

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

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

EDITORIAL BOARD

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

Հրատ. խմբագիր՝

Ժ.Ս. ՍԵՅՐԱՆՅԱՆ

Խմբագիրներ՝

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

© Издательство НПУА

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

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Տ Ե Ղ Ե Կ Ա Գ Ի Ր

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И НАЦИОНАЛЬНОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

2018

2

ՀԱՏՈՐ

TOM 71
VOLUME

ՀՈՒՆՎԱՐ - ՄԱՐՏ
ЯНВАРЬ - МАРТ

Հրատ. Խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

ԺԱՆՆԱ Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Յ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ստորագրված է տպագրության՝ 04.12.2018

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

Շարվածքը՝ համակարգչային:

Տառատեսակը՝ Sylfaen, Times New Roman: 8.4 տպ. մամ.:

Պատվեր՝ 484: Տպաքանակ՝ 200

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

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

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

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ա.Ս. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Ն.Ա. ՕՐԴՅԱՆ, Խ.Վ. ՊՈՂՈՍՅԱՆ

ՀԱԼՈԳԵՆԱՑԻՆ ՄԻՋԱՎԱՅՐՈՒՄ ԱԼՄԱՍՏԱՑԻՆ ՀԱՏԻԿՆԵՐԻ

ՄԵՏԱՂԱՊԱՏՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Բացահայտվել են մետաղապատման գործընթացի հիմնական օրինաչափությունները՝ կախված տեխնոլոգիական պարամետրերից, որոնց օպտիմալացումը կատարվել է փորձի մաթեմատիկական պլանավորման և արդյունքների մշակման մեթոդով: Ցույց է տրվել, որ մետաղապատման ջերմաստիճանի, տևողության և NH_4Cl -ի քանակության մեծացման դեպքում տեղի է ունենում մետաղապատված ալմաստային հատիկի ծածկույթի հաստության և ամրության 1,5...2,0 անգամ մեծացում: Ուսումնասիրվել են ծածկույթի ֆազային կառուցվածքը և նրա փոխազդեցությունը կապակցանյութի հետ: Բացահայտվել է, որ «կապակցանյութ-ծածկույթ» սահմանում տեղի է ունենում մետաղների դիֆուզիա, ապա-հովելով սահմանային ֆազերի միջև ուժեղ կապ, որը հանգեցնում է կապակցանյութի միջոցով ալմաստային հատիկների բռնողականության մեծացման:

Առանցքային բառեր. ալմաստային հատիկ, հալոգենային միջավայր, նյութատեղափոխություն, մետաղապատում, ծածկույթ, կապակցանյութ, գործիք, ամրություն, մաշակայունություն, միկրոկառուցվածք:

Ներածություն. Հայաստանի Հանրապետության ընդերքը հարուստ է տարբեր տեսակի շինարարական քարերով, որոնց արդյունահանումը և մշակումը հիմնականում իրականացվում է ալմաստային գործիքներով: Դրանց ներկայացվող պահանջներն են՝ բարձր արտադրողականությունը, օգտագործման արդյունավետությունը, հուսալիությունը և կայունությունը: Ուստի նշված պահանջները բավարարող նոր գործիքների ստեղծումը խիստ արդիական խնդիր է:

Մառը մամլման և հետագա տոգորման եղանակով պատրաստվող գործիքների՝ ալմաստային հատիկները պահող հատկությունը հիմնականում կախված է շինվածքի մամլման գործընթացում կապակցանյութը կազմող փոշու միջոցով ալմաստային հատիկների շրջասեղմման աստիճանից: Խիտ, փոքր ծակոտկենություն ապահովող մամլումն ապահովում է շրջասեղմման բարձր աստիճան, իսկ այս եղանակով պատրաստված գործիքները ցուցաբերում են բարձր մաշակայունություն: Գործիքում ալմաստային հատիկների ամրացման արդյունավետության բարձրացման համար դրանք նախօրոք պետք է ենթարկվեն մետաղապատման, որը հնարավորություն կտա բարձրացնել ոչ միայն ալմաստի հատիկի ամրությունը, այլ նաև ստեղծել ամուր միջմոլեկուլային կամ քիմիական կապեր ալմաստային հատիկների և կապակցանյութի միջև: Բացի վերը նշվածից,

կապակցանյութին ներկայացվում է նաև մի շատ կարևոր պահանջ. այն պետք է լինի ինքնասրվող, այսինքն՝ պետք է մաշվի անհրաժեշտ ժամանակին և գործիքի աշխատանքային մակերևույթում գտնվող մաշված (բթացած) ալմաստային հատիկներին հնարավորություն տա պոկվելու և հեռանալու գործիքից: Միաժամանակ, կապակցանյութի մաշման ընթացքում նոր հատիկները սկսում են բացվել և մտնել աշխատանքի մեջ: Կապակցանյութի ամրացնող և ինքնասրվող հատկությունների ճիշտ հարաբերակցությամբ էլ պայմանավորված է ալմաստային գործիքի արդյունավետ աշխատանքը: Ալմաստային գործիքի ինքնասրվող հատկությունը պայմանավորված է կապակցանյութի ֆիզիկամեխանիկական հատկություններով և կախված է մշակվող նյութի հատիկայնությունից: Ինքնասրվող հատկությունը բնութագրվում է մաշման աստիճանով. որքան մեծ է կապակցանյութի մաշումը, այդքան ավելի լավ է ընթանում ինքնասրման գործընթացը: Չնայած դրան, պետք է խուսափել ալմաստային հատիկների ինտենսիվ պոկումից, և մաշման աստիճանը պետք է ունենա որոշակի սահման: Քարամշակման ժամանակ ալմաստային գործիքի կապակցանյութի մաշումն այնքան կախված չէ դրա ամրության հատկություններից, որքան կարծրությունից: Այն դեպքում, երբ դիտարկվում են բաղադրությամբ միմյանց մոտ կապակցանյութեր, ապա որպես մաշակայունության առավել օբյեկտիվ գնահատական կարելի է ընդունել կարծրության ցուցանիշը, օրինակ՝ դժվարահալ կապակցանյութերի դեպքում:

Ելնելով վերոհիշյալից, աշխատանքի նպատակն է հետազոտել հալոգենային միջավայրում ալմաստային հատիկների մետաղապատման գործընթացը, բացահայտել հիմնական օրինաչափություններն ու առանձնահատկությունները և ընտրել օպտիմալ ռեժիմներ:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը. Ներկայումս գոյություն ունեն ալմաստային հատիկներով կոմպոզիտային նյութերի ստացման բազմաթիվ տեխնոլոգիաներ, որոնց հիմնական թերությունը կոմպոզիտում ալմաստային հատիկների ոչ արդյունավետ օգտագործումն է: Ալմաստը, լինելով չեզոք նյութ, ալմաստամետաղական կոմպոզիտների կապակցանյութերում պահվում է միայն մեխանիկական կապի միջոցով, մինչդեռ ալմաստային հատիկի հուսալի պահման և արդյունավետ օգտագործման համար դա բավարար չէ: Այս երևույթը նվազեցնելու կամ բացառելու նպատակով ալմաստային հատիկները նախօրոք պետք է ենթարկվեն մետաղապատման, որը հնարավորություն կտա բարձրացնել ոչ միայն ալմաստի հատիկի ամրությունը, այլ նաև ստեղծել ամուր կապ ալմաստային հատիկների և կապակցանյութի միջև:

Մետաղական կապակցանյութերով ալմաստային գործիքների պատրաստման գոյություն ունեցող մեթոդներն են՝ գալվանական, պլազմային, փոշեցրման, ձուլման և փոշեմետալուրգիական եղանակները: Փոշեմետալուրգիայի մեթոդը, ի

տարբերություն մյուս մեթոդների, հնարավորություն է տալիս կիրառել այնպիսի կոմպոզիտներ, որոնք միմյանց հետ չեն ձուլվում, օրինակ՝ վոլֆրամի կարբիդը և պղինձը: Մեթոդը ներառում է մետաղական փոշիների և ալմաստի խառնումը, դրանց համատեղ մամլումը և հետագա եռակալումը: Խառնումը հնարավորություն է տալիս կտրող գործիքի աշխատանքային շերտի ամբողջ ծավալում տեղաբաշխել ալմաստային հատիկները, մամլումը՝ ստանալ գործիքի անհրաժեշտ ձևը, իսկ եռակալումը՝ հեղուկ ֆազային եռակալման միջոցով գործիքին տալ անհրաժեշտ ամրություն: Կապակցանյութերն ամրացնում և պահում են ալմաստային հատիկները մշակող գործիքի աշխատանքային շերտում, ընդ որում, ալմաստային գործիքի աշխատունակությունը հիմնականում կախված է կապակցանյութի հատկություններից, որոնք ընտրվում են՝ կախված մշակվող նյութի հատկություններից, գործիքի տիպից և աշխատանքային ռեժիմներից:

Ալմաստի հատիկների մետաղապատումն ապահովում է մի շարք դրական հատկություններ. այն բարձրացնում է ալմաստահատիկի ամրությունը, նպաստում ջերմության արագ հեռացմանը «մշակող ալմաստային գործիք - մշակվող նյութ» գոտուց, մեծացնում կապակցանյութում ալմաստային հատիկի կառչման ուժը, փոքրացնում ալմաստային հատիկի գրաֆիտացման գործընթացը և այլն: Ծածկութապատող մետաղը լցվում է ալմաստային հատիկում գոյություն ունեցող միկրոճաքերի մեջ և մեծացնում ալմաստային հատիկի ամրությունը [1-3]: Կախված ալմաստային հատիկների մակնիշից և հատիկայնությունից, մետաղապատումից հետո դրանց ամրությունը կարող է մեծանալ 1,5...2,0 անգամ: Դա պայմանավորված է նրանով, որ ալմաստային հատիկում գոյություն ունեցող արատների լցվելուց ու ամրացվելուց հետո ալմաստային հատիկի վրա մետաղի շերտի հետագա ավելացումը նպաստում է ամրության հատկությունների մեծացմանը:

Հետազոտության արդյունքները. Նյութափոխանակության ռեակցիաների մեխանիզմի և կինետիկայի վերլուծությունը, ինչպես նաև աշխատանք [2]-ում բերված ջերմաձանրաչափական հետազոտման արդյունքները ցույց են տալիս, որ մետաղապատման վրա ազդող հիմնական մեծություններն են՝ ջերմաստիճանը (T , $^{\circ}\text{C}$), պահման տևողությունը (τ , րոպե) և NH_4Cl -ի պարունակությունը (C , %): Կատարվել է փորձի մաթեմատիկական մոդելավորում [4, 5], որտեղ որպես էլքային պարամետր վերցվել է մետաղապատված ալմաստի ջարդման ամրությունը՝ σ_p :

Նախնական փորձերի հիման վրա ընտրվել է մաթեմատիկական մոդել՝

$$\sigma_p = K \left(\frac{T}{10} \right)^{b_1} \cdot \tau^{b_2} \cdot C^{b_3}, \quad (1)$$

որտեղ K -ն, b_1 -ը, b_2 -ը և b_3 -ը անհայտ գործակիցներ են, որոնք պետք է որոշվեն:

(1) հավասարումը լոգարիթմելով՝ ստանում ենք.

$$\ln \sigma_p = \ln K + b_1 \ln \left(\frac{T}{10} \right) + b_2 \ln \tau + b_3 \ln C, \quad (2)$$

$$\bar{y} = b_0 + b_1 x_2 + b_3 x_3, \quad (3)$$

որտեղ x_1 -ը, x_2 -ը և x_3 -ը համապատասխանաբար T -ի, τ -ի և C -ի լոգարիթմներն են:

(1) հավասարումը լուծելու համար կիրառվել է 2^3 տիպի փորձերի կատարման իրական գործընթաց: Աղ. 1 և 2-ում բերված են գործոնների մակարդակները, փոփոխման տիրույթները և դրանց կոդային մեծությունները, իսկ աղ. 3 և 4-ում՝ պլանավորման մատրիցը և փորձերի արդյունքները:

Աղյուսակ 1

Գործոնների մակարդակները և փոփոխման տիրույթները

Գործոններ	Գործոնների մակարդակները			Փոփոխման տիրույթները	Չափողականությունը
	-1	0	+1		
x_1	600	700	800	100	°C
x_2	15	30	45	15	րոպե
x_3	2	4	6	2	%

Աղյուսակ 2

Գործոնների մակարդակները և նրանց կոդային մեծությունները

Գործոնները	Մետաղապատման ջերմաստիճանը		Ժամանակամիջոցը		NH ₄ Cl-ի պարունակությունը	
	T, °C	$\ln \frac{T}{10} (x_1)$	τ , րոպե	$\ln \tau (x_2)$	C, %	$\ln C (x_3)$
վերին (+)	800	4,382	45	3,806	6	1,791
ստորին(-)	600	4,094	15	2,708	2	0,693
միջին (0)	700	4,248	30	3,401	4	1,386

Խնդիրը լուծելուց հետո որոշվել են (1) բանաձևի անհայտ պարամետրերը՝

$$\sigma = e^{b_0} \cdot x_1^{b_1} \cdot x_2^{b_2} \cdot x_3^{b_3},$$

$$\sigma_p = e^{2,574} \cdot \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258} \cdot \tau^{0,042} \cdot C^{0,107},$$

$$\sigma_p = 13,118 \cdot \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258} \cdot \tau^{0,042} \cdot C^{0,107}; \quad (4)$$

Գործոնների միջակայքի յուրաքանչյուր կետում, երկու փորձերի արդյունքների հիման վրա, արդյունքների ցրման զծայնությունը որոշվել է հետևյալ բանաձևով՝

$$S_y^2 = \sum_{i=1}^r (y_i - \bar{y}_{\text{միջ}})^2 / r - 1, \quad (5)$$

որտեղ y_i և $\bar{y}_{\text{միջ}}$ -ը մետաղապատված ալմաստային հատիկի՝ ջարդման ժամանակ յուրաքանչյուր փորձի դեպքում ամրությունը և միջին արժեքներն են, իսկ r -ը՝ կրկնված փորձերի թիվը:

S_y^2 -ն բոլոր տարբերակների ($n=9$) միջին թվաբանական արժեքն է, այսինքն՝ բոլոր ցրումների միջին արժեքը (ջարդման ամրությունը):

$$S_y^2 = \sum_{j=1}^n S_r^2 / n(r - 1) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^r (y_{ij} - \bar{y}_{\text{միջ}})^2 / n(r - 1) : \quad (6)$$

Աղյուսակ 3

Փորձերի պլանավորման մատրիցը և արդյունքները

Փորձերի թիվը մատրիցում	Փորձերի կատարման պատահական հերթականությունը	x1		x2		x3		y	
		կող	T, °C ($\ln \frac{T}{10}$)	կող	τ , րոպե ($\ln \tau$)	կող	NH ₄ Cl, %	կրկն- վող փոր- ձեր	միջին արժեք
1	1 16	-	60 (4,094)	-	15 (2,708)	-	2 (0,693)	42,9 47,7	45,3
2	2 15	+	80 (4,382)	-	15 (2,708)	-	2 (0,693)	45,7 51,3	48,5
3	3 14	-	60 (4,094)	+	45 (3,806)	-	2 (0,693)	45,0 49,6	47,3
4	4 13	+	80 (4,382)	+	45 (3,806)	-	2 (0,693)	47,1 52,5	49,8
5	5 12	-	60 (4,094)	-	15 (2,708)	+	6 (1,791)	47,7 52,5	50,1
6	6 11	+	80 (4,382)	-	15 (2,708)	+	6 (1,791)	51,7 56,7	54,2
7	7 10	-	60 (4,094)	+	45 (3,806)	+	6 (1,791)	48,7 54,7	51,7
8	8 9	+	80 (4,382)	+	45 (3,806)	+	6 (1,791)	53,5 59,3	56,4
9	-	0	70 (4,248)	0	30 (3,401)	0	4 (1,386)	59,7 65,1	62,4

Փորձերի արդյունքները, որոնք հնարավորություն են տալիս որոշելու անհայտ պարամետրերը, բերված են աղ. 4-ում, որից երևում է, որ՝ $\sum_{j=1}^n S r^2 = 125,78$: Այդ դեպքում $S_y^2 = \frac{125,78}{9} = 13,975$:

Փորձերի հավասար քանակությամբ ($r = 2$) կրկնությունների դեպքում ցրումների նույնականությունը գնահատվել է հետևյալ բանաձևով՝

$$S_{Ag}^2 = \frac{r}{n-m} \sum_{j=1}^n (\bar{y}_{\text{միջ}} - \bar{y}_{\text{սեռ}})^2, \quad (7)$$

որտեղ m -ը բազմանդամի մոտարկելիության անդամների թիվն է (հաշված ազատ անդամը):

Աղյուսակ 4

Մոդելի անհայտ պարամետրերի որոշումը

Փորձի համարը	Y ₁	Y ₂	y _{միջ}	Sr ²	Y _{սեռ}	(y _{միջ} – y _{սեռ}) ²
1	42,9	47,7	45,3	11,52	45,6	0,09
2	45,7	51,3	48,5	15,68	49,1	0,36
3	45,0	49,6	47,3	10,58	47,7	0,16
4	47,1	52,6	49,8	14,58	49,7	0,01
5	47,7	52,5	50,1	11,52	51,3	1,44
6	51,7	56,7	54,2	12,50	55,2	1,00
7	48,7	54,7	51,7	18,10	53,7	4,00
8	53,5	59,3	56,4	16,82	57,9	2,25
9	59,7	65,1	62,4	14,58	52,6	6,04

Մեր դեպքում (աղ. 4)՝

$$\sum_{j=1}^n (\bar{y}_{\text{միջ}} - \bar{y}_{\text{սեռ}})^2 = 105,35,$$

$$S_{Ag}^2 = \frac{2}{9-4} \cdot 105,35 = 42,14:$$

Քանի որ $S_{Ag}^2 \geq S_y^2$ ($42,14 > 13,975$), ապա մոդելի նույնականությունը ստուգվել է F- Ֆիշերի չափանիշով, որը թույլ է տալիս ստուգել հիպոթեզի ճշմարտությունը երկու ցրումների միջև:

$$F = \frac{S_A^2}{S_y^2} = \frac{42,14}{13,975} = 3,105 : \quad (8)$$

$f_{Ag}=n-m=9-4=5$ և $f_E=n(r-1)=9 \cdot 1=9$ արժեքների դեպքում ճշտության մակարդակը՝ ըստ աղյուսակի, հավասար է 0,05, ազատության աստիճանը՝ $F_{kp}=3,43$: Քանի որ

$F_{kp} > F(3,43; 3,015)$, ապա (4) հավասարումը համապատասխանում է խնդրի դրվածքին:

Օպտիմալացման խնդրի փորձնական պարամետրերը (աղ. 3) լավ համընկնում են հաշվարկային արդյունքներին և բերված են աղ. 5, 6 և 7-ում, ինչպես նաև նկ. 1-ում:

Ուսումնասիրվել է ալմաստի մակերևույթին մետաղե ծածկույթի ձևավորման կինետիկան: Շերտի Δh հաստությունը որոշվել է ռենգենագրային եղանակով, որը բերված է [6] աշխատանքում: Նկարահանումը կատարվել է ավտոմատ ռեժիմով DPOH-3,0 սարքի միջոցով $\text{CuK}\alpha$ ֆիլտրացնող ճառագայթներով: Շերտի հաստության չափման ճշտությունը տատանվում է $\pm 10\%$:

Աղյուսակ 5

AC15 մակնիշի ալմաստի ամրության կախվածությունը մետաղապատման ջերմաստիճանից

Փորձի համարը	Մետաղապատման տևողությունը, τ , րոպե	NH_4Cl -ի պարունակությունը, %	$\sigma_p = f(T)$	Մետաղապատման ջերմաստիճանը, T , $^{\circ}\text{C}$				
				600	650	700	750	800
1	15	2	$\sigma_p = 15,8297 \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258}$	45,50	46,47	47,37	48,20	49,00
2	45	2	$\sigma_p = 16,577 \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258}$	47,67	48,66	49,60	50,49	51,28
3	15	6	$\sigma_p = 17,804 \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258}$	51,20	52,26	53,27	54,23	55,14
4	45	6	$\sigma_p = 18,645 \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258}$	53,61	54,73	55,79	56,79	57,75
5	30	4	$\sigma_p = 17,552 \left(\frac{T}{10} \right)^{0,258}$	50,47	51,53	52,52	53,47	54,36

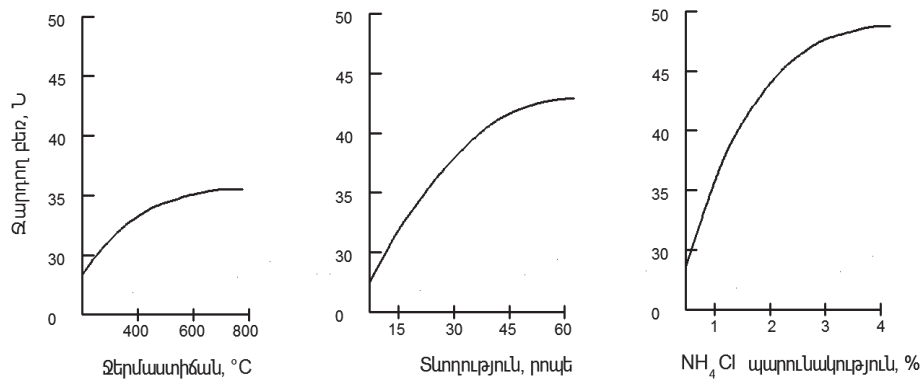
Ծանոթություն. AC15 մակնիշի ալմաստի նախնական ամրությունը (25...30)Ն է:

AC15 մակնիշի ալմաստի ամրության կախվածությունը մետաղապատման տևողությունից

Փորձի համարը	Մետաղապատման ջերմաստիճանը, T, °C	NH ₄ Cl-ի պարունակությունը, %	$\sigma_p = f(\tau)$	Մետաղապատման տևողությունը, τ , րոպե				
				15,0	22,5	30,0	37,5	45,0
1	600	2	$\sigma_p = 40,629 \cdot \tau^{0,042}$	45,52	46,30	46,86	47,30	47,67
2	800	2	$\sigma_p = 43,759 \cdot \tau^{0,042}$	49,03	49,87	50,48	50,95	51,34
3	600	6	$\sigma_p = 45,697 \cdot \tau^{0,042}$	51,20	52,08	52,71	53,21	53,62
4	800	6	$\sigma_p = 49,218 \cdot \tau^{0,042}$	55,14	56,09	56,77	57,31	57,75
5	700	4	$\sigma_p = 45,532 \cdot \tau^{0,042}$	51,02	51,90	52,52	53,01	53,42

AC15 մակնիշի ալմաստի ամրության կախվածությունը NH₄Cl-ի
պարունակությունից

Փորձի համարը	Մետաղապատման ջերմաստիճանը, T, °C	Մետաղապատման տևողությունը, τ , րոպե	$\sigma_p = f(C)$	NH ₄ Cl-ի պարունակությունը, %				
				2	3	4	5	6
1	600	15	$\sigma_p = 42,269 \cdot C^{0,107}$	45,52	47,54	49,02	50,21	50,21
2	800	15	$\sigma_p = 45,526 \cdot C^{0,107}$	49,03	51,20	52,80	54,80	55,14
3	600	45	$\sigma_p = 44,265 \cdot C^{0,107}$	47,67	49,78	51,34	52,58	53,62
4	800	45	$\sigma_p = 47,675 \cdot C^{0,107}$	51,34	53,62	55,29	56,63	57,75
5	700	30	$\sigma_p = 45,283 \cdot C^{0,107}$	48,77	50,93	52,52	53,79	54,85



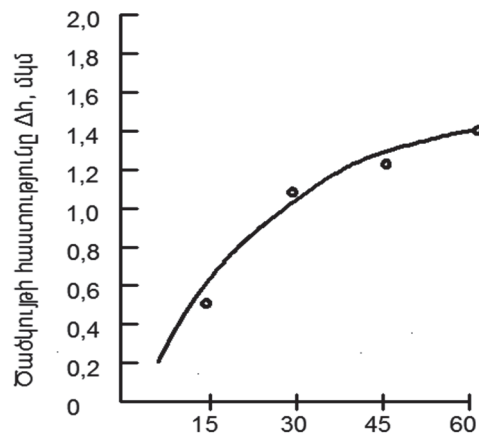
Նկ. 1. AC15 մակնիշի տիտանով մետաղապատված ալմաստի ամրության կախվածությունը ջերմաստիճանից, տոկոսությունից և NH₄C-ի պարունակությունից

Ռեննգենագրային վերլուծության արդյունքները համադրվել են ներքոհիշյալ բանաձևով [7] ստացված տվյալների հետ՝

$$\Delta h = \frac{1}{6} \left(\frac{P_{\text{ընդ}} \gamma_a}{P_a \gamma_{\text{ընդ}}} - 1 \right) \cdot \sqrt[3]{\frac{Pa}{n \cdot K \cdot \gamma_a}} \cdot 10^4 \text{ մկմ}, \quad (9)$$

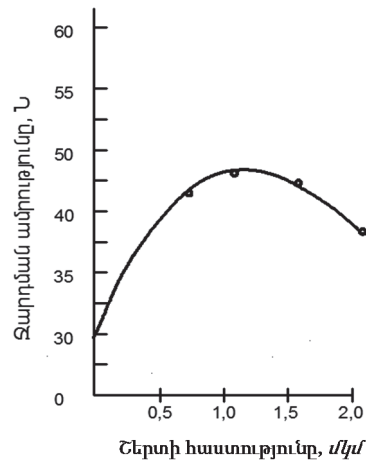
որտեղ $P_{\text{ընդ}}$ -ը մետաղապատված ալմաստի զանգվածն է, qP ; γ_a -ն՝ ալմաստի խտությունը, $qP/\text{սմ}^3$; P_a -ն՝ ալմաստի զանգվածը, qP ; $\gamma_{\text{ընդ}}$ -ը՝ մետաղապատված ալմաստի խտությունը, $qP/\text{սմ}^3$; n -ը՝ մեկ կարատում եղած ալմաստային հատիկների թիվը, $h_{\text{ատ}}$; K -ն՝ ալմաստի հատիկներով ծավալի զբաղվածության գործակիցը և կախված է հատիկի ձևից՝ $K=0,2$ [8]: Մեկ կարատում գտնվող տարբեր մակնիշի և հատիկայնությամբ ալմաստային հատիկների թիվը, որն օգտագործվել է հաշվարկների ժամանակ, բերված է [9] աշխատանքում: Մետաղապատված ալմաստի խտությունը որոշվել է հիդրոստատիկ կշռման միջոցով [10]:

Ալմաստի մակերևույթին ծածկույթի աճի կինետիկան ցույց է տրված նկ. 2-ում: Ինչպես և սպասվում էր, մետաղապատման տևողության մեծացումով մեծանում է շերտի հաստությունը: Կախված շերտի հաստությունից՝ փոխվում է նաև ալմաստի ամրությունը: Ինչպես երևում է նկ. 3-ից, ամենամեծ ամրությունը ստացվում է $\Delta h \approx 1,0 \text{ մկմ}$ հաստության դեպքում, որից հետո այն սկսում է նվազել: Δh -ի արժեքը խիստ կարևոր մեծություն է: Հետևապես, նրանով է պայմանավորված կապակցանյութի միջոցով ալմաստի հատիկի բռնողունակությունը, այսինքն՝ կցորդման ամրությունը, ինչպես նաև ջերմակայունությունը: Այս երկու հատկությունները, ինչպես նաև ջարդման նկատմամբ մետաղապատված ալմաստի ամրությունը (σ_p) համալիր ձևով բնութագրում են ալմաստային գործիքի աշխատունակությունը:



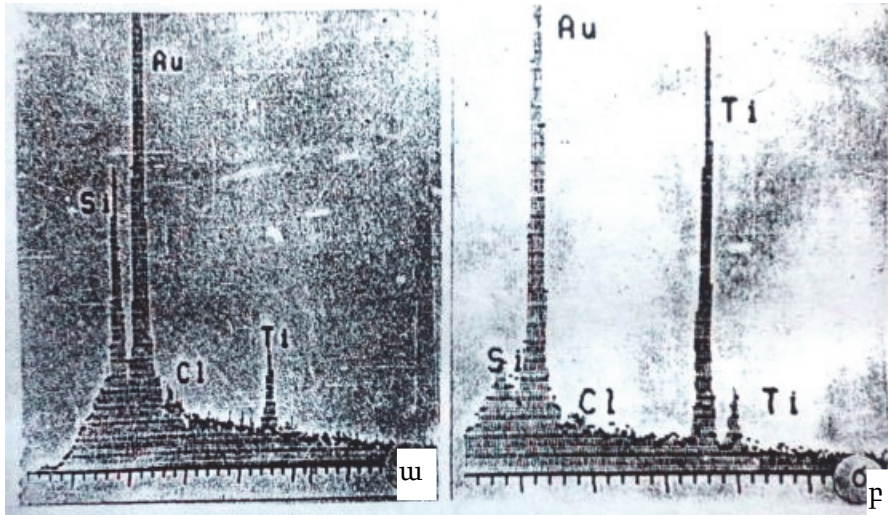
Մետաղապատման տևողությունը, րոպե

Նկ. 2. Տիտանով մետաղապատված շերտի հաստության կախվածությունը մետաղապատման տևողությունից



Նկ. 3. Ծածկույթի շերտի հաստության ազդեցությունը Ti-ով մետաղապատված ալմաստի ամրության վրա

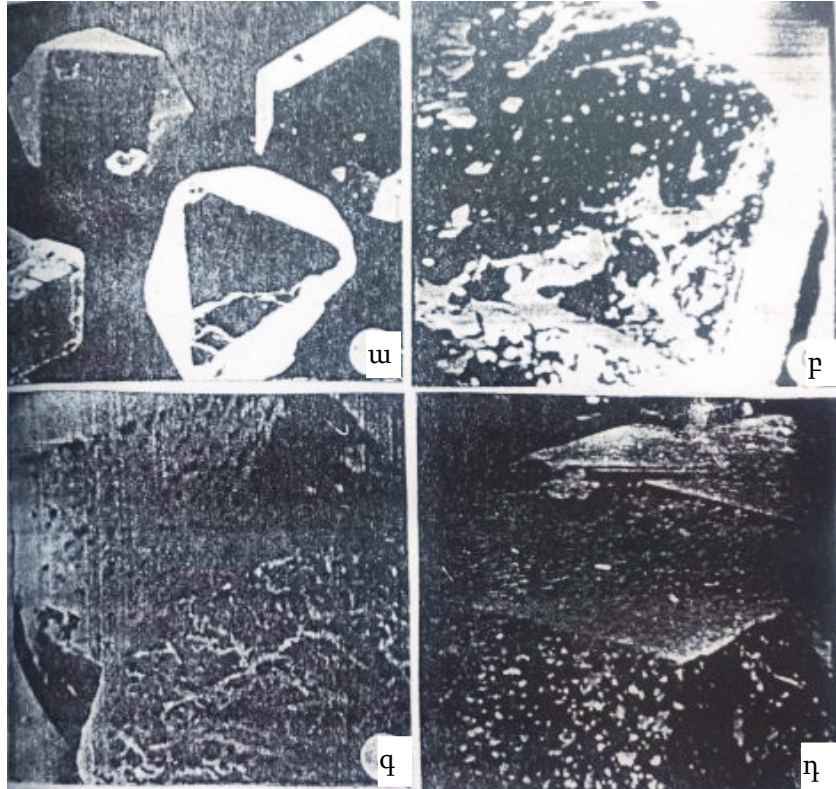
Մետաղապատված շերտի ձևավորման կինետիկան կարելի է ներկայացնել դիագրամի տեսքով (նկ. 4), որն արվել է տեսածրոդ էլեկտրոնային մանրադիտակով (KEMCKAH-ՎԾԵ միկրովերձանիչով): Ինչպես երևում է դիագրամից, մետաղապատման տևողության մեծացումով մեծանում է շերտի հաստությունը:



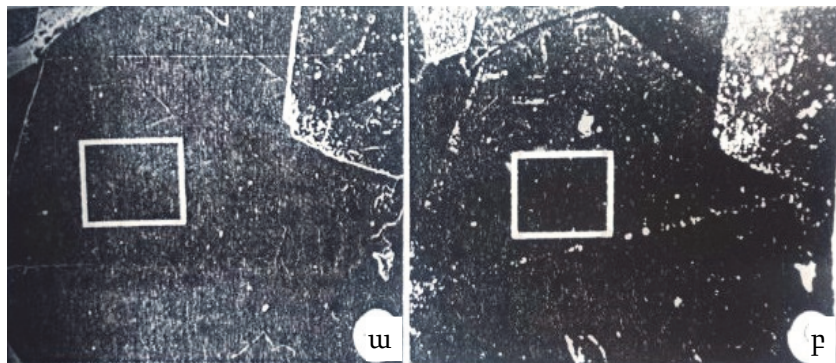
Նկ. 4. AC15 մակնիշի ալմաստի 400/315 մկմ չափով հատիկների տիտանով մետաղապատված շերտի ձևավորման կախվածությունը մետաղապատման տևողությունից՝
 $ա - \tau = 30$ րոպե, $բ - \tau = 60$ րոպե

Նկ. 5-ում ցույց է տրված մետաղապատման կառուցվածքային մեխանիզմը: Ինչպես երևում է նկարից, մետաղապատման կենտրոնների առաջացումը և շերտի հետագա ձևավորումը կատարվում են ընտրովի, այսինքն՝ սկսվում է այնպիսի տեղամասերից, որտեղ կան արատներ՝ մեծ էներգայով օժտված տեղամասեր: Մետաղապատման ժամանակ տեղի է ունենում մակերևութային արատների վերացում, ճեղքերի լցում և անհարթությունների վերացում (նկ. 6):

Մետաղապատված շերտի ֆազային բաղադրությունը որոշվել է ռենտգենափայլի եղանակով [11]: Նկարահանումը կատարվել է ավտոմատ ռեժիմով DPOH-3,0 սարքի վրա $CuK\alpha$ ճառագայթմամբ՝ 2θ -ի 25° մինչև 80° միջակայքում: Ֆազերի վերծանումը կատարվել է [12] էտալոնային տեղեկատուին համապատասխան: Արդյունքում՝ պարզվել է, որ ծածկույթն ունի հետևյալ ֆազային կառուցվածքը՝ $[C] - TiC - (\alpha - Ti)$:



Նկ. 5. AC15 մակնիշի ալմաստի 400/315 մկմ չափով հատիկների մակերևույթի միկրոկառուցվածքը՝ ա – մինչև մետաղապատումը (x250), բ – մետաղապատման տեղությունը 15 րոպե (x 750), գ – 30 րոպե (x750), դ – 45 րոպե (x250)



Նկ. 6. AC15 մակնիշի 400/315 մկմ հատիկի չափ ունեցող ալմաստի (ա) և տիտանով (բ) մետաղապատված մակերևույթի միկրոկառուցվածքը (x300)

Եզրակացություն. Փորձի մաթեմատիկական պլանավորման և արդյունքների մշակման մեթոդով ցույց է տրված, որ մետաղապատման ջերմաստիճանի,

տնողության և NH_4Cl -ի քանակության մեծացումով տեղի է ունենում մետաղապատված ալմաստային հատիկի ծածկույթի հաստության և ամրության մեծացում, ընդ որում, մետաղապատված ալմաստի հատիկի ամրությունը 1,5...2,0 անգամ գերազանցում է չմետաղապատվածի ամրությանը: Բացահայտվել է, որ «կապակցանյութ-ծածկույթ» սահմանում տեղի է ունենում մետաղների դիֆուզիա, ապա հովելով սահմանային ֆազերի միջև ուժեղ կապ, որը հանգեցնում է կապակցանյութի միջոցով ալմաստային հատիկների բռնողականության մեծացմանը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ ՑԱՆԿ

1. **Оганян А.П.** Разработка технологии металлизации алмазных порошков термодиффузионным насыщением: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.- Л., 1986.-16 с.
2. **Казарян А.Н.** Технология нанесения металлических покрытий на алмазные порошки методом газотранспортных реакций: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.- Ереван, 1990.-17 с.
3. **Агбалин А.С.** Разработка металлоалмазных композиционных материалов и получение их горячей экструзией: Автореф. дис. ... канд. техн. наук.- Ереван, 2001.- 22 с.
4. **Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В.** Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий.- М.: Наука, 1976.- 276 с.
5. **Новик Ф.С., Арсов Я. Б.** Оптимизация процессов технологии металлов методами планирования экспериментов.- М.: Машиностроение; София: Техника, 1980.- 304 с.
6. **Сюзин Ю.И., Крючкова А.П., Чистяков Е.М.** К вопросу об измерении толщины металлических покрытий на зернах алмаза и кубического нитрида бора // Синтетические алмазы.- 1974.- N 2.- С. 7.-11.
7. **Оситинская Т.Д., Чистяков Е.М., Погорелый Б.В.** Определение толщины покрытия зерен металлизированного кубонита // Синтетические алмазы.- 1971.- N 2.-С.68-70.
8. **Бакуль В.И.** Определение частиц в одном карате алмазного порошка.- Киев: УкрНИИНТИ, 1966.- 10 с.
9. **Бакуль В.Н.** Число зерен в одном карате - одна из важнейших характеристик алмазного порошка // Синтетические алмазы. -1976.- N 4.- С. 22-27.
10. **Кипарисов С.С., Либенсон Г.А.** Порошковая металлургия.- М.: Металлургия, 1970.- 496 с.
11. **Русаков А.А.** Рентгенография металлов.- М.: Атомиздат, 1976.- 480 с.
12. Американская рентгенометрическая картотека – ASTM (США).

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 05.09.2017:

С.Г. АГБАЛЯН, А.С. АГБАЛЯН, Н.А. ОРДЯН, Х.В. ПОГОСЯН
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА МЕТАЛЛИЗАЦИИ АЛМАЗНЫХ ЧАСТИЦ
В ГАЛОГЕНСОДЕРЖАЩИХ СРЕДАХ

Определены основные закономерности процесса металлизации в зависимости от технологических параметров. Проведена их оптимизация с помощью методов математического планирования и обработки результатов. Показано, что с увеличением температуры металлизации, длительности и количества NH_4Cl в 1,5...2,0 раза увеличиваются толщина и долговечность алмазного покрытия. Изучена фазовая структура покрытия и его взаимодействие со связкой. Обнаружено, что в зоне “связка – покрытие” происходит диффузия металлов, обеспечивающая прочную связь между границами фазов, что приводит со стороны связки к увеличению сил держания алмазных частиц.

Ключевые слова: алмазное зерно, галогенная среда, материалоперемещение, металлизация, покрытие, связка, инструмент, прочность, износостойкость, микроструктура.

S.G. AGHBALYAN, A.S. AGHBALYAN, N.A. ODYAN, KH.V. POGHOSSYAN
INVESTIGATING THE PROCESS OF METALLIZATION OF DIAMOND
PARTICLES IN HALOGEN-CONTAINING ENVIRONMENT

The main regularities of the metallization process are determined depending on technological parameters. The optimization is carried out using the method of mathematical planning and the method of processing the results. It is shown that an increase in the metallization temperature, the duration and quantity of NH_4Cl by a factor of 1.5...2.0, the thickness and longevity of the diamond coating increase. The phase structure of the coating and its interaction with the bond are studied. It was found that the diffusion of metals occurs in the “ligament-coating” zone, providing a strong connection between the boundaries of the phases, which leads to an increase in the holding forces of diamond particles by the ligament.

Keywords: diamond grain, halogen environment material displacement, metallization, coating, ligament, tool, durability, wear resistance, microstructure.

Ж.Д. ДАВИДЯН, А.П. МАНУКЯН**РЕГУЛИРУЕМЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ГЛУБОКОГО
ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ВВОДА**

Показана высокая технико-экономическая эффективность регулируемых трансформаторов глубокого высоковольтного ввода в распределительных сетях 0,4 кВ. Внедрение систем глубокого высоковольтного ввода предусматривает создание специальных однофазных высоковольтных маломощных трансформаторов для индивидуальных или групповых потребителей. Разработаны способ и устройство для автоматического фазового быстродействующего регулирования действующего значения напряжения на выходе трансформатора, обеспечивающие высокую точность и быстродействие. Способ основан на автоматическом бесконтактном переключении отпаек трансформаторов в пределах полупериода напряжения сети. Показана целесообразность реализации вышеуказанных способа и устройства фазового регулирования в индивидуальных трансформаторах глубокого высоковольтного ввода.

Ключевые слова: глубокий высоковольтный ввод, действующее напряжение, фазовое регулирование, тиристорный коммутатор.

Введение. Суть глубокого высоковольтного ввода в системе электропитания заключается в следующем. Высокое напряжение 6, 10, 35 или 110 кВ посредством отдельной линии электропередачи (ЛЭП) подводится непосредственно к потребителю и используется этим потребителем на данном напряжении, если напряжение потребителя соответствует подведенному напряжению (обычно 6, 10 кВ). Если напряжение потребителя ниже подведенного, то используется дополнительный понижающий трансформатор на напряжение и мощность данного потребителя. Это соответствует определению глубокого ввода, изложенного в Государственном стандарте [1].

Применение глубокого высоковольтного ввода позволяет:

- резко сократить протяженность электрических сетей низковольтным напряжением, а следовательно, уменьшить потери мощности, энергии, напряжения в этих сетях [2];
- значительно уменьшить потери на потребительском напряжении 380/220 В вследствие исключения низковольтной распределительной сети 380/220 В;
- стабилизировать напряжение на шинах потребителей в большей степени, чем при традиционной схеме электропитания, вследствие исключения протяженных низковольтных линий от трансформатора до потребителя;

- исключить промежуточные распределительные подстанции, так как их функции выполняют распределительные устройства вторичного напряжения глубокого ввода;

- осуществить питание характерных групп электроприемников с нелинейными, резкопеременными, ударными нагрузками отдельными линиями непосредственно от подстанций глубокого ввода, что позволяет значительно уменьшить влияние данных нагрузок на систему электроснабжения и повысить качество электрической энергии [3, 4];

- повысить надежность электроснабжения вследствие децентрализации.

