена 10-я Международная конференция, в которой, кроме ученых Армении, приняли участие более чем 50 зарубежных известных ученых. Широкую известность приобрели его работы в области математической теории автоматов и ее практических применений.

Ю.Г. Шукуряну присуще чувство предвидения новых перспективных направлений развития компьютерных технологий. Эта способность и широкий диапазон его научных направлений и интересов дают ему возможность сохранять развитие исследований в области вычислительной техники и информатики в Армении на уровне, соответствующем международным стандартам.

Значителен его вклад в деле подготовки молодых специалистов. Под его руководством более 20 молодых ученых защитили диссертации. В течение десятилетий он растил кадры, будучи председателем специализированного научного совета. Ю.Г. Шукурян на протяжении почти сорока лет передает свои знания студентам Ереванского государственного университета.

Многолетняя научная и научно-организационная деятельность Ю.Г. Шукуряна высоко оценена руководством Республики Армения. Он награжден орденами Святого Месропа Маштоца и Знаком Почета. Ему присвоено звание Заслуженного деятеля науки Республики Армения.

Ю.Г. Шукурян искусно сочетает требовательность к себе и к своим коллегам с чутким и внимательным отношением к ним. Благодаря этим способностям и непосредственным доверительным отношениям в руководимом им научном коллективе создана сплоченная и плодотворная атмосфера, способствующая новым научным достижениям.

Академик Ю.Г. Шукурян достойным образом оказывает благотворное влияние на окружающих в академической и профессиональной среде. Он от природы наделен чувством понимания и любви к искусству, проявляя особую склонность к живописи.

Редакционная коллегия журнала желает юбиляру крепкого здоровья и благополучия, долгой и плодотворной деятельности на благо развития отечественной науки.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Ա.Ա., ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Վ.Գ.

ԱԼՅՈՒՄԻՆԱՅԻՆ ՀԱԿԱՇՓԱԿԱՆ ՓՈՇԵՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐՈՒՄ ՇՓՄԱՆ ԵՎ ՄԱՇՄԱՆ ԺԱՄԱՆԱԿ ԵՐԿՐՈՐԴԱՅԻՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԻ ԱՌԱՋԱՑՄԱՆ ՄԵԽԱՆԻԶՄԸ..... 397

ԱԲՈՅԱՆ Ա. Հ.

ՌԵՆՏԱԿԵՆՅԱՆ ՄՈՒԱՐԻ ՊԱՏԿԵՐՆԵՐԻ ՊԱՐԲԵՐՈՒԹՅԱՆ ԿԱԽՈՒՄԸ ԱԼԻՔԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅՈՒՆԻՑ..... 405

ԿԱՐԱՊԵՏՅԱՆ Հ.Ա.

ՊՂՆՁԻ ՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ ԼԵԳԻՐՈՂ ՏԱՐԻԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆԸ..... 412

ՄԱՍՈՒՆՅԱՆ Մ.Է.

ԽԱՐԱՄՆԵՐԻ ՕՊՏԻՄԱԼ ՀԱՐԱԲԵՐՈՒԹՅԱՆ ԸՆՏՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ՄԵԽԱՆԱԿՏԻՎԱՑՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՈՒՄ 419

ՄԱՐԳՍՅԱՆ Գ.Հ., ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Ծ.Ս., ԹՈՐՈՍՅԱՆ Լ.ՅՈՒ.

ՀԵՌԱՀԱՂՈՐԴԱԿՅԱԿԱՆ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԱՊԱՐԱՏԱԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ՄԱՐՔԵՐԻ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ԲԵՌՆՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐԵԼԱՎՄԱՆ ՀԱՄԱՐ 429

ԳԱԲՐԻԵԼՅԱՆ Վ.Վ., ՀԱԿՈԲՅԱՆ Վ.Հ.

ՄԱՐՏԿՈՑԻՑ ՄԵՎՈՂ ՃԱՌԱԳԱՅԹՄԱՆ ՄԱԿԱՐԴԱԿԻ ՉԱՓԻՉ ՄԱՐՔ՝ ՄԻԿՐՈԿՈՆՏՐՈԼԵՐԱՅԻՆ ՇՂԹԱՅԻ ՀԻՄՔՈՎ..... 436

ՄԵԼԻՔՅԱՆ Վ.Շ., ԽՈՒՂԱՎԵՐԴՅԱՆ Ս.Խ., ԳԱԼՍՏՅԱՆ Վ.Ա., ՄԵԼԻՔՅԱՆ Ն.Վ.,

ԱԼԵՔՍԱՆՅԱՆ Ա.Լ., ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Ա.Ն.

