ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ ЕРЕВАН

Журнал издается с 5.01.1948 г.
Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

Ռ.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ **(գլխավոր խմբագիր),** Հ.Ա. ԹԵՐԶՅԱՆ **(գլխ. խմբ. տեղակալ),**
Զ.Կ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ **(պատասխանատու քարտուղար),** Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ,
Ռ.Վ. ԱԹՈՅԱՆ, Վ.Վ. ԲՈՒՆԻԱԹՅԱՆ, Ժ.Դ.ԴԱՎԻԴՅԱՆ, Ս.Պ. ԴԱՎԹՅԱՆ,
Ս.Մ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ, Ռ.Զ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, ՅՈՒ.Լ. ՍԱՐԳՍՅԱՆ, Վ.Ս. ՍԱՐԳՍՅԱՆ,
Ս.Հ. ՍԻՄՈՆՅԱՆ, Մ.Գ. ՍՏԱԿՅԱՆ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Р.М. МАРТИРОСЯН**(главный редактор),** А.А. ТЕРЗЯН **(зам. глав.редактора),**
З.К. СТЕПАНЯН**(ответственный секретарь),** С.Г. АГБАЛЯН**,**
Р.В. АТОЯН, В.В. БУНИАТЯН, Ж.Д. ДАВИДЯН, С.П. ДАВТЯН, С.М. КАЗАРЯН,
В.З. МАРУХЯН, Ю.Л. САРКИСЯН, В.С. САРКИСЯН,
С.О. СИМОНЯН, М.Г. СТАКЯН

EDITORIAL BOARD

R.M. MARTIROSSYAN**(Editor-in-Chief),** H.A. TERZYAN**(Vice-Editor-in-Chief),**
Z.K. STEPANYAN**(Secretary - in - Chief),**S.G. AGHBALYAN,
R.V. ATOYAN, V.V. BUNIATYAN, Zh.D. DAVIDYAN, S.P. DAVTYAN,
S.M. GHAZARYAN, V.Z. MARUKHYAN, YU.L. SARGSYAN, V.S. SARKISSYAN,
S.H. SIMONYAN, M.G. STAKYAN

Հրատ. խմբագիր՝ **ԺԱՆՆԱ ՍԵՅՐԱՆՅԱՆ**

Խմբագիրներ՝ **ՀԱՍՄԻԿ Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ**
ՀԱՍՄԻԿ Գ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

© Издательство ГИУА

ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

ՀՏԴ 621.762:621.763 ՆՅՈՒԹԱԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆ

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

ԱՄՐԱՆԱՎՈՐՎԱԾ ԿՈՄՊՈԶԻՑԻՈՆ ՆՅՈՒԹԵՐԻ ՍՏԱՑՄԱՆ ՏԵՍԱԿԱՆ ԵՎ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ

Համալիր հետազոտությունների արդյունքում բացահայտվել են մետաղական թելքերով ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի ստացման տեսական և տեխնոլոգիական առանձնահատկությունները, այդ թվում՝ ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի ձգման ամրության կախվածությունը մետաղաթելի ծավալային չափերից, երկարությունից, առանցքի նկատմամբ կողմնորոշվածությունից և այլն: Ցույց է տրված, որ մետաղները դիսկրետմետաղաթելերով ամրանավորելու ուղեքում մետաղաթելի կոմնորոշվածությունը և կրիտիկական երկարությունն ունեն կարևոր նշանակություն կոմպոզիցիոն նյութի հատկությունների ձևավորման գործընթացում:

Առանցքային բառեր. կոմպոզիցիոննյութ, փոշեմետալուրգիա, թելք, մայրակ, դեֆորմացում, տաքարտամղում, ձգում, սեղմում, անիզոտրոպիա:

Հայաստանի Հանրապետության սոցիալական և տնտեսականզ արգացման ծրագրերում մեծ տեղ է հատկացված մետալուրգիային, առանց որի անհնար է պատկերացնել մեքենաշինության, սարքաշինության, էլեկտրատեխնիկական արդյունաբերության, ռադիոտեխնիկայի, ինչպես նաև ռազմական արդյունաբերության հետագա առաջընթացը: Ընդորում, տեխնիկայի զարգացմանը զուգընթաց, ավելի մեծ տեղ է հատկացվում կոմպոզիցիոն և հատկապես բարձր ամուրնյութերին: Այստեսակետից կարևորություն են ներկայացնում մետաղական հիմքով կոմպոզիցիոն նյութերը (ԿՆ), որոնք ամրանավորված են բարձր ամրությամբ մետաղաթելերով:

Կոմպոզիցիոն նյութերի ստացման տեխնոլոգիական բարդությունը պայմանավորված է երեքտիպի հիմնախնդիրներով:

Հիմնախնդիրների առաջինխումբն առնչվում է մետաղաթելի և մայրակի նյութերի փոխկապակցությանը: Այս հիմնախնդիրների ճիշտ լուծումից է կախված մետաղաթելի և մայրակի միջև կապի ամրությունը, ինչպես նաև ֆիզիկաքիմիական փոխակերպությունների ոչ ցանկալի ընթացքը սահմանային շերտում: Հիմնախնդիրների երկրորդ խումբը կապված է մայրակում մետաղաթելի հավասարաչափ բաշխվածության հետ, իսկ երրորդը տեխնոլոգիական է և առնչվում է նախապատրաստվածքի ու արտադրատեսակների ստացմանը:

Այս խնդիրների լուծման տեսակետից լայն հնարավորություններ ունի փոշեմետալուրգիան՝ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի ստացման հեռանկարային մեթոդներից մեկը: Այսպիսի նյութերը պետք է ունենան անծակոտկեն կառուցվածք,

ինչը գործնականորեն հնարավոր է ապահովել միայն տաք արտամղման (էքստրուզիայի) միջոցով:

Սակայն մինչև այժմ լիովին ուսումնասիրված չեն ամրանավորված բարձրամուր կոմպոզիցիոն նյութերի՝ տաք արտամղմամբ ստացման գործընթացի տեսական և տեխնոլոգիական առանձնահատկությունները: Այս հարցերի պարզաբանումը կնպաստի փոշեմետալուրգիայի եղանակով վերը նշվածն յութերի արտադրության կտրուկ բարձրացմանը: Փոշեմետալուրգիական եղանակով ստացվող նյութերի արտադրությունը խիստհեռանկարային էՀայաստանիՀանրապետությանհամար, որով էլ պայմանավորված է սույն աշխատանքի արդիականությունը: Առաջարկվող տեխնոլոգիան շահավետ է նտարբերվում է ավանդական եղանակներից:

Աշխատանքի նպատակն է բացահայտել պահանջվող համալիր հատկություններով օժտված բարձրամուր ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի՝ փոշեմետալուրգիական եղանակով ստացման տեսական և տեխնոլոգիական առանձնահատկությունները:

Կոմպոզիցիոն նյութերն անիզոտրոպ են, և անիզոտրոպության աստիճանն առաջին հերթին կախված է մետաղաթելերի կողմնորոշվածությունից: Ամենաբարձր մեխանիկական հատկություններ ստացվում են այն ժամանակ, երբ նյութում բոլոր մետաղաթելերը զուգահեռ են մեկը մյուսին և կողմնորոշված են լարման ուղղությամբ, ինչպես նաև մայրակի նյութի հարաբերական երկարացումը՝ որպես նվազագույն պահանջ, պետք է հավասար լինի մետաղաթելի հարաբերական երկարացմանը՝ համակարգի միատարությունն ապահովելու համար:

Կոմպոզիցիոն նյութերի հիմնական հատկությունները գլխավորապես կախված են մետաղաթելի հատկություններից և բաժանման սահմանում մետաղաթել-մայրակ կապիուժից: Ամրանավորման համար օգտագործվող մետաղաթելերը պետք է ունենան հետևյալ հատկությունները՝ հալման բարձր ջերմաստիճան, փոքր տեսակարար կշիռ, բարձր ամրություն աշխատանքային ջերմաստիճանի բոլոր տիրույթներում, ամենափոքր լուծվելիություն մայրակում, քիմիական բավականաչափ կայունություն, աշխատանքային ջերմաստիճաններում ֆազային փոխակերպությունների բացակայություն և այլն:

Նյութերի ամրանավորումը կատարվում է 3 ձևով՝ թելիկային բյուրեղներով, մետաղալարերով և ոչ մետաղական կիսաբյուրեղային մետաղաթելերով: Աղ. 1-ում բերված են ամրանավորող մի քանի մետաղաթելերի հատկությունները, որոնցից ամենաբարձր ամրությունն ունեն կերամիկական թելքերը: Աշխատանքի ընթացքում մետաղաթելերը պետք է իրենց վրա կրեն հիմնական (ձգման, սեղմման, ծռման և այլն) լարումները, հակառակ դեպքում՝ հատկությունները կլինեն շատ ցածր:

Աղյուսակ 1

Ամրանավորողմետաղաթելերիֆիզիկա-մեխանիկականհատկությունները

Մետա–դաթելի տեսակը	Մետա-դաթելի նյութը	Հալմանջերմաս-տիճանը, ^{0}C	Խտու-թյունը, x10^3, *կգ/մ^3*	Ջերմայինընդար–ձակմանգործակիցը, $\alpha \times 10^6$, *աստ$^{-1}$*	Ամրու-թյանսահմանը, *ՄՊա*	Առաձ-գակա-նության մոդուլը, *ԳՊա*
Մետա-դական	W	3400	19,30	7,76	405	4150
	Mo	2620	10,22	6,90	225…290	3650
	Be	1280	1,82	13,0…18,0	130…180	2460
	Ածխած–նայինպողպատ	1535	7,80	13,0…14,3	430	2100
	Չժան–գոտվողպողպատ	-	7,80	-	350	2100
	Rene-41	1350	8,25	-	-	1690
Մետա–դաթելեր	Cu	1083	8,9	17	334	1260
	Fe	1535	7,85	-	330	2100
	Ni	1450	8,95	-	394	2180
Կերամի-կականթելեր	Al_2O_3	2040	3,95	-	2100	4350
	SiC	2700	3,20	-	2100	4900
	գրաֆիտ	3700	2,10	-	2100	10000

Եթե մայրակը և մետաղաթելը ենթարկվում են միաժամանակյա դեֆորմացման, ապա մետաղաթելի դեֆորմացման կապը մայրակի դեֆորմացման հետ արտահայտվում է հետևյալ կախվածությամբ [1].

$$\varepsilon_{ym} = \varepsilon_{yp}\left[\frac{2V_p}{V_p + 0{,}8}\left(\frac{E_m}{E_p} - 1\right) + 1\right]^{-1}, \qquad (1)$$

որտեղ ε_{ym}-ն, ε_{yp}-ն մայրակի և մետաղաթելի հարաբերական դեֆորմացումներն են ձգման ժամանակ իրենց առանցքի ուղղությամբ, V_p-ն՝ ամրանավորող մետաղաթելի ծավալը, իսկ E_m-ն, E_p-ն՝ Յունգի մոդուլները մայրակի և մետաղաթելի համար: Երբ $V_p \geq 1$, ապա դեֆորմացումը պետք է մեծացնի կոմպոզիցիոն նյութի ընդհանուր դեֆորմացումը $E_p \geq E_m$ անգամ: Մետաղների համար այդ հարաբերությունը փոփոխվում

է 1-ից մինչև 10-ը ընկած տիրույթում [1]: Մեծացնելով մետաղաթելի $V_թ$, կարելի է ստանալ կոմպոզիցիոն նյութի ամենաբարձր ամրությունը: Բայց ինչպես ցույց է տալիս (1) բանաձևը, եթե մայրակի հարաբերական երկարացումը սահմանափակ է, այդ դեպքում մեծ $V_թ$ արժեքը կարող է խախտել համակարգի միատարրությունը: Դրա համար նյութի օպտիմալ բաղադրությունն ընտրելիս պետք է հաշվի առնել մետաղաթելի ծավալային բաղադրության սահմանափակման հետևանքով կոմպոզիցիոն նյութի ամրության նվազումը: Ամրության նվազումը կարող է տեղի ունենալ նաև մետաղաթելերի ոչ հավասարաչափ բաշխվածության պատճառով, այսինքն՝ եթե կպած են մեկը մյուսին:

Վերը նշվածը կարելի է կանխել միայն այն դեպքում, երբ մետաղաթելերի միջև եղած δ հեռավորությունը, խզման ընթացքում մետաղաթելի $d_թ$ տրամագիծը, $ε_թ$ հարաբերական երկարացումը և մայրակի $ε_մ$-ն ունենան հետևյալ կախվածությունը [2]՝

$$\sigma \geq d_{թ} / \frac{\varepsilon_{մ}}{\varepsilon_{թ}} - 1 : \tag{2}$$

Կոմպոզիցիոն նյութի ամրության սահմանը որոշվում է

$$\left(\sigma_{ժ}\right)_{կմ} = \left(\sigma_{ժ}\right)_{թ} V_{թ} + \sigma_{մ}\left(1 - V_{թ}\right) \tag{3}$$

կախվածությամբ, որտեղ $(σ_ժ)_թ$-նամրությանսահմանն էմետաղաթելիձգմանժամանակ, իսկ $σ_մ$–ը՝ մայրակիամրությունը թելիկի խզմանպահին: Եթե մետաղաթելի պլաստիկությունը փոքր է, իսկ առաձգականությունը՝ մեծ, քան մայրակինը, ապա ամրանավորված նյութի ձգման կորը բաժանվում է 3 տիրույթի՝

1. մայրակը և մետաղաթելը դեֆորմացվում են առաձգականորեն,
2. մայրակն անցնում է պլաստիկ-առաձգական վիճակի,
3. համակարգի 2 կոմպոնենտներն էլ գտնվում են պլաստիկ դեֆորմացման վիճակում:

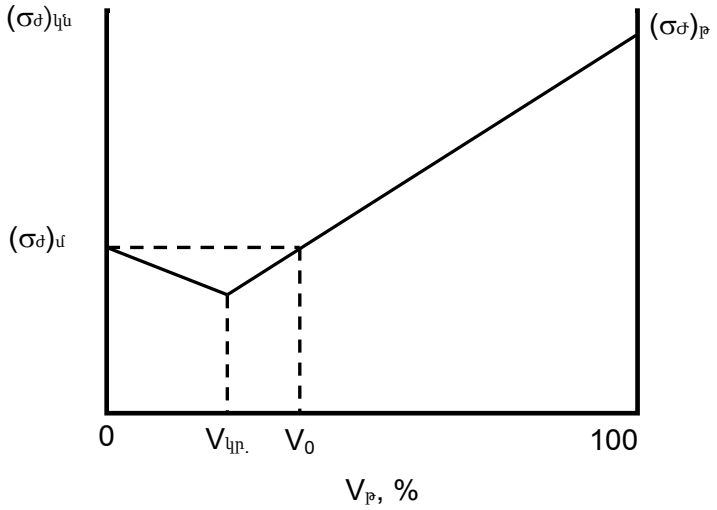
Կոմպոզիցիոն նյութերի ամրության կախվածությունը մետաղաթելի ծավալային բաղադրությունից ցույց է տրված նկ. 1-ում:

Մետաղաթելի կրիտիկական ծավալային չափը ($V_{կր}$) կարելի է որոշել ամրանավորված նյութերի ամրության սահմանի հավասարության պայմանից, հաշվի առնելով բաղադրության մեջ նրա ծավալային մասը, երբ $V_մ = V_{կր}$՝

$$\left(\sigma_{ժ}\right)_{թ} V_{կր} + \sigma_{մ}\left(1 - V_{կր}\right) = \left(\sigma_{ժ}\right)_{մ}\left(1 - V_{կր}\right), \tag{4}$$

որտեղ $(σ_ժ)_թ$–ը թելքի ամրության սահմանն է նյութի ձգման ընթացքում: Լուծելով (4) հավասարումը, ստանում ենք՝

$$V_{կր} = \frac{\left(\sigma_{ժ}\right)_{մ} - \sigma_{մ}}{\left(\sigma_{ժ}\right)_{թ} + \left(\sigma_{ժ}\right)_{մ} - \sigma_{մ}} : \tag{5}$$



Նկ. 1. Զուգահեռ մետաղաթելերով ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութի ձգման ամրության կախվածությունը մետաղաթելի ծավալային չափից [1]

Եթե $V_թ = V_{կր}$, ապա կոմպոզիցիոն նյութն ունի ամենափոքր ամրությունը: Եթե մետաղաթելի ծավալային պարունակությունը հավասար է V_0-ի, ապա այդ դեպքում ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութի ամրության սահմանը հասնում է ոչ ամրանավորված մայրակի ամրության սահմանին՝

$$(\sigma_ժ)_թ V_0 + \sigma_մ(1 - V_0) = (\sigma_ժ)_մ, \qquad (6)$$

որտեղ V_0-ն մետաղաթելի ծավալն է, որի դեպքում կոմպոզիցիոն նյութի ամրության սահմանը հավասար է մաքուր մայրակի ամրության սահմանին: (6)-ից ստանում ենք՝

$$V_0 = \frac{(\sigma_ժ)_մ - \sigma_մ}{(\sigma_ժ)_թ - \sigma_մ}: \qquad (7)$$

Ավելի բարձր ամրանավորում ստանալու համար, որքան կարելի է, պետք է փոքր վերցնել $V_{կր}$-ը և V_0-ն: Այս դեպքում կարելի է հասնել մետաղաթելի իրականամրությանը, ընդ որում՝ նրա ոչ մեծ ծավալային չափի դեպքում: [3] աշխատանքում ցույց է տրված, որ0,5 *մմ* տրամագծով վոլֆրամի լարերով պղնձի անընդմեջ ամրանավորման դեպքում $V_{կր}$-ը ստացվում է՝ $V_{կր}$=8,5 *ծավ.%,* չժանգոտվող պողպատի լարերի դեպքում՝ $V_{կր}$=17,0 *ծավ.%*:

$V_{կր}$-ի և V_0-ի փոքրացման համար անհրաժեշտ է մայրակն ամրանավորել բարձրամրության սահման ունեցող մետաղաթելերով:

Եթե նյութն ամրանավորված է դիսկրետ մետաղաթելով, ապա այդ դեպքում մետաղաթելի ամրության լիարժեք օգտագործումը կոմպոզիցիոն նյութում դժվարա-

նում է: Թելիկների վրա առաջանում է անհավասարաչափ լարվածություն: Ծայրերում այն հավասար է 0-ի, իսկ մեջտեղում՝ առավելագույնի: Սա պայմանավորված է նրանով, որ բեռնվածությունը փոքրանում է մետաղաթելի վրա ազդողշոշափող լարման ուղղությամբ՝ մայրակի և մետաղաթելի բաժանման մակերևույթի սահմանում: Դրա համար մետաղաթելը պետք է ամուր կապված լինի մայրակի հետ [4]: $d_թ$ տրամագծով գլանաձև մետաղաթելի ծայրից X հեռավորության վրա σ_x ձգմանն τ շոշոփող լարմների միջև գործում է հետևյալ կապը [5]՝

$$\sigma_x \frac{\pi d_թ^2}{4} = \tau \pi d_թ x : \qquad (8)$$

Եթե հաշվենք, որ σ=const, ապա ստացվում է գծային կախվածություն՝

$$\sigma_x = \frac{4\tau x}{d_թ} : \qquad (9)$$

Մետաղաթելում ձգման լարումը հասնում է մեծագույն արժեքի մետաղաթելի ծայրից x_0 հեռավորության վրա, որից հետո այն դառնում է հաստատուն: Մետաղաթելի դեֆորմացումը σ_{x0}- ի ամենամեծ արժեքի դեպքում որոշվում է հետևյալ բանաձևով [6]՝

$$\varepsilon = \frac{\sigma_{x0}}{qE}, \qquad (10)$$

որտեղ q-ն ուղղիչ գործակիցն է Յունգի E մոդուլի հնարավոր փոփոխության և մեծ դեֆորմացման դեպքում: Մետաղաթելի ծայրից x_0–ից մեծ հեռավորության դեպքում մայրակի և մետաղաթելի միջև հարաբերական սահք գոյություն չունի: (9) և (10) հավասարումներից հետևում է, որ