ГОСТом на качество электроэнергии [5] установлены допустимые отклонения медленных изменений напряжения в “точке передачи электрической энергии” на уровне $\pm 10\%$ от номинального или некоторого “согласованного” значения напряжения. Такой широкий допуск отклонений напряжения объективно диктуется принятой схемой электроснабжения и практической реальностью. В реальности напряжение на низковольтных шинах потребителей часто отклоняется в еще большей степени, чем это установлено Стандартом. Такие изменения напряжения, даже в допустимых Стандартом пределах $\pm 10\%$, приводят к большим потерям электроэнергии и снижению технических характеристик потребителей [6].

В известных схемах глубокого высоковольтного ввода стабильность напряжения у потребителя повышается за счет исключения падения напряжения в линиях потребительского напряжения от подстанции до потребителя, однако допустимые Стандартом достаточно большие отклонения напряжения ($\pm 10\%$ и более) в “точке передачи электрической энергии” беспрепятственно проходят по линии высоковольтного ввода непосредственно на вход потребителя.

Целью исследования является обоснование целесообразности глубокого высоковольтного ввода на примере группы бытовых потребителей – жилых домов городской или сельской застройки, а также разработка устройства быстродействующего бесконтактного фазового регулирования и стабилизации выходного напряжения трансформаторов глубокого высоковольтного ввода.

1. Обоснование целесообразности глубокого высоковольтного ввода.

Ниже приводится расчет технико-экономического эффекта глубокого высоковольтного ввода на примере электроснабжения группы бытовых потребителей мощностью 250 кВА. Расчет выполняется методом определения и сравнения потерь энергии в традиционной низковольтной схеме электроснабжения (рис.1) и высоковольтной схеме глубокого ввода (рис.2).

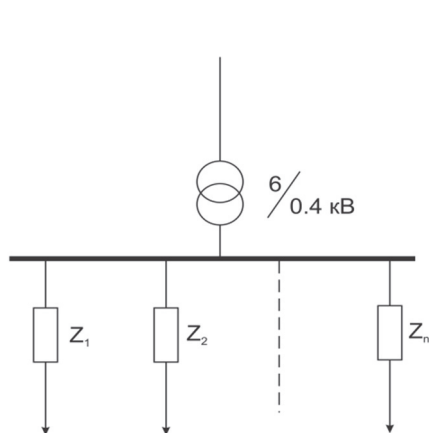


Рис.1. Низковольтная схема электроснабжения

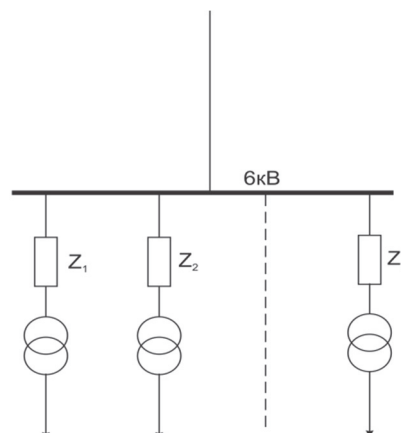


Рис.2. Высоковольтная схема глубокого ввода электроснабжения

В качестве потребителя рассматривается группа жилых домов, соединенных с распределительной подстанцией посредством 10 фидеров по 25 кВА. Каждый фидер питает 10 квартир (домов) с установленной мощностью электропотребителей по 2,5 кВА.

На рис.3 приведены графики нагрузки для наиболее распространенных потребителей электроэнергии [7]: на рис. 3а – суточные графики для зимнего и летнего сезонов, на рис.3б – приведенный годовой график продолжительности нагрузок, построенный на основании суточных графиков нагрузки – зимнего (183 дня) и летнего (182 дня). Данные графиков нагрузки и рассчитанные по ним величины потребляемой мощности и потерь энергии приведены в таблице.

Потери в трансформаторах в низковольтной и высоковольтной схемах (рис.1 и 2) в первом приближении принимаются примерно одинаковыми и в расчете не учитываются, принимая, что суммарные установленные мощности трансформаторов и их КПД практически одинаковы.

А. Низковольтная схема электроснабжения (рис.1)

Электропитание группы выполняется от подстанции, где установлен стандартный трехфазный трансформатор 250 кВА, 6/0,4 кВ. Электроснабжение выполняется десятью однофазными фидерами по 25 кВА на потребительском напряжении 220 В. Пересоединение трехфазного выхода трансформатора на однофазные фидеры выполняется на низковольтных шинах подстанции.

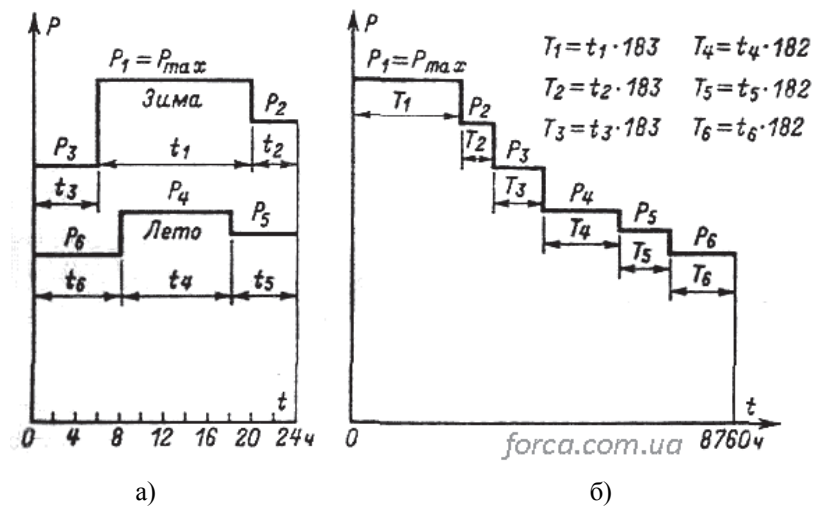


Рис. 3. Графики нагрузки для наиболее распространенных потребителей электроэнергии:

а - суточные графики нагрузки для зимнего и летнего сезонов, б - приведенный годовой график нагрузки

Характеристики фидеров: напряжение - $U = 220 \text{ В}$, мощность номинальная $S_{ном} = 25 \text{ кВА}$, коэффициент мощности - $\cos \varphi = 0.9$, ток номинальный - $I_{ном} = 25000 \text{ ВА} / 220 \text{ В} = 113,6 \text{ А}$, сечение кабеля - $S = 50 \text{ мм}^2$, плотность тока - $\delta = 113,6 \text{ А} / 50 \text{ мм}^2 = 2,27 \text{ А} / \text{мм}^2$ (сечение кабеля выбрано по допустимому нагреву $I_{доп} = 175 \text{ А}$ [8] и допустимой плотности тока $\delta_{доп} = 2,5 \text{ А} / \text{мм}^2$ [9]), сопротивление кабеля - $R_0 = 0,694 \text{ Ом/км}$, средняя длина кабеля от подстанции до потребителя - 60 м .

Активная энергия, потребленная данной группой потребителей за 1 год:

$$W = \sum_{i=1}^6 P_i T_i = \sum_{i=1}^6 10 \cdot S_H \cos \varphi K_p [\% / 100]_i \cdot t_i [\text{час}] \cdot n_i [\text{кВт}], \quad (1)$$

где $S = 25 \text{ кВА}$ – полная потребляемая номинальная мощность фидера; 10 – количество фидеров; $\cos \varphi = 0,9$ – коэффициент мощности нагрузки фидера; $K_p [\% / 100]_i$ – коэффициент потребления мощности на i -ом участке графика нагрузки, в долях единицы (рис.3, табл.); P_i – потребляемая активная мощность на i -ом участке графика нагрузки $[\text{кВт}]$; $T_i = t_i n_i$ – продолжительность i -го участка времени за год $[\text{час}]$; t_i – продолжительность i -го участка времени за сутки $[\text{час}]$; $n_i = T (\text{год}) [\text{час}] / 2 T (\text{сут}) [\text{час}] = 8760 / 2 \cdot 24 = 182,5$ – коэффициент перехода от продолжительности суток к количеству часов за сезон; принимается: для зимнего сезона $n_i (\text{зима}) = 183$, для летнего сезона $n_i (\text{лето}) = 182$.

Результаты расчета по (1) приведены в таблице.

Потери электроэнергии в кабельных линиях за 1 год:

$$\Delta W = \sum_{i=1}^6 10(I_H \cdot K_{Pi}[\%/100])^2 \cdot 2R_0 \cdot l \cdot t_i [\text{час}] \cdot n_i [\text{кВт} \cdot \text{ч}], \quad (2)$$

где $I_{ном} = 113,6 \text{ А}$ – номинальный ток нагрузки, подключенной к фидеру; $\cos \varphi = 0,9$ – коэффициент мощности нагрузки; $2R_0 = 2 \cdot 0,694 \text{ Ом/км}$ – сопротивление двух жил кабеля; $l = 0,06 \text{ км}$ – длина кабеля от подстанции до потребителя; 10 – количество фидеров.

Результаты расчета по (2) приведены в таблице.

Потери энергии в кабельных линиях за 1 год, выраженные в процентах от потребленной энергии:

$$\Delta W\% = (\Delta W / W_o) 100\% = (52260 / 1\,445\,238) 100\% = 3,65\%. \quad (3)$$

Б. Высоковольтная схема электроснабжения глубокого ввода (рис.2)

Электропитание группы выполняется от подстанции непосредственным бестрансформаторным подключением к подводящей линии 6 кВ . Электроснабжение выполняется десятью однофазными фидерами по 25 кВА на напряжении 6 кВ . Пересоединение подводящей трехфазной линии на однофазные фидеры выполняется на шинах подстанции.

Характеристики фидеров: напряжение - $U = 6 \text{ кВ}$, мощность номинальная - $S_{ном} = 25 \text{ кВА}$, коэффициент мощности - $\cos \varphi = 0,9$, ток номинальный - $I_{ном} = 25000 \text{ ВА} / 6000 \text{ В} = 4,2 \text{ А}$, сечение кабеля (проводов воздушной линии) - $S = 25 \text{ мм}^2$, плотность тока - $\delta = 4,2 \text{ А} / 25 \text{ мм}^2 = 0,17 \text{ А/мм}^2$, сечение кабеля (проводов воздушной линии) выбрано из условия механической прочности (при этом допустимый по условиям нагрева ток $I_{доп} = 115 \text{ А}$ [8] и допустимая плотность тока $\delta_{доп} = 2,5 \text{ А/мм}^2$ [9] обеспечиваются с большим запасом), сопротивление кабеля - $R_0 = 1,298 \text{ Ом/км}$ [9], средняя длина кабеля от подстанции до потребителя – 60 м .

Активная энергия, потребленная данной группой потребителей за 1 год, определяется так же, как и в низковольтной схеме, по (1) и составляет ту же величину $W_o = 1\,445\,238 \text{ кВт.ч}$.

Потери энергии в кабельных линиях за 1 год определяются по тому же выражению (2), как и в низковольтной схеме, при отличающихся номинальном токе $I_{ном} = 4,2 \text{ А}$ и сопротивлении кабеля $R_0 = 1,298 \text{ Ом/км}$ и составляют величину $\Delta W = 71,39 \text{ кВт.ч}$.

Потери энергии в кабельных линиях за 1 год, выраженные в процентах от потребленной энергии:

$$\Delta W\% = (\Delta W / W_o) 100\% = (71,39 / 1\,445\,238) 100\% = 0,0049\%. \quad (4)$$

Таблица

Результаты расчета потерь электроэнергии в низковольтной и высоковольтной схемах электроснабжения

Сезон		Зима			Лето		
Нагрузка	P_i	$P1$	$P2$	$P3$	$P4$	$P5$	$P6$
	$k_{pi}, \%$	100	87,4	74,7	60,9	54	48,3
	t_i	$t1$	$t2$	$t3$	$t4$	$t5$	$t6$
Продолжительность за сутки,	час	14	4	6	10	6	8
Продолжительность за год, T_i	час	2562	732	1098	1820	1092	1456
Потребление на ступени, W_i	кВт.ч	576450	143948	184546	249385	132678	158231
Потребление за год, W_σ	кВт.ч	1 445 238					
Потери электроэнергии							
Низковольтная схема	ΔW_i	кВт.ч	27534	6010	4390	7254	3422
	за год ΔW_σ	52 260 кВт.ч					
		3,65 %					
Высоковольтная схема глубокого ввода	ΔW_i	кВт.ч	37,6	8,21	6,0	9,91	4,68
	за год ΔW_σ	71,39 кВт.ч					
		0,0049 %					

По результатам расчета можно сделать следующие выводы.

1. Учитывая, что общие потери энергии в сетях, включая потери в высоковольтных ЛЭП, составляют порядка 11...13% от потребляемой энергии, потери в кабельной сети низковольтной схемы электроснабжения составляют весьма большую величину – 4,78% от потребляемой энергии, т.е. более трети потерь во всей сети приходится на низковольтную распределительную сеть.

2. Высоковольтная схема электроснабжения глубокого ввода обеспечивает резкое уменьшение потерь в распределительной сети – до 0,012% против 4,78% от потребляемой энергии, практически сводя эти потери к нулю. Это, естественно, приводит к уменьшению общих потерь в сетях на указанную величину.

3. Указанный расчет подтверждает высокую экономическую эффективность использования глубокого высоковольтного ввода в распределительных сетях электроснабжения.

Глубокий высоковольтный ввод может быть реализован в системах электроснабжения как мощных производственных потребителей, так и мало-мощных бытовых потребителей – жилых зданий и отдельных домов в городской и сельской местности. Однако в его реализации имеются следующие принципиальные отличия.

Глубокий высоковольтный ввод для мощных производственных потребителей характеризуется высокой концентрацией потребления электроэнергии – как по мощности, так и по территориальному размещению. В большинстве случаев электроэнергия потребляется непосредственно на напряжениях 6, 10 кВ.

В случаях, когда потребители низковольтные $380/220\text{ В}$, на входе потребителей используются распространенные понижающие трехфазные трансформаторы $6, 10 / 0,4\text{ кВ}$ стандартных мощностей $100, 250, 400\text{ кВА}$ и др. Реализация глубокого высоковольтного ввода в указанных случаях не представляет принципиальных сложностей. В связи с этим глубокий высоковольтный ввод для мощных производственных потребителей достаточно широко распространен.

Глубокий высоковольтный ввод для маломощных бытовых потребителей принципиально отличается от мощных потребителей по следующим обстоятельствам. Установленная мощность бытовых потребителей (подъезд жилого дома городской застройки, отдельный дом в сельской местности) относительно невелика – порядка нескольких киловатт или нескольких десятков киловатт. Однако суммарная установленная мощность этих потребителей в объеме электроснабжения городов и поселков может быть весьма велика – несоизмеримо больше, чем производственных потребителей. Потребление электроэнергии бытовыми потребителями выполняется на низком напряжении $380/220\text{ В}$. Эти потребители децентрализованы. В этих условиях для каждого укрупненного потребителя (подъезд жилого дома, отдельный дом в сельской местности) должен быть выполнен отдельный однофазный высоковольтный ввод малой мощности (не более нескольких кВт или десятков кВт) с трансформацией напряжения $6, 10 / 0,4\text{ кВ}$ на шинах потребителя.

Эти специфические условия бытовых потребителей требуют для реализации глубоких высоковольтных вводов в масштабах распределительных сетей большое количество трансформаторов (по числу укрупненных потребителей) со специфическими техническими характеристиками, а именно: маломощные (не более $10 \dots 20\text{ кВт}$), высоковольтные ($6, 10 / 0,4\text{ кВ}$), однофазные, желательно в сухом, безмасленном исполнении.

Глубокий высоковольтный ввод для бытовых потребителей в странах постсоветского пространства практически не используется. Косвенной причиной этого является отсутствие массового производства маломощных высоковольтных трансформаторов с указанными техническими характеристиками.

Недополученный экономический эффект весьма велик, учитывая массовость бытовых потребителей.

В дополнение к изложенному весьма важным обстоятельством является то, что использование отдельного трансформатора для каждого укрупненного потребителя в системах глубокого высоковольтного ввода дает возможность независимой стабилизации напряжения на шинах каждого потребителя. Но для получения высокого качества и автоматического регулирования напряже-

ния необходимо создание специальных регулирующих устройств у трансформаторов. Эта задача также не решена в существующих трансформаторах.

2. Разработка устройства автоматического быстродействующего бесконтактного фазового регулирования и стабилизации выходного напряжения трансформаторов глубокого высоковольтного ввода. Способ “бесконтактного фазового регулирования” напряжения трансформаторов разработан по специальному алгоритму при одной отпайке обмотки трансформатора с использованием силовых коммутационных тиристоров [10].

Для реализации способа “бесконтактного фазового регулирования” разработан тиристорный регулятор напряжения трансформатора. При соединении этого регулятора с существующими или вновь разработанными трансформаторами глубоко высоковольтного ввода обеспечиваются стабилизация и регулирование напряжения на вторичной стороне трансформатора на заданном уровне с высокой точностью и быстродействием при изменениях напряжения на первичной стороне и нагрузки трансформатора. При этом недостатки, присущие существующим способам и устройствам регулирования напряжения трансформаторов, исключаются посредством механического переключения отпайки, тем самым обеспечивая значительные преимущества и высокие технико-экономические характеристики, а именно:

- высокая точность стабилизации напряжения на выходе трансформатора;
- автоматическое регулирование и высокое быстродействие;
- простота конструкции по сравнению с существующими механическими переключателями отпайки;
- использование одной отпайки трансформатора.

Работа трансформатора с разработанным регулятором описывается ниже на примере однофазного трансформатора с отпайкой на стороне низкого напряжения. Данный способ регулирования применим также для трехфазных трансформаторов, либо при выполнении отпайки на стороне высокого напряжения (на входе со стороны питающей сети).

Схема трансформатора с тиристорным регулятором напряжения приведена на рис.4.

Первичная обмотка трансформатора подключена непосредственно к высоковольтной сети. На вторичной обмотке трансформатора используется одна отпайка. Напряжение между концом обмотки и отпайкой принимается равным максимально возможному отклонению напряжения, которое подлежит компенсации с целью поддержания на выходе трансформатора номинального напряжения. Конец вторичной обмотки 1 и отпайка 2 присоединены к нагрузке 3 через тиристорные коммутаторы 4, 5, представляющие собой

встречно-параллельно соединенные тиристоры. Тиристорные коммутаторы управляются системой управления 6, вход которой соединен с нагрузкой, а выходы 7 и 8 - с управляющими входами тиристорных коммутаторов отпайки и конца обмотки. В зависимости от состояния коммутаторов к нагрузке может быть подключено либо напряжение всей обмотки, либо напряжение отпайки.

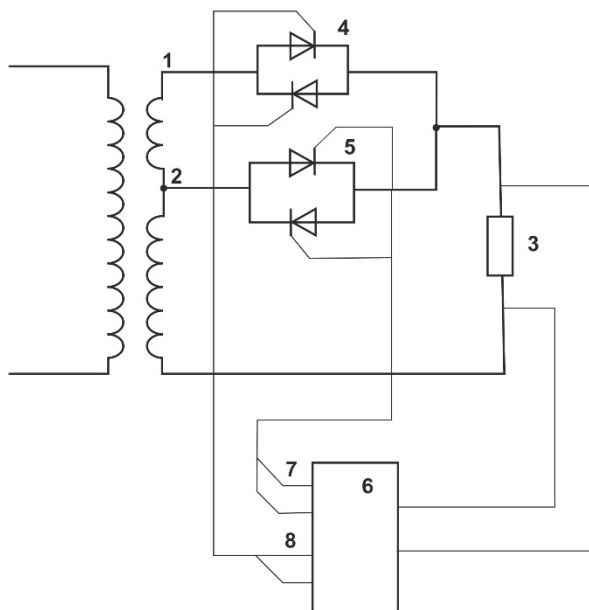


Рис. 4. Схема трансформатора с регулятором напряжения

На каждом полупериоде напряжения в определенные моменты времени на нагрузку подается напряжение конца обмотки или отпайки в зависимости от состояния их тиристорных коммутаторов. Фаза переключения коммутаторов автоматически регулируется в пределах каждого полупериода напряжения сети таким образом, что действующее значение результирующего напряжения на выходе трансформатора поддерживается равным номинальному или заданному напряжению при изменении напряжения сети на входе трансформатора или изменениях тока нагрузки.

Угол управления α регулируется автоматически посредством системы управления (рис. 4).

Величина и вид напряжения на нагрузке (рис.5) зависят от состояния тиристорных коммутаторов:

- при включенном состоянии коммутатора 4 на конце обмотки и отключенном состоянии коммутатора 5 отпайки напряжение на нагрузке максимально и имеет вид UI ;

- при включенном состоянии коммутатора 5 на отпайке обмотки и отключенном состоянии коммутатора 4 конца обмотки напряжение на нагрузке минимально и имеет вид U_2 .

В разработанном устройстве на нагрузку подается напряжение, регулируемое в пределах каждого полупериода, в зависимости от фазы переключения тиристорных коммутаторов, по сигналу системы управления следующим образом.

Если принять фазу переключения коммутаторов (угол управления) равной α (рис.5), то:

- на фазовых интервалах от 0 до α и от π до $(\pi + \alpha)$ (соответственно на интервалах времени от 0 до t_1 и от t_2 до t_3) включен тиристорный коммутатор 5 на отпайке обмотки и отключен тиристорный коммутатор 4 на конце обмотки; на этих интервалах мгновенные значения напряжения на нагрузке следуют по синусоидальной кривой минимального напряжения U_2 ;

- на фазовых интервалах от α до π и от $(\pi + \alpha)$ до 2π (соответственно на интервалах времени от t_1 до t_2 и от t_3 до t_4) включен тиристорный коммутатор 4 на конце обмотки и отключен тиристорный коммутатор 5 на отпайке; на этих интервалах мгновенные значения напряжения на нагрузке следуют по синусоидальной кривой максимального напряжения U_1 .

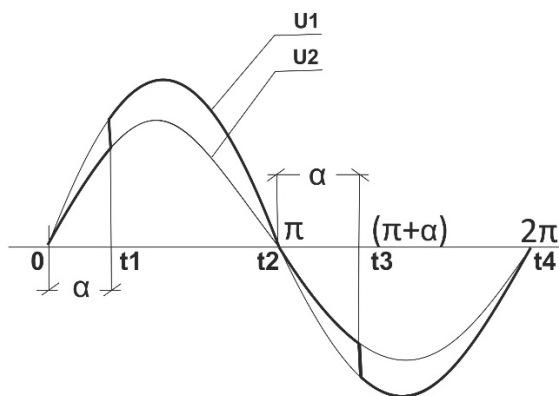


Рис. 5. Напряжения на нагрузке в зависимости от состояния тиристорных коммутаторов

При фазах переключения α (в момент времени t_1) и $(\pi + \alpha)$ (в момент времени t_3) происходит переход напряжения с синусоидальной кривой минимального напряжения U_2 на кривую максимального напряжения U_1 . Функция напряжения на выходе трансформатора (на нагрузке) при указанном регулировании в соответствии с рис. 5 выражается следующим образом:

$$u = U_2 \sin \omega t | \quad + U_1 \sin \omega t | \quad (5)$$

$$0 < \omega t < \alpha \quad \alpha < \omega t < \pi$$

Действующее значение напряжения на выходе трансформатора (на нагрузке) определяется выражением

$$U = \sqrt{1/\pi \int_0^\pi U^2 d(\omega t)} = \sqrt{\int_0^\pi [U_2 \sin \omega t / (0 < \omega t < \alpha) + U_1 \sin \omega t / (\alpha < \omega t < \pi)]^2 d(\omega t)}, \quad (6)$$

которое после интегрирования принимает вид

$$U = \sqrt{(U_2^2/4\pi) \cdot (\alpha - 0,5 \sin 2\alpha) + (U_1^2/4\pi) \cdot (\pi - \alpha + 0,5 \sin 2\alpha)}. \quad (7)$$

Предельные отклонения входного напряжения, при которых возможна стабилизация выходного напряжения на уровне номинального напряжения $U = U_{ном}$, определяются уровнями напряжения вторичной обмотки и ее отпайки U_1 и U_2 (7) (рис.5), что является ресурсом регулирования $\Delta U = U_1 - U_2$, заложенным в трансформатор.

При минимальном напряжении на входе на выход подается полное приведенное напряжение вторичной обмотки $U_1 = (1 + k_{max}) U_{ном}$, при максимальном напряжении на входе на выход – напряжение отпайки вторичной обмотки $U_2 = (1 - k_{max}) U_{ном}$, где k_{max} – предельное отклонение входного напряжения, выраженное в долях единицы. Так, при допустимых Стандартом отклонениях входного напряжения $\pm 10\% U_{ном}$ величина полного напряжения вторичной обмотки - $U_1 = 1,1 U_{ном}$, величина напряжения отпайки $-U_2 = 0,9 U_{ном}$. В выражениях (6) и (7) напряжения полной вторичной обмотки и ее отпайки выражены их амплитудными значениями.

Действующее напряжение на выходе трансформатора (на нагрузке) U при заданном напряжении на входе однозначно определяется величиной угла управления α . Следовательно, при плавном изменении угла управления α в пределах от 0 до π (на положительном полупериоде напряжения) и от π до 2π (на отрицательном полупериоде напряжения) действующее напряжение на выходе трансформатора (на нагрузке) может плавно регулироваться от величины U_2 до величины U_1 . При этом могут быть обеспечены следующие режимы регулирования:

Режим 1: стабилизация выходного напряжения трансформатора на заданном уровне при изменении напряжения на входе в пределах от U_2 до U_1 , или

Режим 2: регулирование выходного напряжения трансформатора в пределах от U_2 до U_1 при неизменном номинальном напряжении на входе.

Таким образом, система “трансформатор – тиристорные коммутаторы – система управления” (рис.4), управляемая по изложенному алгоритму, представляет собой трансформатор с регулируемым коэффициентом трансформации и названа нами “регулируемый трансформатор”.

Зависимость угла управления α от регулируемого параметра представляет собой регулировочную характеристику системы.

В режиме 1 регулировочная характеристика есть функция

$$\alpha = f(U_{вх}) \text{ при } U_{вых} = U_{ном} = const;$$

в режиме 2 регулировочная характеристика есть функция

$$\alpha = f(U_{вых}) \text{ при } U_{вх} = U_{ном} = const,$$

где $U_{вх}$ – напряжение на входе первичной обмотки трансформатора; $U_{вых}$ – напряжение на выходе трансформатора (на нагрузке).

По регулировочным возможностям и ресурсу регулирования регулировочные характеристики в режимах 1 и 2 идентичны. Регулировочная характеристика определяется в режиме 2 решением уравнения (7) в виде $\alpha = f(U)$.

Регулировочная характеристика для режима стабилизации напряжения, т.е. функция необходимой величины угла управления α , которая обеспечивает стабильное напряжение на выходе трансформатора (на нагрузке) при данных отклонениях напряжения на входе трансформатора, приведена в обращенном виде на рис.6.

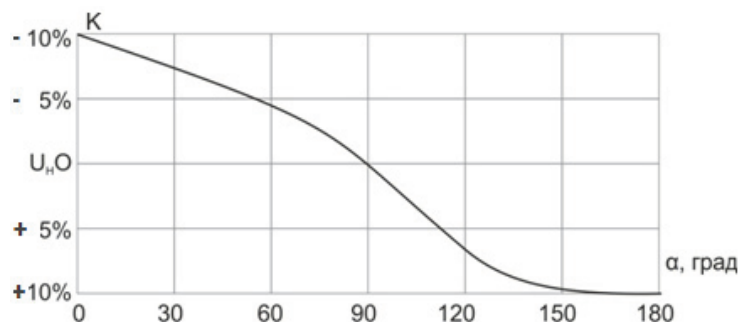


Рис.6. Регулировочная характеристика трансформатора при фазовом управлении

Разработан и изготовлен опытно-экспериментальный образец регулируемого трансформатора в составе: трансформатор – тиристорный коммутатор – система управления по схеме рис.4. Параметры образца: мощность - 2 кВА,

однофазный, номинальное выходное напряжение - $U_{ном} = 220 \text{ В}$, пределы отклонения напряжения на входе, при которых должна обеспечиваться наибольшая стабильность выходного напряжения, $\pm 10\% U_{номвх}$ – в соответствии с ГОСТом [5]. Опытно-экспериментальный образец моделирует регулируемый трансформатор глубокого высоковольтного ввода с тем лишь отличием, что входная обмотка выполнена на напряжение 220 В , а не высоковольтной. Это сделано с целью возможности проведения испытаний в условиях низковольтной лаборатории. Величина номинала первичной обмотки для определения регулировочной способности трансформатора не имеет принципиального значения. Проведены испытания опытно-экспериментального образца трансформатора.

На рис.7 приведены осциллограммы формы кривой выходного напряжения при различных отклонениях входного напряжения при номинальной нагрузке трансформатора.

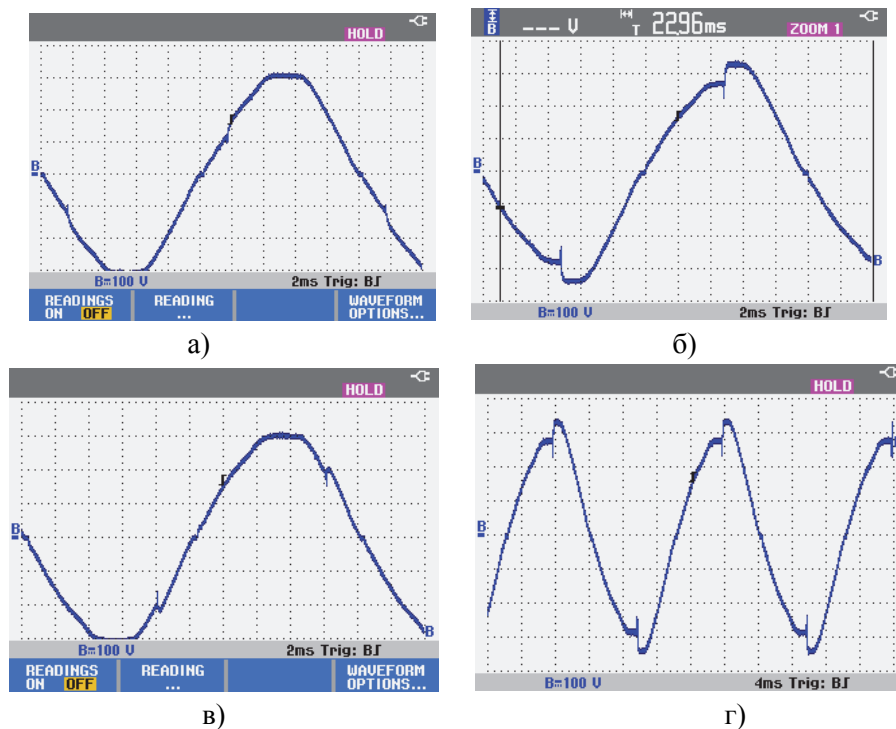


Рис.7. Осциллограммы формы кривой выходного напряжения трансформатора:

- а) $U_{вх} = 198 \text{ В}$ ($U_{ном} - 10\%$), $\alpha = 28,8^\circ$, $U_{вых} = 218,5 \text{ В}$;
- б) $U_{вх} = 220 \text{ В}$ ($U_{ном}$), $\alpha = 86,4^\circ$, $U_{вых} = 220 \text{ В}$;
- в) $U_{вх} = 242 \text{ В}$ ($U_{ном} + 10\%$), $\alpha = 144^\circ$, $U_{вых} = 219,5 \text{ В}$;
- г) $U_{вх} = 220 \text{ В}$ ($U_{ном}$), $\alpha = 105^\circ$, масштаб по оси абсцисс сжат.

Примечание. Регулятор напряжения настроен с некоторым запасом относительно расчетной регулировочной характеристики.

Приведенные осциллограммы подтверждают протекание процесса регулирования в соответствии с изложенным алгоритмом.

При изменении входного напряжения в пределах от 198 В ($U_{ном} - 10\%$) до 242 В ($U_{ном} + 10\%$) и нагрузки от холостого хода до номинальной действующее значение выходного напряжения автоматически поддерживается в пределах 218,5...220 В (рис. 7а, б, в), что соответствует точности стабилизации напряжения $\pm 0,46\%$ от номинального значения. Это весьма высокая точность, значительно превосходящая точность стабилизации напряжения трансформаторов с автоматическим переключением отпаяк, которая составляет величину порядка 2,5...5%, и автономных дизель-генераторов, точность стабилизации напряжения которых составляет величину порядка 2%.

Обеспечивается высокое быстродействие регулирования напряжения – в пределах одного полупериода напряжения сети. Во всех указанных пределах изменения входного напряжения и нагрузки коэффициент искажения синусоидальности кривой выходного напряжения не превосходит установленную Стандартом величину 8% [5].

Предлагаемый способ регулирования может быть реализован как на существующих, так и на вновь проектируемых трансформаторах. Способ регулирования наиболее эффективен на высоковольтных трансформаторах глубокого ввода, когда трансформатор устанавливается в максимальном приближении к нагрузке, вследствие чего обеспечиваются высокая стабилизация и регулируемость напряжения непосредственно на нагрузке.

Выводы

1. Существующая централизованная схема распределения электроэнергии в распределительных сетях 0,4 кВ во многих случаях не в состоянии обеспечить на шинах потребителей отклонение напряжения в пределах $\pm 10\%$ от номинального, предусмотренного Стандартом, вследствие использования автоматически нерегулируемых трансформаторов, разноудаленности отдельных потребителей от трансформаторной подстанции, резкопеременных графиков нагрузки и пр., а также имеет высокий уровень потерь энергии в низковольтной сети.

2. Применение глубокого высоковольтного ввода, т.е. подведение высокого напряжения 6, 10 кВ непосредственно к потребителю, обеспечивает:

- резкое уменьшение потерь в распределительной сети – до 0,012% против 4,78% от потребляемой мощности;
- возможность индивидуальной стабилизации напряжения у каждого потребителя.

3. Разработаны способ и устройство автоматического быстродействующего фазового регулирования действующего напряжения на выходе трансформатора, обеспечивающие точность стабилизации порядка $\pm 0,5\%$ от номинального значения.

4. Для широкого внедрения систем глубокого высоковольтного ввода необходима разработка специальных однофазных высоковольтных (6, 10 или 35 кВ / 220 В) маломощных (2...20 кВА) трансформаторов для индивидуальных или групповых потребителей. В указанных трансформаторах целесообразна реализация вышеуказанного способа и устройства фазового регулирования действующего напряжения.

Литература

1. **ГОСТ 24291-90.** Электрическая часть электростанции и электрической сети. Термины и определения.
2. **Подстанции глубокого ввода.** <http://forca.ru/spravka/spravka/podstancii-glubokogo-vvoda.html>
3. **Шарманова Г.Ю., Гончар Л.А.** Использование глубокого ввода в городских электрических сетях// Инновации в технологиях и образовании: Сборник статей VII Международной научно-практической конференции. - Белово, Великотырново, 2014. - Ч.1. - С. 230-233.
4. **Схемы глубоких вводов 110—220 кВ.** Электроснабжение промышленных предприятий. <http://forca.ru/knigi/arhiv/elektrosnabzhenie-promyshlennyh-predpriyatiy-5.html>
5. **Межгосударственный Стандарт ГОСТ 32144-2013.** Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. [www.GOST.523144-2013\(2\)](http://www.GOST.523144-2013(2)).
6. **Манукян А.П.** Влияние отклонения напряжения на шинах 0,4 кВ распределительных сетей на работу потребителей //Вестник ИАА.- 2017. - Том 14, N 2. - С. 234-237.
7. **Графики электрических нагрузок.** <http://forca.com.ua/knigi/navchannya/grafiki-elektricheskikh-nagruzok.html>
8. **Выбор сечения провода.** <http://www.malahit-irk.ru/index.php/2011-01-13-09-04-43/156-2011-05-18-15-34-49.html>
9. **Межгосударственный Стандарт ГОСТ Р МЭК 60287-3-2-2011.** Кабели электрические. Расчет номинальной токовой нагрузки. gost-r-mek-60287-3-2-2011.
10. **Պալիդիան Ժ.Դ.** Տրանսֆորմատորի լարման կարգավորման եղանակ: N 3161A ՀՀ գյուղի արտոնագիր: Գյուղի առաջնությունը 11.07.2016: Գրանցված է պետական գրանցատվանում 01.02.2018:

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 12.09.2018.

Ժ.Դ. ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Ա.Պ. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ

**ԲԱՐՁՐԱՎՈԼՏ ԽՈՐ ՄՈՒՏՔՈՎ ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐՄԱՍԲ
ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՏՈՐՆԵՐ**

Ցուցադրված է 0,4 կՎ բաշխիչ ցանցերում խոր մուտքով բարձր լարման տեխնիկական և տնտեսական բարձր արդյունավետությունը: Բարձր լարման խոր մուտք ունեցող համակարգերի ներմուծումը նախատեսում է հատուկ միաֆազ բարձր լարման ցածր հզորությամբ տրանսֆորմատորների ստեղծում անհատական կամ խմբային սպառողների համար: Մշակված են տրանսֆորմատորի ելքում գործող լարման ավտոմատ փուլային արագագործ կարգավորման մեթոդ և սարք, որոնք ապահովում են բարձր ճշգրտություն և արագագործություն: Մեթոդը հիմնված է ցանցի լարման կիսապարբերության սահմաններում տրանսֆորմատորային ոլորունի ավտոմատ, առանց հպման փոխանջատման վրա: Նպատակահարմար է վերը նշված մեթոդի և փուլային կարգավորման սարքի իրականացումը խոր բարձր լարման մուտքով անհատական տրանսֆորմատորներում:

Առանցքային բառեր. խոր բարձր լարման ներմուծում, գործող լարում, փուլային կարգավորում, տիրիստորային անջատիչ:

J.D. DAVIDYAN, A.P. MANUKYAN

REGULATED TRANSFORMERS OF A DEEP HIGH VOLTAGE INPUT

High technical and economic efficiency of regulated transformers of deep high-voltage inputs is demonstrated in 0.4 kV distribution networks. The introduction of deep high-voltage input envisages creation of a special single-phase, high-voltage and low-power transformers for individual or group consumers. A method and a device for automatic and high-speed phase controlling of the transformer output voltage, providing high precision and speed are developed. The method is based on the automatic non-contact switching of transformer taps within the half-period of the mains voltage. The expedience of realization of the above-mentioned method and the device of phase regulation in individual transformers of deep high-voltage input are shown.

Keywords: deep high-voltage input, operating voltage, phase adjustment, thyristor switch.

Վ.Թ. ՄԱՂՈՑԱՆ

**ԷԼԵԿՏՐԱԷՆԵՐԳԻԱՅԻ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՀԱՇՎԻՉՆԵՐԻ ՍԽԱԼԱՆՔԻ
ՋԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԱՅԻՆ ԿԱԽՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆԸ**

Ուսումնասիրվել են էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչների սխալանքի չափագիտական բնութագրերը՝ ջերմաստիճանային կախվածության և թերմոկոմպենսացիայի կիրառմամբ:

Առանցքային բառեր. էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչ, լարման և հոսանքի ուժի տվիչներ, թերմոկոմպենսացիա:

Ներածություն: Ժամանակակից էլեկտրաէներգիայի հաշվառման համակարգերը բաղկացած են հոսանքի ու լարման տրանսֆորմատորներից և էլեկտրաէներգիայի հաշվիչից: Վերջինի տեսակներն են ինդուկցիոն կամ էլեկտրամեխանիկական և էլեկտրոնային հաշվիչները: Էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչները, ինդուկցիոնների համեմատ, ունեն ավելի փոքր չափեր, ավելի թեթև քաշ և բարձր ճշտություն:

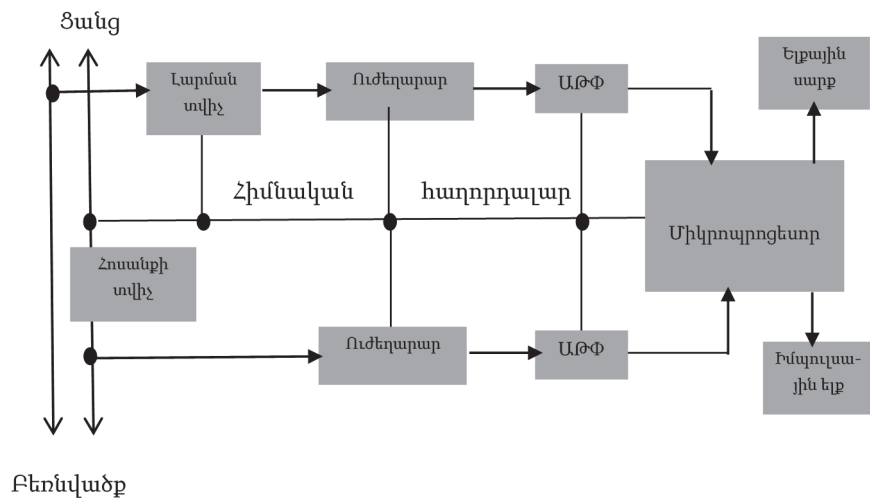
Ժամանակակից էլեկտրոնային հաշվիչներում օգտագործվում են թվային սխեմաների վրա հիմնված տեխնոլոգիաներ: Դրանք բաղկացած են .