ԼԱՅՆ ՀԱՃԱԽԱԿԱՆԱՅԻՆ ԲԱՅՎԱԾՔՈՎ, ԹՎԱՅԻՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՄԲ ՏԱԿՏԱՅԻՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԳԵՆԵՐԱՏՈՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ 442

ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Օ.Հ., ԱՎԴԱԼՅԱՆ Ն.Բ.

ՏՐԱՄԱԲԱՆԱԿԱՆ ԿՄՕԿ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ՑՐՄԱՆ ՀՁՈՐՈՒԹՅԱՆ ՆՎԱԶԱՐԿՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՐԱՅՎԱԾ ՄԵԹՈԴԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ 454

ԱԶՈՅԱՆ Մ.Ս., ԱՌՈՒՍՏԱՍՅԱՆ Վ.Ե., ԱՅՎԱԶՅԱՆ Մ.Ց.

ՏՐԱՆՁԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԻԿ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅԱՆ ԲԱԺԱՆԻՉԻ ԿՈՒԵԿՏՈՐԱՅԻՆ ՇՂԹԱՅԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ..... 464

ԱՐՁՈՒՄԱՆՅԱՆ Հ. Գ.

ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ԵՎ ԹՎԱՅԻՆ ՏՎԻՉՆԵՐԻ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ARM ՊՐՈՑԵՍՈՐԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԵՎ ՀԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆԸ ԱՆՄԻՋԱԿԱՆ ԴԻՄԵԼՈՒ ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅԱՄԲ 471

ԾԱՏՈՒՐՅԱՆ Ս.Հ.

ՇՐՋԱԿԱ ՄԻՋԱՎԱՅՐԻ ՎԻՃԱԿԻ ՄՇՏԱԴԻՏԱՐԿՄԱՆ ՀԱՄԱՐ ՆԱԽԱՏԵՍՎԱԾ ԴՅՈՒՐԱԿԻՐ ՖՈՏՈՍՊԵԿՏՐՈՍԿՈՊԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՆՈՐ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ՄՈՏԵՑՈՒՄ..... 480

ԿԱՄԱՐՋՅԱՆ Հ.Գ.

32/28ՆՄ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՈՒՄ ԳՐՊԱՆԻԿԻ ՄՈՏԻԿՈՒԹՅԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ..... 491

ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ս.Հ.

ՄԻԼՎԵՍՏՐԻ ՏԻՊԻ $A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t)$ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ԱՆԸՆԴՀԱՏ ՀԱՎԱՍՏԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԼՈՒԾՄԱՆ ԴԵԿՈՄՊՈԶԻՑԻՈՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐ..... 497

ՅՈՒ. Հ. ՇՈՒՔՈՒՐՅԱՆԻ ԾՆՆՆՅԱՆ 75-ԱՄՅԱԿԻ ԱՌԹՎ..... 511

СОДЕРЖАНИЕ

АГБАЛЯН С.Г., ПЕТРОСЯН А.А., ВАРДАНЯН В.Г. МЕХАНИЗМ ОБРАЗОВАНИЯ ВТОРИЧНОЙ СТРУКТУРЫ В АЛЮМИНИЕВЫХ АНТИФРИКЦИОННЫХ СПЛАВАХ ПРИ ТРЕНИИ И ИЗНОСЕ	397
АБОЯН А.О. ЗАВИСИМОСТЬ ПЕРИОДА РЕНТГЕНОВСКИХ МУАРОВЫХ КАРТИН ОТ ДЛИНЫ ВОЛНЫ	405
КАРАПЕТАН Г.А. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЛЕГИРУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ МЕДНЫХ СПЛАВОВ	412
САСУНЦЯН М.Э. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО СООТНОШЕНИЯ ШЛАКОВ В ПРОЦЕССЕ МЕХАНОАКТИВАЦИИ.....	419
САРГСЯН Г.О., ОГАННИСЯН Ц.С., ТОРОСЯН Л.Ю. ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ УСТРОЙСТВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ПРОБЛЕМ НАГРУЗКИ	429
ГАБРИЕЛЯН В.В., АКОПЯН В.О. ДОЗИМЕТР НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОЙ СХЕМЫ, РАБОТАЮЩИЙ НА БАТАРЕЙКЕ	436
МЕЛИКЯН В.Ш., ХУДАВЕРДЯН С.Х., ГАЛСТЯН В.А., МЕЛИКЯН Н.В., АЛЕКСАНИЯН А.Л., ХАЧАТРЯН А.Н. МЕТОД РАЗРАБОТКИ ШИРОКОЧАСТОТНОГО ГЕНЕРАТОРА ТАКТОВОГО СИГНАЛА С ЦИФРОВЫМ КОНТРОЛЕМ.....	442
ПЕТРОСЯН О.А., АВДАЛЯН Н.Б. РАЗРАБОТКА ОБОБЩЕННОГО МЕТОДА МИНИМИЗАЦИИ РАСSEИВАЕМОЙ МОЩНОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МЕТАЛЛ– ОКСИД-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ	454
АЗОЯН М.С., АРУСТАМЯН В.Е., АЙВАЗЯН М.Ц. ИССЛЕДОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ КОЛЛЕКТОРНОЙ ЦЕПИ ТРАНЗИСТОРНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	464
АРЗУМАНЯН А.Г. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ ДАТЧИКОВ С ПОМОЩЬЮ ARM ПРОЦЕССОРА И С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ПРЯМОГО ДОСТУПА К ПАМЯТИ.....	471
ЦАТУРЯН С.У. НОВЫЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К РАЗРАБОТКЕ ПОРТАТИВНОГО СПЕКТРОФОТОМЕТРА ДЛЯ МОНИТОРИНГА ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ	480
КАСАРДЖЯН О.Г. МЕТОД СНИЖЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА БЛИЗОСТИ КАРМАНА В 32/28 НМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ ПРОЦЕССЕ	491
СИМОНЯН С.О. ДЕКОМПОЗИЦИОННЫЕ МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МАТРИЧНЫХ НЕПРЕРЫВНЫХ УРАВНЕНИЙ ТИПА СИЛЬВЕСТРА $A(t)X(t)+X(t)B(t)=C(t)$	497
К 75-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ Ю. Г. ШУКУРЯН	511