1. սպառվող հզորությանը համեմատական անալոգային մեծությունների թվային փոխակերպիչ,

2. միկրոպրոցեսորից, որն ապահովում է թվային ազդանշանի մշկումը և արտահանումը ելքային սարքավորումներին[1]:

Հոսանքի ուժի և լարման ակնթարթային արժեքները չափվում են տվիչներով, թվայնացվում և մշակվում են նախապես ծրագրավորված ալգորիթմով: Հոսանքի և լարման տվիչներից ազդանշանը տրվում է ուժեղացման գործակցի կարգավորման հնարավորությամբ դիֆերենցիալ ուժեղարարների մուտքերին: Այնուհետև ազդանշաններն անցնում են սիգմա-դելտա անալոգա-թվային փոխակերպիչներով (ԱԹՓ): Թվայնացված ազդանշանները տրվում են միկրոպրոցեսորի մուտքին, որտեղ կատարվում է ազդանշանների բազմապատկում և ֆիլտրում (նկ. 1)[1]:

Ժամանակակից միկրոսխեմաներն իրականացնում են նաև անալոգա-թվային փոխակերպում:



Նկ.1. Էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչի սկզբունքային կառուցվածքը [2]

Որպես պարզագույն հոսանքի և լարման տվիչներ կարելի է վերցնել ճշգրիտ ռեզիստիվ տվիչները՝ համապատասխանաբար շունտ և լարման բաժանիչ: Լարման բաժանիչն ունի մուտքային՝ մեծ, և ելքային՝ փոքր, դիմադրություններ: Լարման բաժանիչը միացվում է ցանցի երկու լարերի միջև, իսկ շունտը՝ ֆազի լարից: Գոյություն ունի շունտի միացման երկու տարբերակ՝ բեռնվածքի կողմից կամ ցանցի կողմից՝ հաշվիչի ընդհանուր լարի նկատմամբ: Առաջին դեպքում լարման տվիչը միացված է մինչև շունտը, ինչի հետևանքով լարման տվիչի ծախսը չի հաշվվում: Երկրորդ դեպքում լարման տվիչի ծախսը հաշվվում է, սակայն շունտում հզորության կորուստը չի հաշվվում: Միացման սխեմայի ընտրությունը կախված է տվիչների ծախսած հզորությունների չափից [1]:

Տվիչների մյուս տեսակը տրանսֆորմատորայինն է: Դրանց կառուցվածքն ավելի բարդ է, սակայն ունեն մի շարք առավելություններ: Տրանսֆորմատորային տվիչներն ավելի խնայողական են ազդանշանի աղբյուրի նկատմամբ, իսկ հոսանքի տրանսֆորմատորները, ի տարբերություն շունտերի, աշխատում են ավելի ցածր լարման անկումների պայմաններում: Վերը նշվածը պայմանավորված է հոսանքի տրանսֆորմատորի աղբյուրի և բեռնվածքի շղթաների համաձայնեցման հատկությամբ: Դրանք ապահովում են նաև փաթույթների միջև ոչ գալվանական՝ մագնիսական կապ: Փաթույթների ելքերի փոփոխմամբ կարելի է փոխել փուլայնությունը [1]:

Որպես լարման տվիչ օգտագործվում է իջեցնող լարման տրանսֆորմատորը՝ պարապ ընթացքի ռեժիմում: Շնորհիվ նշված ռեժիմի՝ տրանսֆորմատորը տեսականորեն ծախս չունի: Որպես հոսանքի տվիչ օգտագործվում է երկու տիպի տրանսֆորմատոր.

1) հոսանքի տրանսֆորմատոր, որը բեռնված է փոքր ճշգրիտ դիմադրությամբ՝ R_b (burden resistor): Տրանսֆորմատորը բարձրացնող է (լարման նկատմամբ) դիմադրությունները հիմնականում երկուսն են՝ միջին կետից ելքով:

2) դիֆերենցող տրանսֆորմատոր (dI/dt)՝ պարապ ընթացքի ռեժիմում:

Երկրորդային փաթույթի էլշու հանդիսացող էլքյին լարումը համեմատական է առաջնային փաթույթում հոսանքի ուժին [1]:

Տրանսֆորմատորային տվիչների հետ համատեղ կարող են օգտագործվել լարման բաժանիչներ կամ շունտեր [1]: Տրանսֆորմատորային տվիչների օգտագործումը լավացնում է հաշվիչի չափագիտական բնութագրերը, սակայն բարդացնում է կառուցվածքը և ավելացնում ինքնարժեքը:

Ընդհանուր առմամբ, էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչներում հնարավոր է հասնել ցանկացած ճշտության՝ համապատասխան տարրերի ճիշտ ընտրության և ինֆորմացիայի մշակման պարագայում: Անալոգային ազդանշանի մշակումը՝ թվային տեսքով, թույլ է տալիս որոշել հզորության ինչպես ակտիվ, այնպես էլ ռեակտիվ բաղադրիչները, ինչը կարևոր է, օրինակ, եռաֆազ ցանցերում էներգիայի բաշխման հաշվառման ժամանակ: Ժամանակակից էլեկտրոնային հաշվիչներն ունեն կապի հանգույցներ (ինտերֆեյսներ), որոնց միջոցով հնարավոր է ինֆորմացիա ստանալ սպառած էլեկտրաէներգիայի, ցանցի պարամետրերի, որոշակի ժամանակահատվածում հաշվիչի գրանցած լարման կորստի, գերբեռնումների, բեռնվածքի բացակայության և այլ պատահարների վերաբերյալ, ինչպես նաև վերահսկել ծախսը, սահմանել սահմանաչափ, հեռակա անջատել (միացնել) սպառողին ցանցից [2]: Էլեկտրոնային հաշվիչների միջոցով հնարավոր դարձավ էլեկտրաէներգիայի հաշվառման և հսկման ավտոմատացված համակարգի (ACKYՅ) ներդրումը, ինչը նվազեցնում է մարդկային գործոնի ազդեցությունը էլեկտրաէներգիայի հաշվառման ժամանակ:

Աշխատանքի նպատակը: Աշխատանքի նպատակն է ուսումնասիրել էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչների սխալանքը որպես ֆունկցիա ջերմաստիճանից: Էլեկտրաէներգիայի այն հաշվիչները, որոնք տեղադրվում են բաց տարածքներում կամ չջեռուցվող վայրերում, պետք է նախատեսված լինեն տարբեր ջերմաստիճանային պայմաններում աշխատելու համար:

Խնդրի դրվածքը: Կատարվել է էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչի սխալանքի ջերմաստիճանային կախվածության փորձնական ուսումնասիրություն՝ հաշվիչի աշխատանքային տիրույթում:

Փորձի իրականացման համար վերցվել են երեք տարբեր կազմակերպությունների արտադրության էլեկտրաէներգիայի էլեկտրոնային հաշվիչներ, որոնք, տեխնիկական նշագրերի տվյալների համաձայն, նախատեսված են $(-40...+70)^\circ\text{C}$

ջերմաստիճանային տիրույթում աշխատելու համար: Ուսումնասիրության համար օգտագործվել են.

1. Էլեկտրաէներգիայի հաշվիչների ստոկազատման և կարգաբերման UTEC 620 կայանքը, որը հանարավորություն է տալիս կարգավորել հոսանքի ուժը՝ (0...50) Ա, լարումը (40...480) Վ, փուլային շեղումը (0...360) °C: Կայանքը՝ ծրագրային ապահովման միջոցով հաշվում է հաշվիչի սխալանքը տարբեր բեռնվածքների դեպքում: Կայանքի ճշտության դասն է 0,025:

2. Мини Сабзери MC-71 տիպի թերմոխցիկ՝ (-80...+100) °C աշխատանքային տիրույթով՝ 0,1 °C-ով կարգավորման հնարավորությամբ, ինչպես նաև ունի դրսից թերմոխցիկի մեջ միացման լարերի համար նախատեսված անցքեր:

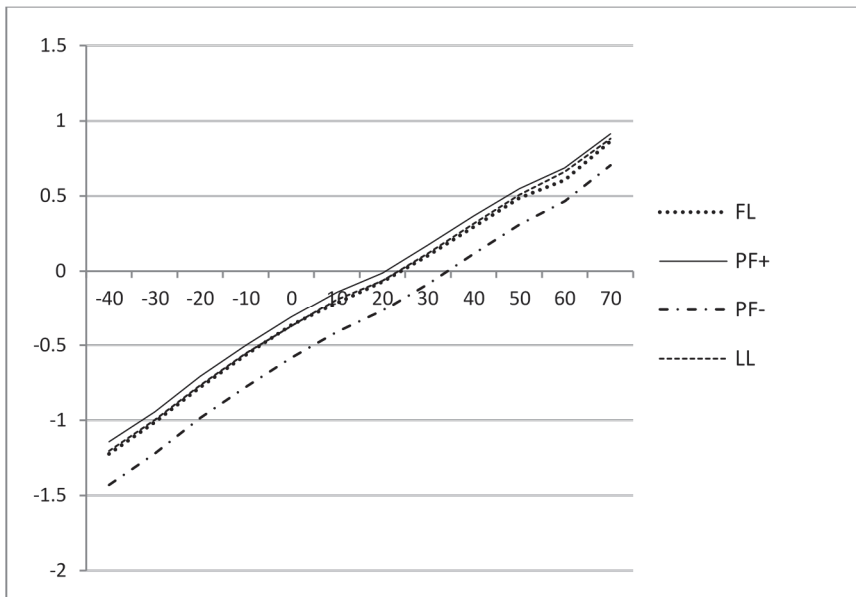
Հաշվիչները տեղադրվել են թերմոխցիկի մեջ, միացվել կայանքին և (-40...+70) °C տիրույթում՝ 10 °C-ով ջերմաստիճանը փոփոխելով, կատարվել է սխալանքի չափում՝ չորս տարբեր բեռնվածքների դեպքում:

Ստացված արդյունքները: Հաշվիչների սխալանքի ջերմաստիճանային կախվածությունը ներկայացվում է աղյուսակների 1-3 և գրաֆիկների միջոցով (նկ. 2-4):

Աղյուսակ 1

Առաջին հաշվիչի սխալանքի կախվածությունը ջերմաստիճանից

Ջերմաստիճանը, °C	Սխալանքը, %			
	FL	PF+	PF-	LL
-40	-1,223	-1,141	-1,431	-1,205
-30	-1,012	-0,943	-1,22	-0,997
-20	-0,78	-0,707	-0,984	-0,767
-10	-0,564	-0,499	-0,776	-0,552
0	-0,365	-0,309	-0,582	-0,372
10	-0,213	-0,14	-0,41	-0,19
20	-0,07	-0,013	-0,267	-0,063
30	0,104	0,176	-0,086	0,119
40	0,295	0,367	0,115	0,315
50	0,486	0,548	0,309	0,507
60	0,606	0,688	0,465	0,662
70	0,864	0,913	0,704	0,881

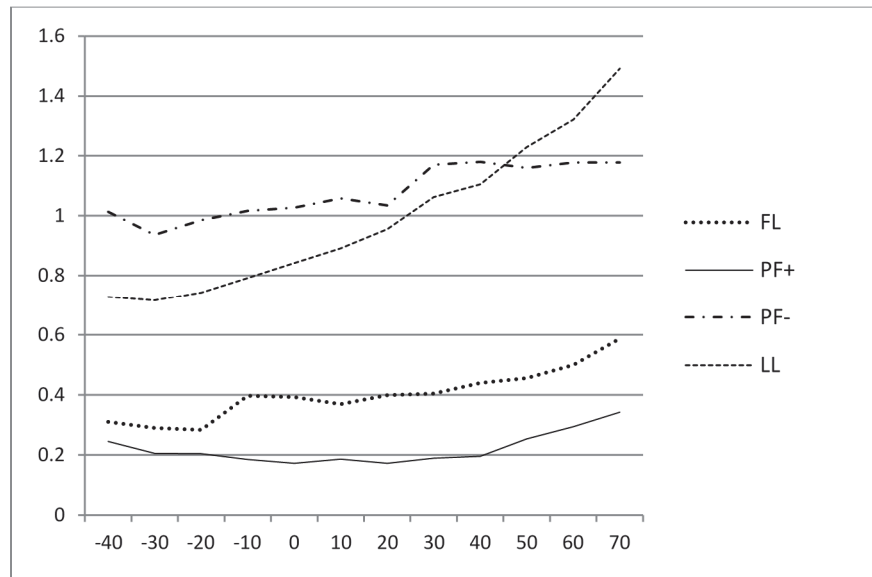


Նկ. 2. Առաջին հաշվիչի սխալանքի կախվածությունը ջերմաստիճանից

Աղյուսակ 2

Երկրորդ հաշվիչի սխալանքի կախվածությունը ջերմաստիճանից

Ջերմաստիճանը, °C	Սխալանքը, %			
	FL	PF+	PF-	LL
-40	0,31	0,245	1,013	0,728
-30	0,29	0,206	0,936	0,716
-20	0,284	0,204	0,985	0,743
-10	0,397	0,185	1,016	0,792
0	0,393	0,172	1,027	0,842
10	0,369	0,186	1,058	0,891
20	0,399	0,172	1,035	0,956
30	0,405	0,189	1,17	1,062
40	0,44	0,196	1,18	1,105
50	0,456	0,254	1,16	1,229
60	0,5	0,294	1,178	1,321
70	0,587	0,342	1,178	1,492

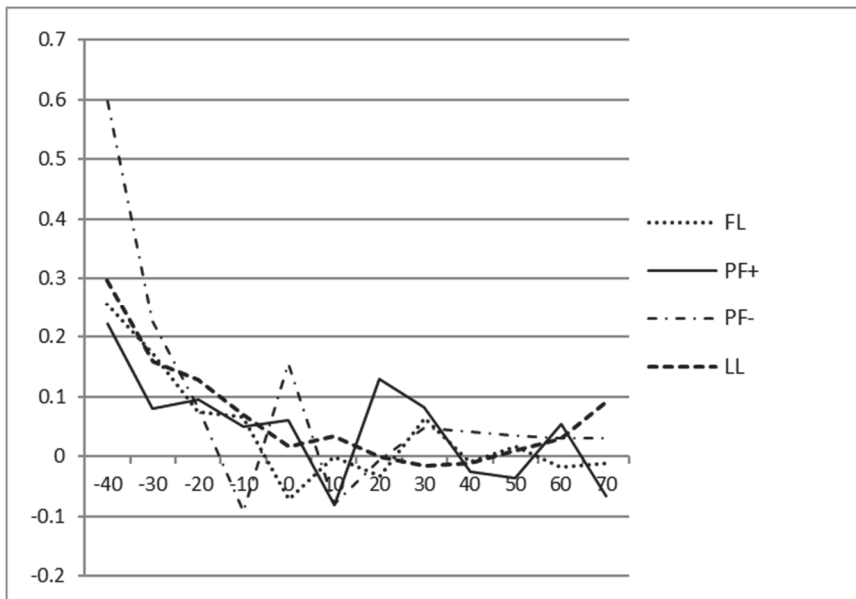


Նկ. 3. Երկրորդ հաշվիչի սխալների կախվածությունը ջերմաստիճանից

Աղյուսակ 3

Երկրորդ հաշվիչի սխալների կախվածությունը ջերմաստիճանից

Ջերմաստիճանը, °C	Սխալները, %			
	FL	PF+	PF-	LL
-40	0,256	0,222	0,597	0,296
-30	0,171	0,081	0,227	0,16
-20	0,075	0,095	0,08	0,128
-10	0,067	0,05	-0,092	0,07
0	-0,072	0,06	0,155	0,018
10	0	-0,08	-0,078	0,035
20	-0,032	0,131	-0,006	-0,001
30	0,065	0,082	0,049	-0,015
40	-0,009	-0,026	0,042	-0,01
50	0,018	-0,035	0,035	0,01
60	-0,017	0,055	0,03	0,03
70	-0,012	-0,065	0,03	0,093



Նկ. 4. Երրորդ հաշվիչի սխալանքի կախվածությունը ջերմաստիճանից

Աղյուսակներում FL-ը՝ 220 Վ, 5 Ա, $\cos \varphi = 1$, PF+-ը՝ 220 Վ, 5 Ա, $\cos \varphi = 0,8$, PF--ը՝ 220 Վ, 5 Ա, $\cos \varphi = 0,5$, LL-ը՝ 220 Վ, 0,25 Ա, $\cos \varphi = 1$ պարամետրերով բեռնվածքներ են:

Ինչպես երևում է գրաֆիկից (նկ. 2), առաջին դեպքում հաշվիչի սխալանքի կախվածությունը ջերմաստիճանից գծային է, քանի որ նրանում նախատեսված չէ թերմոկոմպենսացիա: Հաշվիչում լարման տվիչը ներկայացնում է ռեզիստիվ լարման բաժանիչ, որի դիմադրություններն ունեն ջերմաստիճանից ուղիղ համեմատական կախվածություն: Հետևաբար՝ նույն մուտքային ազդանշանի դեպքում ստացվում է ջերմաստիճանին ուղիղ համեմատական ելքային լարում, ինչը հանգեցնում է սխալանքի ջերմաստիճանից նմանատիպ կախվածության, որի հետևանքով հաշվիչի սխալանքը գերազանցում է նորմատիվ փաստաթղթերով սահմանված թույլատրելի արժեքը: Այս դեպքում կարելի է կիրառել թերմոկոմպենսացիայի մեթոդներից մեկը՝ թերմոդիմադրության կիրառմամբ: Լարման բաժանիչից առաջ նրան հաջորդաբար միացվում է թերմիստոր, որի ընտրությունը կատարվում է հետևյալ բանաձևի կիրառմամբ՝

$$R_{\theta} k_{\theta} = -(R_1 k_1 + R_2 k_2), \quad (1)$$

որտեղ R_{θ} , R_1 , R_2 -ը համապատասխանաբար թերմիստորի, լարման բաժանիչի առաջին և երկրորդ դիմադրությունների մեծություններն են 20 °C-ում, իսկ k_{θ} , k_1 , k_2 -ը՝ դրանց ջերմաստիճանային գործակիցները: Այս տվյալները նշվում են

դիմադրությունների տեխնիկական տվյալներում: Այս մեթոդի կիրառումը թույլ է տալիս թերությունների վերացմանն ուղղված աշխատանքներում հաշվիչի սխեմայում կատարել ավելի քիչ փոփոխություններ, ինչը նվազեցնում է ծախսը:

Գոյություն ունի թերմոկոմպենսացիայի մեկ այլ մեթոդ, որը իրականացվում է միկրոպրոցեսորի միջոցով: Միկրոպրոցեսորն ունի ջերմաստիճանի տվիչ, որից ստացված տվյալների միջոցով հաշվարկի ընթացքում կիրառվում են նախապես ծրագրավորված բանաձևով որոշվող գործակիցներ: Այս մեթոդի ճշտությունը կախված է ջերմաստիճանի տվիչի ճշտությունից:

Երկրորդ և երրորդ հաշվիչներում (նկ. 3,4) լարման բաժանիչներում օգտագործվել են բարձր ճշտությամբ լարային դիմադրություններ, որոնց ջերմաստիճանային գործակիցները փոքր են, ինչպես նաև քվարցային գեներատորի թերմոկոմպենսացիա: Միալանքի փոփոխությունը՝ ջերմաստիճանից կախված, կարող է պայմանավորված լինել քվարցային գեներատորի թերմոկոմպենսացիայի համար օգտագործված ջերմաստիճանի տվիչի ոչ ճշգրիտ աշխատանքով: Քվարցային գեներատորի հաճախականությունը տրվում է միկրոպրոցեսորի մուտքին, որտեղ կատարվում է ժամանակի հաշվարկը: Միկրոպրոցեսորը միացված է իմպուլսային գեներատորին, որը միկրոպրոցեսորից ստացված ինֆորմացիայի հիման վրա ծախսված էլեկտրաէներգիային համեմատական իմպուլսներ է գեներացնում և տալիս իմպուլսային ելքին, որից էլ հաշվիչների ստուգաչափման կայանքը կարողում և համեմատում է հաշվիչի չափած էլեկտրաէներգիան: Տվյալ դեպքում անհրաժեշտ է վերցնել հաշվիչի աշխատանքի ջերմաստիճանային տիրույթում ճշգրիտ աշխատող միկրոպրոցեսոր:

Եզրակացություն: Այսպիսով, լարման և հոսանքի ուժի տվիչների, նրանցից ստացված ազդանշանի մշակման մեթոդի ճիշտ ընտրությունը բարձրացնում է հաշվիչի ճշտությունը: Ներկայումս հայտնի են 10×10^{-6} ճշտությամբ էլեկտրաէներգիայի էտալոնային հաշվիչներ [3]:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Голуб В.** Электронные счетчики электроэнергии // Chip news. - 2002. - № 6. - С. 50-59.
2. **Аганичев А., Панфилов Д., Плавич М.** Цифровые счетчики электрической энергии // Chip_News. - 2000. - № 2. - С. 18-22.
3. http://www.sicon.ru/download/seminar2012/16_Shapiro.pdf

ՀՀ էներգետիկ ենթակառուցվածքների և բնական պաշարների նախարարություն:
Նյութը ներկայացել է խմբագրություն 30.08.2017:

В.Т. МАДОЯН

**ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ПОГРЕШНОСТИ
ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ**

Проведены исследования температурной зависимости погрешности электронных счетчиков электроэнергии и их метрологических характеристик с применением термокомпенсации.

Ключевые слова: электронный счетчик электроэнергии, датчики напряжения и тока, термокомпенсация.

V.T. MADOYAN

**RESEARCH OF THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF AN ERROR OF THE
ELECTRONIC ELECTRICITY METERS**

Investigations of the temperature dependence of an error of electronic electricity meters and their metrological characteristics by applying thermal compensation are carried out.

Keywords: electronic electricity meter, voltage and current sensors, thermal compensation.

UDC 621.317

RADIOELECTRONICS

A.A. HAKHOUMIAN, H.K. MELIKYAN, N.G. POGHOSYAN,
S.T. SARGSYAN, T.V. ZAKARYAN

**A DIRECT DIGITAL SYSTEM FOR COMPLEX IMPEDANCE
MEASUREMENT VIA A PASSIVE V-I SENSOR**

In this article the direct digital method for impedance measurement is introduced. The accuracy of the phase measurement is estimated. Initial system calibration technique is presented and several known load impedances are measured.

Keywords: Direct digital impedance measurement, plasma impedance, passive V-I sensor.

Introduction. Nowadays, in modern semiconductor manufacturing processes the use of dry etching has many advantages over the standard wet one [1]. For dry semiconductor etching plasma generated from high power radio frequency (RF) signal is used. From technological point of view, plasma generated from the RF power should meet several requirements. The most important one is the homogeneous and constant plasma density. The homogeneity of the plasma in the chamber is achieved in the development stage [2]. Meanwhile, the constant plasma density depends on the RF signal constant energy flow to the chamber. It is not a trivial problem because the generated plasma impedance changes nonlinearly and should be tracked in order to match the generator with the plasma. Plasma impedance precise measurement allows to achieve this goal. To put it in another way, the power delivered to the plasma chamber, namely the plasma density, will be constant. It should be mentioned that during the plasma material processing the plasma parameters' nonlinear changing causes the high order harmonics growing at RF generator and plasma section. In this respect, the high order harmonics should be tracked as well to know the process stage in the plasma chamber.

Plasma Impedance measurement techniques. There are two encountered common methods of plasma impedance measurement, but first of all it should be noticed that the accuracy of the measured phase has a huge impact on the impedance measurement. As it is evident:

$$\frac{\Delta P}{P} \bigg/ \frac{\Delta \varphi}{\varphi} = \frac{\Delta P}{\Delta \varphi} \frac{\varphi}{P} = \frac{\Delta(VI \cos \varphi)}{\Delta \varphi} \frac{\varphi}{VI \cos \varphi} = -\varphi \tan \varphi, \quad (1)$$

where ΔP is the small deviation of power, P is the absolute power, $\Delta \varphi$ is the small deviation of phase, φ is the absolute phase, V and I are the values of voltage and current respectively.

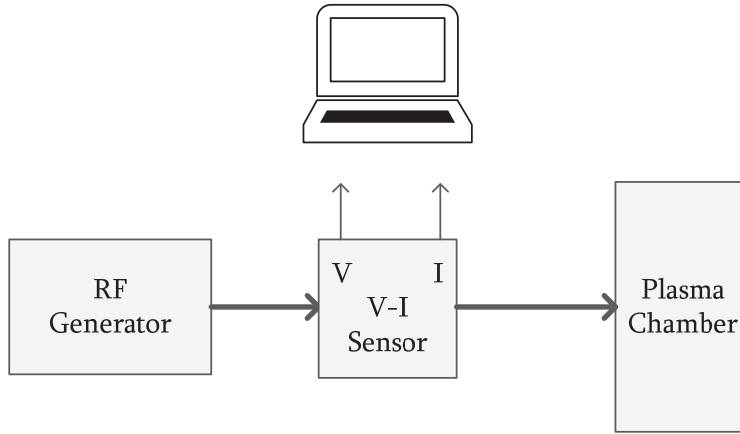


Fig. 1. General setup

The general setup of the plasma impedance measurement is shown in Fig.1: voltage-current (V-I) sensor has been placed between the RF generator and plasma chamber, V-I sensor [3] has two outputs shown the “voltage” and “current” proportional signals of RF flow through. Thereupon these two signals are used to measure the impedance of the plasma. Complex impedance is defined as:

$$Z = \frac{V}{I} e^{i\varphi} . \quad (2)$$

The difference between the two methods of plasma impedance measurement, i.e. indirect and direct, lies in the V-I sensor output processing. Indirect processing uses ICs for voltage, current and phase measurements. Meanwhile the direct processing systems directly samples RF “voltage” and “current” proportional signals and then digitally extracts the voltage, current and phase. It should also be mentioned that the values extracted in both indirect and direct methods are proportional to the real RF signal and should be calibrated to describe it. The advantages of the indirect method are that there is no need for high computational power from the system, but such systems are relatively slow and cannot provide information about high order harmonics.

Direct digital impedance measurement. In this method, the output of the V-I sensor is connected to the high speed analog-to-digital converter (ADC). Two channels of ADC are in use: one for voltage and the other-for current. The digitized signal is sent to the PC through the high speed standard bus. Then the digital signal is filtered from the noise and high order harmonics. It is expedient to use the Fourier transform for the main harmonic extraction taking into account the possible nonlinearity of the overall system.

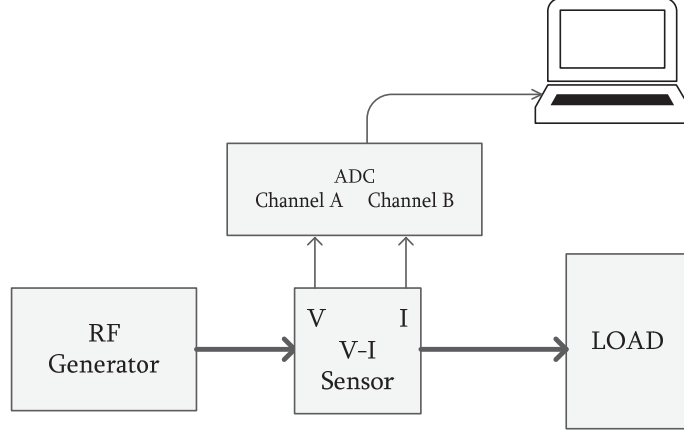


Fig. 2. Calibration setup

In our calibration setup (Fig.2), the sampling rate of ADC (F_s) is 250 *Msp*s. If we consider that the generator main frequency is 13.56 *MHz*, this allows us to track up to 7th order harmonic. Applying the Fourier transform to the sampled signal, we will find the first harmonic signals

$$X_A(n) = A \cos\left(\frac{2\pi f_A}{F_s} + \phi_A\right), \quad X_B(n) = A \cos\left(\frac{2\pi f_B}{F_s} + \phi_B\right), \quad (3)$$

where A, f_A, ϕ_A are the amplitude, frequency and phase of the signal at the first channel, meanwhile B, f_B, ϕ_B are the respective values for the second channel. For ϕ_A and ϕ_B we have:

$$\phi_A = \varphi_A + \Delta\varphi_0, \quad \phi_B = \varphi_B + \Delta\varphi_0 + \Delta\varphi_{AB} \quad (4)$$

where $\Delta\varphi_0$ is the phase offset between the generator and the ADC clock, $\Delta\varphi_{AB}$ is the phase offset between the two channels (originated from ADC sequential sampling) and $\Delta\varphi_{AB}$ is the constant.

Lets estimate the measurement phase resolution. The main frequency of the RF generator is 13.56 *MHz* which means that the period is about 73 *nsec* and further sampling period of ADC is about 4 *nsec*, which means that the measurement phase resolution is about 1.2 degrees.

In order to refine the measured values, we use moving averaging from 50 to 1000 *ms* time constants.

Let's consider the voltage proportional output of the V-I sensor connected to the ADC first channel (Channel A) and current proportional output to the second (Channel B). Then from the foregoing we have

$$U = \alpha \overline{U_A}, I = \beta \overline{U_B}, \Delta\varphi = \overline{\phi_A} - \overline{\phi_B} - \overline{\Delta\varphi_0}, \quad (5)$$

where α, β are constants; U, I voltage and current of the RF signal; $\overline{U_A}, \overline{U_B}$ are the extracted main harmonic amplitudes of the channel A and channel B respectively, $\Delta\varphi$ is the averaged phase offset between signals at channels A and B.

Calibration of direct digital impedance sampler. Now, when we have $\overline{U_A}, \overline{U_B}, \overline{\phi_{AB}}$ and the problem is to calibrate the system to get correct values of U, I and $\Delta\varphi$. Namely initial phase offset $\Delta\varphi_0$, and α, β constants should be determined.

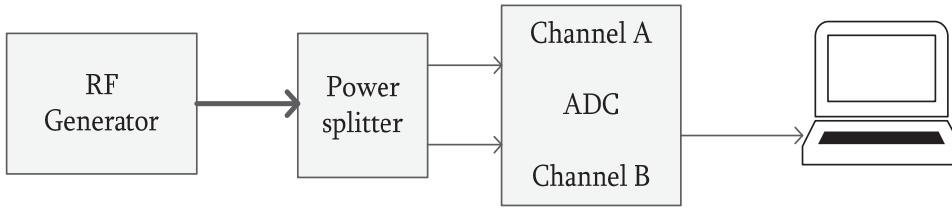


Fig. 3. Phase calibration setup

First, elimination of the phase offset between two channels $\Delta\varphi_{AB}$ is needed. The setup is shown in Fig.3. RF generator output is connected to the in-phase power splitter. Respective outputs of which are connected to ADC channels through equal length cables. Hence, the signal phases at ADC channels are equal $\phi_A = \phi_B$ and can be obtained from (4):

$$\Delta\varphi = -\overline{\Delta\varphi_0} \quad (6)$$

which is the initial phase offset between the ADC's two channels.

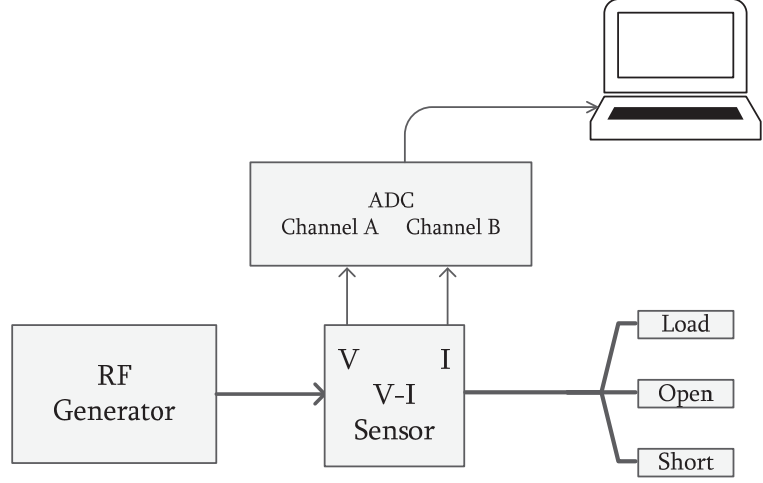


Fig. 4. Full calibration setup

The next calibration step is to find the missing α and β constants, which allows to measure the absolute voltage and current of the RF signal from the measured proportional ones. In such case, the used method represents modification of Short/Open Load/Thru (SOLT) [4]. The method is based on the measurement of voltage and current proportional values of V-I sensor outputs at three consequent conditions: when the V-I sensor is connected to the matched load, left open and shorted respectively (Fig.4). In these three steps the output power of the generator should remain unchanged. Here the ADC's channels A and B are connected to the V-I sensors voltage and current proportional outputs respectively. When we take into account the current-voltage relations in these three conditions of the circuit (Load / Open / Short), and the fact that the output power of the RF generator is known, we obtain:

$$\alpha = \alpha_L \left(\frac{\overline{U_L^A}}{\overline{U_o^A}} + \frac{1}{2} \right) \quad (7)$$

for the α voltage relation coefficient and

$$\beta = \beta_L \left(\frac{\overline{U_L^B}}{\overline{U_s^B}} + \frac{1}{2} \right) \quad (8)$$

for β current relation coefficient.

Here α_L and β_L are the voltage and current proportion coefficients when the output of the V-I sensor is connected to the load. $\overline{U}_L^A$ and $\overline{U}_O^A$ are the voltages measured at the ADC channel A when the V-I sensor output is connected to the load and left open respectively, $\overline{U}_L^B$ and $\overline{U}_S^B$ are the voltages measured by the ADC channel B when the V-I sensor output is connected to the load and shorted.

Now when we have the missing α , β , $\Delta\varphi_0$ constants, we are able to measure the unknown load impedance connected to the V-I sensor output by using Eq. (2).

The results of measurements with the calibrated V-I sensor are presented in the Table.

Table

Measurement results with calibrated V-I Sensor

$Z_{load} [\Omega]$	$Z_{measured} [\Omega]$
50	51.4 - i0.04
13.2 + i32	13.3 + i33.3
46.6 - i107.6	41.6 - i102.3

As we have the absolute values of current and voltage, as well as the precise phase offset between them, the reflection coefficient Γ , load power P_{Load} , forward power $P_{forward}$, reflected power $P_{reflected}$ the reflection coefficient can be easily calculated.

The reflection coefficient of a load is determined by its impedance Z and the impedance toward the source Z_0 :

$$|\Gamma|^2 = \left| \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right|^2. \quad (9)$$

In (9) $|\Gamma|^2$ is the power reflection coefficient. From [5]:

$$P_{load} = P_{forward} - P_{reflected}, \quad (10)$$

$$P_{load} = V \cdot I \cos \varphi. \quad (11)$$

From (9), (10) and (11) it follows:

$$P_{reflected} = \frac{P_{load} |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2} . \quad (12)$$

And finally the reflected power (12) is used to calculate the forward power.

Conclusion. The method of measurement of RF impedance is proposed based on direct digitalization of VI sensor signals. The accuracy of this method versus sampling frequency is estimated and testing results for several known loads are presented.

This work was supported by the RA MES State Committee of Science, in the frames of the research project no. 15Ap_2b012.

REFERENCES

1. **Grill A.** Cold Plasma in Material Fabrication, From Fundamental to Applications.- New York: IEEE Press, 1994.
2. **Gavrilov N.V., Emlin D.R., Nikulin S.R.** Generation of a homogeneous plasma in a glow discharge with a hollow anode and a wide-aperture hollow cathode // Technical Physics Letters.- 1999.- V. 25, no. 6.- P. 498–500.
3. Методы мониторинга и управления радиочастотной плазмы в современных технологических процессах / **А.А. Агаджанян, А.А. Ахумян, Т.В. Закарян, А.К. Меликян и др.** // Физические основы приборостроения.- 2016.- Т.5, no. 1.- С. 78-87.
4. Electronic vs. Mechanical Calibration Kits: Calibration Methods and Accuracy, Keysight Technologies Whitepaper, 2014, 5988-9477EN.
5. **Richard A.** Forward and Reflected Powers: what do they mean. - Advanced Energy Whitepaper, 1998, SL-WHITE7-270-01.

Institute of Radiophysics and Electronics, National Academy of Sciences of Armenia.
The material is received 03.04.2018.

Ա.Ա. ՀԱԽՈՒՄՅԱՆ, Հ.Կ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ն.Գ. ՊՈՂՈՍՅԱՆ, Ս.Թ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ,
Տ.Վ. ԶԱՔԱՐՅԱՆ

**ՊԱՍՍԻՎ V-I ՏՎԻՉԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԿՈՄՊԼԵՔՍ ԻՄՊԵԴԱՆՍՆԻ ՈՒՂԻՂ ԹՎԱՅԻՆ
ՉԱՓՈՒՄԸ**

Ներկայացվել է իմպեդանսի ուղիղ թվային չափման եղանակը: Կատարվել է փուլային ճշտության գնահատում: Ցույց է տրվել համակարգի նախնական համալարման եղանակը, և կատարվել չափումներ տարբեր հայտնի բեռների միջոցով:

Առանցքային բառեր. ուղիղ թվային չափում, պլազմայի իմպեդանս, V-I տվիչ:

**A.A. АХУМЯН, А.К. МЕЛИКЯН, Н.Г. ПОГОСЯН, С.Т. САРГСЯН,
Т.В. ЗАКАРЯН**

**ПРЯМОЕ ЦИФРОВОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КОМПЛЕКСНОГО ИМПЕДАНСА С
ПОМОЩЬЮ V-I СЕНСОРА**

Представлен метод прямого цифрового измерения комплексного импеданса. Проведена оценка точности измерения фазы. Показана техника начальной калибровки системы. Произведены измерения импеданса заведомо известных нагрузок.

Ключевые слова: прямое цифровое измерение, импеданс плазмы, пассивный V-I сенсор.

Ա.Ա. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ

ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՅՈՒՆԱՐԱՐԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ
ԳԵՐԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՓՈՔՐԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Ներկայացված է արագագործ լարման կայունարարի ելքային ազդանշանի գերլարումների փոքրացման մեթոդ: Խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաներում լարման կայունարարի բեռը կարող է կարճ ժամանակով անջատվել, մինչդեռ լարման կայունարարը կարող է շարունակել աշխատանքը: Բեռի կտրուկ անջատվելն առաջացնում է գերլարումներ: Առաջարկվող մեթոդի դեպքում օգտագործվում է կեղծ բեռ, որը միանում է լարման կայունարարի ելքին՝ իրական բեռի անջատվելուն պես, այնուհետև աստիճանաբար անջատվում: Արդյունքում՝ գերլարումները էապես փոքրանում են և դառնում թույլատրելի:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, լարման կայունարար, գերլարում, լարման թռիչքներ, կեղծ բեռ:

Ներածություն: Ներկայումս կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ (ԿՄՕԿ) տեխնալոգիաները ակտիվորեն շարունակում են մասշտաբավորվել: Մասշտաբավորմանը զուգընթաց օրեցօր մեծանում է ինտեգրալ սխեմաների աշխատանքային արագագործությունը: Այսօր արագագործությունն անցել է ԳՀԳ-ի շեմը, սակայն մեծ արագությունը ենթադրում է մեծ հզորության ծախս: Մյուս կողմից՝ շուկայում մրցունակ լինելու համար անհրաժեշտ է արագագործության մեծացմանը զուգընթաց մշակել մեթոդներ, որոնք միտված կլինեն էներգասպառման փոքրացմանը:

Ինտեգրալ սխեմայի հզորության ծախսը հավասար է հոսանքի և լարման արտադրյալին.

$$W = I * V: \quad (1)$$

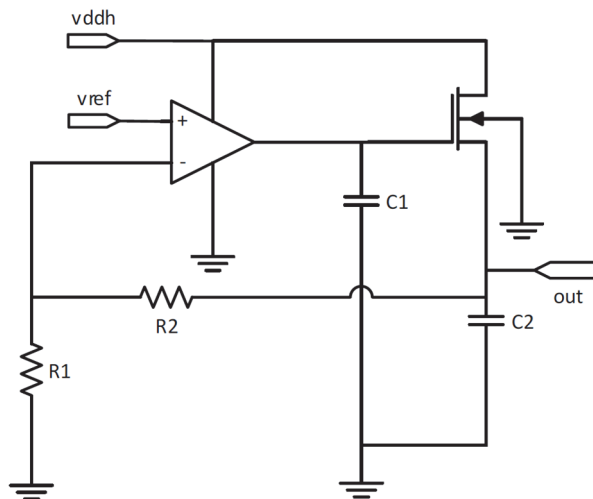
Հզորության փոքրացման նպատակով խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաներում կիրառվում են բազմամակարդակ սնման աղբյուրներ: Թվային բլոկները սնվում են ցածր մակարդակի սնման աղբյուրից (0,7...1 Վ), իսկ անալոգային բլոկները՝ բարձր (1,5...2 Վ): Այսպիսով, համակարգի թվային բլոկների լարումը 2 անգամ իջեցնելիս էապես փոքրանում է ընդհանուր ծախսվող հզորությունը:

Թվային բլոկները հիմնականում աշխատում են բարձր հաճախություններով, և այդ արագ փոխանջատումները լարման թռիչքներ են առաջացնում ցածր մակարդակի սնման լարման վրա: Զգայուն սխեմաների համար այդ թռիչքները կարող են վտանգավոր լինել. այդ պատճառով օգտագործվում են լարման կայունա-

րարներ, որոնց էլքում ձևավորվում է ցածր մակարդակի կայուն լարում, իսկ լարման մակարդակը որոշում է նախագծողը:

Արագագործ մուտք/էլք հանգույցներում լարման կայունարարի բեռը էապես մեծ է՝ համեմատած ավելի դանդաղագործների հետ, և քանի որ բեռը մեծ է, օգտագործվում են մեխանիզմներ, որպեսզի անհրաժեշտության դեպքում բեռն անջատվի: Բեռի կտրուկ անջատումը հանգեցնում է գերլարման, որը վտանգավոր է բարակ փականով տրանզիստորների համար: Վերոնշյալ երևույթը տեղի է ունենում բոլոր այն լարման կայունարարներում, որոնցում լարման կայունացման ժամանակը ավելի մեծ է՝ համեմատած բեռի միացվելու ժամանակին:

Լարման կայունարարի էլքը հաստատվում է և ունի դիմադրողականություն սնման լարման աղմուկներից: Իսկ էլքային լարման արժեքը կախված է մուտքային լարումից և դիմադրությունների հարաբերակցությունից [1]: Նկ.1-ում ներկայացված է լարման կայունարարի հիմնական սխեման:



Նկ.1. Լարման կայունարարի հիմնական սխեման

Լարման կայունարարը ներկայացնում է բացասական հետադարձ կապով համակարգ, որի դերն է էլքային ազդանշանի կայունացումն ու սնման դրողերի աղմուկների ճնշումը: Ելքային ազդանշանի կախվածությունը մուտքային լարումից և դիմադրությունների հարաբերակցությունից ներկայացված է հաջորդիվ.

$$V_{out} = \frac{V_{ref} * (R1 + R2)}{R1} \quad (2)$$

Լարման կայունարարի առաջին կասկադը օպերացիոն ուժեղարար է, որն ապահովում է համակարգի ուժեղացումը, իսկ երկրորդ կասկադը ակունքային կրկնիչ է, որն ապահովում է մեծ հոսանքի հոսք դեպի բեռը: C1 ունակությունը

գտում է ակունքային կրկնիչի մուտքային աղմուկները, իսկ C2-ը կապագերծող ունակություն է, որը փոքրացնում է ելքային աղավաղումները և ճնշում է բարձր հաճախականային աղմուկները, որոնք կարող են փոխանցվել և մուտքային ազդանշանից և սնման դողերից:

Գերլարումների առաջացման պատճառը. Աշխատանքի ընթացքում, որպես լարման կայունարարի առաջին կասկադ, նախագծվել և օգտագործվել է օպերացիոն ուժեղարար, որը, համաձայն HSPICE [2] նմանակման, ունի 60 η ուժեղացում, 7 U_{Zg} թողունակության շերտ, 75° փուլի պաշար և 20 η ուժեղացման պաշար: Վերոնշյալ պարամետրերից երևում է, որ օպերացիոն ուժեղարարը կայուն աշխատում է որպես կրկնիչ: Նախագծման փուլում մեծ կարևորություն է տրվել սնման աղմուկների ճնշման գործակցին (ՄԱՃԳ) [3], քանի որ այդ գործակիցն է արտահայտում, թե որքան լավ են սնման դողերի աղմուկները ճնշվում ելքում (3): Նախագծված օպերացիոն ուժեղարարն ապահովում է -60 η -ից փոքր ՄԱՃԳ՝ փոքր հաճախությունների դեպքում, իսկ վատագույն դեպքում՝ -21 η 100 U_{Zg} -ի պարագայում, որն ապահովում է ավելի քան 10 անգամ ուժեղացում.

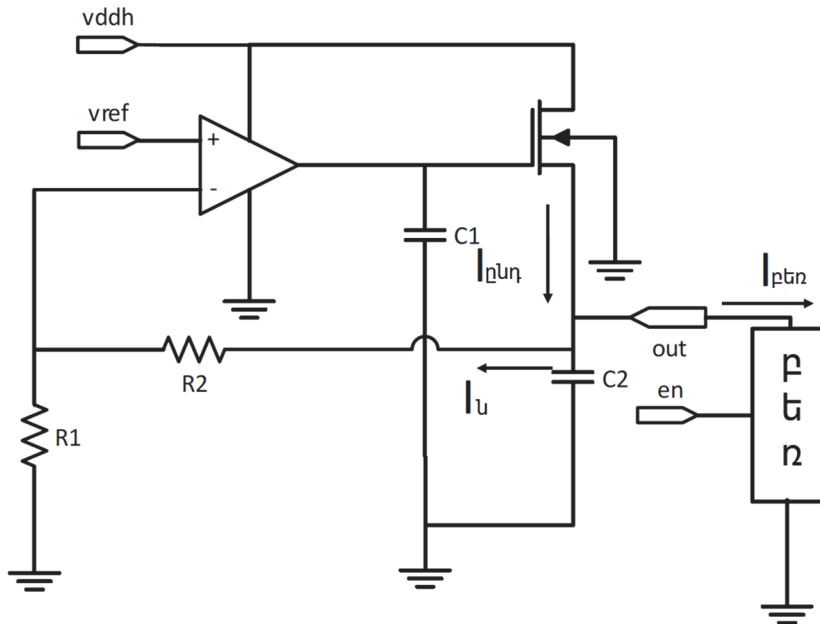
$$MAG = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3)$$

Ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաներում սնման աղմուկների հնարավոր աղմուկի չափը հավասար է աղմուկի 3...5%-ին, այսինքն՝ վատագույն դեպքում աղմուկը կլինի 90 μ V, որը 10 անգամ ճնշելիս կստացվի 9 μ V:

Խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաներում գոյություն ունեն հաստ և բարակ փականներով տրանզիստորներ: Հաստ փականով տրանզիստորների համար լարման մակարդակը 1,8 μ V է, թույլատրելի շեղման տիրույթը՝ $\pm 10\%$, իսկ բարակ փականովների դեպքում՝ 1 μ V և կրկին $\pm 10\%$ թույլատրելի տիրույթ:

Լարման կայունարարն օգտագործվում է բարակ փականով տրանզիստորների սնուցումն ապահովելու համար, ուստի լարման կայունարարի ելքում գերլարումների առկայությունը կարող է հանգեցնել մինչև անգամ տրանզիստորների ծակման, եթե գերլարումները մեծ են թույլատրելի մակարդակից:

Նկ.2-ում և (4)-(7)-ում ներկայացված է գերլարումների և լարման թռիչքների առաջացման պատճառը:



Նկ.2. Գերլարումների առաջացման մեխանիզմը

HSPICE նմանակումը ցույց է տալիս ավելի քան 20% գերլարում, որի տևողությունը մոտ 40 նվ է: Գերլարման և լարման թռիչքի պատճառը արագ փոխանջատվող en ազդանշանն է, որի հետևանքով բեռն անջատվում է:

Սկզբնական փուլում, երբ բեռը դեռ միացված է ելքային կասկադին, հոսանքի հիմնական մասը հոսում է դեպի բեռը, և մի փոքր մասը՝ դեպի լարման կայունարարի ներքին սխեման: Արդյունքում ձևավորվում է ելքային լարումը:

$$I_{ընդ} = I_{բեռ} + I_{ն}, \quad (4)$$

$$V_{out} = I_{ընդ} * (R_{ն} || R_{բեռ}): \quad (5)$$

Երբ բեռն անջատվում է, լարման կայունարարը չի կարող ակնթարթորեն արձագանքել. արդյունքում՝ ամբողջ հոսանքը հոսում է դեպի լարման կայունարարի ներքին սխեման, և ելքային լարումը թռիչքաձև աճում է՝ առաջացնելով գերլարում:

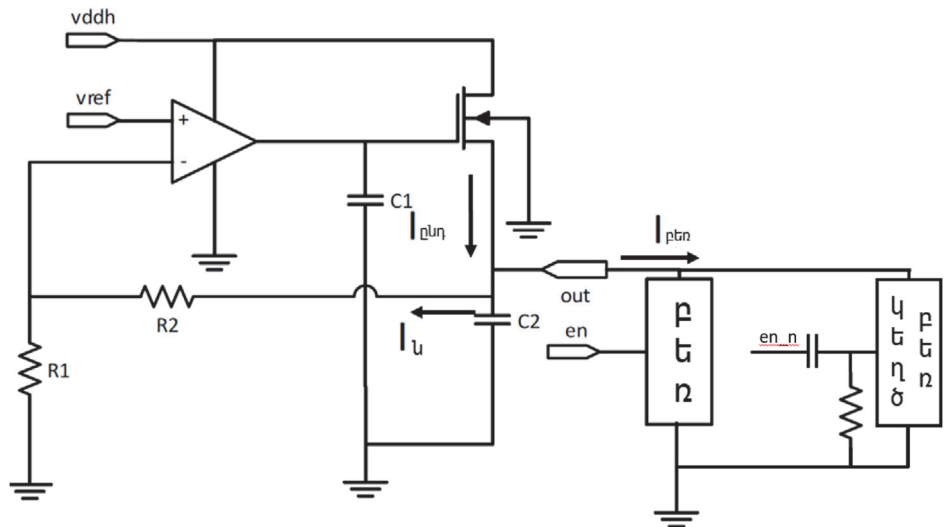
$$V_{out} = I_{ընդ} * R_{ն}: \quad (6)$$

Ելքային լարումն աճում է այնքան ժամանակ, քանի դեռ բացասական հետադարձ կապը չի կարգավորել համակարգը: Կայունանալուց հետո ելքային հոսանքը պակասում է այնքան, որ ելքային լարումը հավասարվում է սկզբնական լարման մակարդակին:

$$V_{out} = I_u * R_u \quad (7)$$

Այսպիսով, անհրաժեշտություն է առաջանում՝ մշակելու այնպիսի մեխանիզմներ, որոնք կհակադրեն լարման թռիչքներին, քանի դեռ համակարգը չի կայունացել:

Գերլարումներից պաշտպանության առաջարկվող մեթոդը. Ինչպես արդեն նշվեց, լարման կայունարարի ելքային բեռի անջատվելն առաջացնում է գերլարումներ և լարման թռիչքներ ելքային լարման վրա: Առաջարկվում է ելքային բեռի անջատվելուց անմիջապես հետո միացնել կեղծ բեռ, որպեսզի իրական բեռով հոսող հոսանքը շարունակի հոսել կեղծ բեռով՝ խուսափելու համար գերլարումներից: Սակայն կեղծ բեռ միացնելիս հիմնական հոսանքը անընդհատ կհոսի, այսինքն՝ համակարգը անընդհատ կծախսի ֆիքսված հոսանք: Որպեսզի փոքրացնենք սպառվող հզորությունը այն դեպքում, երբ իրական բեռը անջատված է, առաջարկվում է կեղծ բեռը աստիճանաբար փակել: Այսպիսով, կեղծ բեռը միացնելով՝ խուսափում ենք գերլարումներից և լարման թռիչքներից, իսկ դանդաղ անջատելով փոքրացնում ենք սպառվող հզորությունը սպասման ռեժիմում: Առաջարկվող ճարտարապետությունը ներկայացված է նկ.3-ում:

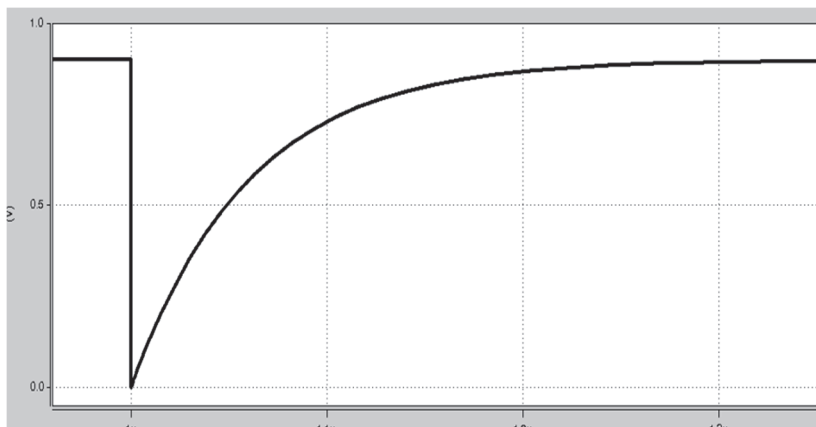


Նկ.3. Առաջարկվող ճարտարապետությունը

Կեղծ բեռի կառավարող ազդանշանը (en_n) իրական բեռի կառավարող ազդանշանի ինվերսն է, որպեսզի իրական բեռն անջատվելիս կեղծը անմիջապես միանա: Կեղծ բեռի կառավարող ազդանշանն անցնում է ցածր հաճախականային գոտիով, որպեսզի կառավարող ազդանշանը միանալուց հետո աստիճանաբար

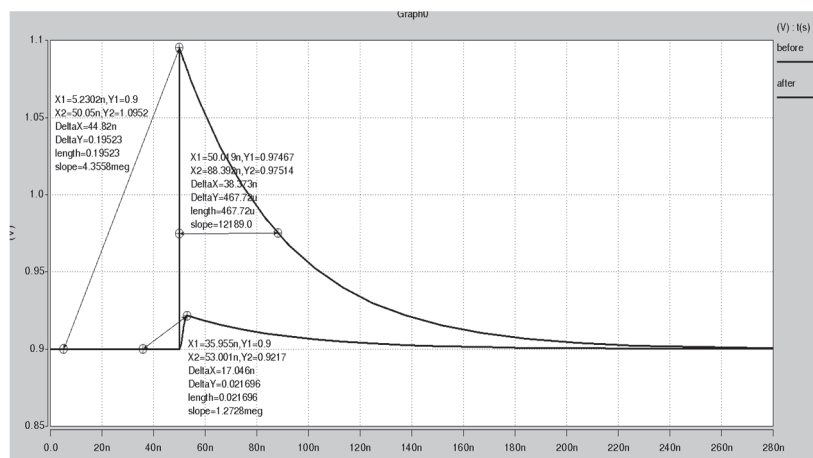
անջատվի, որի ընթացքում լարման կայունարարը կհասցնի կայունացնել համակարգը:

Սկզբնական փուլում ընդհանուր հոսանքի մեծ մասը հոսում է դեպի բեռը: Բեռի անջատվելուց հետո կեղծ բեռը միանում է, և նույն հոսանքը շարունակում է հոսել դեպի կեղծ բեռը, որպեսզի համակարգը զերծ պահի կտրուկ փոփոխություններից, այնուհետև կեղծ բեռը դանդաղ անջատվում է, որի ընթացքում լարման կայունարարը, բացասական հետադարձ կապի շնորհիվ, կայունացնում է ամբողջ համակարգը: Ի վերջո կեղծ բեռը նույնպես անջատվում է՝ ապահովելով նաև արտահոսքի հոսանքից (նկ. 4):



Նկ. 4. Կեղծ բեռի կառավարող ազդանշանը

Նկ.5-ում ներկայացված է լարման կայունարարի ելքային ազդանշանի համեմատությունը գոյություն ունեցող և առաջարկվող մեթոդների միջև:



Նկ.5. Գոյություն ունեցող և առաջարկվող մեթոդների համեմատությունը

Ինչպես երևում է նկարից, մեթոդի կիրառումից հետո գերլարման մակարդակը էապես փոքրացել է, և ամբողջ երկայնքով լարման մակարդակը չի անցնում թույլատրելի սահմանը: Արդյունքները ամփոփված են աղյուսակում:

Աղյուսակ

Գոյություն ունեցող և առաջարկվող մեթոդների համեմատությունը

Պարամետր	Գոյություն ունեցող մեթոդ	Առաջարկվող մեթոդ
Գերլարում (ՄՎ)	195,2	21,6

Եզրակացություն: Արագագործ լարման կայունարարի գերլարումների փոքրացման մեթոդի կիրառման դեպքում գերլարման չափը փոքրանում է մոտ 10 անգամ:

Առաջարկվող մեթոդի կիրառման դեպքում կարևոր չէ լարման թոփչքի տևողությունը, քանի որ լարման մակարդակը երբեք չի անցնում թույլատրելի սահմանը:

REFERENCES

1. **Dobkin B., Williams J.** Analog circuit design volume 2: immersion in the black art of analog design. – Newnes, 2012. –1268p.
2. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.
3. **Teel J.C.** Understanding power supply ripple rejection in linear regulators. -Texas Instruments Incorporated, 2005. –P. 8-10.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան, «Միևտիսի Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 28.09.2018:

А.А. МАРТИРОСЯН

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Представлен метод снижения перенапряжений выходного сигнала высокочастотного стабилизатора напряжения. В смешанных сигнальных интегральных схемах нагрузка стабилизатора напряжения может отключиться на короткое время, в то время как работа стабилизатора напряжения продолжается. Резкое отключение нагрузки вызывает перенапряжения. В предлагаемом методе используется фиктивная нагрузка, которая присоединяется к выходу стабилизатора, как только реальная нагрузка отключается, затем постепенно отсоединяется. В результате перенапряжения существенно уменьшаются и становятся допустимыми.

Ключевые слова: интегральная схема, стабилизатор напряжения, перенапряжение, всплеск напряжения, фиктивная нагрузка.

A.A. MARTIROSYAN

**A METHOD OF DECREASING OVERSHOOTS FOR A OUTPUT SIGNAL OF
HIGH SPEED VOLTAGE REGULATOR**

A method of decreasing the overvoltage in the output signal of a high speed voltage regulator is presented. In mixed signal integrated circuits, during the operation, the load of the voltage regulator can switch - off for a short period, while the voltage regulator continues to operate. A fast-switch off of the load causes overshoots. The proposed method uses a fictive load which is connected as soon as the actual load is switched off, and then is gradually connected. As a result, the overshoots are substantially reduced and become permissible.

Keywords: integrated circuit, voltage regulator, overshoot, voltage spikes, fictive load.

Ս.Գ. ԳՈՄՑՅԱՆ

ԵՐԿՉԱՓ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՎԵՐԱԿԱՆԳՆՈՒՄԸ ԵՎ ՍԵՂՄՈՒՄԸ ՎԵՑՎԼԵՏ-ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐԻ ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ

Դիտարկվել են միաչափ և երկչափ ազդանշանների վեյվլետ-տրոհման և վերականգնման տեսական հիմունքները՝ անընդհատ և ընդհատ ձևափոխությունների դեպքում, ինչպես նաև սեղմման և աղմուկներից վեյվլետ-մաքրման գաղափարները: Իրականացվել է պատկերների վեյվլետ-վերականգնում և սեղմում տարատեսակ վեյվլետներով՝ Wavelet Toolbox V4.11 փաթեթի կիրառմամբ, որն ունի բարդ ազդանշանների մշակման համար նախատեսված նորագույն և հզոր գործիքակազմ:

Առանցքային բառեր. բազիսային ֆունկցիա, վեյվլետ-ձևափոխություններ, դեկոմպոզիցիա, շեմային մշակում, երկչափ պատկերների սեղմում:

Ներածություն: Վեյվլետները ներկայացնում են մաթեմատիկական օբյեկտների մի նոր դաս, որոնք թույլ են տալիս սկզբունքային նոր բազիսներով մոտարկել ոչ ստացիոնար ֆունկցիաներ, բարդ ազդանշաններ կամ պատկերներ, ընդ որում՝ գրեթե իդեալական կամ չնչին սխալանքով: Վեյվլետներն ունեն մի շարք ակնհայտ առավելություններ Ֆուրյե-շարքերի համեմատ ֆունկցիաների տեղային առանձնահատկությունները բացահայտելիս: Վեյվլետների բազիսային ֆունկցիաների բազմազանությունը թույլ է տալիս դրանք հեշտությամբ կիրառել գործնական այս կամ այն բարդությամբ խնդիրներ լուծելու համար: Պատկերների մշակման ոլորտում դրանք ընձեռում են նոր և արդյունավետ հնարավորություններ, օրինակ՝ տեսաազդանշաններից աղմուկները հեռացնելու կամ պատկերներ պարունակող ֆայլերը սեղմելու դեպքում: Սա շատ արդիական խնդիր է ոչ միայն երկրաֆիզիկայում, կենսաբանությունում, բժշկությունում, այլ նաև ռադիոտեխնիկայում և կապի համակարգերում: Մահմանափակ թողունակությամբ ուղիներով սեղմված պատկերների հաղորդման համար դրանք համարվում են առավել հեռանկարային, օրինակ՝ համացանցով, բջջային կապով, բանկային հիմնարկների, գրասենյակների և պետական ծառայությունների համեմատաբար նեղշերտ կապուղիներով:

Աշխատանքի նպատակն է մշակել վեյվլետ-գոիչների նոր համակարգ, որը հնարավորինս ճշգրիտ կարողանա վերականգնել ընդունված պատկերը վեյվլետ-փոխակերպման արդյունքում և հնարավորինս արդյունավետ կարողանա սեղմել ինֆորմացիան՝ որակի նվազագույն անկումով, տվյալների բազայում պահպանելու

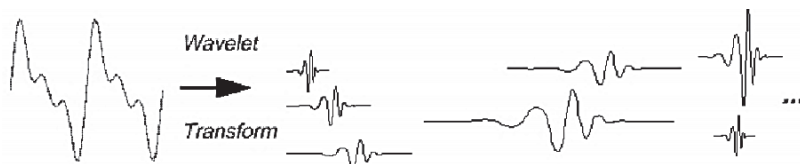
կամ սահմանափակ թողունակությամբ ուղիներով հաղորդելու նպատակով: Դրա համար կիրառվել են տարբեր տեսակի վեյվլետներ, փորձարկվել են դեկոմպոզիցիայի տարբեր մակարդակներ, շեմային մշակման տարբեր մեթոդներ և շեմային օպտիմալ մակարդակներ:

Խնդրի դրվածքը: Ժամանակակից կապի համակարգերում լայնորեն կիրառվում են լայնաշերտ իմպուլսային և թվային ազդանշաններ, որոնց վերլուծության համար ազդանշանը ներկայացվում է պարզագույն բաղադրիչների՝ $\psi_k(t)$ բազիսային ֆունկցիաների և ազդանշանի մասին ինֆորմացիա պարունակող C_k գործակիցների արտադրյալի կշռված գումարի տեսքով.

$$s(t) = \sum_k C_k \psi_k(t): \quad (1)$$

Վեյվլետների բազիսային ֆունկցիաները կտրուկ տարբերվում են Ֆուրյեի շարքի բազիսային ֆունկցիայից՝ սինուսոիդից: Դրանք ներկայացնում են մակարդակի թռիչքով ֆունկցիաներ, իմպուլսներով մոդուլացված սինուսոիդներ և այլ տատենակ ֆունկցիաներ:

Վեյվլետների միջոցով $s(t)$ ազդանշանը ներկայացվում է ալիքային փաթեթների՝ վեյվլետների համախմբով, որոնք ձևավորվում են որոշակի սկզբնական $\psi_0(t)$ բազիսային ֆունկցիայի հիման վրա (նկ. 1): Այդ համախմբը տարբեր է ազդանշանի որոշման տարբեր ժամանակահատվածներում, որը ներկայացնում է վերջինս՝ ճշտության այս կամ այն աստիճանով:



Նկ.1. Ազդանշանի վեյվլետ-վերլուծություն

Ազդանշանի տրոհման դեպքում օգտագործված վեյվլետների թիվը որոշում է ազդանշանի տրոհման (դեկոմպոզիցիայի) մակարդակը: Դեկոմպոզիցիայի ավելի ցածր մակարդակներում ազդանշանի ներկայացման ճշտությունը նվազում է, սակայն առաջանում են ազդանշանների վեյվլետ-գտման, սեղմման և աղմուկներից հեռացման հնարավորություններ, քանզի հենց այդ բարձր մակարդակներում են բացահայտվում ազդանշանների կարճատև առանձնահատկությունները, որոնց շարքն են դասվում նաև աղմուկները:

Ակնհայտ է, որ ազդանշանների ներկայացման համար վեյվլետները պետք է հնարավորություն ունենան սեղմվել (կամ ընդարձակվել) և տեղաշարժվել ազդանշանի փոփոխության ամբողջ ժամանակահատվածում: Հաշվի առնելով

այս հատկությունը, որոշակի ψ_0 բազիսային ֆունկցիայի հիման վրա ստեղծվող $\psi(t)$ վեյվլետ-ֆունկցիան կարելի է ներկայացնել հետևյալ արտահայտությամբ.

$$\psi(t) = a^{-1/2} \psi_0\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (2)$$

որտեղ $b \in \mathbb{R}$ -ը պարամետր է, որը որոշում է վեյվլետի դիրքը ժամանակի առանցքի վրա, $a > 0, a \in \mathbb{R}^+ - \{0\}$ -ն՝ պարամետր, որը որոշում է վեյվլետի մասշտաբավորումը:

Ուղիղ և հակադարձ անընդհատ վեյվլետ ձևափոխությունները հնարավորություն են տալիս իրականացնելու տրված ժամանակահատվածում ազդանշանի ճշգրիտ (կամ շատ մոտ) վերականգնումը: Մակայն դա ոչ միշտ է հնարավոր լինում իրականացնել միայն $\psi(t)$ մանրամասնող ֆունկցիայի հիման վրա, քանզի այն ունակ է վերականգնելու $s(t)$ ազդանշանի միայն նուրբ մանրամասները, իսկ ազդանշանի ամբողջական պատկերը ստանալու համար օգտագործում են մոտարկող (կամ մասշտաբավորող) $\varphi(t)$ ժամանակային ֆունկցիան, որը սահմանում է ազդանշանի կոպիտ մոտարկումը [1]: Մոտարկող և մանրամասնող ֆունկցիաների գումարը վերջնարդյունքում տալիս է նախնական ազդանշանը՝ ճշտության այս կամ այն աստիճանով:

Անընդհատ վեյվլետ-ձևափոխությունը պահանջում է մեծ ծավալի հաշվարկներ [1], այդ իսկ պատճառով գործնական հաշվարկներ կատարելիս a և b պարամետրերին վերագրում են ընդհատ արժեքներ՝ $a = 2^j$ և $b = k2^j$, որտեղ j և k -ամբողջ թվեր են ($k \in \mathbb{Z}$ և $j = 1, 2, \dots$): Այդ դեպքում մանրամասնող վեյվլետ-ֆունկցիան և մոտարկող սքեյլինգ-ֆունկցիան կընդունեն հետևյալ տեսքը.

$$\psi_{j,k}(t) = a_0^{-j/2} \psi(a_0^{-j}t - k), \varphi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \varphi(2^{-j}t - k): \quad (3)$$

(2) և (3) կիրառելի են միաչափ ազդանշաններ մշակելիս, սակայն պատկերների դեպքում գործ ունենք տվյալների երկչափ զանգվածների հետ, և վերոհիշյալ ֆունկցիաները պետք է դիտարկել x և y փոփոխականներով: Անընդհատ երկչափ վեյվլետ-ձևափոխության դեպքում վեյվլետ-ֆունկցիան ներկայացվում է հետևյալ կերպ.

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{a_1 \cdot a_2}} \psi_0\left(\frac{x-b_1}{a_1}, \frac{y-b_2}{a_2}\right), \quad (4)$$

որտեղ a_1 և a_2 -ը, ինչպես նաև b_1 և b_2 -ը ազդանշանի V տիրույթում (x և y) յուրաքանչյուր փոփոխությանը համապատասխանող a և b պարամետրերի արժեքներն են, ընդ որում՝ $V = x$ և $y \in \mathbb{R}^2$:

Ընդհատ երկչափ վեյվլետ-ձևափոխության դեպքում տրվում է ընդհատավորման պայմանը՝ $(j, k) \in \mathbb{Z}^2, a = 2^j$ և $b = k2^j = ka$, և այդ դեպքում.

$$\psi_{j,k} = 2^{-j/2}\psi(2^{-j}V - k), \varphi_{j,k}(t) = 2^{-j/2}\varphi(2^{-j}V - k): \quad (5)$$

Ճիշտ է, ազդանշանների վերականգնման ժամանակ օգտագործում են վեյվլետների ժամանակային կախվածությունները, սակայն դրանք ընդամենը պատկերացում են տալիս ազդանշանների տրոհման և վերականգնման էության մասին: Գործնականում իրական ձայնային և տեսաազդանշանների մշակման ժամանակ վեյվլետ-ձևափոխությունը կատարվում է հաճախականային տիրույթում, որտեղ կիրառվում է գտման մի մեթոդ, համաձայն որի վեյվլետների հաճախականային տիրույթը բաժանվում է երկու բաղադրիչների՝ ցածրահաճախական և բարձրահաճախական: Քանի որ գոյիչներն անցկացնում են ազդանշանի հաճախականային բաղադրիչների միայն կեսը, ապա թողարկման շերտ չանցած բաղադրիչները կարող են հեռացվել: Այդ պրոցեսը կոչվում է դեցիմացիա երկուսով: Եվ եթե պարզապես գումարվեն գոյիչների ելքում առաջացած ֆունկցիաները, ապա կստացվի նախնական ազդանշանը, այսինքն՝ տեղի կունենա ազդանշանի վերականգնում առաջնային մակարդակում: Ցածրահաճախական գոյիչը, իր հերթին, կարելի է տրոհել երկու գոյիչների և կատարել դեցիմացիա, և այդպես շարունակ: Այդպես ձևավորվում է վեյվլետ-գոյիչների մի համակարգ, որն իրականացնում է ազդանշանի այս կամ այն մակարդակի դեկոմպոզիցիա: Վերականգնված ազդանշանը զբաղեցնում է ավելի փոքր հաճախականային սպեկտր: Դա նշանակում է ազդանշանի գտում և ինֆորմացիայի ծավալի կրճատում, ինչը հիմք է հանդիսանում ազդանշանների սեղմման և աղմուկներից ազատման համար [2]:

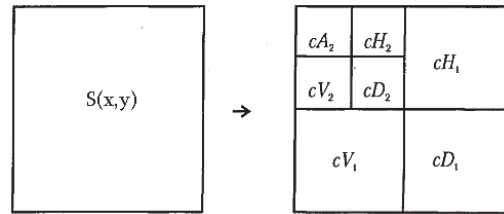
Ազդանշանի ներկայացումը՝ cA_j մոտարկող և cD_j մանրամասնող վեյվլետ-գործակիցների տրոհման ճանապարհով, կոչվում է j -րդ մակարդակի դեկոմպոզիցիա: Այդ դեպքում $S(t)$ ազդանշանի տրոհումը (կամ վերականգնումը) յուրաքանչյուր մակարդակում, ընդհանուր առմամբ, կարելի է ներկայացնել հետևյալ կերպ.

$$S(t) = cA_1 + cD_1 = cA_2 + cD_2 + cD_1 = cA_3 + cD_3 + cD_2 + cD_1 = \dots = cA_j + \sum cD_j : \quad (6)$$

Պատկերներ մշակելիս $S(x,y)$ երկչափ ազդանշանը ներկայացվում է մեկ cA_j ապրոքսիմացնող և երեք մանրամասնող գործակիցներով՝ cH_j -հորիզոնական, cV_j -ուղղահայաց և cD_j -անկյունագծային, որոնք արտացոլում են զանգվածի տարրերը համապատասխան ուղղություններով: Ազդանշանի տրոհման սխեման կարելի է ներկայացնել հետևյալ հաջորդականությամբ [3].

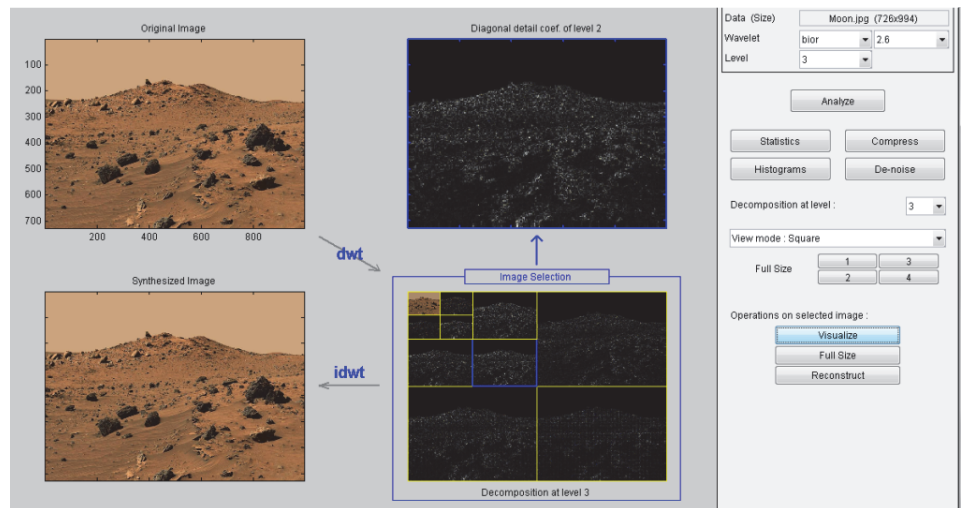
$$S(x,y) \rightarrow (cA_1, cH_1, cV_1, cD_1) \rightarrow (cA_2, cH_2, cV_2, cD_2, cH_1, cV_1, cD_1) \rightarrow \dots$$

MATLAB-ում ընդունված է նաև ներկայացման հետևյալ ձևը [3].



Նկ.2. Երկչափ ազդանշանի տրոհման սխեման

Հետազոտության արդյունքները: 1) Որպես հետազոտվող ազդանշան դիտարկվել է Լուսնի մակերևույթի՝ արբանյակից ստացված JPEG ֆորմատի պատկերը: Wavelet Toolbox փաթեթի GUI գրաֆիկական ինտերֆեյսի գլխավոր մենյուն կանչում են MATLAB-ի ծրագրային պատուհանում wavemenu հրամանով: Երկչափ ազդանշանների մշակման համար ընտրում ենք Wavelet 2-D բաժինը, որի գրաֆիկական միջավայրը հարմարեցված է պատկերների ընդհատ վերլուծության համար նախատեսված բազմաթիվ գործիքներով [4]: Վերոհիշյալ պատկերի վեյվլետ-տրոհման արդյունքները երևում են գրաֆիկական միջավայրի հիմնական դաշտում (նկ. 3): Այդ դաշտի ձախ մասի վերին և ստորին պատկերները համապատասխանում են բնօրինակին և վեյվլետ-գործակիցների մշակումից հետո ստացված պատկերին: Աջ մասում ներկայացվում է պատկերի մատրիցի վեյվլետ-տրոհումը բլոկների տեսքով՝ նկ. 2-ին համապատասխան:



Նկ.3. Պատկերի վեյվլետ-տրոհման գրաֆիկական պատուհանը

Գոյություն ունեցող վեյվլետ-մշակման ալգորիթմները սովորաբար իրականացվում են Դոբեշի կամ Միմլետի վեյվլետների կիրառմամբ [1 – 3, 5, 6]: Մեր կողմից առաջարկվում է կիրառել բիօրթոգոնալ վեյվլետներ, որոնք իրենց մաթեմա-

տիկական ապարատի շնորհիվ ունակ են ավելի ճշգրիտ մշակելու երկչափ ազդանշանները: Հետագուովող պատկերի վերականգնման լավագույն արդյունքներ ստացվեցին bior2.6 վեյվլետի կիրառմամբ՝ տրոհման մինչև 3-րդ մակարդակը:

Որպեսզի ավելի պարզ դառնա պատկերի վերականգնման որակը, մեր կողմից մշակվել է նաև ծրագիր, որը կատարում է 3-րդ մակարդակի երկչափ ընդհատ վեյվլետ-տրոհում և վերականգնում wavedec2 և waverec2 ֆունկցիաների միջոցով, ինչպես նաև հաշվարկում է վերականգնված պատկերի ներկայացման սխալանքը.

```
>> v=im2double(d);
s=v(1:3920); ls=length(s);
[c,l]=wavedec2(s,3,'bior2.6');
a0=waverec2(c,l,'bior2.6');
err=norm(s-a0)
err =
2.3255e-14:
```

Սխալանքի շատ փոքր մեծությունը մեկնաբանության կարիք չունի:

2) Ազդանշանների սեղմման և աղմուկների հեռացման համար վեյվլետ-տեխնոլոգիայում կիրառում են ազդանշանների կարճատև առանձնահատկությունները ներկայացնող մանրամասնող գործակիցների մակարդակի սահմանափակում: Սահմանելով այդ գործակիցների համար որոշակի շեմ և հատելով դրանք ըստ այդ մակարդակի, կարելի է նվազեցնել աղմուկները կամ իրականացնել ազդանշանների սեղմում:

Որպես օրինակ դիտարկվել է «artadramasN1» ֆայլը, որը ներկայացնում է տեսահսկման խցիկով նկարահանված արտադրական տարածքի՝ 282 կՎժավալով JPEG ֆորմատի մի պատկեր: Նկ. 4-ում ներկայացված է Wavelet Toolbox փաթեթի Wavelet 2-D գրաֆիկական միջավայրում վերոհիշյալ պատկերի սեղմման պրոցեսը:



Նկ.4. Պատկերի սեղմում գլոբալ շեմի հաստատմամբ

Սեղմման արդյունքները երևում են գրաֆիկական միջավայրի հիմնական դաշտի վերնի աջ պատկերում (Compressed image): Պատուհանի աջ հատվածում հնարավոր է ընտրել վեյվլետի տեսակը, տրոհման մակարդակը, շեմային մշակման եղանակը: Այդտեղ արտացոլվում է նաև մանրամասնող վեյվլետ-գործակիցների սահմանափակման շեմի արժեքը: Կա նաև տեղային շեմերի հաստատման հնարավորություն, երբ սահմանվում են շեմեր յուրաքանչյուր գործակցի համար, ինչը հնարավորություն է տալիս փոփոխել պատկերի որակն ու սեղմվող ինֆորմացիայի ծավալը: Հետազոտման արդյունքները ցույց տվեցին, որ ամենալավ արդյունքներ ստացվում են bior2.2 վեյվլետի կիրառմամբ՝ տրոհման մինչև 2-րդ մակարդակը: Պատկերը սեղմվում է ավելի քան 3.5 անգամ՝ ազդանշանի էներգիայի 99,37% պահպանմամբ: Պատկերի ընդունելի որակը պահպանելու համար առաջարկվում է կիրառել գլոբալ շեմային մշակում, ինչի արդյունքում հեռացվում է վեյվլետ-գործակիցների մոտ 93,65%-ը:

Հետազոտությունների արդյունքները հաստատեցին, որ տրոհման ցածր մակարդակների դեպքում վերականգնված պատկերի որակը ստացվում է ավելի լավը, քան բարձր մակարդակների դեպքում, սակայն սեղմման աստիճանը ավելի ցածր է լինում: Նկ. 5-ում ներկայացված է «artadramasN1» ֆայլը տրոհման մինչև 2-րդ (նկ. 5, ա) և 8-րդ (նկ. 5, բ) մակարդակներ: Բնօրինակ ֆայլը զբաղեցնում էր 282 կԲ ծավալ, իսկ սեղմվածները՝ համապատասխանաբար 79 կԲ և 63 կԲ: Պատկերի որակը կարելի է լավացնել՝ կիրառելով շեմային մշակման տեղային եղանակը, սակայն սեղմման աստիճանի նվազման հաշվին:



ա)



բ)

Նկ.5. Սեղմված պատկերներ տրոհման 2-րդ (ա) և 8-րդ (բ) մակարդակներում

Եզրակացություն: Կատարված տեսական և փորձնական հետազոտությունները ցույց են տալիս, որ ուղիղ և հակադարձ վեյվլետ-ձևափոխությունները ոչ միայն ապահովում են ազդանշանի գրեթե կատարյալ վերականգնում, այլ նաև ընձեռում են այնպիսի հնարավորություններ, ինչպիսիք են աղմուկներից զտումը և պարունակվող ինֆորմացիայի սեղմումը: Աղմուկների մակարդակը կարելի է կրճատել մանրամասնող գործակիցների՝ ըստ սահմանված օպտիմալ շեմային մակարդակի հատմամբ և արդյունավետ շեմային մշակման մեթոդի ընտրությամբ: Վեյվլետ-տեխնոլոգիաներով սեղմված պատկերները ստացվում են ավելի որակյալ (օրինակ՝ JPEG տեխնոլոգիաների համեմատ), սեղմման նույնիսկ 30...50%-ի դեպքում, ընդ որում՝ բիօթոգոնալ վեյվլետները գերադասելի են այդպիսի խնդիրներ լուծելու համար: Կատարված հետազոտությունների արդյունքները կարող են հիմք հանդիսանալ նոր վեյվլետ-կոդեկների նախագծման համար տեսադիտարկման, անվտանգության և մուտքի վերահսկման համակարգերում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Смоленцев Н.К.** Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. - М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.
2. **Дьяконов В.П.** MATLAB. Обработка сигналов и изображений: Специальный справочник. - СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
3. **Смоленцев Н.К.** Вейвлет-анализ в MATLAB. - М.: ДМК Пресс, 2010. – 448 с.
4. **Дьяконов В.П.** MATLAB R2007/2008/2009 для радиоинженеров. - М.: ДМК Пресс, 2010. - 976 с.
5. **Добеши И.** Десять лекций по вейвлетам / Пер. с англ. Е.В. Мищенко; Под ред. А.П. Петухова. - М.: РХД, 2001. - 464 с.
6. **Hans-Georg Stark.** Wavelets and Signal Processing. An Application-Based Introduction. - Netherlands: Springer Berlin Heidelberg, 2005. – 150 p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 19.03.2018:

С.Г. ГОМЦЯН

**ВОССТАНОВЛЕНИЕ И СЖАТИЕ ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛОВ С
ПРИМЕНЕНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ТЕХНОЛОГИЙ**

Рассмотрены теоретические основы вейвлет-разложения и восстановления одномерных и двумерных сигналов в случае непрерывного и дискретного преобразования, а также принципы сжатия и очистки сигналов от шума. Осуществлено вейвлет-преобразование и сжатие изображений разнотипными вейвлетами с применением пакета Wavelet Toolbox V4.11, который имеет новейший и мощнейший инструментарий для обработки сложных сигналов.

Ключевые слова: базисная функция, вейвлет-преобразования, декомпозиция, пороговая обработка, сжатие двумерных изображений.