CONTENTS

AGHBALYAN S.G., PETROSYAN A.A., VARDANYAN V.G. THE FORMATION MECHANISM OF THE SECONDARY STRUCTURE IN ALUMINIUM ANTIFRICTION ALLOYS AT FRICTION AND WEAR	397
ABOYAN A.H. DEPENDENCE OF THE X- RAY MOIRE PATTERN PERIODS ON THE WAVE LENGTH	405
KARAPETYAN H.A. INVESTIGATING THE IMPACT OF ALLOYING ELEMENTS ON THE ELECTRICAL CONDUCTIVITY OF COPPER ALLOYS.....	412
SASUNTSYAN M.E. SELECTING THE OPTIMAL CORRELATION OF SLAGS IN THE PROCESS OF MECHANOACTION.....	419
SARGSYAN G.H., HOVHANNISYAN TS.S., TOROSYAN L.Y. APPLYING HARDWARE-SOFTWARE DEVICES IN TELECOMMUNICATION NETWORKS TO IMPROVE THE LOAD PROBLEMS.....	429
GABRIELYAN V.V., HAKOBYAN V.H. A BATTERY - OPERATED DOSIMETER BASED ON A MICROCONTROLLER CIRCUIT	436
MELIKYAN V.SH., KHUDAVERDYAN S.KH., GALSTYAN V.A., MELIKYAN N.V., ALEKSANYAN A.L., KHACHATRYAN A.N. A METHOD FOR DEVELOPING A DIGITAL CONTROL OSCILLATOR WITH WIDE FREQUENCY BANDWIDTH	442
PETROSYAN O.A., AVDALYAN N.B. DEVELOPING A GENERALIZED METHOD FOR MINIMIZING THE DISSIPATED POWER OF LOGIC CMOS CIRCUITS	454
AZOYAN M.S., ARUSTAMYAN V.E., AYVAZYAN M.C. INVESTIGATING THE STABILITY OF THE COLLECTOR CIRCUIT OF A TRANSISTOR PARAMETRIC FREQUENCY DIVIDER.....	464
ARZUMANYAN H.G. PROCESSING OF SIGNALS OF ANALOG AND DIGITAL SENSORS BY AN ARM PROCESSOR AND WITH A DIRECT MEMORY ACCESS.....	471
TSATURYAN S.H. A NEW TECHNOLOGICAL APPROACH FOR DEVELOPING A PORTABLE PHOTOSPECTROMETER FOR MONITORING THE ENVIRONMENTAL CONDITIONS	480
KASARJYAN H.G. A METHOD FOR DECREASING THE IMPACT OF THE WELL PROXIMITY EFFECT IN THE 32/28 NM TECHNOLOGICAL PROCESS.....	491
SIMONYAN S.H. DECOMPOSITIONAL METHODS FOR SOLVING THE $A(t) \cdot X(t) + X(t) \cdot B(t) = C(t)$ SYLVESTER TYPE ONE-PARAMETRIC MATRIX CONTINUOUS EQUATIONS.....	497
TO THE 75 TH ANNIVERSARY OF YU. H. SHUKURYAN.....	511