S.G. GOMTSYAN

**RESTORATION AND COMPRESSION OF TWO-DIMENSIONAL
SIGNALS BY USING WAVELET-TECHNOLOGIES**

The theoretical bases of the wavelet-decomposition and reconstruction of one-dimensional and two-dimensional signals are considered in case of continuous and discrete transformation, also the compression and noise wavelet-cleaning principles. The description of the Wavelet Toolbox V4.11 package is given, which has the most advanced and powerful tools for processing the complex signals. Wavelet-transform and compression of images are implemented, using a variety of wavelets.

Keywords: basic function, wavelet transforms, decomposition, threshold processing, compression of two-dimensional signals.

Ա.Խ. ՄԽԻԹԱՐՅԱՆ

ԿՈՄՊԼԵՄԵՆՏԱՐ ՄԵՏԱՂ-ՕՔՍԻԴ-ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴՉԱՅԻՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ԸՆԴՈՒՆԻՉ-ՀԱՂՈՐԴԻՉ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Բարձր կայունություն պահանջող ինտեգրալ սխեմաներում (ԻՄ) կայուն հոսանքի աղբյուրների նախագծումը գործնականում դժվար խնդիր է՝ հաշվի առնելով տեխնոլոգիական անկատարությունը, արտաքին պայմանների՝ ջերմաստիճանի, սնման լարման արժեքների փոփոխությունները: Առաջարկվում է նոր մեթոդ՝ հիմնված կայուն հենակային լարման աղբյուրի, անալոգաթվային ձևափոխիչի (ԱԹՁ), թվաանալոգային ձևափոխիչի (ԹԱՁ) և արտաքին կայուն դիմադրության միաժամանակյա կիրառման վրա: Առաջարկվող մեթոդի կիրառումն ապահովում է հենակային հոսանքի աղբյուրների կայունության 7 անգամ բարձրացում՝ առանց կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդչային (ԿՄՕԿ) ԻՄ-ի մակերեսի էական մեծացման: Մեթոդը կարող է ներդրվել ժամանակակից ԻՄ-երի ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում և կիրառվել ժամանակակից ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական պրոցեսներում:

Առանցքային բառեր. հենակային լարման աղբյուր, կայուն հոսանքի աղբյուր, արտաքին դիմադրություն, հոսանքի հայելի:

Ներածություն: Ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) առանձին մեծ ճյուղ են կազմում ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցները (USB, HDMI, MIPI և այլն): Դյուրակիր սարքերի ի հայտ գալուն զուգընթաց առաջացել է էներգասպառման նվազեցման խնդիրը: Ցածր էներգասպառումը էլեկտրոնային սարքերը հնարավորություն են տալիս փոքրացնել դյուրակիր սարքերի սնուցման մարտկոցների ֆիզիկական չափերը՝ միաժամանակ հնարավորություն տալով փոքրացնել ամբողջական սարքի ֆիզիկական չափերը: Ցածր էներգասպառում ապահովելու համար ինտեգրալ սխեմաներ (ԻՄ) արտադրող գործարաններում անընդհատ կատարելագործվում է կիսահաղորդչային սարքերի արտադրության տեխնոլոգիան՝ ԻՄ-երում նվազագույն տարրի չափերը հասցնելով մինչև 7 նմ-ի [1]: Փոքր չափերի տրանզիստորների ստացումն ապահովում է տրանզիստորների արագագործության աճ և միաժամանակ հնարավորություն է տալիս փոքրացնելու սնման լարման արժեքը՝ հանգեցնելով ծախսվող հզորության նվազման: Սակայն ցածր լարմամբ աշխատող անալոգային համակարգերում կրիտիկական են դառնում աղմկակայունության, տրանզիստորները հազեցման ռեժիմում պահելուն առնչվող խնդիրները [2,3]:

Անհրաժեշտություն է առաջանում նախագծելու կայուն հոսանքի և լարման աղբյուրները, որոնք կկիրառվեն զգայուն համակարգերում, ինչպիսիք են՝ համեմատիչները, անալոգաթվային ձևափոխիչները և այլն:

Ելնելով վերը նշվածից՝ հետազոտության նպատակն է նախագծել ԻՄ-երի ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում կիրառելի հոսանքի աղբյուրի սխեմա, որը, տեխնոլոգիական շեղումներին, ջերմաստիճանի և սնուցման լարման արժեքի փոփոխություններին զուգընթաց, կապահովի բարձր կայունություն:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ժամանակակից ԻՄ-երին ներկայացվող տեխնիկական պահանջները բավականին խիստ են. անհրաժեշտ է նախագծել այնպիսի ԻՄ-եր, որոնց աշխատունակությունը կապահովի ջերմաստիճանային $-40 - +125\text{ }^{\circ}\text{C}$ տիրույթում և սնման լարման $\pm 10\%$ փոփոխությունների պարագայում [4]: Տեխնոլոգիական անկատարության պատճառով տեղի են ունենում տրանզիստորների, դիմադրությունների, կոնդենսատորների պարամետրերի շեղումներ: Արտադրված ինտեգրալ սխեմաները լինում են տիպային, արագագործ և դանդաղագործ: Աղ.1-ում բերված են հոսանքի աղբյուրների ստացման համար կիրառվող տարրերի շեղումները՝ կախված ջերմաստիճանից և տեխնոլոգիական պրոցեսի անկատարությունից առաջացող շեղումներից [5]: Պարզ է դառնում, որ այդպիսի գործոնների ազդեցության դեպքում կայուն հոսանքի աղբյուրի նախագծումը՝ հիմնված օպերացիոն ուժեղարարի սխեմայի վրա, կապահովի առավելագույնը՝ $\pm 15\%$ ճշտություն՝ պայմանավորված միայն դիմադրության արժեքի շեղմամբ [6]:

Աղյուսակ 1

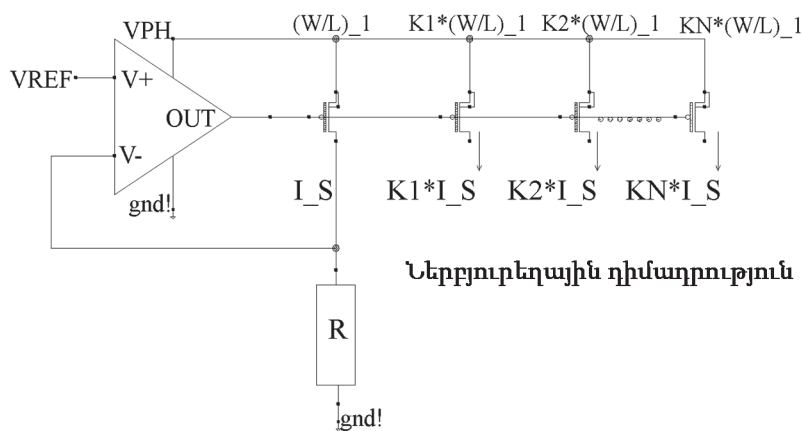
ՄՕԿ տրանզիստորի և դիմադրության տեխնոլոգիական և արտաքին գործոններով պայմանավորված շեղումները

Ազդող գործոն	Տրանզիստորով անցնող հոսանքի փոփոխություն, (%)	Դիմադրություն (%)
Ջերմաստիճանի փոփոխություն ($-40 - 125^{\circ}\text{C}$)	± 10	± 5
Տեխնոլոգիական պրոցեսի շեղում (տիպային, դանդաղագործ, արագագործ)	± 50	± 10

Աղ.1-ում ներկայացված շեղումներից բացի, շեղման չափն էլ ավելի է մեծանում, երբ հաշվի է առնվում սնման լարման արժեքի $\pm 10\%$ փոփոխությունը:

Նկ.1-ում ներկայացված է հոսանքի աղբյուրի դասական սխեման: Բացասական հետադարձ կապի մեջ գտնվող օպերացիոն ուժեղարարի դրական մուտ-

քին տրվում է VREF հենակային լարումը, որի ճշտությունը կազմում է $\pm 1,3\%$ [7]: Մակայն հոսանքի աղբյուրի ճշտությունը հեռու է այդ արժեքից, քանի որ, համաձայն աղ. 1-ի, կիսահաղորդչային դիմադրության և հենակային լարման աղբյուրի գումարային ճշտությունը կազմում է $\pm 16,3\%$: Հոսանքի հայելիներից յուրաքանչյուր կրկնօրինակված ճյուղի հոսանքի ճշտությունը չի գերազանցում այդ արժեքը: Ընդ որում՝ $K1, K2, \dots, KN$ գործակիցները համապատասխանում են էլքային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող հազեցած տրանզիստորների W/L երկրաչափական չափերի հարաբերությանը հենակային տրանզիստորի $(W/L)_1$ չափերին [8]:



Նկ. 1. Հոսանքի աղբյուրի դասական սխեման

Խնդիր է դառնում նոր մեթոդի առաջարկումը, որը կբարձրացնի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող համակարգի ճշտությունը: Հաշվի առնելով համակարգի կառուցվածքը՝ որպես ճշտության բարձրացմանը միտված լուծումներ կարելի է կիրառել հետևյալ մոտեցումները.

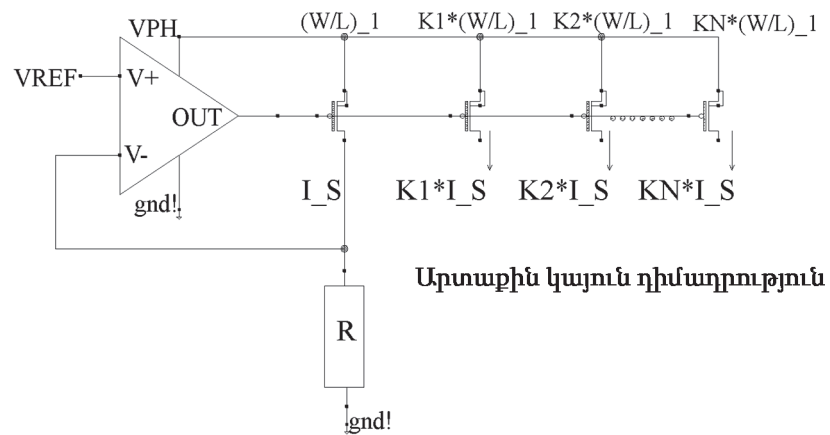
1. փոքրացնել հենակային լարման արժեքի փոփոխությունը,
2. մեծացնել հենակային R դիմադրության ճշտությունը:

Հենակային լարման արժեքի փոփոխությունը նվազեցնելու համար կիրառվել է հենակային լարման աղբյուրի սխեման, որի ճշտությունը կազմում է $1,3\%$ [7]: Վերջինս փոքրացնել հնարավոր չէ, քանի որ պայմանավորված է տեխնոլոգիական գործընթացում առաջացող շեղումներով:

Վերոնշյալից և աղ.1-ի արդյունքներից հետևում է, որ անհրաժեշտ է մշակել նոր մեթոդ, որը կբարձրացնի հենակային դիմադրության ճշտությունը և կապահովի հոսանքի աղբյուրների բարձր կայունությունը:

Հենակային դիմադրության ճշտության բարձրացման մեթոդը: Ներբյուրեղային կայուն հենակային լարման աղբյուրի էլքային լարման ճշտությունը կազմում է $\pm 1,3\%$: Հոսանքի աղբյուրի կայունությունը բարձրացնելու նպատակով

անհրաժեշտ է բարձրացնել հենակային R դիմադրության ճշտությունը: Հետևաբար, որպես հենակային բեռ առաջարկվում է օգտագործել արտաքին բարձր ճշտությամբ դիմադրությունը: Կիրառելով կայուն հենակային լարման աղբյուրի ելքային լարումը այդ դիմադրության վրա՝ ստանում ենք $\pm 1,3\%$ ճշտությամբ հոսանքի աղբյուր՝ անտեսելով արտաքին դիմադրության փոքր շեղումները: Նկ.2-ում ներկայացված սխեման, ըստ էության, համընկնում է նկ.1-ում ներկայացված սխեմային: Տարբերությունն այն է, որ R դիմադրությունը հանդիսանում է ոչ թե ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայով ստացված դիմադրություն, այլ առավել կայուն արտաքին դիմադրություն:



Նկ. 2. Հոսանքի աղբյուրի սխեման՝ արտաքին կայուն դիմադրության կիրառմամբ

Մեթոդի կիրառումը հանգեցնում է նոր մուտք-ելք հանգույցի ավելացման անհրաժեշտության: Վերջինս բարձրացնում է ԻՄ-ի ինքնարժեքը, առաջացնում էլեկտրաստատիկ պարպումից պաշտպանության և տպասալի վրա լրացուցիչ կոմպոնենտի ավելացման անհրաժեշտություն [9,10]:

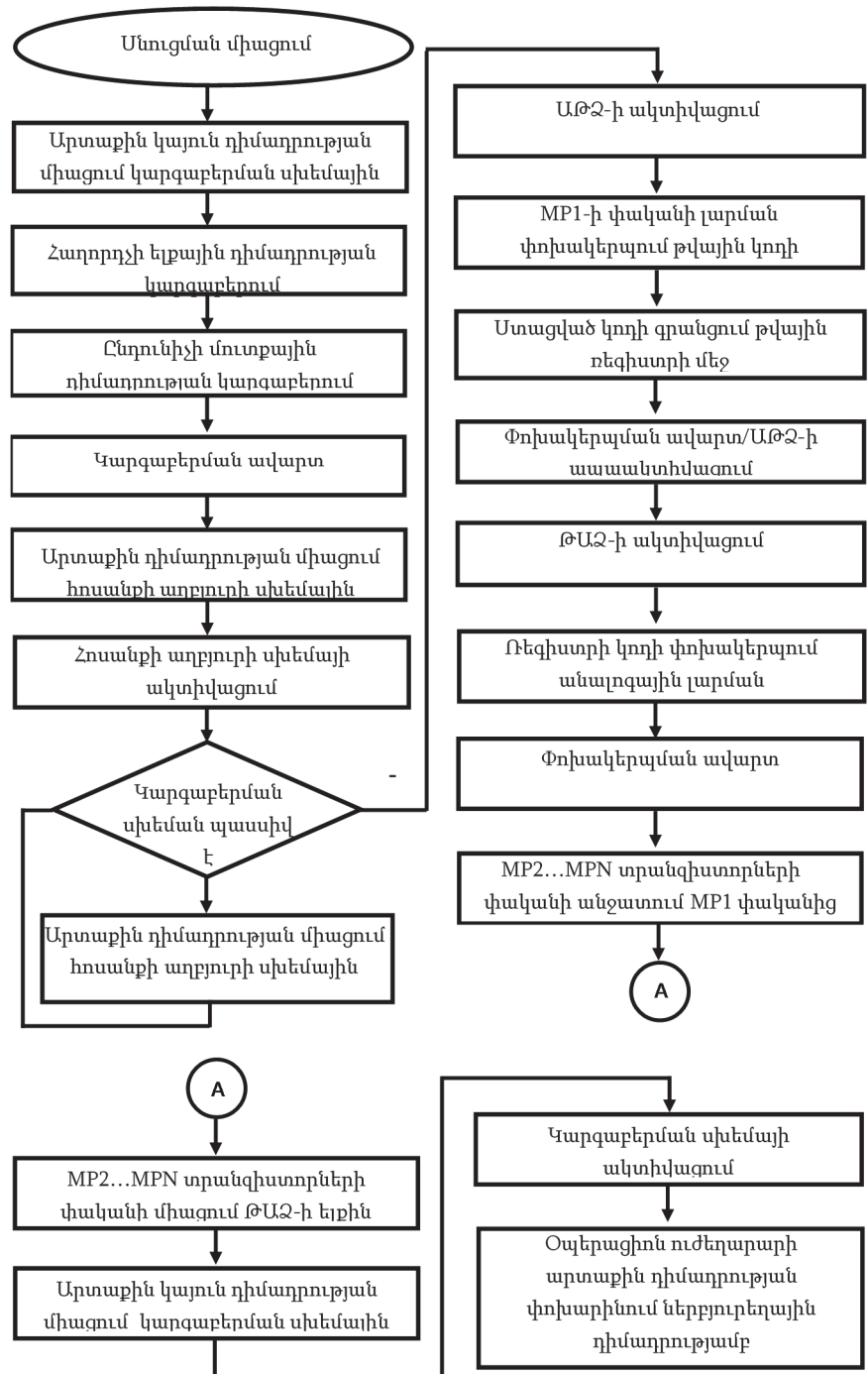
Լրացուցիչ մուտք-ելք հանգույցի ավելացման անհրաժեշտություն չի առաջանում ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում, քանի որ հաղորդչի ելքային և ընդունիչի մուտքային դիմադրությունների կարգաբերման համար կիրառվում են արտաքին կայուն դիմադրություններ [8]: Սակայն այդ դիմադրությունը միայն որպես բեռ հնարավոր չէ օգտագործել՝ հաշվի առնելով նրա հիմնական նշանակությունը՝ ընդունիչի մուտքային և հաղորդչի ելքային դիմադրությունների համաձայնեցման սխեմաներում կիրառությունը: Տարբեր ինտեգրալ սխեմաներում այդ համաձայնեցումը կամ կարգաբերումը կատարվում է տարբեր կերպ. մի մասում այն կատարվում է մեկ անգամ հաղորդչի համար և մեկ անգամ՝ ընդունիչի, մյուսներում այն կատարվում է պարբերաբար: Միայն մեկ անգամ կարգաբերվող

սխեմաներում խնդիրը ավելի հեշտ է, քանի որ կարգաբերման գործընթացի ավարտից հետո արտաքին դիմադրության հանգույցն ազատ է, և կարելի է այն անընդհատ կիրառել որպես հոսանքի աղբյուրի համար նախատեսված բեռ:

Խնդիրը բարդանում է պարբերաբար կարգաբերվող ընդունիչ-հաղորդիչ համակարգերում. այստեղ խնդիր է առաջանում կիրառելու արտաքին կայուն դիմադրությունը ժամանակի այն պահերին, երբ կարգաբերման սխեմաներն անջատված են, իսկ կարգաբերման սխեմաների ակտիվ լինելու պարագայում անհրաժեշտ է պահպանել ելքային P-ՄՕԿ տրանզիստորի փականին կիրառված լարումը: Որպես այդպիս սխեմա առաջարկվում է հաջորդական մոտեցմամբ անալոգաթվային ձևափոխիչի և R-2R կառուցվածքով թվաանալոգային ձևափոխիչի համակցությամբ սխեման [8]: Կարգաբերումն սկսելուց առաջ անալոգաթվային ձևափոխիչի միջոցով կատարվում է MP1 տրանզիստորի փականի լարման արժեքի անալոգաթվային ձևափոխություն: Թվային կոդից անալոգային լարման անցումն ապահովում է R-2R թվաանալոգային ձևափոխիչը: Փոխակերպումն ավարտելուց հետո սկսվում է ինտեգրալ սխեմայի հաղորդիչ-ընդունիչ հանգույցների կարգաբերման գործընթացը: Վերջինս ապահովելու համար արտաքին կայուն դիմադրությունն անջատվում է հոսանքի աղբյուրի սխեմայից և միացվում կարգաբերման սխեմային: Կարգաբերումն ավարտելուց հետո այն կրկին միացվում է հոսանքի աղբյուրին: Նկ.3-ում ներկայացված է առաջարկվող մեթոդը բնութագրող ալգորիթմը:

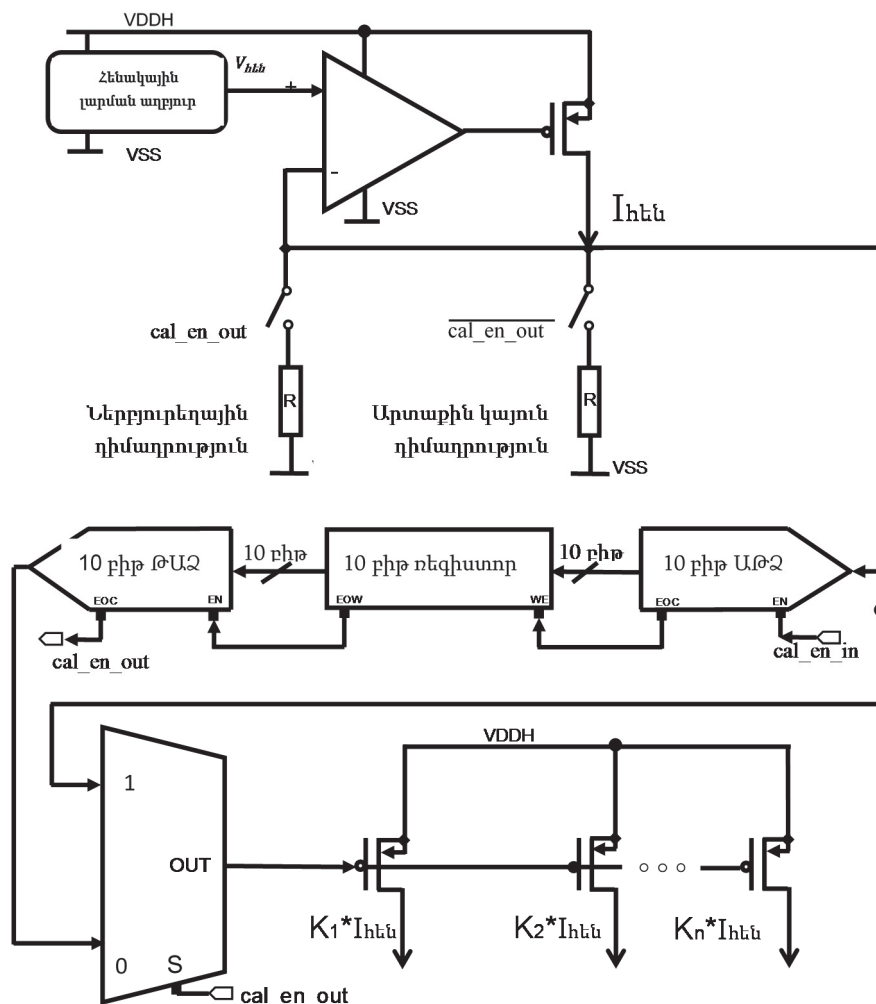
Ալգորիթմի վերջին քայլում օպերացիոն ուժեղարարի արտաքին դիմադրության ներբյուրեղային դիմադրությամբ փոխարինումով լուծվում է օպերացիոն ուժեղարարի անընդհատ աշխատանքի խնդիրը, և անհրաժեշտություն չի առաջանում այն փոխանջատելու, երբ տեղի է ունենում կարգաբերման սխեմայի ակտիվացում: Սա հնարավորություն է տալիս՝ նվազագույնի հասցնելու համակարգում տեղի ունեցող հաստատման պրոցեսները, ինչպես նաև խուսափելու օպերացիոն ուժեղարարի ելքում լարման թռիչքներից [11]: Նկ.4-ում ցույց է տրված առաջարկվող մեթոդին համապատասխանող սխեման: Հենակային հոսանքի արժեքը հավասար է հենակային լարման և արտաքին կայուն դիմադրության հարաբերությանը.

$$I_{հեն} = \frac{V_{հեն}}{R_{արտ}} :$$



Նկ. 3. Մեթոդի նկարագրությունը՝ բլոկ-սխեմայի տեսքով

Հենակային հոսանքի աղբյուրի արժեքից բազմապատիկ անգամ տարբերվող հոսանքի աղբյուրներ մշակելու համար կիրառվում է հոսանքի հայելու սկզբունքը. վերցնելով հենակային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի չափերից բազմապատիկ անգամ մեծ կամ փոքր տրանզիստորներ՝ կարելի է ստանալ համապատասխան հոսանքի արժեքներ: Հարաբերության ճշտությունը բարձր պահելու համար անհրաժեշտ է հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորները տեղակայել հնարավորին չափ մոտ: Նման պայմաններում նրանց ջերմաստիճանների տարբերությունը կհասցվի նվազագույնի, որն իր հերթին կհանգեցնի շեմային լարման նվազագույն տարբերության և հոսանքների նվազագույն շեման՝ սպասվող արժեքների համեմատ [12]:



Նկ. 4. Առաջարկվող մեթոդի իրականացման սխեման

Հետազոտության արդյունքները: Առաջարկվող մեթոդի արդյունավետությունը գնահատելու համար կատարվել է դասական եղանակով և առաջարկվող մեթոդի ներդրմամբ հոսանքի աղբյուրների մշակում SAED14nm FinFet տեխնոլոգիայով: Այնուհետև կատարվել է նմանակում «Մինոփսիս» ընկերության HSPICE ծրագրային միջոցի կիրառմամբ: Նմանակման արդյունքները ներկայացված են աղ.2-ում:

Աղյուսակ 2

Առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ նախագծված հոսանքի աղբյուրի համար ստացված տվյալների համեմատությունը դասական եղանակով նախագծված հոսանքի աղբյուրի համար ստացված տվյալների հետ

Պարամետրի անվանումը	Դասական եղանակով	Առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ
Արտաքին գործոնների և տեխնոլոգիական անկատարության հետևանքով առաջացող շեղումները	$>\pm 16,3\%$	$\leq \pm 2,3\%$
Կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսը, (մկմ) ²	8400	11000

Ինչպես երևում է աղ.2-ից, ինտեգրալ սխեմայի 2600 մկմ² մեծացման պարագայում առաջարկվող մեթոդը բարձրացնում է հոսանքի աղբյուրի ճշտությունը ավելի քան 7 անգամ: Անհրաժեշտ մակերեսի մեծացումը էականորեն չի ազդում ինտեգրալ սխեմայի մակերեսի վրա՝ հաշվի առնելով, որ անհրաժեշտ հավելյալ մակերեսը կազմում է ԻՄ-ի անալոգային հատվածի չնչին մասը, մինչդեռ լուծվում է անալոգային ԻՄ-երի հիմնահարցերից մեկը համարվող կայուն հոսանքի աղբյուրի նախագծման խնդիրը: Առաջարկվող հոսանքի աղբյուրի $\pm 2,3\%$ շեղման հիմնական պատճառը հենակային լարման աղբյուրի $\pm 1,3\%$ անճշտության չափն է, իսկ $\pm 1\%$ -ը՝ ԱԹՁ-ԹԱՁ համակարգի անճշտությունը: Հարկ է նշել նաև, որ առաջարկվող մեթոդը կիրառելի է ժամանակակից ԿՄՕԿ ԻՄ-երի նախագծման գործընթացներում, քանի որ կիրառված բոլոր սխեմաները, սխեմաներում օգտագործված տարրերը հանդիսանում են ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական տարրեր, իսկ արտաքին կայուն դիմադրությունը առկա է ժամանակակից բոլոր արագագործ ընդունիչ-հաղորդիչ համակարգերում:

Եզրակացություն: Առաջարկված է ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայով նախագծված հոսանքի աղբյուրի սխեմա՝ կիրառելու համար ԻՄ-երի ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման նպատակով:

Մեթոդի կիրառմամբ նախագծված հոսանքի աղբյուրի կայունությունը բարձրացել է ավելի քան 7 անգամ՝ ի հաշիվ ԻՄ-ի մակերեսի չնչին՝ 2600 մկմ² մեծացման: Մեթոդը համատեղելի է ժամանակակից ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական պրոցեսների հետ և կարող է ներդրվել ժամանակակից գերմեծ ԻՄ-երի ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. A 7nm CMOS platform technology featuring 4th generation FinFET transistors with a 0.027um² high density 6-T SRAM cell for mobile SoC applications /**S. Wu, et al** //2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM). - San Francisco, CA, 2016. - P. 2.6.1-2.6.4.
2. **Dennington B.** Low Power Design from Technology Challenge to Great Products //ISLPED'06 Proceedings of the 2006 International Symposium on Low Power Electronics and Design, Tegernsee. – 2006. -P. 213-213.
3. **Razavi B.** Design of Analog CMOS Integrated Circuits. - New York, NY USA, 2001. – 684 p.
4. **Wadhwa S.K. and Chaudhry N.** High Accuracy, Multi-output Bandgap Reference Circuit in 16nm FinFet //2017 30th International Conference on VLSI Design and 2017 16th International Conference on Embedded Systems (VLSID). - Hyderabad, 2017. - P. 259-262.
5. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future, Small Systems Simulation Symposium 2018.
6. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.
7. **Cao H., Yu Z., Deng H. and Li P.** A reference voltage source and its output buffer for pipeline ADC //2014 International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID).- Macao, 2014. - P. 1-5.
8. **Baker J.R.** CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation. - 3rd Edition. - John Wiley and & Sons, Inc., Publication, 2010. – 1173 p.
9. **Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A. and Melikyan N.** Receiver/transmitter input/output termination resistance calibration method //2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kiev, 2013. - P. 126-130.
10. **Ker M.** Whole-chip ESD protection design with efficient VDD-to-VSS ESD clamp circuits for submicron CMOS VLSI //IEEE Transactions on Electron Devices. -1999. - Vol. 46, no. 1. - P. 173-183.
11. High Overshoot Correction Method in Voltage Regulators / **V. Melikyan, A. Mkhitarian, A. Hayrapetyan, Z. Avetisyan,** et al //2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2018. - P. 130-133.
12. **Hastings A.** The Art of Analog Layout: Second edition. - June 1, 2005, Prentice Hall. – 672 p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան, «Մինոփսիս Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 25.09.2018:

А.Х. МХИТАРЯН

**МЕТОД УВЕЛИЧЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ИСТОЧНИКОВ ТОКА В
УЗЛАХ ВХОД-ВЫХОД КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МЕТАЛЛ-ОКСИД-
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

Проектирование источников тока в современных интегральных схемах (ИС), требующих высокой степени стабильности, практически является сложнейшей задачей по причине воздействия внешних факторов (изменение значений температуры окружающей среды и питания), а также технологических несовершенств. Предлагается новый метод, основанный на одновременном применении стабильного источника опорного напряжения (ИОН), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), цифроаналогового преобразователя (ЦАП) и стабильного внешнего сопротивления. Применение предложенного метода обеспечивает увеличение стабильности источника опорного тока в 7 раз, при этом избегая значительного прироста площади кристалла, занимаемой со стороны комплементарных металл-оксид-полупроводниковых (КМОП) ИС. Метод может быть внедрен в узлах приемник — передатчик современных ИС и применен в современных КМОП технологических процессах.

Ключевые слова: источник опорного напряжения, источник стабильного тока, внешнее сопротивление, токовое зеркало.

A.Kh. MKHITARYAN

**A METHOD OF INCREASING THE CONSISTENCY OF CURRENT
SOURCES IN TRANSCIEVER SYSTEMS IN COMPLEMENTARY METAL-
OXIDE-SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUITS**

The design of the consistent current sources in the integrated circuits (IC), requiring a high degree of stability is a most difficult problem because of the impact of external factors (change in the environment temperature and supply voltage, as well as technological defects). A new method of increasing the accuracy of the current sources of the transceiver systems in ICs is proposed. The idea of the paper is the new schematic design based on the highly accurate external resistor, the analog-to-digital converter (ADC), digital-to-analog converter (DAC) and the stable voltage reference. The implementation of the method provides improvement of the consistency of current sources by 7 times without a significant increase in the area of IC. The method can be introduced in the transceiver-receiver parts of the modern ICs and can be realized in modern CMOS technological processes.

Keywords: reference voltage source, consistent current source, external resistor, current mirror.

A.R. KHACHATRYAN

SPHERIACAL RADIOTELESCOPE SURFACE ADJUSTMENT USING
ARBITRARY LOCATED LASER RANGEFINDER

Surface deviations from the given form in a reflector antenna reduce the aperture efficiency. In this paper we have developed a mathematical foundation and modeled a method of measuring the reflector roughness of a radio telescope. This approach was used to measure a set of points and estimate the mean surface deviation of a spherical reflector. In particular, we have considered the case when the measuring apparatus (laser rangefinder) is located in the arbitrary point within the scope of the reflector. All the calculations and software were developed for the ROT-54/2.6 antenna.

Keywords: antenna measurements, surface adjustment, roughness estimation, optical method.

Introduction. The radio astronomy antennas usually have large dimensions and generally consist of a set of surface panels with supported structure (also known as a backup structure) [1]. The radio-optical telescope ROT-54/2.6 located in Armenia has been designed by P.M. Herouni [2]. The antenna of the telescope has a spherical shape and its surface consists of 3716 solid panels [3]. In order to obtain maximum antenna gain it is necessary to locate the panels accurately in the shape of a sphere. The influence of the reflector surface roughness on the antenna gain analyzed by Ruze [4] indicates that the RMS error should be less than about one-sixteenth of the wavelength for acceptable performance. The telescope deployment in mm wavelength requires surface panel adjustment greater than $100\ \mu\text{m}$.

At the moment of ROT-54/2.6 antenna construction, the mean-square error of the main reflector's surface was $\pm 0.308\ \text{mm}$ which is an acceptable accuracy for the ROT-54/2.6 to operate in $5\ \text{mm}$ wavelength [3].

The existing modern methods of surface roughness measurement such as Radio Holography [1] are unacceptable for ROT-54/2.6 due to the structural characteristics of the antenna.

Taking into consideration the fact that panel adjustment should be done on the field, since telescope is mounted on the ground and can not be disassembled or rotated, another problem arises. The telescope's Cartesian center is not available for carrying out measurements. Given the above statements, this paper examines the surface panel deviation error measurement from any arbitrary point (hereinafter off-center) within the scope of the reflector.

In this work, the environmental influence, such as the changing temperature, wind etc are not examined and are taken as constants.

The method description. Axial-symmetric reflector antenna surface adjustment usually means detection of divergence the between the antenna's electrical and geometric axes. The surface error influence on the antenna gain analyzed by Ruze [4] indicates that an error of $\lambda/40$ is required to limit the gain loss to 10% and with an error of $\lambda/16$ the gain is decreased to about half of the maximum achievable.

The relative decrease in the aperture gain can be expressed by a simple formula:

$$\frac{\eta_A}{\eta_{A0}} = e^{-\left(\frac{4\pi\epsilon}{\lambda}\right)^2}, \quad (1)$$

where, ϵ is the surface error distribution with RMS value; λ the wavelength; η_{A0} is the aperture efficiency of the perfect reflector.

Fig. 1 shows the reduction of the gain of a reflector antenna as a function of $\frac{\epsilon}{\lambda}$ [5].

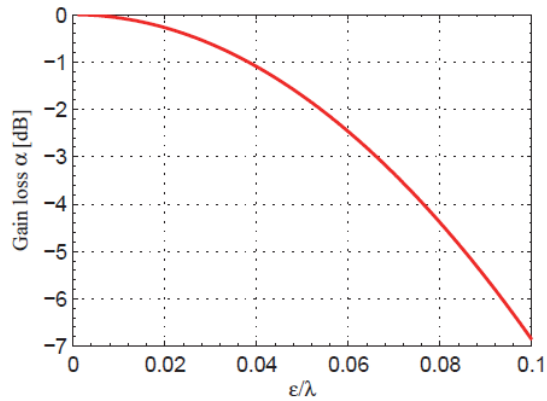


Fig. 1. Antenna gain reduction as a function of surface error

In order for the ROT 54/2.6 to operate in cm wavelength, particularly in 2 cm, the antenna's reflector panels should be adjusted with about 1.2 mm accuracy. The important point is that the reflectors' adjustment should be performed in the field since the antenna itself is mounted on the ground and can not be disassembled or rotated. To accomplish this, a laser rangefinder has been selected as a measuring device which can be placed in any point within the scope of the reflector. The mathematical calculations could be simplified in the case when the measuring device is placed in the center of the sphere, but because the center of ROT is not

accessible for placing the measuring device, this paper studies the case when the measurement is carried out from any convenient point within the sphere.

Let's consider three points from the antenna's reflector, (Fig. 2) The points are:

M_c – the center point of the reflector. The surface roughness estimation should be considered relative to this point;

M_s – the measured point of the reflector. Mathematical calculations should be performed for this measurement;

M_l – the arbitrary point within the scope of the reflector, also referred as an off-center point in this paper. It is assumed that the laser rangefinder is placed here and actual measurements are performed from this point.

One of the important points of the adjustment procedure is the antenna's geometric center identification. The detailed procedure for ROT 54 / 2.6 is discussed in paper [6].

Mathematical foundation. The laser rangefinder measurement result would be the array of values M_s , showing the distances of the reflector point relatively to point M_l . Let's apply the mathematical calculations to one of these measurements (Fig. 2).

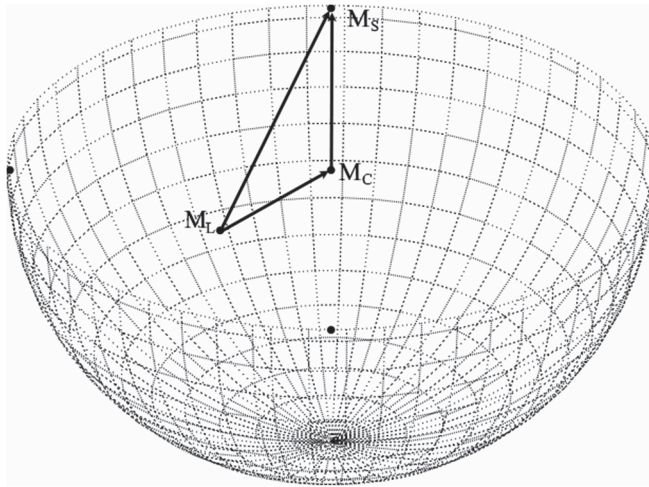


Fig. 2. A single point measurement scheme from the reflector surface using an off-center laser rangefinder

Relative to point M_l which is assumed as a relative point from which the reflector surface roughness measurements are performed, the points of interest (M_c , M_s) can be defined in the Cartesian coordinate system in the following way:

$$\begin{aligned}
M_l & (0, 0, 0), \\
M_c & (r \cos \theta \sin \varphi, r \sin \theta \sin \varphi, r \cos \varphi), \\
M_s & (l \cos \theta \sin \varphi, l \sin \theta \sin \varphi, l \cos \varphi),
\end{aligned}$$

where r and l are distances between points (M_l, M_c) and (M_l, M_s) respectively; θ – the azimuth angle; φ – the polar angle.

Vectors $\overrightarrow{M_l M_c}$ and $\overrightarrow{M_l M_s}$ take the following forms:

$$\overrightarrow{M_l M_c} = \hat{i}r \cos \theta \sin \varphi + \hat{j}r \sin \theta \sin \varphi + \hat{k}r \cos \varphi, \quad (2)$$

$$\overrightarrow{M_l M_s} = \hat{i}l \cos \theta \sin \varphi + \hat{j}l \sin \theta \sin \varphi + \hat{k}l \cos \varphi. \quad (3)$$

Vector $\overrightarrow{M_c M_s}$ can be defined as a difference between vectors $\overrightarrow{M_l M_c}$ and $\overrightarrow{M_l M_s}$:

$$\overrightarrow{M_c M_s} = \overrightarrow{M_l M_c} - \overrightarrow{M_l M_s}. \quad (4)$$

The surface roughness of the measured point M_s relative to point M_c can be defined as follows:

$$Surface\ error = R - |\overrightarrow{M_c M_s}|, \quad (5)$$

where R is the theoretical (ideal) radius of the ROT and equals 54 m.

Software implementation. As it was discussed in the previous sections, the measurement of the surface can occur from any point within the scope of the sphere. The goal of this paper is the interpretation of the measurement results as they were taken from the center of the sphere. The software modeling has been used in conjunction with mathematical foundation to achieve this. Particularly, a case has been modeled when the laser rangefinder was placed in point M_l , and the measurements were taken from 60 points of the reflector surface. Note that in the real case, at least 3 measurements should be taken from a single panel to correctly build the virtual surface. Fig. 3 shows the measurement points in the map of the sphere. The values demonstrate the deviation of the measurement result from the ideal sphere surface. The sign “-” shows that for that particular measurement surface, deviation has an opposite direction relative to other measurements. In Fig. 3, the top view is achieved by plotting distance $|\overrightarrow{M_c M_s}|$ (4) projection on the XY plane by calculating the $|\overrightarrow{M_c M_s}| \cos \varphi$ value.

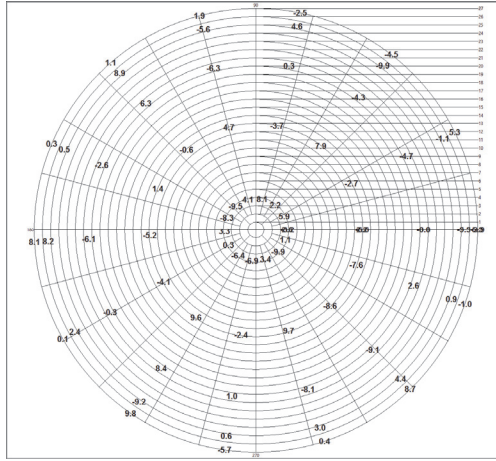


Fig. 3. Error plotting on *XY* plane in millimeters

Fig. 4 shows the 3D view of measurements created by the simulation software.

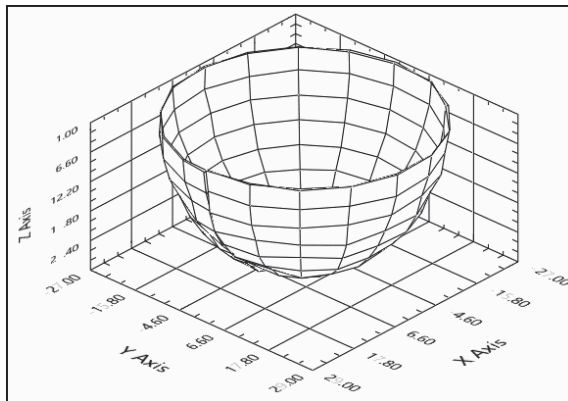


Fig. 4. Error plotting on the Cartesian system in meters

Laser rangefinder operating mode. For our measurement purposes we will use the laser rangefinder manufactured by OEM Laser Systems. The model of laser is LDM. This laser can perform measurements from up to 100 *m* providing ± 1.0 *mm* accuracy. Each single measurement time can take 50 *ms* – 1 *sec*. This is also an advantage because all surface measurements can be accomplished within a short time period during which environmental changes will not vary too much. Also, the instrument has a serial port that can be connected to the computer where all software algorithms are implemented for evaluating the roughness.

The distance measurement process of laser rangefinder is shown in Fig. 5. Note, that we do not use the reflected laser beam (5) for distance calculation. The following notations are used in Fig. 5.

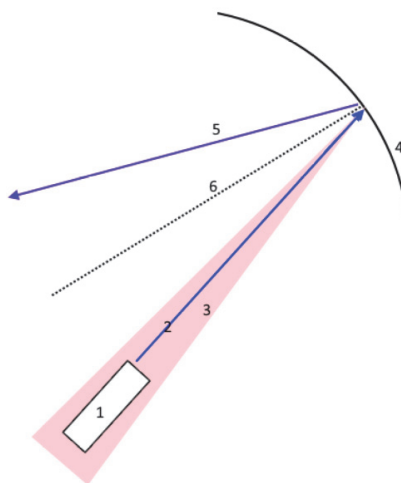


Fig. 5. The measurement process

1 – Laser rangefinder; 2 – the laser beam traveling from the laser rangefinder to the measurement surface; 3 – the scattered radiation of falling beam reflected to the direction of the laser; 4 – the measurement surface; 5 – the reflected beam from the surface; 6 – the normal of the surface

This type of laser can perform measurement using the scattered radiation energy reflecting back to the source of the beam because of roughness of the surface using the phase comparison technique to measure the distance. The ROT 54/2.6 radio optical telescope is constructed by aluminum panels which is not the ideal reflector for laser beam thus the energy of (3) would be enough for accurate measurements. This method eliminates the need when the reflected beam (5) should be necessarily captured by the measurement system.

Conclusion. Considering the structural characteristics of ROT-54/2.6, which make the direct measurement from the geometrical center impossible, the described method of the reflector surface roughness measurement is viable enough to estimate the surface deviation errors from the given form. Overall Measurement precision fully relays on the laser rangefinder measured parameters accuracy such as distance, azimuth angle and polar angle.

REFERENCES

1. **Baars J.W.M., Lucas R., Mangum J.G. and Lopez-Perez J.A.** Near-field radio holography of large reflector antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine.- 2007.-Vol.49, no.5.-P.24-41.
2. **Геруни П.М.** Измерения характеристик РОТ-54/2.6 / ВКАИ-5, 1990.-С.22-26.
3. **Геруни П.М., Аракелян М.Г., Аствацатрян З.Б.** Разработка вопросов создания государственного эталона поля излучения ГЭПИ-32/54 / ВНИИРИ.-1980.

4. **Ruze J.** Antenna tolerance theory--a review // IEEE Proceedings.-1966.-Vol.54.-P. 633-642.
5. **Casco N.A.** Surface roughness estimation of a parabolic reflector. arXiv preprint arXiv:1007.4600.-2010.-Vol.52.
6. **Саргсян А.С.** Методика предварительного этапа юстировочных работ на антенне РОТ-54/2.6 // Вестник ГИУА.-2014.-Ч.1.-С. 302-306.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received 10.06.2018.

Ա.Ռ. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ

ԳՆԴԱՁԵՎ ՌԱԴԻՈԴԻՏԱԿԻ ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ՃՇՏԱԴՐՈՒՄ՝ ԿԱՄԱՅԱԿԱՆՈՐԵՆ ՏԵՂԱԴՐՎԱԾ ԼԱՁԵՐԱՅԻՆ ՀԵՌԱՉԱՓԻ ՄԻՋՈՑՈՎ

Անտենայի հայելու մակերևութային անհարթությունները զգալի բացասական ազդեցություն են թողնում անտենայի օ.գ.գ.-ի վրա: Ստեղծվել են մաթեմատիկական հաշվարկային բանաձևեր և ծրագրային մոդելավորման մեթոդներ՝ ռադիոաստղադիտակի հայելու անհարթությունները գնահատելու համար: Վերոհիշյալ մեթոդների կիրառմամբ կատարվել է գնդաձև անտենայի հայելու մակերևութային սխալանքների գնահատում՝ միջինացնելով կատարված չափումները: Մասնավորապես, ենթադրվել է, որ չափող սարքը (լազերային հեռաչափը) տեղադրված է անտենայի հայելու բացվածքի կամայական կետում: Մաթեմատիկական և ծրագրային մեթոդների մանրամասն բացատրությունը կատարվել է գնդաձև ռադիոսպիտակական աստղադիտակի ՌՕԴ-54/2.6 համար:

Առանցքային բառեր. անտենայի չափումներ, մակերևութային ճշտադրում, անհարթությունների գնահատում, օպտիկական եղանակ:

Ա.Ր. ХАЧАТРЯН

ЮСТИРОВКА ПОВЕРХНОСТИ СФЕРИЧЕСКОГО РАДИОТЕЛЕСКОПА ПРИ ПОМОЩИ ПРОИЗВОЛЬНО РАСПОЛОЖЕННОГО ЛАЗЕРНОГО ДАЛЬНОМЕРА

Поверхностные отклонения отражателя антенны от данной формы уменьшают коэффициент полезного действия антенн. Разработаны математические формулы и методы моделирования для измерения неровностей поверхностей отражателя радиотелескопа. Эти методы были использованы для измерения множества точек на поверхности зеркала и оценки среднего отклонения поверхности сферического зеркала от идеального. В частности, рассмотрены случаи, когда измерительный прибор (лазерный дальномер) расположен в произвольном месте в пределах сферического отражателя. Математические расчеты и методы моделирования подробно описаны для случая антенны сферического радиооптического телескопа РОТ-54/2.6.

Ключевые слова: измерения антенны, юстировка поверхности, оценка неровности, оптический метод.

A.K. HAYRAPETYAN, L.D. CHEREMISINOVA, D.I. CHEREMISINOV,
V.SH. MELIKYAN

SELF-HEATING AND THERMAL NOISE MINIMIZATION OF THE SERIAL-LINK TRANSMITTER

The simulations of the serial-link transmitter are implemented considering the aging process of the MOSFET device within 10 years. Two techniques are proposed to minimize the aging impact on the transmitter output eye diagram. For this purpose, control logic is added. After one data bar is transmitted, the control logic exchanges the states between the operating and disabled output stages, hence decreasing self-heating and thermal noise.

Keywords: self-heating, thermal noise, serial-link transmitter, shift register, electro-migration.

Introduction. Nowadays, technological processes actively continue to shrink the transistor's channel and Moor's law is still driving the silicon market. This tendency increases the device concentration in the same area of die. On the other hand, while the transistor channel gets actively shrunk, supply voltages do not follow dynamics and do not get decreased by the same per-cent. These two scenarios, leading to power dissipation increase in the die area, hence supporting the self-heating phenomenon of on-chip CMOS devices and interconnections. The self-heating phenomenon itself causes multiple undesirable effects inside the die, which should be considered during the IC design process to be sure of the identity of simulation and post production results. The temperature increase due to self-heating increases the currents of silicon devices, and at the same time reduces conductivity and the applicable current concentration of interconnections in both ways, complicating the satisfaction of electro-migration rules. Besides, higher temperature implies more thermal noise in all on-chip devices and interconnections which will create more jitter on the transferred data. The two points mentioned above are not the only bottlenecks caused by self-heating, the CMOS device aging process suffers from self-heating as well. The amount of interconnections and the CMOS transistors self-heating can be calculated by equations (1) and (2) respectively [1,2]:

$$\Delta T = I^2 * R * R_{th}^i, \quad (1)$$

$$\Delta T = I_{ds} * V_{ds} * Z_{th}, \quad (2)$$

where ΔT is the amount of the increased temperature, I - the current flowing through resistor, R - the electrical resistance of interconnection and R_{th}^i - the

thermal resistance of the interconnection, I_{ds} is the transistor's current, V_{ds} - the drain-source voltage and Z_{th} - the thermal impedance. In the static regime, Z_{th} can be written as R_{th} which can be expressed by electrical resistance equation. In the general case Z_{th} is expressed by equation (3) [2]:

$$Z_{th} = \frac{R_{th}}{1 + j\omega * C_{th} * R_{th}}. \quad (3)$$

The impact of self-heating on the thermal noise can be expressed by equations (4) and (5) respectively for resistors and semiconductor devices [2]:

$$V^2 = 4k\Delta TR, \quad (4)$$

$$I^2 = 4k\Delta T\gamma g, \quad (5)$$

where $k = 1.38 * 10^{-23}$ is the Boltzmann constant, V^2 and I^2 are the noise power per unit bandwidth, ΔT - the temperature increase, R - the interconnection resistance, γ - the technology dependent constant which is about 2.5, g is the transistor's drain-source, i.e., the same as R_{on}^{-1} [3]. V^2 is expressed as V^2/Hz and I^2 as A^2/Hz . Equation (5) can be expressed with V^2 by (6):

$$V^2 = I^2 * r_0^2, \quad (6)$$

where r_0 is the transistor's channel resistance in the saturation mode [4].

The Self-heating impact on the serial-link transmitter. Self-heating can have a serious impact for circuits, where large currents flow. Such circuits are the transmitter and receiver systems (Fig.1) where during the data transfer, large currents flow from the transmitter to the receiver through the channel. Current will be drawn from the output stage of the transmitter, so transistors and interconnections of the output stage will suffer from self-heating which will increase the thermal noise being a source of random jitter for the transmitted data. Under these conditions, the receiver circuit should be complicated to correctly equalize the noisy input signal. This scenario could be prevented by self-heating characteristics investigation of the transmitter's output stage and provision of corresponding solutions for thermal noise reduction.

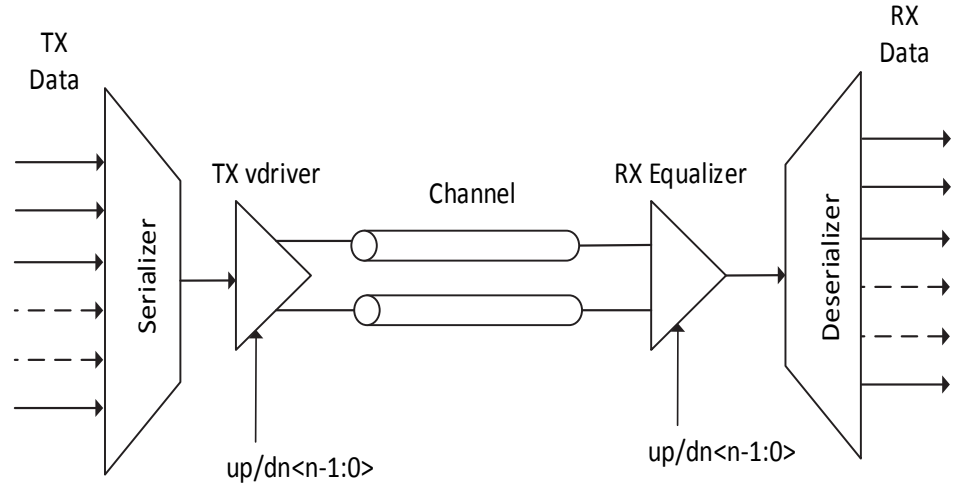


Fig.1. Transmitter receiver system

The transmitter's output stage consists of multiple parallel units which have the same sizes and resistances. The parallel units could be enabled or disabled by resistance calibration circuit to provide a correct resistance value for proper resistance termination with the channel and receiver input stage. Otherwise signal reflections will appear. The parallel units are controlled with a thermal code. The number of enabled units depends on the calibration code which varies from the process, temperature and chip to chip variations. Once calibration is completed, the calibration code is written into registers to be used by the transmitter's output stage.

The parallel units get at the inputs of the data bar, which should be transmitted to the receiver. In the data transition process through the channel, only the enabled units of the transmitter's output stage are involved. The total current to charge and discharge the receiver input capacitance is drawn by the data transition transistors of the active units, so these transistors are the ones which will suffer from self-heating. To properly estimate the self-heating during the data transfer, the transmitter's output stage was simulated, self-heating and thermal noise were measured. Self-heating results are presented in Table 1.

The results presented in Table 1 include not only the transistor's self-heating, but also the heating caused by the thermal coupling between the transistors and wires, which could be calculated by equations (7):

$$\Delta T_{couple} = A * \Delta T_{FET}, \quad (7)$$

where ΔT_{couple} is the heating amount caused by thermal coupling of transistors and interconnects, A - the thermal coupling coefficient, ΔT_{FET} - the transistor's self-heating. The thermal coupling coefficient depends on the distance between the

wire and the transistor. With the distance increase, it gets smaller, the maximum value it can have is 1.

Table 1

Self-heating of the transmitter's output stage

MLayer	x/y_coord	ΔT_{FET} [K]	A	Δt_{coupl} [K]
m0	(9.016,12.288)	26.85	0.69	18.53
m0	(9.016,12.016)	26.85	0.67	17.99
m1	(8.904,12.288)	26.85	0.57	15.30
m1	(8.904,12.016)	26.85	0.56	15.04
m2	(9.128,12.288)	26.85	0.51	13.69
m2	(9.128,12.016)	26.85	0.5	13.43

During simulation, 32 active units of the transmitter's output stage were used. The heating of each unit is almost the same, as all units are of the same size, and properly matched. In Table 1, the results for a single unit and for its interconnections with different metal layers are presented. The coordinates point out the part of an interconnection where the measurement is carried out.

The thermal noise for the transistors and interconnections are measured and presented in Table 2.

Table 2

Thermal noise of the transmitter's output stage

MLayer	x/y_coord	ΔT_{FET} [K]	ΔT_{coupl} [K]	FETnoise [A^2/Hz]	Mnoise [V^2/Hz]
m0	(9.016,12.288)	26.85	18.53	7.11E-23	3.07E-21
m0	(9.016,12.016)	26.85	17.99	7.11E-23	2.98E-21
m1	(8.904,12.288)	26.85	15.30	7.11E-23	2.53E-21
m1	(8.904,12.016)	26.85	15.04	7.11E-23	2.49E-21
m2	(9.128,12.288)	26.85	13.69	7.11E-23	2.27E-21
m2	(9.128,12.016)	26.85	13.43	7.11E-23	2.22E-21

Thermal noise of the proposed circuit with double output units

The proposed technique with a controlled number of units. Self-heating and thermal noise reduction could be reached if current consumption from the units of the transmitter's output stage were reduced. Current drawn from the transmitter can not be changed, as it depends on the channel parameters, transmitter's output and receivers input resistance and capacitance.

It is proposed to replace the registers, where resistance calibration code is written, with the shift register (Fig.2).

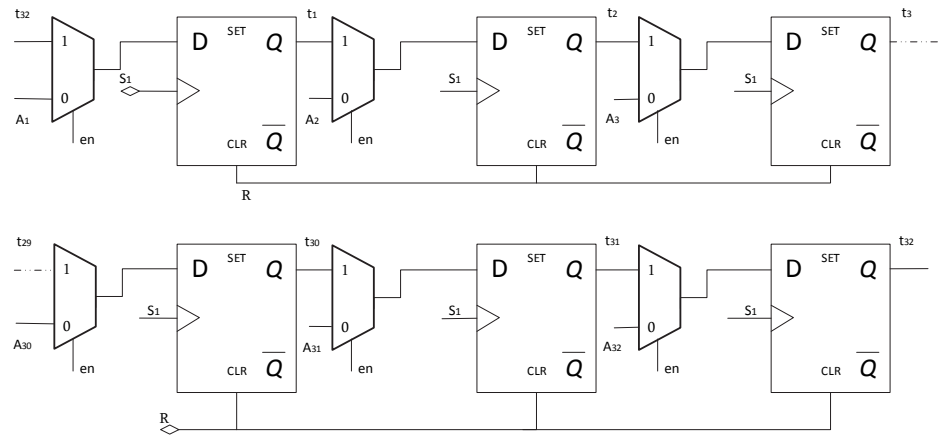


Fig.2. Shift register structure

The shift register will periodically shift the calibration code so that the part of the enabled units should be disabled and vice versa. This allows each unit to cool down. The switching from active to passive units is controlled by a counter, which gives an overflow signal. The switching happens after a whole bar of data bits are already transmitted. This approach prevents kickback noise occurrence of the leg switching process on the transmitted data, so additional jitter will not occur. The full data bar of usb3.1 is 132bits (Fig.3) [5].

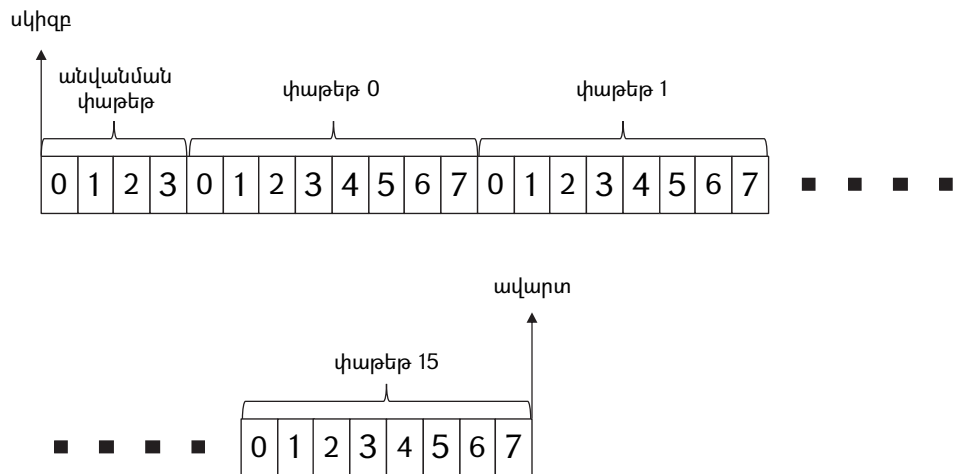


Fig.3. USB3.1 data bar order

The transmitters' output stage is simulated, self-heating and thermal noise results are presented in Tables 3 and 4.

Table 3

Self-heating of the transmitter's output stage with the proposed technique

MLayer	x/y coord	ΔT_{FET} [K]	A	ΔT_{coupl} [K]
m0	(9.016,12.288)	19.72	0.69	13.61
m0	(9.016,12.016)	19.72	0.67	13.21
m1	(8.904,12.288)	19.72	0.57	11.24
m1	(8.904,12.016)	19.72	0.56	11.04
m2	(9.128,12.288)	19.72	0.51	10.06
m2	(9.128,12.016)	19.72	0.5	9.86

Table 4

Thermal noise of the transmitter's output stage with the proposed technique

MLayer	x/y_coord	ΔT_{FET} [K]	ΔT_{coupl} [K]	FETnoise [A^2/Hz]	Mnoise [V^2/Hz]
m0	(9.016,12.288)	19.72	13.61	5.23E-23	2.25E-21
m0	(9.016,12.016)	19.72	13.21	5.23E-23	2.19E-21
m1	(8.904,12.288)	19.72	11.24	5.23E-23	1.86E-21
m1	(8.904,12.016)	19.72	11.04	5.23E-23	1.83E-21
m2	(9.128,12.288)	19.72	10.06	5.23E-23	1.67E-21
m2	(9.128,12.016)	19.72	9.86	5.23E-23	1.63E-21

The summarred results are presented in Table 5.

Table 5

Summary results

	Initial version	Proposed technique
Device self-heating [K]	26.85	19.72
Metal self-heating [K]	18.53	13.61
Device thermal noise [A^2/Hz]	7.11E-23	5.23E-23
Metal thermal noise [V^2/Hz]	3.07E-21	2.25E-21

Conclusion. The technique is presented to reduce self-heating and thermal noise in a serial-link transmitter. The proposed technique shifts the calibration code and in that way disables the heated units. This allows each unit to cool down. The control logic is added to control the shifting process. With the proposed technique self-heating is decreased by 7K.

REFERENCES

1. **Venkatesh S., Kumar A.** Modeling of Self-Heating in IC Interconnects and Investigation on the Impact on Intermodulation Distortion. – 2010. -P. 27.
2. **Aoki H., Kobayashi H.** Self-Heat Characterizations and Modeling of Multifinger nMOSFETs for RF-CMOS Applications // IEEE Transactions on Electron Devices. - 2015. -P. 2704-2709.

3. **Razavi B.** Design of analog CMOS integrated circuits.- McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering.- Singapore, 2005. – 684p.
4. **Zhang H., Niu G., Liang Q., Imura K.** Extraction of Drain Current Thermal Noise in a 28 nm High-k/Metal Gate RF CMOS Technology // IEEE Transactions on Electron Devices. -2018 -P. 2393-2399.
5. Universal Serial Bus 3.1 Specification, Revision 1.0. – 2013. -631p.

Yerevan State University; Republic of Belarus, National Academy of Sciences; National Polytechnic University of Armenia. The material is received 25.06.2018.

**Ա.Կ. ՀԱՅՐԱՊԵՏՅԱՆ, Լ.Դ. ՉԵՐԵՄԻՍԻՆՈՎԱ, Դ.Ի. ՉԵՐԵՄԻՍԻՆՈՎ,
Վ.Շ. ՄԵԼԻԿՅԱՆ**

ԻՆՔՆԱՏԱՔԱՑՄԱՆ ԵՎ ՋԵՐՄԱՅԻՆ ԱՂՍՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԵՑՈՒՄԸ ՀԱԶՈՐԴԱԿԱՆ ՀԱՂՈՐԴՈՒՄ

Կատարվել է հաջորդական հաղորդչի ինքնատաքացման և ջերմային աղմուկների գնահատում: Առաջարկվել է միջոց՝ ինքնատաքացման և ջերմային աղմուկների նվազեցման համար: Հաջորդական հաղորդչում ներառվել է կառավարման հանգույց, որը յուրաքանչյուր ինֆորմացիոն փաթեթի ուղարկման ավարտից հետո փոխարինում է հաջորդական հաղորդչի էլքային հանգույցի ակտիվ միավորները պասսիվներով: Առաջարկված մոտեցումը թույլ է տալիս, որ հաջորդական հաղորդչի էլքային հանգույցի միավորները գտնվեն հանգստի ռեժիմում, այդ կերպ նվազեցնելով ինքնատաքացումը և ջերմային աղմուկները:

Առանցքային բառեր. ինքնատաքացում, ջերմային աղմուկ, հաջորդական հոսքուղու հաղորդիչ, բարելյան շեղիչ, էլեկտրամիգրացիա:

**А.К. АЙРАПЕТЯН, Л.Д. ЧЕРЕМИСИНОВА, Д.И. ЧЕРЕМИСИНОВ,
В.Ш. МЕЛИКЯН**

МИНИМИЗАЦИЯ САМОНАГРЕВА И ТЕПЛОВОГО ШУМА ПЕРЕДАТЧИКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КАНАЛА

Реализованы симуляции передатчика последовательного канала с учетом самонагрева и теплового шума. Предложена техника минимизации самонагрева и теплового шума выходного каскада. Добавлена управляющая логика, которая после передачи одного информационного пакета меняет состояния между рабочими и отключенными единицами выходного каскада. Эта техника позволяет единицам выходного каскада быть в отключенном режиме во время работы, снижая самонагрев и тепловой шум.

Ключевые слова: самонагрев, тепловой шум, передатчик последовательного канала, устройство быстрого сдвига, электромиграция.

А.М. ТАНТУШЯН

**МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ МОДУЛЯЦИЙ
И ИХ СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ**

Исследованы методы автоматического распознавания модуляций и проведен их сравнительный анализ, позволяющий сделать обоснованный выбор того или иного метода для дальнейшей разработки алгоритма при решении задачи автоматического распознавания модуляций для аналоговых и цифровых модуляций в среде графического программирования LabVIEW.

Ключевые слова: методы автоматического распознавания модуляций, особые ключевые характеристики, машины опорных векторов, искусственные нейронные сети.

Введение. Автоматическое распознавание модуляций (АРМ) является актуальной и важной задачей для систем связи. Исследованием этой задачи и разработкой алгоритмов для ее решения занимаются во многих странах, например, США, Китай, Египет, Индия и др. В настоящее время существует множество классификаторов и алгоритмов, каждый из которых предусмотрен и подходит для решения конкретного вида задач. Целью данной работы является описание некоторых распространенных методов, применяемых для АРМ, и проведение их сравнительного анализа, позволяющего при решении задачи АРМ для аналоговых и цифровых модуляций выбрать наиболее эффективный и целесообразный метод для дальнейшей разработки алгоритма в среде графического программирования LabVIEW. Приведено краткое описание методов теоретического решения, вейвлет-преобразования, машин опорных векторов (МОВ) и искусственных нейронных сетей (ИНС).

1. Метод теоретического решения. Для разработки алгоритмов АРМ существует два основных подхода: метод теоретического решения и метод распознавания образов (МРО). Е.Е. Аззоуз и А.К. Нанди в [1] детально описали разработанные ими алгоритмы для аналоговых и цифровых модуляций как по отдельности, так и в совокупности на основе метода теоретического решения. Эта работа является одним из основных вкладов в развитии АРМ, поскольку подавляющее большинство дальнейших разработок основаны на ней.

Алгоритмы АРМ на основе метода теоретического решения основываются на функции распределения вероятности, которая рассчитывается с помощью параметров принятого сигнала [2]. Классификация происходит

путем сравнения полученных данных с ранее определенными пороговыми значениями. В идеальных условиях классификаторы теоретического решения могут служить эталоном для проверки качества работы других классификаторов. Однако такие классификаторы для оптимизации своей работы требуют дополнительных сложных расчетов. Другим недостатком таких классификаторов является факт, что незнание частоты несущего сигнала, частоты символов, временного сдвига, фазы, мощности сигнала и других параметров значительно ограничивает работу классификатора. Для решения этой проблемы можно рассмотреть неизвестные данные в качестве детерминистических и рассчитать их из принятого сигнала. Такой расчет называется обобщенным тестом вероятностей (generalized likelihood ratio test). Согласно другому методу, следует рассмотреть эти данные в качестве случайных переменных и по ним усреднить функции вероятностей. Этот метод называется тестом усредненных отношений вероятностей (average likelihood ratio test). В случае комбинации этих двух способов тест называется гибридным тестом отношений вероятностей (hybrid likelihood ratio test), который в основном применяется для заранее предвиденных видов модуляций, что и ограничивает применение таких классификаторов в "слепых" системах связи [3]. Кроме того, вероятность правильной классификации зависит от четкой последовательности особых ключевых характеристик принятого сигнала, подаваемых системе, что исключает возможность параллельной обработки, увеличивая время работы.

2. Вейвлет-преобразование. Вейвлет - это волноподобное колебание, амплитуда которой возрастает и снова снижается до нуля. Вейвлет-преобразование похоже на Фурье-преобразование в том смысле, что оно тоже разбивает сигнал на составные части. Фурье-преобразование разбивает временной сигнал на последовательность синусов разных частот и преобразовывает временной сигнал в частотный, а вейвлет-преобразование расширяет функции не как тригонометрические многочлены, а как вейвлеты, сгенерированные в виде расширенного и преобразованного материнского вейвлета. Иными словами, вейвлет-преобразование переводит сигнал из временного в частотно-временное представление, что позволяет извлечь из сигнала такие характеристики, какие невозможно извлечь иными способами. Вейвлеты очень эффективны для обработки нестационарных сигналов, а с точки зрения математики, они полезны, поскольку с их помощью возможно решить проблемы, связанные с Фурье-преобразованием [4].

Представим, что имеем функцию ψ , которая удовлетворяет следующим условиям:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(t)|^2 dt < \infty, \quad (1)$$

$$C_{\Psi} = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d(\omega) < \infty. \quad (2)$$

Здесь Ψ - это Фурье-преобразование функции ψ . Условие (1) обеспечивает конечность энергии функции ψ , а условие (2) обеспечивает, что $\Psi(0) = 0$ в случае, если $\Psi(\omega)$ - однородная функция. Функция ψ - это материнская вейвлет-волна.

2.1. Непрерывное вейвлет-преобразование. Если функция ψ удовлетворяет условиям (1) и (2), то вейвлет-преобразование функции $\psi(t)$ для реального сигнала $s(t)$ описывается следующим образом:

$$S(b, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi' \left(\frac{t-b}{a} \right) s(t) dt. \quad (3)$$

Здесь ψ' - это комплексно-сопряженная функция ψ , которая принадлежит (b, a) открытой полуплоскости ($b \in \mathbf{R}$, $a > 0$). Параметр b соответствует временному сдвигу, а параметр a - масштабу анализирующего вейвлета. Если назначить $\psi_{a,b}(t)$ как

$$\psi_{a,b}(t) = a^{-\frac{1}{2}} \psi \left(\frac{(t-b)}{a} \right),$$

то уравнение (3) можно представить как скалярное произведение реального сигнала $s(t)$ и $\psi_{a,b}(t)$:

$$S(b, a) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi'_{a,b}(t) s(t) dt.$$

Приняв, что функция $\psi(t)$ удовлетворяет условию (2), изначальный реальный сигнал можно получить обратным вейвлет-преобразованием:

$$S(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \iint_{-\infty}^{\infty} S(b, a) \psi_{a,b}(t) \frac{da db}{a^2}.$$

2.2. Дискретное вейвлет-преобразование. В дискретной среде параметры масштабирования и временного сдвига дискретизированы как $a = a_0^m$ и $b = nb_0$, а анализирующий вейвлет - как:

$$\psi_{m,n}(t) = a_0^{-m/2} \psi\left(\frac{(t - nb_0)}{a_0^m}\right),$$

где m и n - целые числа. Дискретное вейвлет-преобразование и обратное дискретное преобразование описываются уравнениями

$$S(m,n) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi'_{m,n}(t) s(t) dt \text{ и } S(t) = k_{\psi} \sum_m \sum_n S_{m,n} \psi_{m,n}(t).$$

Вейвлет-преобразование является методом извлечения особых ключевых характеристик сигнала, а не классификатором, поэтому этот метод комбинируется в алгоритмах с другими классификаторами [5-9].

3. Машина опорных векторов. МОВ (Support Vector Machine) является сравнительно новой обучающейся машиной, созданной в 1992г. Вапником [10]. МОВ имеют широкое применение при распознавании образов, в задачах расчета плотности вероятности и регрессии и т.д. Главной целью МОВ является увеличение расстояния между двумя самыми близкими точками, соответствующими данным двух разных классов. Чтобы линейно отделить две группы точек разных классов, нужно найти гиперплоскость. Для этого производится расчет максимального расстояния от двух самых близких точек. Эта гиперплоскость называется оптимальной гиперплоскостью (рис. 1).

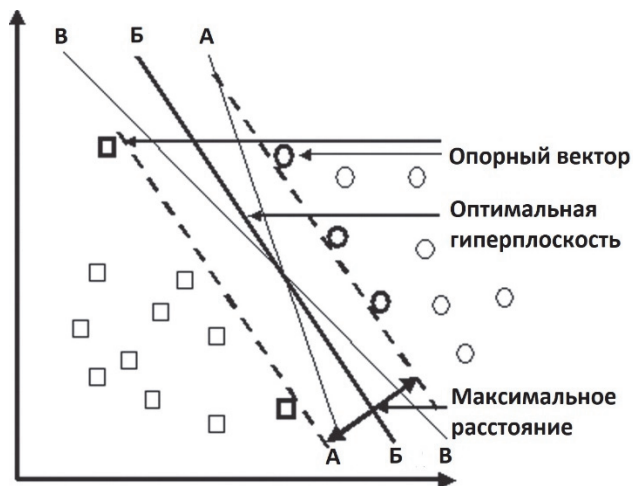


Рис. 1. Оптимальная гиперплоскость

Изначально МОВ были разработаны для двоичной классификации, но реальные задачи в основном бывают для большого количества классов. Для классификации многих классов применяются разнообразные методы, например, Acyclic Graph (DAG), Binary Tree (BT), One-Against-One (OAO) и One-Against-All (OAA) [11].

Уравнение нелинейной классификации математически можно представить следующим образом:

$$g(\phi) = W \cdot K(\phi_{(x)} \cdot \phi_{(y)}) + b,$$

где $g(\phi)$ – функция классификации; W – нормальный вектор к гиперплоскости; $K(\phi_{(x)} \cdot \phi_{(y)})$ – функция Кernels; b – смещение (bias).

На рис. 2 показан принцип работы МОВ при нелинейной классификации. С помощью функции Кernels происходит переход из двумерного пространства в трехмерное, где уже возможно найти оптимальную гиперплоскость.

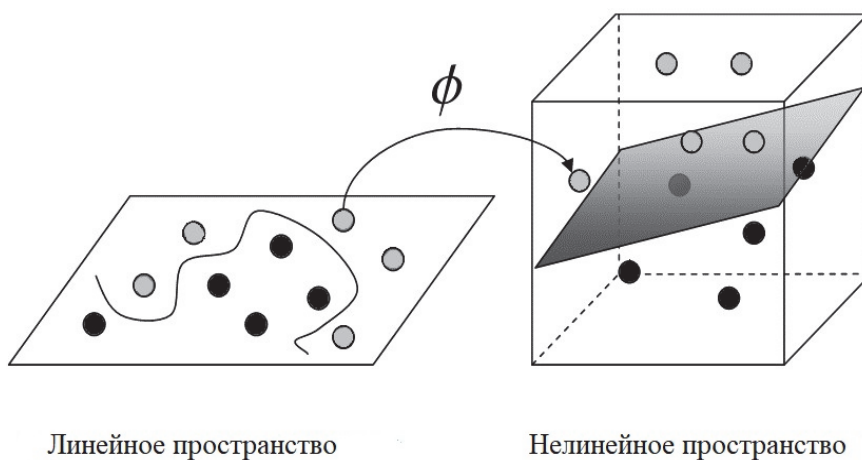


Рис. 2. Нелинейное разделение классов

МОВ предоставляет возможность применять разные функции Кernels в зависимости от задачи, что значительно увеличивает эффективность данного метода. Кроме того, параметр C гиперплоскости позволяет регулировать качество работы классификатора, т.е. при больших значениях параметра C неправильная классификация между точками данных сведена к минимуму, а при маленьких значениях точка, находящаяся далеко от группы точек своего класса, может быть игнорирована и неправильно классифицирована [12]. Тем самым появляется возможность регулировать чувствительность МОВ к шумам. У МОВ также имеются свои недостатки, например, проблема с двоичной классификацией, которая при большом количестве данных увеличивает длительность обучения. Также выбор правильной функции Кernels усложняет расчеты и увеличивает их длительность.

4. Искусственные нейронные сети. ИНС являются одним из наиболее распространенных и эффективных методов для МРО, поскольку с их помощью можно достичь хороших и точных результатов. Этот метод лежит в основе

одного из самых быстро развивающихся направлений технологии – машинного обучения (искусственный интеллект). Кроме того, ИНС применяются в таких разных приложениях, как медицинская диагностика, обработка сигналов, прогнозирование курса валюты, МРО и т.д. ИНС состоят из входного, скрытого/ых и выходного слоев. Каждый слой состоит из некоего количества нейронов, каждый из которых соединен с каждым нейроном следующего слоя. Принцип работы ИНС аналогичен работе нейронной сети головного мозга человека, т.е. с помощью нейронных связей ИНС распознает знакомые образы, данные, предметы и т.д., которые были "проанализированы" во время обучения. Иными словами, при входных данных, извлеченных из сигнала для определения конкретного образа, на выходе ИНС распознает данный образ на основе проведенных обучений и выдает соответствующие значения. Одно из самых главных преимуществ ИНС – это ее возможность самостоятельного обучения. Подробное описание ИНС и их принцип работы описаны в [13].

Кроме самостоятельного обучения, ИНС обладают рядом других преимуществ, как, например, возможность параллельной обработки данных, процентное представление правдивости распознавания, легкая перенастраиваемость в соответствии с данной задачей и т.д.

Закключение. Каждый метод или алгоритм разработан для решения конкретных задач и имеет свои особенности, проблемы реализации, преимущества и недостатки. С учетом этих критериев нужно выбрать такой метод, который будет наиболее подходящим и эффективным для решения задачи АРМ в среде графического программирования LabVIEW. Из двух основных типов методов: теоретического решения и распознавания образа, второй тип более подходит для решения данной задачи, поскольку у метода теоретического решения есть такие недостатки, как, например, расчеты функций плотности вероятности, конкретная последовательность подаваемых системе значений ключевых характеристик сигнала или предварительный расчет их пороговых значений, которые значительно ограничивают скорость и продуктивность алгоритма для данной задачи.

Применение вейвлет-преобразования для извлечения ключевых характеристик сигнала и его дальнейшая комбинация с другими классификаторами также нецелесообразны, так как алгоритмы вейвлет-преобразования сами по себе довольно комплексные и ресурсоемкие, а их применение в дополнение к классификатору приведет к затрате большого количества ресурсов.

Итак, предпочтение дается методу ИНС. Главным решающим фактором является свойство ИНС к самостоятельному обучению, что позволяет избежать сложных и длительных расчетов, дополнительного программиро-

вания для обучения и механического расчета пороговых значений ключевых характеристик сигнала. Разработка ИНС позволит обучить сеть очень большому количеству информации, что обеспечит очень точные результаты. Кроме того, ИНС можно перенастроить в соответствии с задачей, изменив количество скрытых слоев и/или нейронов, и тем самым увеличить скорость обучения и улучшить результаты. Последовательность ключевых характеристик, подаваемых входным нейронам сети, не влияет на точность распознавания, что обеспечивает параллельную обработку данных и тем самым сокращает длительность расчетов. И, наконец, ИНС являются основой искусственного интеллекта, что на данный момент представляет собой одно из самых развивающихся направлений технологии, обеспечивая перспективу для развития ИНС. Такое стремительное развитие данного технического направления предполагает, что в ближайшем будущем появятся возможности в несколько раз улучшить и усовершенствовать приложения, работающие на основе ИНС. Основываясь на вышеперечисленных преимуществах и особенностях, ИНС считается наиболее целесообразным, эффективным, быстрым, актуальным и перспективным методом для решения задачи АРМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Azzouz E.E., Nandi A.K.** Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. - Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 1996. – 214 p.
2. **Kumar H.L.P., Shrinivasan L.** Automatic Digital Modulation Recognition System Using Feature Extraction // Emerging trends in electrical, communications and information technologies.-Singapore, 2017. - Vol. 394. - P. 201-208.
3. **Zaihe Y.** Automatic modulation classification of communication signals. - August, 2006. - 231 p.
4. <http://www.hpl.hp.com/hpjournal/94dec/dec94a6.pdf>
5. **Hong L., Ho K.C.** Identification of digital modulation types using the wavelet transform // IEEE Military Communications. Conference Proceedings (Cat. No.99CH36341). - Atlantic City, NJ, 1999. - P. 427-431.
6. **Hossen A., Al-Wadahi F.** A Two-Stage Network for Modulation Classification Based on Entropy of Wavelet Transform // 3rd International Conference: SETIT. - Tunisia, 2005. – P. 5.
7. **Hassan K., Dayoub I., Hamouda W., Berbineau1 M.** Automatic Modulation Recognition Using Wavelet Transform and Neural Networks in Wireless Systems // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. - 2010. – P. 13.
8. **Faek F.K.** Digital Modulation Classification Using Wavelet Transform and Artificial Neural Network // Journal of Zankoy Sulaimani. – 2010. - Part A. – 13(1). – P. 59 – 70.
9. Automatic Modulation Recognition by Support Vector Machines Using Wavelet Kernel / **X.Z. Feng, J. Yang, F.L. Luo**, et al // Journal of Physics: Conference Series 48. - 2006. - P. 1264 – 1267.

10. **Vapnik V., Boser B., Guyon I.** A Training Algorithm for Optimal Margin Classifier // Proceedings of the Fifth Annual ACM Workshop on Computational Learning Theory. - 1996. - Vol. 5. - P. 144 – 152.
11. **Ren Q., Sun G., Zhang Y.** Modulation Mode Recognition Based On Multi-Class Classification of Support Vector Machine // Proceedings of the 2013 International Conference on Software Engineering and Computer Science. - 2013. - P. 150 – 154.
12. **Abe Sh.** Support vector machines for pattern classification // Springer-Verlag. – London, 2005. – P. 344.
13. **Гулян А.Г., Севоян О.Ж., Тантушян А.М.** Искусственные нейронные сети и их применение в автоматическом распознавании модуляций // Известия НАН РА и НПУА. Серия Техн. науки. - 2017. - Т. 70, №3. - С. 358-365.

Комитет по регулированию общественных услуг (КРОУ). Материал поступил в редакцию 10.04.2018.

Ա.Մ. ԹԱՆԹՈՒՇՅԱՆ

ՄՈԴՈՒԼԱՑՈՒՄՆԵՐԻ ԱՎՏՈՄԱՏԱՑՎԱԾ ՃԱՆԱՉՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ՀԱՄԵՄԱՏԱԿԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ

Նկարագրված են մոդուլացումների ավտոմատացված ճանաչման մեթոդները, և ներկայացված է դրանց համեմատական վերլուծությունը, որը հնարավորություն է տալիս կատարել այս կամ այն մեթոդի հիմնավորված ընտրություն՝ LabVIEW գրաֆիկական ծրագրավորման միջավայրում հետագա անալոգային և թվային մոդուլացումների դեպքում ՄԱՃ խնդրի լուծման ալգորիթմ մշակելու համար:

Առանցքային բառեր. մոդուլացումների ավտոմատացված ճանաչման մեթոդներ, հիմնական բնութագրող հատկանիշներ, աջակցող վեկտորային մեքենաներ, արհեստական նեյրոնային ցանցեր:

A.M. TANTUSHYAN

METHODS OF AUTOMATIC MODULATION RECOGNITION AND THEIR COMPARATIVE ANALYSIS

Automatic modulation recognition methods are described and their comparative analysis is presented, allowing to make a justified choice of some method for the future development of an algorithm in the LabVIEW graphical programming environment for analogue and digital signals to solve the AMR problem.

Keywords: automatic modulation recognition methods, key features, support vector machines, artificial neural networks.

Դ.Ս. ԽՈՒԴԱՎԵՐԴՅԱՆ

ՍՊԵԿՏՐԱԶԱՓԱԿԱՆ ՖՈՏՈԴԵՏԵԿՏՈՐԻ ՖՈՒՆԿՑԻՈՆԱԼ
ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Հետազոտվել են p^+ (PtSi) - n (Si) - p^+ (Si) կառուցվածքներում ֆոտոէլեկտրոնային գործընթացները: Բացահայտվել են հալոդ արգելքների լայնությունների փոփոխության օրինաչափությունները՝ կախված արտաքին լարումից և բազայում խառնուրդների խտությունից: Ցույց է տրվել այդ փոփոխությունների կապը կառուցվածքի ընտրողական սպեկտրային զգայնության հետ: Քննարկվել են ճառագայթի ինտեգրալ հոսքից առանձին ալիքների գրանցման և դրանց երկարության ու ինտենսիվության որոշման հնարավորությունները:

Առանցքային բառեր. կիսահաղորդչային կառուցվածք, ֆոտոդետեկտոր, սպեկտրաչափություն, պոտենցիալ արգելք:

Ներածություն: Վերջին տասնամյակում զգալիորեն աճել է միջավայրերում իրավիճակները հեռավերլուծելու հնարավորություն ընձեռող տվիչների պահանջարկը: Դրանցով հնարավոր է ստանալ տեղեկություններ հետազոտվող միջավայրի բաղադրության մասին և լուծել անվտանգության տեսակետից կարևոր նույնականացման խնդիրներ [1-3]: Օպտիկական վերլուծիչներում կատարվում են հետազոտություններ՝ լուսազոխիչների, պրիզմայի, դիֆրակցիոն ցանցի, ինչպես նաև բարձր ճշտությամբ մեխանիկական հարմարանքների օգտագործմամբ [4-6]: Դրանք մեծացնում են հետազոտման ծախսերը, նվազեցնում հուսալիությունը և արագագործությունը: Դրանցից ազատվելու անհրաժեշտությունը հետազոտողներին մղեց՝ մշակելու ֆունկցիոնալ նոր հնարավորություններով կիսահաղորդչային կառուցվածքներ:

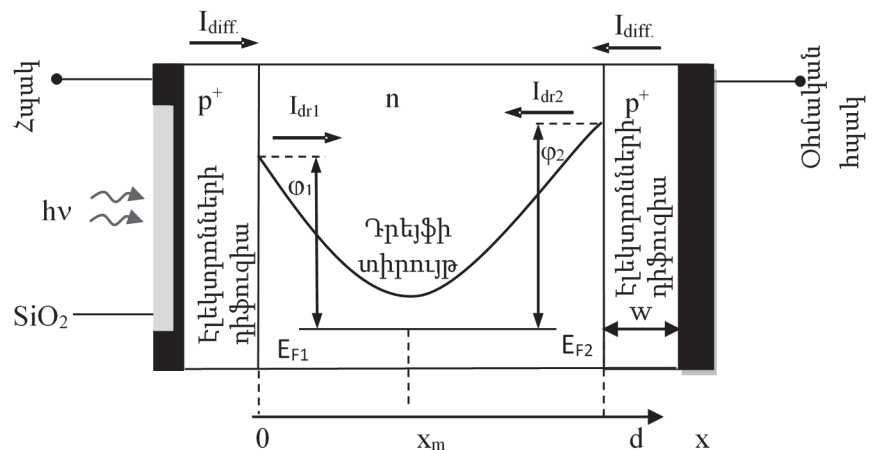
Հայտնի են աշխատանքներ բազմագույն ֆոտոընդունիչների վերաբերյալ [7-15], որոնցում օգտագործվում են բազմաշերտ կառուցվածքներ կամ բազայի տարբեր հաստությամբ ակտիվ շերտերի կասկադաձև շարք: Ճառագայթի առանձին ալիքների ներթափանցման տարբեր խորությունները դրանցում ապահովում են ֆոտոհաղորդականության տարբեր չափեր: Չափման արդյունքի մաթեմատիկական մշակումը տեղեկություն է տալիս ինտենսիվության սպեկտրային բաշխվածության մասին:

Սակայն այդ կառուցվածքները, բարձր ճշտությամբ գրանցելու համար, պահանջում են կլանման պայմանների նույնականություն և նանոչափային

ճշտությամբ բազմաշերտ կառուցվածքների ստեղծման անհրաժեշտություն: Ստացման բարդ տեխնոլոգիան և արտաքին լարմամբ սպեկտրային զգայնության դեկավարման հնարավորության բացակայությունը դժվարացնում են դրանց պատրաստման և օգտագործման հնարավորությունները: Նման թերությունները վերացնող կիսահաղորդչային սպեկտրային վերլուծության սարքի ստեղծումը դառնում է հրատապ, հատկապես հեռավերլուծությունում, որտեղ պահանջվում է էժան, արագագործ, դաշտային պայմաններում պիտանի, սպեկտրային բարձր զգայնությամբ սարք:

1. Հետազոտության օբյեկտը: Հետազոտվում է $p^+ (PtSi) - n (Si) - p^+ (Si)$ սիլիցիումային կառուցվածքը (նկ. 1), որը կարելի է պատրաստել ինտեգրալ սխեմայի ստացման տեխնոլոգիական ցիկլում:

n - բազան գրավված է հանդիպակաց արգելքների աղքատացած շերտերով (նկ. 1): Այդ կառուցվածքի էներգետիկ գոտային դիագրամում առաջանում է աղքատացած շերտերի հպման x_m կետ: Այդտեղ էլեկտրոնի պոտենցիալ էներգիան ունի նվազագույն արժեք: Այն կախված է արտաքին լարման բևեռականությունից և շարժվում է դեպի լույսի կլանման մակերևույթը, երբ մերձակերևութային հպակն ուղիղ է շեղված, իսկ թիկունքայինը՝ հակառակ: Ճառագայթի արդյունավետ կլանման միջավայրերն աղքատացած շերտերն են: Թիկունքային արգելքի հակառակ շեղման պայմաններում ֆոտոհոսանքը հիմնականում կպայմանավորվի դրանով: Ալիքները, կախված իրենց երկարությունից և ինտենսիվությունից, ունեն ներթափանցման տարբեր խորություններ:



Նկ. 1. $p^+ - n - p^+$ կառուցվածքը և հոսանքների ուղղությունները

Դեպի մակերևույթ (դեպի նկ. 1-ի "0"-ն) x_m -ի տեղափոխումը լայնացնում է թիկունքային արգելքի աղքատացած շերտը և ավելացնում նրանում կլանվող ալիքների թիվը: Ձախ մակերևույթի p^+ բարձր հաղորդականությամբ բարակ շերտը և նրա վրա լարման անկումը կարելի է անտեսել: Դա թույլ կտա "0" կետը վերցնել որպես զրոյական մակերևույթ և հաշվել ֆոտոհոսանքը, որը կպարունակի տեղեկատվություն կլանվող ալիքների ինտենսիվության և ալիքի երկարության մասին: Դա կարելի է ստանալ համապատասխան ալգորիթմի միջոցով, որի մշակման համար օգտագործվել է x_m -ը, V լարումը, կլանման α գործակիցը և ալիքի F ինտենսիվությունը միմյանց կապող մաթեմատիկական արտահայտությունը [16]՝

$$\sum_{i,j} I_{Ph} \quad i, j = S q \sum_{i,j} F(\lambda_i) \left(1 - 2e^{\alpha_i x_{mj}} + \frac{e^{-\alpha_i d}}{1 + \alpha_i w} \right), \quad (1)$$

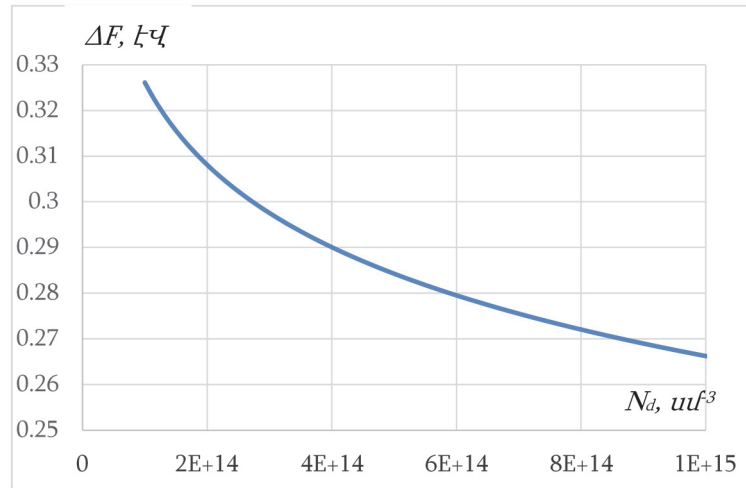
որտեղ ($i = 1, 2, 3, \dots$) - ը փոխվում է ինտեգրալ հոսքում ճառագայթի ալիքի երկարությունը փոխելիս, իսկ ($j = 1, 2, 3, \dots$) - ը՝ շերտման լարումը փոխելիս, $F_0(\lambda_i)$ - ն λ_i երկարությամբ ընկնող ալիքի ֆոտոնների լրիվ հոսքն է, w -ն՝ դիֆուզիոն հոսանքի ստեղծման տիրույթի լայնությունը:

Ընդունելով, որ բազան գրավված է արգելքների աղքատացած շերտերով (նկ. 1), դրանում x_m - ի պոտենցիալի բաշխվածությունը որոշվում է դաշտի V պոտենցիալով և այդ դաշտը ստեղծող տարածական լիցքերի N_d խտությամբ [16]՝

$$x_m = \frac{d}{2} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon (\Delta\varphi + qV)}{q^2 N_d d}, \quad (2)$$

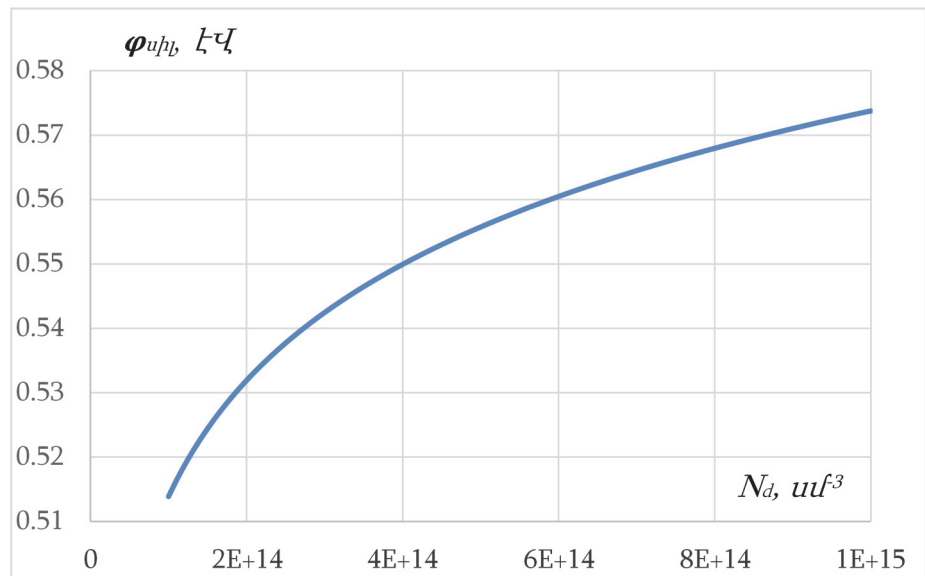
որտեղ $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, N_d - ն դոնորների խտությունն է, ε -ը՝ նյութի, իսկ ε_0 - ն՝ վակուումի դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը, q - ն՝ էլեկտրոնի լիցքը, d - ն՝ բազայի լայնությունը:

(1) և (2), ինչպես նաև Ֆերմիի մակարդակի դիրքի՝ $\Delta F = \frac{kT \ln N_c}{n_n} = 0,27 \text{ էՎ} [17]$ (որտեղ հաղորդականության գոտում վիճակների խտությունը՝ $N_c = 2,8 \cdot 10^{19} \text{ սմ}^{-3}$, բազայում սեփական լիցքերի խտությունը՝ $n_n = N_d = 9 \cdot 10^{14} \text{ սմ}^{-3}$) օգտագործմամբ հետազոտվել են $x_m(V)$, $x_m(N_d)$, $\varphi_{p-n}(N_d)$, $\varphi_{sil}(N_d)$, $d(N_d)$, $\Delta F(N_d)$, կախվածությունները (նկ. 2-8), և որոշվել x_m կետում պոտենցիալ արգելքների հպման կառուցվածքային պարամետրերը: Խառնուրդի խտությունը մեծացնելիս հաղորդականության գոտու հատակից Ֆերմիի մակարդակի հեռավորության նվազումը, փոքր խտությունների դեպքում, ավելի արագ է ընթանում, քան բարձր խտություններում (նկ. 2):



Նկ. 2. Հաղորդականության գոտու հատակից Ֆերմիի մակարդակի հեռավորության կախվածությունը խառնուրդի խտությունից

n -Si-ի հետ Pt-ի ստեղծած սիլիցիդային արգելքի բարձրությունն է (նկ. 1)՝ $\varphi_1 = 0,84$ էՎ [17]: Դրա և ΔF -ի տարբերությունը, բազայում խառնուրդների տարբեր խտությունների դեպքում, կարտահայտի պոտենցիալ արգելքի բարձրության կախվածությունը խառնուրդի խտությունից (նկ. 3):



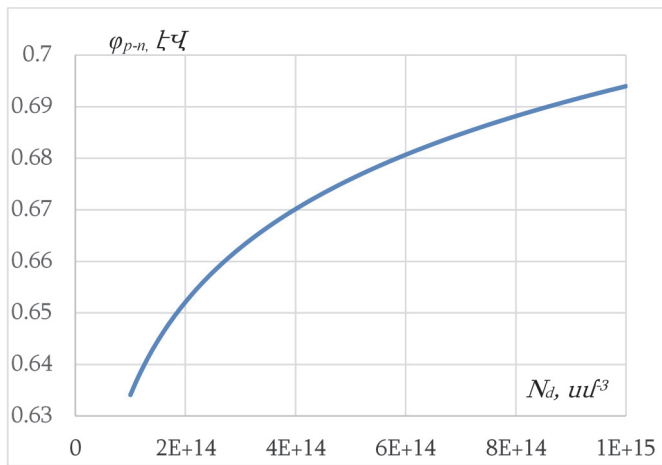
Նկ. 3. PtSi-ի ստեղծած պոտենցիալ էներգիայի բարձրության կախվածությունը խառնուրդի խտությունից

$$\varphi_{sil} = \varphi_1 - \Delta F = \varphi_1 - kT \ln N_c / n_n : \quad (3)$$

n-p անցման պոտենցիալ արգելքի բարձրությունը որոշվում է՝

$$\varphi_{p-n} = \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p^*} n_n}{n_i} \quad (4)$$

արտահայտությամբ [17] և բազայում խառնուրդի խտությունից կախված՝ աճում է լոգարիթմական օրենքով (նկ. 4):



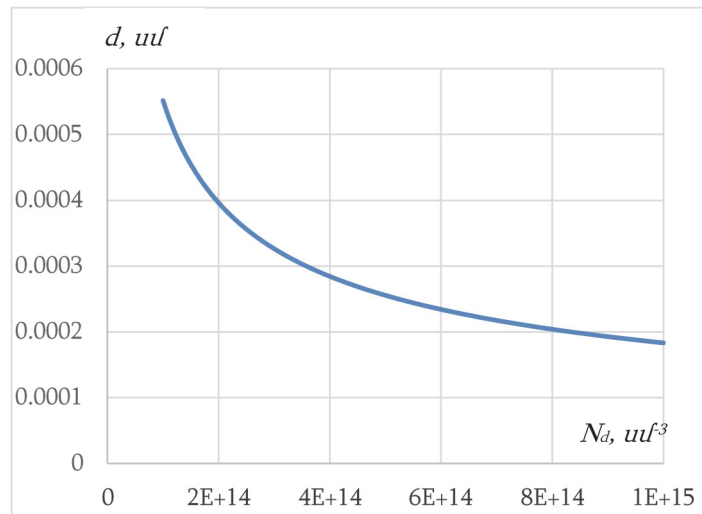
Նկ. 4. p-n անցման պոտենցիալ էներգիայի բարձրության կախվածությունը խառնուրդի խտությունից

(4) – ում kT/q – ն ջերմային պոտենցիալն է և $300K$ – ում $0,026$ Վ է, n_n – ն՝ էլեկտրոնների խտությունը բազայում, p_p – ն՝ խոռոչների խտությունը թիկունքային p^* – տիրույթում և վերցված է $p_p = 1 \cdot 10^{19} \text{ սմ}^{-3}$: n_i – ն՝ ազատ լիցքակիրների խտությունը սեփական կիսահաղորդչում և Si – ի համար $300K$ – ում $1,6 \cdot 10^{10} \text{ սմ}^{-3}$ է:

Նկ. 4 – ի և 3 – ի տարբերությունը ցույց կտա (2) արտահայտության $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ – ի կախվածությունը խառնուրդների խտությունից: Այն ստացվել է հաստատուն մեծություն՝ $0,19$ էՎ: Ելնելով բազայում պոտենցիալ արգելքների հպման պայմանից և օգտվելով առանձին արգելքների լայնությունները որոշող

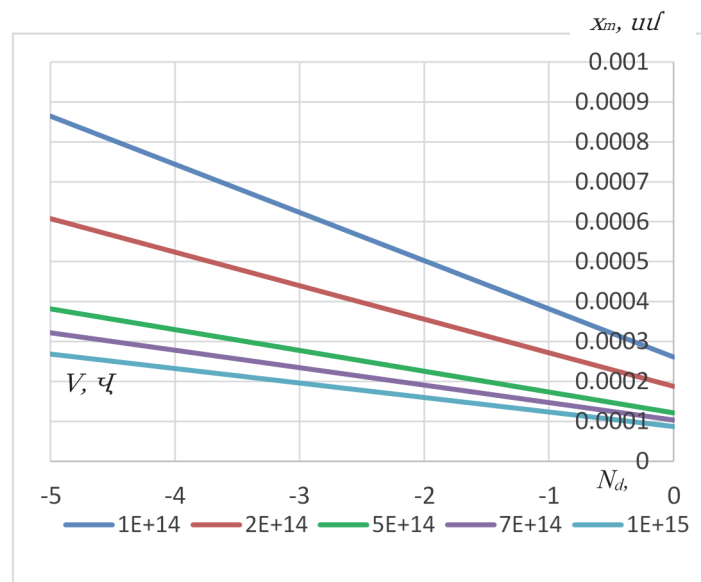
$$d_{p-n} = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_{p-n}}{q^2 N_d}}, d_{p-tSi} = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_{Sil}}{q^2 N_d}} \quad (5)$$

արտահայտություններից՝ կստանանք բազայի լայնության ($d = d_{p-n} + d_{p-tSi}$) կախվածությունը դրանում խառնուրդի խտությունից (նկ. 5): Այսպիսով, հանդիպակաց պոտենցիալ արգելքների բարձրությունների ընտրությամբ (նկ. 3 և 4) կարելի է որոշել բազայի լայնությունը՝ որպես տեխնոլոգիական պարամետր (նկ. 5):

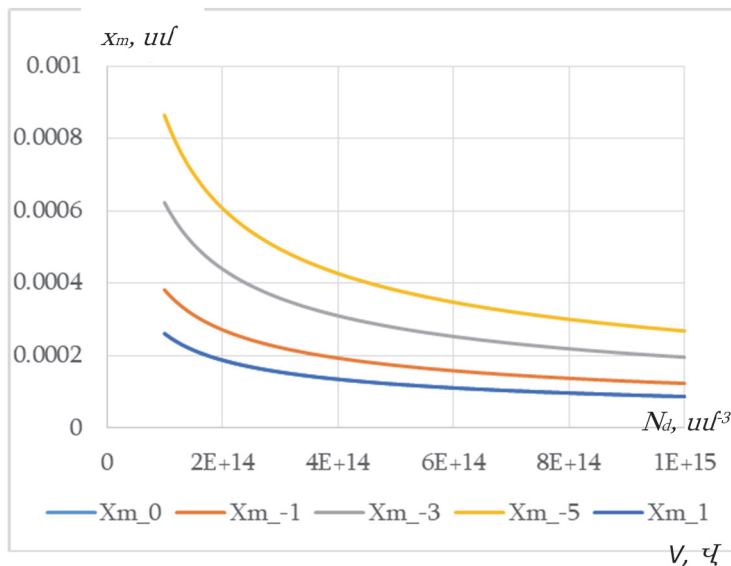


Նկ. 5. Բազայի լայնության կախվածությունը խառնուրդի խտությունից

Ճառագայթի ինտեգրալ հոսքից առանձին ալիքների ջոկման ալգորիթմը ենթադրում է տվյալ ալիքի կլանման x_m -ի կարգի խորություն [18]: Հետևաբար, կարևոր է արտաքին շեղման լարումից (երբ խառնուրդների խտությունը հաստատուն է, նկ. 6) և բազայում խառնուրդների խտությունից (երբ լարումը հաստատուն է, նկ. 7) կախված x_m -ի փոփոխությունը:



Նկ. 6. Բազայում էլեկտրոնի պոտենցիալ էներգիայի միևնույն կետի կախվածությունը արտաքին լարումից՝ խառնուրդների տարբեր խտությունների դեպքում



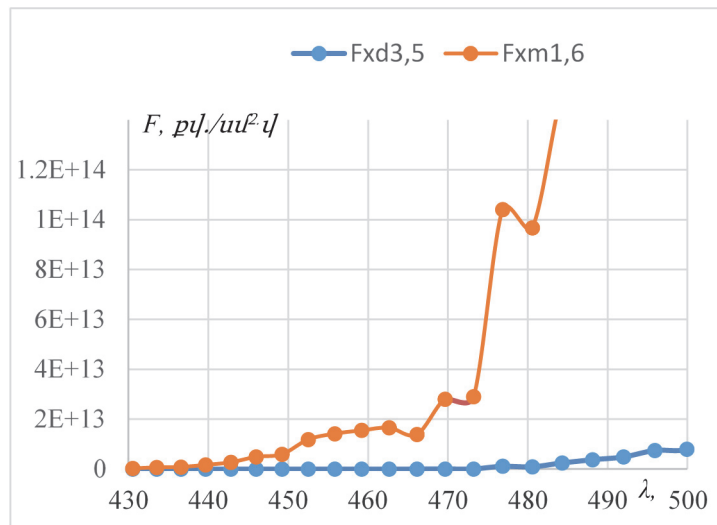
Նկ. 7. Բազայում էլեկտրոնի պոտենցիալ էներգիայի միևնույնի կետի կախվածությունը խառնուրդի խտությունից՝ արտաքին տարբեր լարումների դեպքում

Ինչպես երևում է նկ. 6 – ից, լարման բացասական արժեքների դեպքում հա-
կառակ է շեղված մակերևութային պոտենցիալ արգելքը, և x_m –ը լարման բացա-
սական աճին զուգընթաց աճում է: Կախվածությունը գծային է: Ավելի մեծ թե-
քություն ու արգելքների լայնությունների՝ մեկը մյուսի հաշվին ավելի ակտիվ փո-
փոխություն առկա են բազայում խառնուրդների խտությունների համեմատաբար
փոքր արժեքների դեպքում:

Շեղման լարման բացակայության դեպքում որքան փոքր է բազայում խառ-
նուրդների խտությունը, այնքան մեծ են հանդիպակաց պոտենցիալ արգելքների
լայնությունները և դրանց գումարը կազմող բազայի լայնությունը: Նկ. 8 – ում բեր-
ված է x_m կետում կլանվող ճառագայթի մնացորդային ինտենսիվության կախումը
ալիքի երկարությունից՝ բազայի 3,5 և 1,6 մկմ լայնությունների դեպքում:

Օգտագործվել է արևի ճառագայթի ինտենսիվության սպեկտրային կախվա-
ծությունը [19]: Ինչպես երևում է նկարից, x_m – ում, բազայի $d=1,6$ մկմ լայնության
դեպքում (նկ. 1), մինչև 450 նմ երկարությամբ ալիքները հիմնականում կլանվում
են (մնացորդային ինտենսիվությունը փոքր է): x_m – ի ավելի մեծ արժեքների դեպ-
քում (օրինակ, երբ $d = 3,5$ մկմ) կլանման տիրույթ ներգրավվում են ավելի երկար
ալիքներ ևս (նկ. 8):

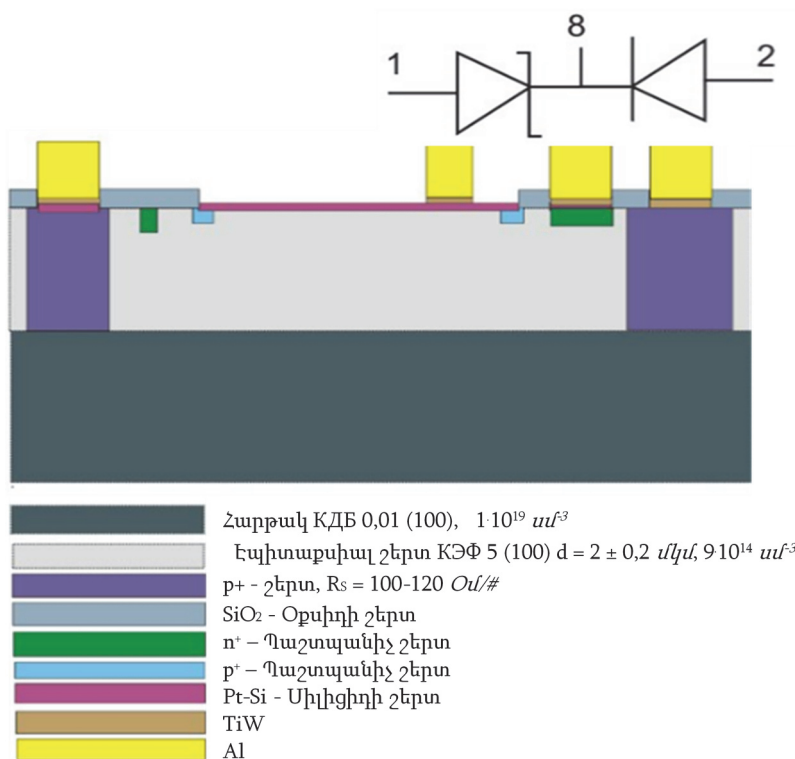
Նշված ճառագայթի կլանման և ֆոտոդետեկտորի կառուցվածքային օրինա-
չափություններից հետևում է, որ որքան մեծ է x_m – ը, լայն է բազան, այնքան x_m
հասած մնացորդային ինտենսիվության ալիքը մոտ է միարժեքին:



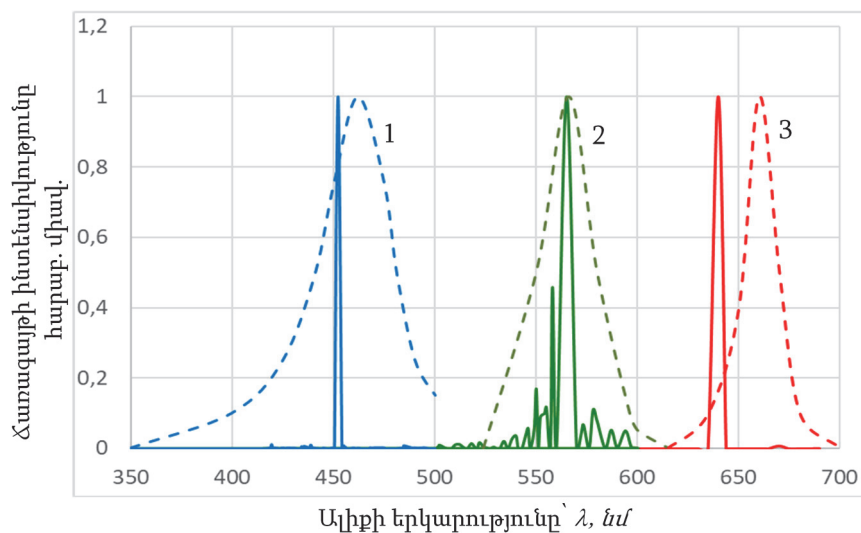
Նկ. 8. x_m կետում կլանվող ճառագայթի մնացորդային ինտենսիվության կախվածությունը ալիքի երկարությունից՝ բազայի 3,5 և 1,6 մկմ լայնությունների դեպքում

Սակայն լայն բազա ստանալու համար անհրաժեշտ է իրականացնել էպիտաքսիալ շերտի երկարատև բարձր ջերմաստիճանային նստեցում: Այդ ընթացքում թիկունքային p^+ շերտից հնարավոր է ինքնադիֆուզիա, ինչը հանգեցնում է պոտենցիալ արգելքի կտրուկության նվազմանը: Դա կնվազեցնի ընտրողական զգայնության ճշտությունը: Հետևաբար, որքան կարճատև և ցածր ջերմաստիճանային լինի էպիտաքսիալ աճեցումը, այնքան բարձր կլինի ալիքների երկարությունների և դրանց ինտենսիվությունների որոշման ճշտությունը: Այդ դեպքում բազան կլինի համեմատաբար նեղ, և x_m հասած մնացորդային ինտենսիվությամբ ալիքների թիվը կարող է մեկից ավելի լինել: Ցանկալի է նաև ցածր ջերմաստիճանային սիլիցիդի ստացումը: Դրա համար նմուշները ստանալիս կիրառվել են [20] – ում բերված տեխնոլոգիական գործընթացները:

Փորձնական արդյունքները. Փորձնական նմուշներում (նկ. 9) բազայում խառնուրդների խտությունը վերցվել է $N_d = 9 \cdot 10^{14} \text{ սմ}^{-3}$, p^+ – հարթակը լեգիրված է բորով և ունի խառնուրդների $N_a = 1 \cdot 10^{19} \text{ սմ}^{-3}$ խտություն: Խառնուրդները սենյակի ջերմաստիճանում իոնացված են և իրենցով պայմանավորում են համապատասխան տիրությունում հիմնական լիցքակիրների խտությունները՝ n_n – ը և p_p – ն: Ունենալով Ֆերմիի մակարդակի հեռավորությունը հաղորդականության գոտու հատակից, կարելի է գտնել մակերևութային պոտենցիալ արգելքի բարձրությունը՝ $\varphi_{Si} = 0,84 - 0,27 = 0,57$ էՎ: (4) –ից p -n անցման պոտենցիալ արգելքի բարձրությունը է: Այսպիսով, հանդիպակաց պոտենցիալ արգելքների տարբերությունն է $0,76 - 0,57 = 0,19$ էՎ:



Նկ. 9. Ֆոտոդետեկտորի կառուցվածքը



Նկ. 10. LEDs of: 1-LL-304BC4B-B4-IGD (InGaN), 2-L-53GC (GaP), 3-L-813SRC-J14 (AlGaInP)
 մակնիշի լուսադիոդների էտալոնային (կետագծեր) և փորձնական (հոծ գծեր)
 սպեկտրային կախվածությունները

Ունենալով վերը նշված տվյալները, սիլիցիումի և վակուումի $\varepsilon = 12$, $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{14}$ Ֆ/սմ դիէլեկտրիկական թափանցելիությունները, բազայում խառնուրդի խտությունը և էլեկտրոնի լիցքը, նաև հաշվի առնելով, որ բազայի դիմադրությունը եզրային շերտերի համեմատ շատ մեծ է, կարելի է ընդունել, որ արգելքների տարածական լիցքերը տեղաբաշխված են բազայում, և դրանց լայնությունները կարելի է որոշել հետևյալ կերպ [17]՝

$$d_{p-n} = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_2}{q^2N_d}} = 0,917 \text{ էՎ}, d_{p+si} = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_1}{q^2N_d}} \approx 1 \text{ էՎ}:$$

Կառուցվածքի բազայի լայնությունը $d = 2 \pm 0,2$ մկմ է (նկ. 2), իսկ պոտենցիալ արգելքների գումարային լայնությունը՝ 1,917 մկմ: Հետևաբար, բազան համարյա գրավված է հանդիպակաց արգելքներով: Արտաքին լարումը հիմնականում ընկնում է բազայում պոտենցիալ արգելքների վրա, և դրանց հպման x_m կետի դիրքը (նկ. 1) կարելի է ղեկավարել արտաքին լարմամբ:

Հետազոտվող կառուցվածքների ընտրողական զգայնությունն ընդգրկում է սպեկտրի ուլտրամանուշակագույնից (ՈւՄ) մինչև մոտակա ինֆրակարմիր (ԻԿ) միջակայքը: Ինչպես հայտնի է, շրջակա միջավայրի վնասակար նյութերի հայտնաբերման համար օգտագործվում է սպեկտրի այդ հատվածը: Հետևաբար, դիտարկվող ֆոտոդետեկտորները, համապատասխան ալգորիթմի օգտագործմամբ, հավակնում են փոխարինելու հայտնի սպեկտրաֆոտոչափներին և հասնել գնի, հուսալիության, չափերի առավելության:

Եզրակացություն.

1. Հետազոտվել են փորձնական նմուշներ, և ցույց է տրվել, որ արտաքին լարմամբ դրանց բազայում առկա պոտենցիալ արգելքների՝ մեկը մյուսի հաշվին փոփոխության շնորհիվ կարելի է հասնել սպեկտրային ընտրողական զգայնության:

2. Մշակված ալգորիթմի կիրառմամբ ստացվել են կապույտ, կանաչ և կարմիր լուսադիոդների ինտենսիվությունների սպեկտրային բաշխվածությունները, որոնք 10-30 նմ մոտավորությամբ կրկնում են էտալոնային բաշխվածությունները:

3. Բարձր ճշտության կարելի է հասնել, այնպիսի կառուցվածքի դեպքում, որում պոտենցիալ արգելքների հպման կետը համընկնի ճառագայթի ամենախոր ներթափանցող ալիքի ներթափանցման խորությանը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Peng J., Hongbo X., Zhiye He and Zheming W.** Design of a Water Environment Monitoring System Based on Wireless Sensor Networks// Sensors.-2009.-9.-P. 6411-6434.
2. **Normatov P.I., Armstrong R., Normatov I.Sh., Narzulloev N.** Monitoring extreme water factors and studying the anthropogenic load of industrial objects on water quality in the Zeravshan River basin //Russian Meteorology and Hydrology.- 2015.-40 (5).-P. 347-354.
3. <http://augsignals.com/products-services/water-quality-monitoring/>
4. **Pshinko G.N., Kobets S.A., Puzyrnayain L.N.** Concentration of U(VI) on a complexing sorbent for its determination by the spectrophotometric method //Journal of Water Chemistry and Technology.-2013.- 35 (4).-P. 145-151.
5. https://people.phys.ethz.chandrealu/ASSP10_Presentations/Optical%20Spectroscopy%20Techniques%20-%20Runar%20Sandnes.pdf
6. <http://www.dissercat.com/content/razrabotka-i-primenenie-distantсионных-spektrometricheskikh-metodov-issledovaniya-prirodnkh>
7. Patent US 20130285187 A1. Photo cell devices and methods for spectrometric applications/ **Th. Kautzsch.**- 2013.
8. Patent US 8916873 B2. Photodetector with controllable Spectral response/ **Th. Kautzsch.**-2014.
9. Patent DE 102013207801 A1. Photocell devices and methods for spectroscopic applications/ **Th. Kautzsch.**-2012.
10. Patent US 8916873 B2. Photodetector with controllable spectral response/ **Ch. Jan, P. Daniel, S.T. Man, N. Univ.**-2005.
11. **Nataša G., Novel A.** Type of Tri-Colour Light-Emitting-Diode-Based Spectrometric Detector for Low-Budget Flow-Injection Analysis // Sensors.-2007.- 7.-P. 166-184.
12. Improved selectivity from a wavelength addressable device for wireless stimulation of neural tissue.doi: 10.3389/fneng.2014.00005/ **Ç.S. Elif, S.F. David, G. Mutlu, et al** // Front Neuroeng.-2014.- P. 1-12.
13. **Nader M.K. and Fereydoon N.** Filterless Si-Based Ultraviolet-Selective Photodetectors. Spire Corp. for Stennis Space Center.- Mississippi, Refer to SSC-00072.-2004.
14. **Vanyushin I.V., Gergel V.A., Zimoglyad V.A., Tishin Yu. I.** ‘Adjusting the Spectral Response of Silicon Photodiodes by Additional Dopant Implantatio // Russian Microelectronics.-2005.- 34 (3).-P. 155–159.
15. Boron Distribution Profiling in Asymmetrical n⁺-p Silicon Photodiodes and New Creation Concept of Selectively Sensitive Photoelements for Megapixel Color Photoreceivers/**V.A. Gergel, A.V. Lependin, Y.I. Tishin, et al**// Proc. SPIE, 6260.- 2006.

16. **Khudaverdyan S.Kh., Dokholyan J.G., Khudaverdyan A.S., Grigoryan K.H.** Spectrophotometric filterless photo-detector // Journal of Physics D: Applied Physics.-2007.-24.-P. 7669-7674.
17. **Sze S.** Physics of semiconductor devices. 2nd edn.-Wiley-Interscience.- New York, 1981.-450p.
18. New Model of Spectral Analysis of Integral Flux of Radiation. NATO Science for Peace and Security Series B: Physics and Biophysics/ **S.Kh. Khudaverdyan, M.G. Khachatryan, D.S. Khudaverdyan, S.H. Tsaturyan and A.K. Vaseashta** // Springer.-2013. Series B: Physics and Biophysics.-P. 261-269.
19. <http://redc.nrel.gov/solar/spectra/am0/wehrli1985.new.html>.
20. Low Temperature Formation of Platinum Silicide for Schottky Diodes Contact Layer /**F. Komarov, O. Milchanin, T. Kovalyova, J. Solovjov, A. Turtsevich, Karwat Cz** // 9th International Conference "Interaction of Radiation with Solids", September 20-22, 2011.-Minsk, Belarus, 2011.- P. 365-367.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.08.2018:

Д.С. ХУДАВЕРДЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ФОТОДЕТЕКТОРОВ

Исследованы фотоэлектронные процессы в p+ (PtSi) - n (Si) - p+ (Si) структурах. Выявлены закономерности изменения ширины смыкающихся барьеров в зависимости от внешнего напряжения и концентрации примесей в базе. Показана связь этих изменений с селективной фоточувствительностью структуры. Анализируются возможности эффективной регистрации отдельных длин волн из интегрального потока излучения, а также определения интенсивности и длины этих волн.

Ключевые слова: полупроводниковая структура, фотодетектор, спектрометрия, потенциальный барьер.

D.S. KHUDAVERDYAN

INVESTIGATING THE FUNCTIONAL CAPABILITIES OF SPECTROMETRIC PHOTODETECTORS

The photoelectronic processes in p+ (PtSi) - n (Si) - p+ (Si) structures are studied. The regularities of the width change of the adjacent barriers, depending on the external voltage and the concentration of impurities in the base are revealed. The relationship between these changes and the selective photo-sensitivity of the structure is shown. The possibilities of the effective registration of individual wavelengths from the integral radiation flux, as well as the determination of the intensity and length of these waves are analyzed.

Keywords: semiconductor structure, photodetector, spectrometry, potential barrier.

С.О. СИМОНЯН

О НЕОДНОЗНАЧНОЙ РАЗРЕШИМОСТИ
ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ТРАНСПОНИРОВАННЫХ
АНАЛОГОВ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ ТИПА СИЛЬВЕСТРА

$$A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$$

(Прямой подход)

Исследуются вопросы неоднозначной разрешимости однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра. Предлагаются аналитический, а также последовательный и параллельный численно-аналитические методы решения. Для численно-аналитических методов основным математическим аппаратом служат дифференциальные преобразования. При всех методах получены соответствующие условия неоднозначной разрешимости задачи. Рассмотрен модельный пример, для решения которого использованы численно-аналитические методы, и получен ряд точных дифференциально-тейлоровских решений. Предложенные численно-аналитические методы могут быть эффективно реализованы средствами современных информационных технологий.

Ключевые слова: однопараметрический транспонированный аналог матричного уравнения типа Сильвестра, редукция, аналитическое решение, дифференциальные преобразования, последовательная и параллельная численные процедуры, условия неоднозначной разрешимости, непрерывные решения непрерывной задачи, модельный пример, средства современных информационных технологий.

Введение. В работе [1] при однозначной разрешимости задач предложены методы решения однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра

$$A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t), \quad (1)$$

где $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ и $X(t)$ – однопараметрические матрицы одного и того же порядка m , причем $X(t)$ – подлежащая определению неизвестная матрица. На основе несложных эквивалентных преобразований (редукции (1)) здесь же получено представление

$$A(t) \cdot X(t) \cdot B^{-1}(t) - B^T(t) \cdot X(t) \cdot A^{-T}(t) = C(t) \cdot B^{-1}(t) - C^T(t) \cdot A^{-T}(t) = D_1(t)_{m \times m}, \quad (2)$$

достаточно сложное по сравнению с (1), однако, в отличие от (1), содержащее лишь только неизвестную матрицу $X(t)_{m \times m}$. Далее, применив аппарат кроневых произведений матриц [2], получена линейная по отношению к $\hat{X}(t)_{m^2 \times 1}$ гиперматрично-гипервекторная система уравнений

$$[A(t) \otimes B^{-T}(t) - B^T(t) \otimes A^{-1}(t)]_{m^2 \times m^2} \cdot \hat{X}(t)_{m^2 \times 1} = D(t) \cdot \hat{X}(t) = \hat{D}_1(t)_{m^2 \times 1}, \quad (3)$$

имеющая аналитическое решение

$$\hat{X}(t) = [A(t) \otimes B^{-T}(t) - B^T(t) \otimes A^{-1}(t)]^{-1} \cdot \hat{D}_1(t) = D^{-1}(t) \cdot \hat{D}_1(t) \quad (4)$$

при одновременном выполнении условий регулярности

$$\det A(t) \neq 0 \Leftrightarrow \exists A^{-1}(t), \quad \forall t, \quad (5)$$

$$\det B(t) \neq 0 \Leftrightarrow \exists B^{-1}(t), \quad \forall t \quad (6)$$

и условия гиперрегулярности

$$\det D(t) \neq 0 \Leftrightarrow \exists D^{-1}(t), \quad \forall t, \quad (7)$$

т.е. при выполнении условий однозначной разрешимости (5)-(7) задачи (1).

Замечание 1. Отметим, что в общем случае для вычисления обратных матриц $A^{-1}(t)$, $B^{-1}(t)$ и $D^{-1}(t)$ могут быть использованы численно-аналитические методы, предложенные в [3].

Математический аппарат. В настоящей работе рассматривается та же исходная задача (1), однако при выполнении условий регулярности (5), (6) и невыполнении условия гиперрегулярности (7), т.е. при условии неоднозначной разрешимости

$$\det D(t) = 0 \Leftrightarrow \nexists D^{-1}(t), \quad \forall t. \quad (8)$$

Естественно, при этом общее аналитическое решение задачи (1) будет иметь вид [4]

$$\hat{X}(t)_{m^2 \times 1} = D^+(t)_{m^2 \times m^2} \cdot \hat{D}_1(t)_{m^2 \times 1} + [E_{m^2 \times m^2} - D^+(t)_{m^2 \times m^2} \cdot D(t)_{m^2 \times m^2}] \cdot W(t)_{m^2 \times 1}, \quad (9)$$

где $D^+(t)$ – однопараметрическая обобщенная обратная гиперматрица порядка m^2 ; E – единичная матрица того же порядка, а $W(t) = (w(t)_1, \dots, w(t)_m)^T$ – произвольный однопараметрический корректирующий гипервектор с размерами $m^2 \times 1$.

Замечание 2. При выполнении условий (5), (6), (8) решение задачи (1) единственное, если, согласно (9), имеет место равенство

$$D^+(t) \cdot D(t) = E_{m^2 \times m^2} \quad (10)$$

при произвольном гипервекторе $W(t)$.

Теперь перейдем к представлению численно-аналитических методов решения рассматриваемой задачи, основанных на дифференциальных преобразованиях [5]. Естественно, что при этом предполагаем, что матрицы $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ и $X(t)$, а также обратные $A^{-1}(t)$ и $B^{-1}(t)$ в центре аппроксимации $t=t_v$ обладают частными производными, для которых имеют место дифференциальные преобразования

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

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

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

$$A^{\overline{-1}}(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K A^{-1}(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad A^{-1}(t) = \chi_4(t, t_v, H, A^{\overline{-1}}(K), \quad K = \overline{0, \infty}), \quad (14)$$

$$B^{\overline{-1}}(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K B^{-1}(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad B^{-1}(t) = \chi_5(t, t_v, H, B^{\overline{-1}}(K), \quad K = \overline{0, \infty}), \quad (15)$$

$$X(K) = \frac{H^K}{K!} \cdot \frac{d^K X(t)}{dt^K} \Big|_{t=t_v}, \quad K = \overline{0, \infty} \quad \overline{\cdot} \quad X(t) = \chi_6(t, t_v, H, X(K), \quad K = \overline{0, \infty}). \quad (16)$$

В соотношениях (11)-(16) матрицы $A(K)$, $B(K)$, $C(K)$, $A^{\overline{-1}}(K)$, $B^{\overline{-1}}(K)$ и $X(K)$ - матричные дискреты матриц $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$, $A^{-1}(t)$, $B^{-1}(t)$ и $X(t)$ соответственно; $K = \overline{0, \infty}$ - целочисленный аргумент; H - масштабный коэффициент; t_v - центр аппроксимации; символ $\overline{\cdot}$ - знак перехода из области оригиналов в область дифференциальных изображений и наоборот;

$\chi_1(\bullet) \stackrel{\sim}{=} \chi_6(\bullet)$ - некоторые аппроксимирующие функции, восстанавливающие оригиналы $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$, $A^{-1}(t)$, $B^{-1}(t)$ и $X(t)$ соответственно.

Замечание 3. Матрицы $A^{\neg 1}(K)$ и $B^{\neg 1}(K)$ - матричные дискреты обратных матриц $A^{-1}(t)$ и $B^{-1}(t)$, а не обратные матрицы матричных дискретов $A(K)$ и $B(K)$.

1. **Последовательный численно-аналитический метод решения.** С учётом соотношений (11)- (16) и предположения, что имеют место условия

$$\exists A^{\neg 1}(K), \quad \forall K = \overline{0, \infty}, \quad (17)$$

$$\exists B^{\neg 1}(K), \quad \forall K = \overline{0, \infty}, \quad (18)$$

однопараметрическую гиперматрично-гипервекторную линейную систему (3) из области оригиналов переведём в область дифференциальных изображений. Получим:

при $K=0$:

$$\begin{aligned} [A(0) \otimes B^{\neg T}(0) - B^T(0) \otimes A^{\neg 1}(0)] \cdot \hat{X}(0) &= D(0,0) \cdot \hat{X}(0) = \\ &= C(0) \cdot B^{\neg 1}(0) - C^T(0) \cdot A^{\neg 1}(0) = \hat{D}_1(0), \end{aligned} \quad (19)$$

откуда при выполнении условия

$$\det D(0,0) = 0 \Leftrightarrow \text{rang} D(0,0) < m^2 \Leftrightarrow \nexists D^{-1}(0,0) \quad (20)$$

будем иметь

$$\hat{X}(0) = D^+(0,0) \cdot \hat{D}_1(0) + [E - D^+(0,0) \cdot D(0,0)] \cdot W(0), \quad (21)$$

где $D^+(0,0)$ - числовая обобщенная обратная гиперматрица порядка m^2 ; E - единичная матрица того же порядка, а $W(0) = (w(0)_1, \dots, w(0)_{m^2})^T$ - произвольный корректирующий числовой гипервектор с размерами $m^2 \times 1$;

при K=1:

$$\begin{aligned}
& [A(0) \otimes B^{\bar{\vee}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{\vee}}(0)] \cdot \hat{X}(1) + [A(1) \otimes B^{\bar{\vee}}(0) + \\
& + A(0) \otimes B^{\bar{\vee}}(1) - B^T(1) \otimes A^{\bar{\vee}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{\vee}}(1)] \cdot \hat{X}(0) = \\
& = D(0,0) \cdot \hat{X}(1) + D(1,0; 0,1) \cdot \hat{X}(0) = \\
& = C(1) \cdot B^{\bar{\vee}}(0) + C(0) \cdot B^{\bar{\vee}}(1) - C^T(1) \cdot A^{\bar{\vee}}(0) - C^T(0) \cdot A^{\bar{\vee}}(1) = \hat{D}_1(1),
\end{aligned} \tag{22}$$

откуда при выполнении условия (20) будем иметь

$$\hat{X}(1) = D^+(0,0) \cdot [\hat{D}_1(1) - D(1,0;0,1) \cdot \hat{X}(0)] + [E - D^+(0,0) \cdot D(0,0)] \cdot W(1), \tag{23}$$

где $W(1) = (w(1)_1, \dots, w(1)_{m^2})^T$ - произвольный числовой гипервектор с размерами $m^2 \times 1$;

при K=2:

$$\begin{aligned}
& [A(0) \otimes B^{\bar{\vee}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{\vee}}(0)] \cdot \hat{X}(2) + [A(1) \otimes B^{\bar{\vee}}(0) + \\
& + A(0) \otimes B^{\bar{\vee}}(1) - B^T(1) \otimes A^{\bar{\vee}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{\vee}}(1)] \cdot \hat{X}(1) + \\
& + [A(2) \otimes B^{\bar{\vee}}(0) + A(1) \otimes B^{\bar{\vee}}(1) + A(0) \otimes B^{\bar{\vee}}(2) - \\
& - B^T(2) \otimes A^{\bar{\vee}}(0) - B^T(1) \otimes A^{\bar{\vee}}(1) - B^T(0) \otimes A^{\bar{\vee}}(2)] \cdot \hat{X}(0) = \\
& = D(0,0) \cdot \hat{X}(2) + D(1,0; 0,1) \cdot \hat{X}(1) + D(2,0; 1,1;0,2) \cdot \hat{X}(0) = \\
& = \begin{bmatrix} C(2) \cdot B^{\bar{\vee}}(0) + C(1) \cdot B^{\bar{\vee}}(1) + C(0) \cdot B^{\bar{\vee}}(2) - \\ - C^T(2) \cdot A^{\bar{\vee}}(0) - C^T(1) \cdot A^{\bar{\vee}}(1) - C^T(0) \cdot A^{\bar{\vee}}(2) \end{bmatrix} = \hat{D}_1(2),
\end{aligned} \tag{24}$$

откуда при выполнении условия (20) будем иметь

$$\begin{aligned}
& \hat{X}(2) = D^+(0,0) \cdot [\hat{D}_1(2) - D(1,0;0,1) \cdot \hat{X}(1) - D(2,0;1,1;0,2) \cdot \hat{X}(0)] + \\
& + [E - D^+(0,0) \cdot D(0,0)] \cdot W(2),
\end{aligned} \tag{25}$$

где $W(2) = (w(2)_1, \dots, w(2)_{m^2})^T$ - произвольный корректирующий числовой гипервектор с размерами $m^2 \times 1$;

•
•
•

при $K=K$:

$$\begin{aligned}
& [A(0) \otimes B^{\bar{T}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(0)] \cdot \hat{X}(K) + [A(1) \otimes B^{\bar{T}}(0) + A(0) \otimes B^{\bar{T}}(1) - \\
& - B^T(1) \otimes A^{\bar{1}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(1)] \cdot \hat{X}(K-1) + [A(2) \otimes B^{\bar{T}}(0) + A(1) \otimes B^{\bar{T}}(1) + \\
& + A(0) \otimes B^{\bar{T}}(2) - B^T(2) \otimes A^{\bar{1}}(0) - B^T(1) \otimes A^{\bar{1}}(1) - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(2)] \cdot \hat{X}(K-2) + \\
& \dots + [A(K-1) \otimes B^{\bar{T}}(0) + A(K-2) \otimes B^{\bar{T}}(1) + \dots + A(0) \otimes B^{\bar{T}}(K-1) - \\
& - B^T(K-1) \otimes A^{\bar{1}}(0) - B^T(K-2) \otimes A^{\bar{1}}(1) - \dots - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(K-1)] \cdot \hat{X}(1) + \\
& + [A(K) \otimes B^{\bar{T}}(0) + A(K-1) \otimes B^{\bar{T}}(1) + \dots + A(0) \otimes B^{\bar{T}}(K) - \\
& - B^T(K) \otimes A^{\bar{1}}(0) - B^T(K-1) \otimes A^{\bar{1}}(1) - \dots - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(K)] \cdot \hat{X}(0) = \\
& = D(0,0) \cdot \hat{X}(K) + D(1,0; 0,1) \cdot \hat{X}(K-1) + D(2,0;1,1; 0,2) \cdot \hat{X}(K-2) + \dots + \\
& + D(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \cdot \hat{X}(1) + D(K,0;\dots;0,K) \cdot \hat{X}(0) = \\
& = \overbrace{\left[\begin{array}{l} C(K) \cdot B^{\bar{1}}(0) + C(K-1) \cdot B^{\bar{1}}(1) + \dots + C(0) \cdot B^{\bar{1}}(K) - \\ - C^T(K) \cdot A^{\bar{T}}(0) - C^T(K-1) \cdot A^{\bar{T}}(1) - \dots - C(0) \cdot A^{\bar{T}}(K) \end{array} \right]} = \hat{D}_1(K)
\end{aligned} \tag{26}$$

или

$$\begin{aligned}
& [A(0) \otimes B^{\bar{T}}(0) - B^T(0) \otimes A^{\bar{1}}(0)] \cdot \hat{X}(K) + \sum_{l=0}^K \sum_{P=1}^K [A(l) \otimes B^{\bar{T}}(P-l) - \\
& - B^T(l) \otimes A^{\bar{1}}(P-l)] \cdot \hat{X}(K-P) = \\
& = D(0,0) \cdot \hat{X}(K) + D(1,0;0,1) \cdot \hat{X}(K-1) + D(2,0;1,1;0,2) \cdot \hat{X}(K-2) + \dots + \\
& + D(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \cdot \hat{X}(1) - D(K,0;\dots;0,K) \cdot \hat{X}(0) = \\
& = \sum_{l=0}^K [C(l) \cdot B^{\bar{1}}(K-l) - C^T(l) \cdot A^{\bar{T}}(K-l)] = \hat{D}_1(K),
\end{aligned} \tag{27}$$

откуда при выполнении условия (20) будем иметь

$$\begin{aligned} \hat{X}(K) = & D^+(0,0) \cdot [\hat{D}_1(K) - D(1,0;0,1) \cdot \hat{X}(K-1) - D(2,0;1,1;0,2) \cdot \hat{X}(K-2) - \\ & \dots - D(K-1,0;K-2,1;\dots;1,K-2;0,K-1) \cdot \hat{X}(1) - D(K,0;\dots,0,K) \cdot \hat{X}(0)] + \\ & + [E - D^+(0,0) \cdot D(0,0)] \cdot W(K), \end{aligned} \quad (28)$$

где $W(K) = (w(K)_1, \dots, w(K)_{m^2})^T$ – произвольный корректирующий числовой гипервектор с размерами $m^2 \times 1$.

Таким образом, имея гипервекторы (матричные дискреты) (21), (23), (25) и (28), в соответствии с (16) можно найти решения $X(t)$ исходной задачи (1).

Замечание 4. При выполнении условий (17), (18), (20) и равенства

$$D^+(0,0) \cdot D(0,0) = E_{m^2 \times m^2} \quad (29)$$

задача будет обладать единственным решением.

2. Параллельный численно-аналитический метод решения. Объединив соотношения (21), (23), (25),...(28), получим следующее суперматрично-супервекторное представление:

$$\begin{bmatrix} D(0,0) & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ D(1,0;0,1) & D(0,0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ D(2,0;\dots;0,2) & D(1,0;0,1) & D(0,0) & 0 & \dots & 0 \\ D(3,0;\dots;0,3) & D(2,0;\dots;0,2) & D(1,0;0,1) & D(0,0) & \dots & 0 \\ D(4,0;\dots;0,4) & D(3,0;\dots;0,3) & D(2,0;\dots;0,2) & D(1,0;0,1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D(K,0;\dots;0,K) & D(K-1,0;\dots;0,K-1) & \dots & \dots & \dots & D(0,0) \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} \hat{X}(0) \\ \hat{X}(1) \\ \hat{X}(2) \\ \hat{X}(3) \\ \hat{X}(4) \\ \vdots \\ \hat{X}(K) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{D}_1(0) \\ \hat{D}_1(1) \\ \hat{D}_1(2) \\ \hat{D}_1(3) \\ \hat{D}_1(4) \\ \vdots \\ \hat{D}_1(K) \end{pmatrix}, \quad (30)$$

или в компактной записи

$$D(\bullet)_{(K+1) \cdot m^2 \times (K+1) \cdot m^2} \cdot \hat{X}(\bullet)_{(K+1) \cdot m^2 \times 1} = \hat{D}_1(\bullet)_{(K+1) \cdot m^2 \times 1}, \quad (31)$$

откуда при выполнении условия

$$\det D(\bullet) = 0 \Leftrightarrow \text{rang} D(\bullet) < (K+1) \cdot m^2 \Leftrightarrow \exists D^{-1}(\bullet) \quad (32)$$

(что, очевидно, эквивалентно условию (20)) будем иметь

$$\hat{X}(\bullet) = D^+(\bullet) \cdot \hat{D}_1(\bullet) + [E - D^+(\bullet) \cdot D(\bullet)] \cdot W(0), \quad (33)$$

где

$$D^+(\bullet) = \begin{bmatrix} D_0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ D_1 & D_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ D_2 & D_1 & D_0 & 0 & \dots & 0 \\ D_3 & D_2 & D_1 & D_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_K & D_{K-1} & D_{K-2} & D_{K-3} & \dots & D_0 \end{bmatrix}, \quad (34)$$

причем

$$\begin{cases} D_0 = D^+(0,0), \\ D_1 = -D^+(0,0) \cdot D(1,0;0,1) \cdot D^+(0,0), \\ D_2 = -D^+(0,0) \cdot [D(2,0;1,1;0,2) \cdot D^+(0,0) - (D(1,0;0,1) \cdot D^+(0,0))^2], \\ \dots\dots\dots \\ D_K = -D^+(0,0) \cdot \sum_{P=1}^K D(P) \cdot D_{K-P}, \end{cases} \quad (35)$$

а супервектор:

$$W(\bullet) = (W(\bullet)_1^T, \dots, W(\bullet)_{(K+1) \cdot m^2}^T)^T, \quad (36)$$

причем гипервекторы:

$$W(\bullet)_i = (w(j)_1^T, \dots, w(j)_{m^2}^T)_i, \quad i = \overline{1, (K+1) \cdot m^2}, \quad j = \overline{0, K}. \quad (37)$$

Таким образом, при параллельном численно-аналитическом методе, имея супервекторы (матричные дискреты) (33), в соответствии с правой частью (16) можно восстановить решения $X(t)$ исходной задачи.

Замечание 5. При выполнении условий (17), (18), а также (20) (или (32)) и равенства

$$D^+(\bullet) \cdot D(\bullet) = E_{(K+1) \cdot m^2 \times (K+1) \cdot m^2}$$

задача будет обладать единственным решением.

Модельный пример. Пусть задано матричное уравнение

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

Заметим, что из-за малых размеров матриц $A(t)$ и $B(t)$ здесь мы будем пользоваться точными аналитическими представлениями

$$A^{-1}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{t} & 0 \\ -\frac{1}{t} & -\frac{j}{t} \end{bmatrix}, \quad B^{-1}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{j-t} & -\frac{j}{t(j-t)} \\ 0 & \frac{j}{t} \end{bmatrix}$$

с целью выявления вычислительных характеристик методов, предложенных в настоящей работе. Очевидно, $t_v \neq 0$, следовательно, в частности, при $t_v = 1$, $H=1$ имеем

$$\begin{aligned} A(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & j \end{bmatrix}, \quad A(1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & j \end{bmatrix}, \quad A(K) = [0], \quad \forall K \geq 2; \\ B(0) &= \begin{bmatrix} (j-1) & 1 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \quad B(1) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \quad B(K) = [0], \quad \forall K \geq 2; \\ C(0) &= \begin{bmatrix} j & 1 \\ 2j & (1+j) \end{bmatrix}, \quad C(1) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2j & (1+2j) \end{bmatrix}, \quad C(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & j \end{bmatrix}, \\ C(K) &= [0], \quad \forall K \geq 3; \\ A^{\nabla}(0) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -j \end{bmatrix}, \quad A^{\nabla}(1) = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & j \end{bmatrix}, \quad A^{\nabla}(2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & -j \end{bmatrix}, \quad \dots; \\ B^{\nabla}(0) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{j-1} & -\frac{j}{j-1} \\ 0 & j \end{bmatrix}, \quad B^{\nabla}(1) = \begin{bmatrix} 0,5 \cdot j & (1-0,5 \cdot j) \\ 0 & -j \end{bmatrix}, \\ B^{\nabla}(2) &= \begin{bmatrix} 0,25(1-j) & 0,25(-5+j) \\ 0 & j \end{bmatrix}, \quad \dots \end{aligned}$$

1. При применении последовательного численно-аналитического метода получим (вычисления производились с точностью до $\varepsilon \cong 10^{-4}$)

$$D(0,0) = \left[\begin{array}{cc|cc} 0,5(1-3j) & 0 & & \\ 1,5(-1+j) & -1 & & \\ \hline -0,5(1+j) & 0 & 0,5(1+j) & 0 \\ -0,5(1+j) & 1 & -0,5(1+3j) & 0 \end{array} \right],$$

$$D^+(0,0) = \left[\begin{array}{cc|cc} (0,0888+0,2666 \cdot j) & (-0,1111-0,1111 \cdot j) & (-0,1111+0,2222 \cdot j) & 0,1111 \cdot j \\ (-0,3111-0,1555j) & -0,5555 & (-0,2222-0,6666 \cdot j) & (-0,2222-0,2222 \cdot j) \\ \hline (0,0888-0,2888 \cdot j) & (-0,2222-0,3333 \cdot j) & (-0,6111-0,5000 \cdot j) & (-0,0555+0,2777 \cdot j) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right].$$

Нетрудно убедиться, что в соответствии с (19) имеем

$$\hat{D}_1(0) = \begin{pmatrix} 0,5 \cdot (1-3j) \\ 0,5 \cdot (-5+3j) \\ -j \\ (-2+j) \end{pmatrix},$$

а также

$$D^+(0,0) \cdot D(0,0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E - D^+(0,0) \cdot D(0,0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, в соответствии с (21) имеем

$$\hat{X}(0) = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -j \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ w(0)_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ -j \\ w(0)_4 \end{pmatrix}, \quad X(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & w(0)_4 \end{bmatrix}.$$

Далее

$$D(1,0;0,1) = \left[\begin{array}{cc|cc} (-0,5+j) & 0 & & \\ (0,5-j) & 1 & \mathbf{0} & \\ \hline (1-0,5 \cdot j) & 0 & -0,5 \cdot j & 0 \\ (-1+0,5 \cdot j) & -j & 0,5 \cdot j & 0 \end{array} \right], \quad \hat{D}_1(1) = \begin{pmatrix} (-0,5+j) \\ (0,5-j) \\ (1-j) \\ (-3+j) \end{pmatrix},$$

при которых в соответствии с (23) получим

$$\hat{X}(1) = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{-j} \\ w(1)_4 \end{pmatrix}, \quad X(1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -j & w(1)_4 \end{bmatrix}.$$

Точно так же получим

$$D(2,0;1,1;0,2) = \left[\begin{array}{cc|cc} (0,25-0,75 \cdot j) & 0 & & \\ (-0,25+0,75 \cdot j) & -1 & \mathbf{0} & \\ \hline (-1,25+0,25 \cdot j) & 0 & (-0,25+0,25 \cdot j) & 0 \\ (1,25-0,25 \cdot j) & j & (0,25-0,25 \cdot j) & 0 \end{array} \right],$$

$$\hat{D}_1(2) = \begin{pmatrix} (0,25-0,75 \cdot j) \\ (-0,25+0,75 \cdot j) \\ (-1,5+0,5 \cdot j) \\ (1,5-0,5 \cdot j) \end{pmatrix},$$

при которых в соответствии с (25) получим

$$\hat{X}(2) = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{0}{0} \\ w(2)_4 \end{pmatrix}, \quad \hat{X}(2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & w(2)_4 \end{bmatrix}.$$

И наконец, при $K=3$ имеем

$$D(3,0;2,1;1,2;0,3) = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 0,75 \cdot j & j & 0 & & & \\ -0,75 \cdot j & j & 1 & & & \\ \hline 1,25 & 0 & 0,25 & 0 & & \\ -1,25 & -j & -0,25 & 0 & & \end{array} \right], \quad \hat{D}_1(3) = \begin{pmatrix} 0,75 \cdot j \\ -0,75 \cdot j \\ 1,5 \\ -1,5 \end{pmatrix},$$

$$\hat{X}(3) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ w(3)_4 \end{pmatrix}, \quad X(3) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & w(3)_4 \end{bmatrix}$$

и т.д, а при $K>3$ в соответствии с (28) имеем

$$\hat{X}(K) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ w(K)_4 \end{pmatrix}, \quad X(K) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & w(K)_4 \end{bmatrix}, \quad \forall K.$$

Поэтому общее дифференциально-тейлоровское решение модельного примера будет иметь вид

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & w(0)_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -j & w(1)_4 \end{bmatrix} (t-1) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & w(2)_4 \end{bmatrix} \cdot (t-1)^2 + \dots =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & t \\ -jt & [(w(0)_4 - w(1)_4 + w(2)_4) + (w(1)_4 - 2w(2)_4)t + w(2)_4 \cdot t^2 + \dots] \end{bmatrix}.$$

Отсюда очевидно, что при произвольных конкретных значениях $w(0)_4, w(1)_4, w(2)_4, \dots$ может быть получено бесчисленное множество решений задачи. В частности:

а) при $w(0)_4 = w(1)_4 = w(2)_4 = 0$ решением является

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

б) при $w(0)_4 = w(2)_4 = 0$, $w(1)_4 = 1$ решением является

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 & t \\ -jt & (-1+t) \end{bmatrix};$$

в) при $w(0)_4 = 1$, $w(1)_4 = 2$, $w(2)_4 = 0$ решением является

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

г) при $w(0)_4 = 1$, $w(1)_4 = 2$, $w(2)_4 = 3$ решением является

$$X(t) = \begin{bmatrix} 1 & t \\ -jt & (2-4t+3t^2) \end{bmatrix}$$

и т.д. В абсолютной точности этих решений можно легко удостовериться подстановкой их в исходное матричное уравнение.

2. При применении параллельного численно-аналитического метода имеем (вычисления производились с точностью до $\varepsilon = 10^{-4}$)

$$D_0 = D^+(0,0);$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} (0,0911+0,1030 \cdot j) & (-0,0852-0,0704 \cdot j) & (-0,0074+0,1074 \cdot j) & (0,0630+0,0222 \cdot j) \\ (-0,2726+0,0548 \cdot j) & (-0,4889+0,0148 \cdot j) & (-0,2333-0,5519 \cdot j) & (-0,2481-0,0407 \cdot j) \\ (-0,0348-0,1081 \cdot j) & (0,1556-0,4407 \cdot j) & (0,4278-0,1241 \cdot j) & (-0,1315)+0,0315 \cdot j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_2 = \begin{bmatrix} (-0,0311-0,0429 \cdot j) & (-0,0001+0,0132 \cdot j) & (-0,0005-0,0490 \cdot j) & (-0,0137-0,0491 \cdot j) \\ (0,0912+0,0541 \cdot j) & (0,0390-0,0200 \cdot j) & (0,0542+0,0959 \cdot j) & (-0,0742+0,1349 \cdot j) \\ (0,0852+0,0535 \cdot j) & (-0,0106-0,0337 \cdot j) & (0,0362+0,0828 \cdot j) & (0,0699+0,0722 \cdot j) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

при которых в соответствии с (30)-(36) получаются точно такие же результаты, что и при применении последовательного численно-аналитического метода

(из-за громоздкости матриц $D(\bullet)$ и $D^+(\bullet)$ здесь они не приводятся).

Заключение. Таким образом, для рассматриваемой задачи в настоящей работе предложены:

- аналитический метод решения, при котором условиями неоднозначной разрешимости служат:

- соотношения регулярности (5) и (6),
- соотношение негиперрегулярности (8);

- последовательный численно-аналитический метод решения, при котором условиями неоднозначной разрешимости служат:
 - соотношения регулярности (17) и (18),
 - соотношение негиперрегулярности (20);
- параллельный численно-аналитический метод решения, при котором условиями неоднозначной разрешимости служат:
 - соотношения регулярности (17) и (18),
 - соотношение несуперрегулярности (32).

Численно-аналитические методы позволяют свести решения исходной непрерывной задачи к некоторым рекуррентным численным процедурам на первом этапе вычислений, которые эффективно могут быть реализованы средствами современных информационных технологий [6], а также сравнительно легко осуществить восстановление непрерывных решений $X(t)$ на основе некоторого обратного дифференциального преобразования на втором этапе вычислений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Симонян С.О.** К решению однопараметрических транспонированных аналогов матричных уравнений типа Сильвестра $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ // Известия НАН РА и НПУА. Серия техн. наук. – 2016. – Т. LXIX, № 1. – С. 49-60.
2. **Гантмахер Ф.Р.** Теория матриц. – М.: Наука, 2010. – 560 с.
3. **Симонян С.О.** Методы определения однопараметрических обобщенных обратных матриц. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2017. – 222 с.
4. **Тертычный-Даури В.Ю.** Адаптивная механика. – М.: Наука, Физматлит, 1998. – 480 с.
5. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений. – Киев: Наукова думка, 1984. – 420 с.
6. **Strastrup B.** The C++ Programming Language. - 4th Edition. - Boston: Addison – Wesley professional, 2013. – 1368 p.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 20.02.2018.

Ս.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ

**ՄԻԼՎԵՍՏՐԻ ՏԻՊԻ $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ
ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՏՐԱՆՍՊՈՆԱՑՎԱԾ ՆՄԱՆԱԿՆԵՐԻ ՈՉ
ՄԻԱՐԺԵՔ ԼՈՒԾԵԼԻՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԱԲԵՐՑԱԼ
(Ուղղակի մոտեցում)**

Ուսումնասիրվել են Միլվեստրի տիպի միապարամետրական մատրիցային հավասարումների տրանսպոնացված նմանակների ոչ միարժեք լուծելիության վերաբերյալ հարցերը: Առաջարկվում են լուծման անալիտիկ, ինչպես նաև հաջորդական և զուգահեռ թվաանալիտիկ եղանակներ: Թվա-անալիտիկ եղանակների համար որպես հիմնական մաթեմատիկական ապարատ են ծառայել դիֆերենցիալ ձևափոխությունները: Բոլոր եղանակների համար էլ ստացվել են խնդրի ոչ միարժեք լուծելիության համապատասխան պայմանները: Դիտարկվել է մոդելային օրինակ, որի լուծման համար օգտագործվել են թվաանալիտիկ եղանակները, և ստացվել են մի շարք ճշգրիտ դիֆերենցիալ-թեյլորյան լուծումներ: Առաջարկված թվա-անալիտիկ եղանակները կարող են արդյունավետորեն իրականացվել ժամանակակից տեղեկատվական տեխնոլոգիաների միջոցներով:

Առանցքային բառեր. Միլվեստրի տիպի միապարամետրական մատրիցային հավասարումների տրանսպոնացված նմանակներ, ռեդուկցիա, անալիտիկ լուծում, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, հաջորդական և զուգահեռ թվային ընթացակարգեր, ոչ միարժեք լուծելիության պայմաններ, անընդհատ խնդրի անընդհատ լուծում, մոդելային օրինակ, ժամանակակից տեղեկատվական տեխնոլոգիաների միջոցներ

S.H. SIMONYAN

**THE AMBIGUOUS SOLVABILITY OF ONE-PARAMETRIC
TRANSPOSED ANALOGUES OF SYLVESTER TYPE MATRIX
EQUATIONS $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$
(Direct approach)**

The issues on the ambiguous solvability of one-parameter transposed analogues of matrix equations of Sylvester type are studied. Analytical, as well as sequential and parallel numerical-analytical methods of solution are offered. For numerical-analytical methods, the basic mathematical apparatus is differential transformations. For all methods, the corresponding conditions for the ambiguous solvability of the problem are obtained. A model example is considered, for which numerical-analytical methods are used, and a number of exact differential-Taylor solutions are obtained. The proposed numerical-analytical methods can be effectively implemented using modern information technologies.

Keywords: one-parameter transposed analog of the Sylvester type matrix equation, reduction, analytical solution, differential transformations, sequential and parallel numerical procedures, conditions of ambiguous solvability, continuous solutions of the continuous problem, model example, modern information technologies.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ա.Ս., ՕՐԴՅԱՆ Ն.Ա., ՊՈՂՈՍՅԱՆ Խ.Վ. ՀԱԼՈԳԵՆԱՅԻՆ ՄԻՋԱՎԱՅՐՈՒՄ ԱԼՄԱՍՏԱՅԻՆ ՀԱՏԻԿՆԵՐԻ ՄԵՏԱՂԱՊԱՏՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՅԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ.....	107
ԴԱՎԻԴՅԱՆ Ժ.Դ., ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Ա.Պ. ԲԱՐՁՐԱՎՈԼՏ ԽՈՐ ՄՈՒՏՔՈՎ ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐՄԱՄԲ ՏՐԱՆՍՖՈՐՄԱՏՈՐՆԵՐ	121
ՄԱՂՈՅԱՆ Վ.Թ. ԷԼԵԿՏՐԱԷՆԵՐԳԻԱՅԻ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ՀԱՇՎԻՉՆԵՐԻ ՄԽԱԼԱՆՔԻ ԶԵՐՄԱՍՏԻՃԱՆԱՅԻՆ ԿԱԽՎԱԾՈՒԹՅԱՆ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆԸ.....	137
ՀԱԽՈՒՍՅԱՆ Ա.Ա., ՄԵԼԻՔՅԱՆ Հ.Կ., ՊՈՂՈՍՅԱՆ Ն.Գ., ՄԱՐԳՍՅԱՆ Ս.Թ., ԶԱՔԱՐՅԱՆ Տ.Վ. ՊԱՍՄԻՎ V-I ՏՎԻՉԻ ՄԻՋՈՑՈՎ ԿՈՄՊԼԵՔՍ ԻՄՊԵՐԱՆՍԻ ՈՒՂԻՂ ԹՎԱՅԻՆ ՉԱՓՈՒՄԸ.....	146
ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ա.Ա. ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՅՈՒՆԱՐԱՐԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ԳԵՐԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՓՈՔՐԱՅՄԱՆ ՄԵԹՈԴ.....	154
ԳՈՄՅՅԱՆ Ս.Գ. ԵՐԿՉԱՓ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՎԵՐԱԿԱՆԳՆՈՒՄԸ ԵՎ ՄԵՂՄՈՒՄԸ ՎԵՅՎԼԵՏ-ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱՆԵՐԻ ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ	162
ՄԽԻԹԱՐՅԱՆ Ա.Խ. ԿՈՄՊԼԵՄԵՆՏԱՐ ՄԵՏԱՂ-ՕՔՍԻԴ-ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴՉԱՅԻՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ԸՆԴՈՒՆԻՉ-ՀԱՂՈՐԴԻՉ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂՔՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՅՄԱՆ ՄԵԹՈԴ	171
ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Ա.Ռ. ԳՆԴԱԶԵՎ ՌԱԴԻՈԴԻՏԱԿԻ ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ՃՇՏԱԴՐՈՒՄ՝ ԿԱՄԱՅԱԿԱՆՈՐԵՆ ՏԵՂԱԴՐՎԱԾ ԼԱԶԵՐԱՅԻՆ ՀԵՌԱՉԱՓԻ ՄԻՋՈՑՈՎ	181
ՀԱՅՐԱՊԵՏՅԱՆ Ա.Կ., ՉԵՐԵՄԻՄԻՆՈՎԱ Լ.Դ., ՉԵՐԵՄԻՄԻՆՈՎ Դ.Ի., ՄԵԼԻՔՅԱՆ Վ.Շ. ԻՆՔՆԱՏԱՔԱՅՄԱՆ ԵՎ ԶԵՐՄԱՅԻՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԵՅՈՒՄԸ ՀԱԶՈՐԴԱԿԱՆ ՀԱՂՈՐԴՉՈՒՄ	188

ԹԱՆԹՈՒՇՅԱՆ Ա.Ս.

ՄՈՂՈՒԼԱՅՈՒՄՆԵՐԻ ԱՎՏՈՄԱՏԱՅՎԱԾ ՃԱՆԱՉՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ՀԱՄԵՄԱՏԱԿԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆԸ.....	195
---	-----

ԽՈՒԴԱՎԵՐԴՅԱՆ Դ.Ս.

ՍՊԵԿՏՐԱԶԱՓԱԿԱՆ ՖՈՏՈԴԵՏԵԿՏՈՐԻ ՖՈՒՆԿՑԻՈՆԱԼ ՀՆԱՐԱՎՈՐՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ	203
---	-----

ՄԻՍՈՆՅԱՆ Ս.Հ.

ՄԻԼՎԵՍՏՐԻ ՏԻՊԻ $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ՀԱՎԱՍԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ՏՐԱՆՍՊՈՆԱՅՎԱԾ ՆՄԱՆԱԿՆԵՐԻ ՈՉ ՄԻԱՐԺԵՔ ԼՈՒԾԵԼԻՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԱԲԵՐՅԱԼ (ՈՒՂԱԿԻ ՄՈՏԵՅՈՒՄ)	215
---	-----

СОДЕРЖАНИЕ

АГБАЛЯН С.Г., АГБАЛЯН А.С., ОРДЯН Н.А., ПОГОСЯН Х.В. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА МЕТАЛЛИЗАЦИИ АЛМАЗНЫХ ЧАСТИЦ В ГАЛОГЕНСОДЕРЖАЩИХ СРЕДАХ	107
ДАВИДЯН Ж.Д., МАНУКЯН А.П. РЕГУЛИРУЕМЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ГЛУБОКОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ВВОДА	121
МАДОЯН В.Т. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ	137
АХУМЯН А.А., МЕЛИКЯН А.К., ПОГОСЯН Н.Г., САРГСЯН С.Т., ЗАКАРЯН Т.В. ПРЯМОЕ ЦИФРОВОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КОМПЛЕКСНОГО ИМПЕДАНСА С ПОМОЩЬЮ V-I СЕНСОРА	146
МАРТИРОСЯН А.А. МЕТОД СНИЖЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	154
ГОМЦЯН С.Г. ВОССТАНОВЛЕНИЕ И СЖАТИЕ ДВУМЕРНЫХ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ТЕХНОЛОГИЙ	162
МХИТАРЯН А.Х. МЕТОД УВЕЛИЧЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ ИСТОЧНИКОВ ТОКА В УЗЛАХ ВХОД-ВЫХОД КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МЕТАЛЛ-ОКСИД- ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ	171
ХАЧАТРЯН А.Р. ЮСТИРОВКА ПОВЕРХНОСТИ СФЕРИЧЕСКОГО РАДИОТЕЛЕСКОПА ПРИ ПОМОЩИ ПРОИЗВОЛЬНО РАСПОЛОЖЕННОГО ЛАЗЕРНОГО ДАЛЬНОМЕРА	181
АЙРАПЕТЯН А.К., ЧЕРЕМИСИНОВА Л.Д., ЧЕРЕМИСИНОВ Д.И., МЕЛИКЯН В.Ш. МИНИМИЗАЦИЯ САМОНАГРЕВА И ТЕПЛОВОГО ШУМА ПЕРЕДАТЧИКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КАНАЛА	188
ТАНТУШЯН А.М. МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РАСПОЗНАВАНИЯ МОДУЛЯЦИЙ И ИХ СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ	195
ХУДАВЕРДЯН Д.С. ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ФОТОДЕТЕКТОРОВ	203
СИМОНЯН С.О. О НЕОДНОЗНАЧНОЙ РАЗРЕШИМОСТИ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ТРАНСПОНИРОВАННЫХ АНАЛОГОВ МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ ТИПА СИЛЬВЕСТРА $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ (ПРЯМОЙ ПОДХОД)	215

CONTENTS

AGHBALYAN S.G., AGHBALYAN A.S., ODYAN N.A., POGHOSSYAN KH.V. INVESTIGATING THE PROCESS OF METALLIZATION OF DIAMOND PARTICLES IN HALOGEN-CONTAINING ENVIRONMENT	107
DAVIDYAN J.D., MANUKYAN A.P. REGULATED TRANSFORMERS OF A DEEP HIGH VOLTAGE INPUT	121
MADOYAN V.T. RESEARCH OF THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF AN ERROR OF THE ELECTRONIC ELECTRICITY METERS.....	137
HAKHOUMIAN A.A., MELIKYAN H.K., POGHOSYAN N.G., SARGSYAN S.T., ZAKARYAN T.V. A DIRECT DIGITAL SYSTEM FOR COMPLEX IMPEDANCE MEASUREMENT VIA A PASSIVE V-I SENSOR.....	146
MARTIROSYAN A.A. A METHOD OF DECREASING OVERSHOOTS FOR A OUTPUT SIGNAL OF HIGH SPEED VOLTAGE REGULATOR	154
GOMTSYAN S.G. RESTORATION AND COMPRESSION OF TWO-DIMENSIONAL SIGNALS BY USING WAVELET-TECHNOLOGIES	162
MKHITARYAN A.Kh. A METHOD OF INCREASING THE CONSISTENCY OF CURRENT SOURCES IN TRANCIEVER SYSTEMS IN COMPLEMENTARY METAL-OXIDE- SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUITS	171
KHACHATRYAN A.R. SPHERIACAL RADIOTELESCOPE SURFACE ADJUSTMENT USING ARBITRARY LOCATED LASER RANGEFINDER	181
HAYRAPETYAN A.K., CHEREMISINOVA L.D., CHEREMISINOV D.I., MELIKYAN V.SH. SELF-HEATING AND THERMAL NOISE MINIMIZATION OF THE SERIAL-LINK TRANSMITTER.....	188
TANTUSHYAN A.M. METHODS OF AUTOMATIC MODULATION RECOGNITION AND THEIR COMPARATIVE ANALYSIS	195
KHUDAVERDYAN D.S. INVESTIGATING THE FUNCTIONAL CAPABILITIES OF SPECTROMETRIC PHOTODETECTORS	203
SIMONYAN S.H. THE AMBIGUOUS SOLVABILITY OF ONE-PARAMETRIC TRANSPOSED ANALOGUES OF SYLVESTER TYPE MATRIX EQUATIONS $A(t) \cdot X(t) + X^T(t) \cdot B(t) = C(t)$ (DIRECT APPROACH)	215