$$x_0 = \frac{\sigma_{x0} d_թ}{4\sigma} : \qquad (11)$$

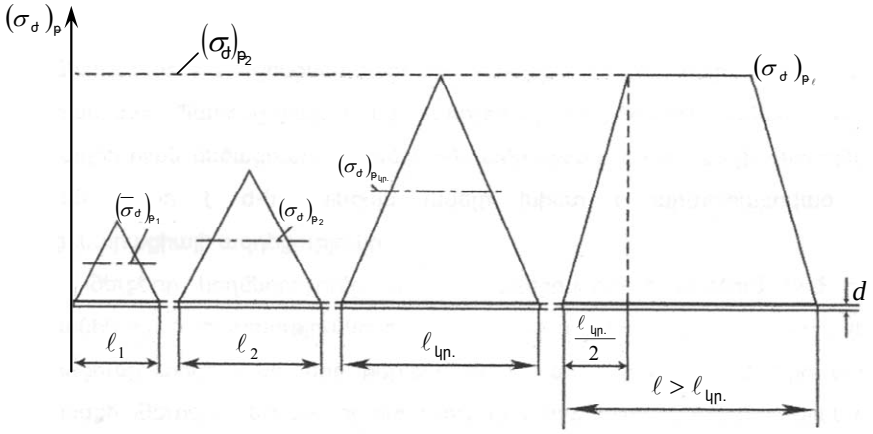
Ընդ որում՝ $\sigma_{x0} = \sigma_թ$դեպքում ստացվում է մետաղաթելի կրիտիկական երկարությունը՝

$$L = \frac{d_թ \sigma_թ}{2\tau} = 2x_0 : \qquad (12)$$

Եթե մետաղաթելի երկարությունը փոքր է կրիտիկականից, ապա նյութը կարող է քայքայվել մայրակի միջով, թելիկների դուրսհանման հետևանքով:

Կրեկը և Բրաուտմանն առաջարկել են մետաղաթելի կրիտիկական երկարության համար ընդունել այնպիսի պայմանական երկարություն, որի դեպքում մետա-

դաթելը կարողանա կրել 97% լարվածություն: Մետաղաթելի տարբեր երկարությունների դեպքում ձգման լարվածության էպյուրը բերված է նկ. 2-ում [4]: Ինչպես երևում է նկարից, մետաղաթելի երկարությունը մեծացնելիս ձգող լարումները մետաղաթելի մեջտեղում մեծանում են, և երբ $\ell=\ell_{\text{կր}}$, ապա այն հասնում է մեծագույն արժեքի՝ հավասարվելով $(\sigma)_{\text{թ}}\max$: $\ell_{\text{կր}}<\ell$ դեպքում մետաղաթելի ամենամեծ ամրությունը մեջտեղում մնում է անփոփոխ, բայց մեծանում է այն տեղամասը, որտեղ ազդումեն այդ լարումները:



Նկ.2. Կոմպոզիցիոն նյութի ձգման ժամանակ միջին լարվածության բաշխվածությունը՝ կախված մետաղաթելի երկարությունից [8]

Փորձնական հետազոտության արդյունքում, ինչպես նաև աշխատանք [7]-ում նշվում է, որ $\ell/\ell_{\text{կր}}=10$ դեպքում կոմպոզիցիոն նյութերի ամրությունը կազմում է անընդմեջ ամրանավորող մետաղաթելերով ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի ամրության 95%-ը: Դիսկրետ և$\ell/\ell_{\text{կր}}$ մետաղաթելով ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի ամրության գնահատման համար օգտագործվում է արտահայտություն, որը հաշվի է առնում մետաղաթելի ծավալային կոնցենտրացիայի և նրա երկարության [1, 8] միաժամանակյա ազդեցությունը, համաձայն որի.

$$(\sigma_{\text{ժ}})_{\text{կ}} = (\sigma_{\text{ժ}})_{\text{թ}} V_{\text{թ}} \left[1 - (1-\beta)\frac{\ell_{\text{կր}}}{\ell} \right] + \sigma_{\text{մ}}(1 - V_{\text{թ}}), \text{ երբ } 1 \ge V_{\text{թ}} \ge V_{\text{կր}}, \qquad (13)$$

$$(\sigma_{\text{ժ}})_{\text{կ}} = (\sigma_{\text{ժ}})_{\text{մ}}(1 - V_{\text{թ}}) + \frac{\ell_{\text{կր}}}{\ell}\beta V_{\text{թ}}(\sigma_{\text{ժ}})_{\text{թ}}, \text{ երբ } 0 \le V_{\text{թ}} \le V_{\text{կր}}, \qquad (14)$$

որտեղ β–ն մեկից փոքր գործակից է, իսկ ℓ-ը՝ մետաղաթելի երկարությունը: Իդեալական պլաստիկ մայրակի դեպքում, երբ շոշափող լարումները հավասար են հոսունության սահմանին, β=0,5 [9]: Այս դեպքում՝

$$V_{\text{կր}} = \frac{(\sigma_{\text{ժ}})_{\text{մ}} - \sigma_{\text{մ}}}{(\sigma_{\text{ժ}})_{\text{բ}}\left[1-(1-\beta)\dfrac{\ell}{\ell_{\text{կր}}}\right] - \sigma_{\text{մ}}}: \qquad (15)$$

Կոմպոզիցիոն նյութերի ամրության վրա մետաղաթելի ℓ/d հարաբերության ազդեցությունը մանրամասն ուսումնասիրվել է 0,075 *մմ* տրամագիծ ունեցող պողպատյա (Ст.55) դիսկրետ մետաղաթելերով պղնձյա ամրանավորված կոմպոզիցիոն նյութերի միջոցով, որոնք ստացվել են բովախառնուրդի պատրաստման, սառը մամլման, 850…900⁰C ջերմաստիճանում ջրածնի միջավայրում եռակալման և =4 արտամղման գործակցով տաք արտամղման ճանապարհով: Բացահայտվել է, որ դիսկրետ և չկողմնորոշված մետաղաթելերով նյութերի ամրությունը միշտ ցածր է չկտրտված (անընդհատ) մետաղաթելերով կոմպոզիցիոն նյութերի ամրությունից, ընդ որում, ամենամեծ ամրությունը ստացվում է, երբ ℓ/d 100 (նկ. 3): Միաժամանակ, մետաղաթելի հաստատուն երկարության դեպքում մետաղաթելի բաղադրության մեծացումը հանգեցնում է կոմպոզիցիոն նյութերի ամրության մեծացմանը, ընդ որում, որքան փոքր է մետաղաթելի տրամագիծը, այնքան մեծ է կոմպոզիցիոն նյութի ամրությունը:

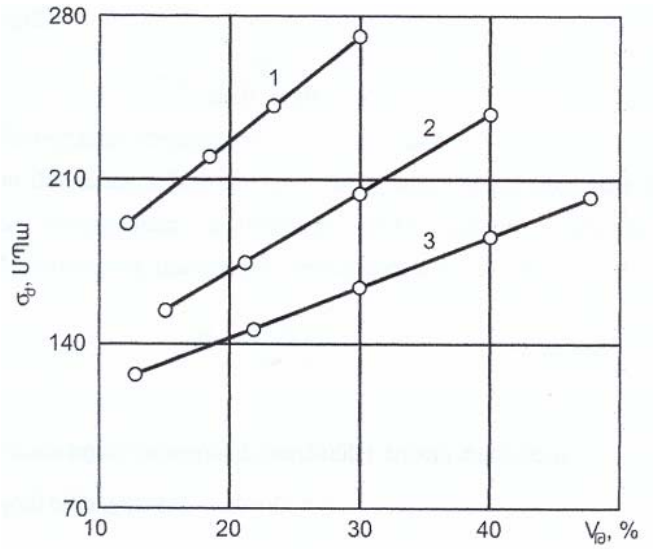
Ինչպես արդեն նշվեց, ամենամեծ ամրացումը ստացվում է, երբ մետաղաթելն ուղղված է լարման առանցքի ուղղությամբ: Եթե մետաղաթելն ուղղահայաց է բաշխված բեռնվածության ուղղությանը, ապա կոմպոզիցիոն նյութերի ամրությունը ստացվում է ամենափոքրը, իսկ 45° անկյան դեպքում ունենում է 75...80% արժեք՝ ամենամեծ ամրության համեմատ: Բեռնավորման ուղղությունից շեղված մետաղաթելը ենթարկվում է 3 տիպի քայքայման (նկ. 4):

θ անկյան ոչ շատ մեծ արժեքների դեպքում քայքայումը տեղի է ունենում մետաղաթելի կտրման ճանապարհով: Այս դեպքում կոմպոզիցիոն նյութի ամրությունը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$\sigma_{\text{կ}} = \frac{\sigma_0}{\cos^2\theta}, \qquad (16)$$

որտեղ σ₀–ն կոմպոզիցիոն նյութի ամրությունն է θ=0 դեպքում, իսկ θ-ն՝ մետաղաթելի առանցքի և կիրառված լարման միջև կազմված անկյունը: Եթե θ-ի արժեքը փոքր է (նկ.4, կոր 1), ապա θ-ի մեծացումից ամրությունը կարող է մեծանալ: Սակայն փորձերը ցույց են տալիս, որ այդ անկյունները չեն գերազանցում մի քանի աստիճանը: θ միջին արժեքի դեպքում կոմպոզիցիոն նյութի քայքայումը կատարվում է մայրակի

այն հատույթներով, որոնք զուգահեռ են մետաղաթելերին կամ բաժանման մակերևույթին:



Նկ.3.Պղնձի հիմքով 0,075 մմ տրամագիծ ունեցող պողպատյա (Ст.55) թելերով ամրանավորված կոմպազիցիոն նյութի ամրության կախվածությունը մետաղաթելի ծավալային պարունակությունից և կողմնորոշվածությունից՝
1 - անընդհատ մետաղաթելերով ամրանավորված,2 - ընդհատվող և կողմնորոշված մետաղաթելերով ամրանավորված,3 - ազատ կողմնորոշված մետաղաթելերով ամրանավորված

Այդ դեպքում կոմպոզիցիոն նյութի ամրությունը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$\sigma_{\text{կ}} = \frac{\tau'_{\text{մ}}}{\sin\theta\cos\theta}, \qquad (17)$$

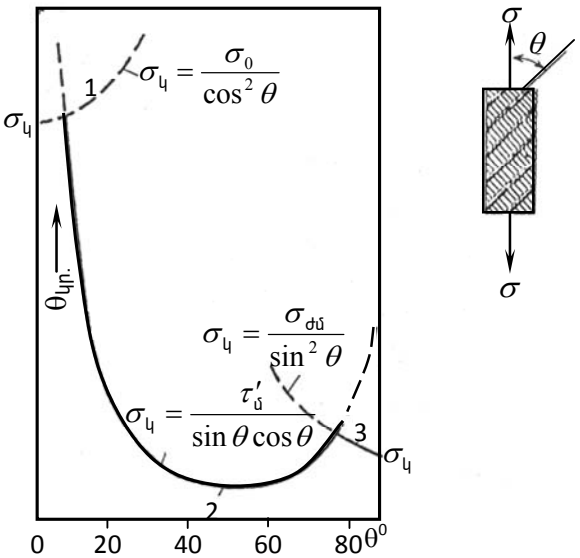
որտեղ $\tau'_{\text{մ}}$–ը մայրակի ամրության սահմանն է սահքի դեֆորմացման ժամանակ: Մեծ անկյունների շեղումների դեպքում կոմպոզիցիոն նյութը քայքայվում է կամ մայրակի խզման ճանապարհով՝ մետաղաթելի մակերևույթին ուղղահայաց ուղղությամբ, կամ մակերևույթների բաժանման տեղամասում:Այդ դեպքում կոմպոզիցիոն նյութի ամրությունը կլինի՝

$$\sigma_{\text{կ}} = \frac{\sigma_{\text{ժմ}}}{\sin^2\theta}, \qquad (18)$$

որտեղ $\sigma_{\text{ժմ}}$–ը մայրակի ամրության սահմանն է ձգման ժամանակ: Գոյություն ունի կրիտիկական անկյուն՝

$$\theta_{\text{կր}} = arctg\frac{1{,}5\tau'_{\text{մ}}}{\tau_{\text{կ}}}, \qquad (19)$$

որից բարձրի դեպքում ամրությունը միանգամից իջնում է, ընդ որում, դա կատարվում է θ-ի մեծացմանը զուգընթաց:



Նկ.4. Կոմպոզիցիոն նյութի ամրության կախվածությունը մետաղաթելի կողմնորոշման անկյունից.

1 – կառուցված է (16) կախվածության հիման վրա,2 – կառուցված է (17) կախվածության հիման վրա,3 – կառուցված է (18) կախվածության հիման վրա

Այսպիսով, մետաղները դիսկրետ մետաղաթելերով ամրանավորելու դեպքում մետաղաթելի կողմնորոշվածությունը և կրիտիկական երկարությունն ունեն կարևոր նշանակություն կոմպոզիցիոն նյութի հատկությունների ձևավորման գործընթացում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Композиционные материалы волокнистого строения / Под ред. **И.Н. Францевича, Д.М. Карпиноса.**- Киев: Наукова думка, 1970.- 403 с.
2. **Карпинос Д.М., Тучинский Л.И., Вишняков Л.Р.** Новые композиционные материалы.- Киев: Вища школа, 1979. -312 с.
3. **Kelly A.** The strengthening of metals Ry Dispersed Partlcles // Proc. Roy. Soc.- 1964.
4. Современные композиционные материалы / Пер. с англ.; Под ред. **Л. Браутмана, Р. Крока.-** М.: Мир, 1970. - 672 с.
5. **Diet A.G.** Fiberglass Reinforced Plastics.- N.U., Reinhold Publ. Corp., 1954.

6. **Cottrell A.H.** Strong solids // Proc. Roy. Soc. - 1964.
7. Волокнистые композиционные материалы / Пер. с англ.; Под ред. **С.З. Бокштейна**.- М.: Мир, 1967.- 282 с.
8. **Kovacs W.J., london G.J.** Ssynthenis and materials characterzation of beryllium/ Ti-6Al-4V/ composites // Met. Trans.- 1977.- A8, №1.-P. 179-185.
9. **Карпинос Д.М., Тучинский Л.И.** Металлы, армированные волокнами (МАВ) // Порошковая металлургия.- 1968.-№7.-С. 37-48.

ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ): Նյութըներկայացվելէխմբագրություն 11.04.2012:

С.Г. АГБАЛЯН, Г.А. ВАСИЛЯН, А.Р. САРГСЯН

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИПОЛУЧЕНИЯ АРМИРОВАННЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

На основании комплексных исследований выявлены теоретические и технологические особенности получения композиционных материалов, армированных металлическими волокнами, в том числе зависимость прочности растяжения композиционных материалов от объемной доли волокна, длины, ориентации в направлении оси и др. Показано, что при армировании металла с дискретными волокнами важное значение имеют ориентация волокна и критическая длина в процессе формирования свойств композиционных материалов.

Ключевые слова: композиционный материал, порошковая маталлургия, волокно, матрица, деформация, горячее выдавливание, растяжение, сжатие, анизотропия.

S.G. AGHBALYAN, G.A. VASILYAN, A.R. SARGSYAN

THEORETICAL AND TECHNOLOGICAL CHARACTERISTICS OF OBTAINING REINFORCED COMPOSITIONAL MATERIALS

Based on comprehensive research the theoretical and technological characteristics of obtaining composite materials reinforced with metal including tensile strength dependence of composite materials on the volume fraction of fiber length and orientation in the direction of the axis, etc fibers are substantiated. It is indicated that while reinforcing metal with discrete fibers, fiber orientation and the critical length in the formation of composite materials properties are of special importance.

Keywords:composite material, powder metallurgy, fiber, matrix, deformation, hot extrusion, tension, compression, anisotropy.

ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

ՀՏԴ 621.785.5 ՆՅՈՒԹԱԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆ

Ն.Գ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ

ԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԿԱԽՎԱԾՈՒԹՅՈՒՆԸ ԶՈՂՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿԻՑ և ԶՈՂԱԿԱՐԻ ՀԱՍՏՈՒԹՅՈՒՆԻՑ

Փորձնական եղանակով որոշված են լարումների մեծությունները, որոնք առաջանում են բարձր հաճախականության հոսանքով և պաշտպանիչ գազային միջավայրում կարծր համաձուլվածքից և պողպատից զոդված նմուշներում:

Առանցքային նբառեր. կարծրհամաձուլվածք, պողպատ, բարձր հաճախականության հոսանք (ԲՀՀ), պաշտպանիչ գազային միջավայր, զոդում, զոդակար, լարումներ:

Մեքենաշինության մեջ և մետալուրգիայում կիրառում են պողպատներից և կարծրհամաձուլվածքներից պատրաստված մեծ թվով մեքենամասեր և գործիքներ: Արտադրության պայմաններում դրանց ամրացումն ընդունված է կատարել մեխանիկական ամրացումով, եռակցմամբ, զոդումով, սոսնձմամբ և այլ եղանակներով: Վերոնշյալ եղանակների թվում ուրույն տեղ ունի ԲՀՀ-վ զոդման տեխնոլոգիական գործընթացը, որն արտադրության մեջկիրառվում է պատասխանատու մեքենամասերի, կտրող և նորոգման գործիքների կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկների և պողպատե իրանային մասերը միացնելու համար: Հաճախ զոդման ընթացքում առաջացող մեծ լարումների արդյունքում կարծր համաձուլվածքներում առաջանում են զոդակարի ամրությունը գերազանցող լարումներ, որոնք էլ առաջացնում են միկրո-և մակրոճաքեր և քայքայում [1,2]:

Աշխատանքի նպատակն է որոշել զոդման կարի լարումները ԲՀՀ-ի գեներատորներով և պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող հրահոսային վառարաններում և զոդման ռեժիմների կարգավորման միջոցով նվազեցնել ներքին լարումները զոդված միացություններում:

Նախապես կատարված մի շարք հետազոտություններ հիմք են տվել ենթադրելու, որ զոդման կարում լարումները կարելի է փոփոխել զոդման կարի հաստության, ինչպես նաև զոդման ընթացքում տաքացման և սառեցման արագությունների փոփոխման միջոցով [2]:

Կարծր համաձուլվածքից (ВК8), պողպատից (պողպատ 45) նզոդանյութից (МО) բաղկացած հանգույցում յուրաքանչյուր բաղադրիչի ջերմային գծային ընդարձակման գործակիցը տարբերվում է մյուսբաղադրիչների արժեքներից: Վերոհիշյալ երեք բաղադրիչների զոդումից զոդման կարում առաջանում է բարդ լարվածային վիճակ՝ ներքին մեծ լարումներ ու դեֆորմացումներ:

Կարծր համաձուլվածքում և պողպատում զոդումից առաջացող լարումների մեծությունները և բաշխվածությունը որոշելու համար որոշում ենքկարծր համա-

ձուլվածքե մակերևույթում գոյացող կորացման շառավիղը: Կորացմանշառավիղ նընդունում ենք դրական, եթե կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկը գտնվում է ուռուցիկության մասում: Լարումները, որոնք առաջանում են կարծր համաձուլվածքի և պողպատի տարբեր կծկումների ժամանակ, առաջացող սահքի լարումների և դեֆորմացումների հետևանքով զոդակարի միջոցով կարող են փոխանցվել մեկը մյուսին:

Նմուշի միջնամասում շոշափող լարումները զոդման կարի երկարությամբ պետք է հավասար լինեն 0-ի և դրանք առավելագույն արժեքն են ձեռք բերում եզրային մասերում: Այս եզրահանգումը հաստատվում է փորձի արդյունքների հիման վրա: Զոդանյութով անցնող շոշափող լարումներն առաջ են բերում սեղմում կարծր համաձուլվածքի ոչ կենտրոնական մասում:

Շոշափող ուժի մեծությունը (P_τ) նմուշի կորության շառավղի դրական արժեքի դեպքում, երբ պողպատի կծկման մեծությունը մեծ է կարծր համաձուլվածքի կծկումից, հավասար է՝

$$P_\tau = -b\int_a^l \tau(x)dx\,, \qquad (1)$$

որտեղ b- նկարծր համաձուլվածքե և պողպատե նմուշի լայնությունն է, τ- ն՝ շոշափող լարումը զոդանյութում, a-ն՝ նմուշի չափը միջնամասից մինչև ընտրված կտրվածքը, *l*- ը՝ նմուշի երկարության կեսը:

P_τ ուժը կարելի է փոխարինել մեծությամբ և ազդման ուղղությամ բիավասար, սակայն նմուշի կենտրոնական մասի վրա ազդող P_1 ուժին և M_1 մոմենտին:

$$M_1 = \left(-\frac{h_1}{2}\right)\left(-P_{\tau_1}\right) = \frac{bh_1}{2}\int_a^l \tau(x)dx_1\,, \qquad (2)$$

որտեղ h_1 -ը կարծր համաձուլվածքի նմուշի բարձրությունն է:

Կարծր համաձուլվածքում սեղմման σ_1 լարումը կարտահայտվի հետևյալ ձևով՝

$$\sigma_1 = -\frac{P_1}{bh_1} = -\frac{b}{b\cdot h_1}\int_a^l \tau(x)dx = \frac{-1}{h_1}\int_a^l \tau(x)dx: \qquad (3)$$

Նույն օրինաչափությամբ լարումները պողպատե նմուշի համար կստացվեն՝

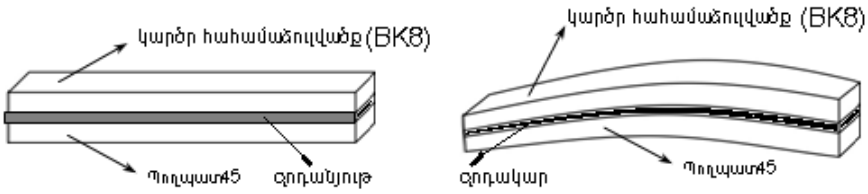
$$P_{\tau_2} = b\int_a^l \tau(x)\cdot dx\,,\ \sigma_2 = \frac{1}{h_2}\int_a^l \tau(x)\cdot dx\,,\ M_2 = \frac{bh_2}{2}\int_a^l \tau(x)\cdot dx: \qquad (4)$$

«2» ինդեքսը բնորոշում է նույն մեծությունը պողպատ իհամար:

Զոդման լարումները որոշվել են հետևյալ ձևով. մետաղակերամիկական կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկը՝ h = 3,2 *մմ* հաստությամբ, b = 12 *մմ*լ այնությամբ, l = 54 *մմ*

երկարությամբ, զոդել ենք նույնչափերով պողպատ 45-ից պատրաստված ձողիկիվրա (նկ.1ա): Կարծր համաձուլվածքե և պողպատե թիթեղիկների զոդումը կատարվել է ԲՀՀ-ով և պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող հարահոսային վառարանում:

Յուրաքանչյուր եղանակով կատարվել է 15 նմուշների զոդում: Ընտրվել են 4-ական նմուշներ՝ յուրաքանչյուր ձևից, և հետազոտվել են նմուշների զոդման կարերում առկա ներքին լարումները: Զոդումից հետո որոշել ենք զոդման ընթացքում առաջացող նմուշների ճկվածքը: Հաջորդ փուլում ֆրեզման հաստոցի վրա մշակել ու հեռացրել ենք պողպատյա իրանը և զոդանյութը, կրկին որոշել կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկի մնացորդային ճկվածքը: Արդյունքում՝ որոշել ենք առաձգական ու մնացորդային դեֆորմացումները և հաշվարկված դեֆորմացումների արժեքների հիման վրա որոշել լարումները:



ա) բ)

Նկ.1. Նմուշների սխեման՝ ա) մինչև զոդումը, բ) զոդումից հետո

Զոդակարի լարումներըո որոշվել են [3] աշխատանքում բերված մեթոդիկայի և վերջնական արդյունքում տրված (5) - (8) բանաձևերի միջոցով.

$$\sigma_{1\text{ընդ}} = \frac{f_{\text{զոդ.}} - f_{\text{մնաց.}}}{l^2}\left[E_1 h_1 - \frac{E_1 h_1^3 + E_2 h_2^3}{3h_1\left(h_1 + h_2\right)}\right], \tag{5}$$

$$\sigma_{1\text{ընդ}}^{1} = -\frac{f_{\text{զոդ.}} - f_{\text{մնաց}}}{l^2}\left[E_1 h_1 + \frac{E_1 h_1^3 + E_2 h_2^3}{3h_1\left(h_1 + h_2\right)}\right], \tag{6}$$

$$\sigma_{2\text{ընդ}}^{1} = \frac{f_{\text{զոդ.}} - f_{\text{մնաց.}}}{l^2}\left[E_2 h_2 + \frac{E_1 h_1^3 + E_2 h_2^3}{3h_2\left(h_1 + h_2\right)}\right], \tag{7}$$

$$\sigma_{2\text{ընդ}} = -\frac{f_{\text{զոդ.}} - f_{\text{մնաց.}}}{l^2}\left[E_2 h_2 - \frac{E_1 h_1^3 + E_2 h_2^3}{3h_2\left(h_1 + h_2\right)}\right], \tag{8}$$

Որտեղ $\sigma_{1\text{ընդ}}$ - ը կարծր համաձուլվածքի արտաքին մակերևութի վրա եղած լարման մեծությունն է *(ՄՊա)*, $\sigma_{1\text{ընդ}}^{1}$ - ը՝ կարծր համաձուլվածքի զոդակարը շոշափող մակերևութի լարման մեծությունը *(ՄՊա)*, $\sigma_{2\text{ընդ}}$ - ը՝ պողպատի զոդակարը շոշափող

լարման մեծությունը *(ՄՊա)*, $\sigma^1_{2\text{ընդ}}$ - ը՝ պողպատի արտաքին մակերևութի լարման մեծությունը *(ՄՊա)*, $f_{\text{զոդում}}$ -ը՝ նմուշի զոդումից հետո ճկվածքը (*մմ*), $f_{\text{մնաց}}$ - ը՝ ճկվածքը պողպատի և զոդանյութի հեռացումից հետո *(մմ)*, $2l$ -ը՝ նմուշի երկարությունը *(մմ)*, h_1 և h_2 -ը՝ զոդվող կարծր համաձուլվածքե և պողպատե թիթեղիկի հաստությունը *(մմ)*, $h_1 + h_2$ =6,4 *մմ*, E_1 -ը՝ Յունգի մոդուլը կարծր համաձուլվածքի համար, $E_1=5{,}48\cdot10^5$ *ՄՊա*, E_2 -ը՝ Յունգի մոդուլը պողպատի համար, $E_2=2{,}01\cdot10^5$ *ՄՊա*: Զոդումից ստացված զոդման կարի հաստության չափերը բերված է նաղ. 1-ում:

Աղյուսակ 1

Զոդմանկարիհաստությանչափերըտարբերեղանակներովզոդվածնմուշներում

№	Զոդման եղանակը	Նյութը	Զոդման կարի հաստությունը, Z մմ			
1	Բարձր հաճախականության հոսանքի գեներատոր (ԲՀՀ)	Կարծր համաձուլվածք (ВК8), զոդանյութ (МО), պողպատ 45	0,14	0,17	0,19	0,24
2	Պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող վառարան	Կարծր համաձուլվածք (ВК8), զոդանյութ (МО), պողպատ 45	0,14	0,19	0,20	0,22

ԲՀՀ-ով զոդման ընթացքում օգտագործվել է օքսիդալուծիչ, իսկ պաշտպանիչ գազային միջավայրը բաղկացած է եղել էնդոգազից $(CO + H_2 + N_2)$, որն էլ ծառայել է որպես միջոց նմուշների մակերևութային մասերից օքսիդային շերտը հեռացնելու համար: Զոդումը կատարվել է պղնձե զոդանյութով (МО) - մակնիշի, պղինձ - 99,0 %): Տաքացման ջերմաստիճանը կազմել է 1083+(30…50°C)≈1120°C:

ԲՀՀ-ով զոդումըկ ատարվել է 33…35°C տաքացման արագությամբ, և սառեցումն իրականացվել է օդում: Զոդման ընթացքում տեղի է ունեցել զոդված նմուշի ճկվածք: Ճկվածքը որոշվել է հարմարանքի միջոցով, որը լիսեռատիպ ձող է, որի մշակված մակերևույթի վրա տեղակայված և ամրացված է զոդված նմուշը, իսկ լիսեռատիպ շինածոն տեղակայվում է խառատային հաստոցի վրա, մի կողմն ամրացվում է կապիչում, իսկ մյուս մասը հենվում է հետևում թամբի վրա տեղակայված կենտրոնի վրա: Ճկվածքի մեծությունը որոշվել է ինդիկատորի միջոցով, որի բաժանարար մեկ գիծը կազմում է 2,0 *մկմ*: Ինդիկատորը պատյանով ամրացվում է խառատային հաստոցի կտրիչակալի վրա, ինդիկատորը մոտեցվում և հենվում է զոդված նմուշին, տրվում է որոշակի չափով ձգվածություն (3…5) *մմ*, և կտրիչակալը հորիզոնական ուղղությամբ տեղաշարժելով՝ որոշում ենք ճկվածք իճիշտ չափը: Փորձարկումներից պարզվել է, որ ԲՀՀ-ով ստացված նմուշի ճկվածքը կազմել է՝ $f_{\text{զոդում}}$ = 0,385 *մմ՝* զոդման կարի 0,14 *մմ* հաստության դեպքում: Չափումից հետո նմուշի վրայից հանվել

են պողպատյա մասը և զոդակարը: Մշակումը կատարվել է ֆրեզային՝ 675 մակնիշի հաստոցի վրա՝ ճակատային ֆրեզով, հովացման հեղուկի առկայությամբ: Զոդված նմուշն ամրացվել է եռադիրք մամլակի մեջ՝ ամրացված ֆրեզային հաստոցի սեղանի վրա: Ֆրեզային հաստոցի վրա մշակելուց հետո դարձյալ նույն մեթոդով որոշվել է կարծր համաձուլվածքե նմուշի ճկվածքը՝ այս անգամ առանց պողպատե թիթեղիկի և զոդանյութի: Մեխանիկական մշակման ընթացքում կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկի ճկվածքի մեծությունը կազմել է $f_{\text{մնաց}}$ = 0,153 *մմ*, զոդմանկարի 0,14 *մմ* հաստության դեպքում: Տարբեր հաստության զոդման կարերի դեպքում զոդումիցև զոդման կարից մետաղական մասը հեռացնելուց հետո առաջացող ճկվածքների արժեքները բերված են աղ. 2-ում:

Աղյուսակ 2

Երկու եղանակով զոդված նմուշների, տարբեր զոդման կարերի հաստությունների դեպքում, զոդումից և մետաղական մասը հեռացնելուց հետո առաջացած ճկվածքների արժեքները

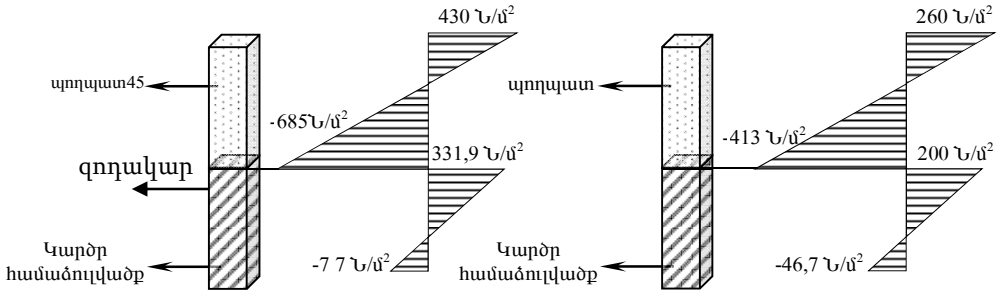
Զոդման եղանակը	Զոդվող նյութը	Զոդման կարի հաստությունը (Z), *մմ*	Ճկվածքը, $f_{\text{զոդում}}$ զոդումից հետո, *մմ*	Մնացորդային ճկվածքը, $f_{\text{մնաց}}$ մետաղի հեռացումից հետո, *մմ*
Բարձր հաճախականության հոսանքի գեներատոր (ԲՀՀ)	Կարծր համաձուլվածք (ВК8), զոդանյութ (МО), պողպատ 45	0,14	0,385	0,153
		0,18	0,36	0,14
		0,20	0,34	0,136
		0,25	0,31	0,124
Պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող վառարան	Կարծր համաձուլվածք (ВК8), զոդանյութ (МО), պողպատ 45	0,14	0,196	0,07
		0,18	0,186	0,06
		0,20	0,18	0,06
		0,25	0,17	0,05

Ունենալով զոդումից և մեխանիկական մշակումից հետո ճկվածքի մեծությունները $(f_{\text{զոդում}}, f_{\text{մնացորդ}})$, օգտվելով (5)-(8) բանաձևերից, որոշել ենք զոդման ընթացքում նմուշի լարման մեծությունը՝ զոդման կարի 0,13 *մմ* հաստության դեպքում:

ԲՀՀ-ի գեներատորների միջոցով զոդված նմուշի հաշվարկված լարումների բաշխվածությունը ցույց է տրված նկ. 2 ա-ում:

Գիտափորձնական հետազոտությունները ցույց են տվել, որ լարումների մեծությունների վրա էական ազդեցություն ունեն մշակման ռեժիմները, որոնց մեջ կարևոր է սառեցման արագությունը: Զոդման ընթացքում որքան նվազում է սառեցման արագությունը, այնքան լարումները ստացվում են փոքր:

Ելնելով վերոհիշյալ նկատառումից, նմուշների զոդումը կատարվել էպաշտպանիչ գազային միջավայր $(CO + H_2 + N_2)$ ունեցող հարահոսային վառարանում, որտեղ չկա օքսիդացման վտանգ, և ստացվում է բարձրորակ զոդման կար, իսկ տաքացման ու սառեցման արագությունները կարելի է կարգավորել, այսինքն՝ սառեցումը կատարել ենք դանդաղ կերպով և դրանով իսկ նվազեցրել լարումները զոդվող փորձանմուշներում:



ա) բ)

Նկ. 2. Լարումների բաշխվածությունը՝ ա) ԲՀՀ-ովզոդված նմուշում, բ) *զոդված պաշտպանիչ գազային միջավայր* $(CO + H_2 + N_2)$ *ունեցող հարահոսային վառարանում*

Պաշտպանիչ գազայինմ իջավայրում զոդման ռեժիմները կազմել են՝ $V_{տաք} = 1,3...1,5$ *աստ/վրկ*, $V_{սառ} = 0,4...0,5$ *աստ/վրկ*, $T = 1120^{o}C$, բարձր ջերմաստիճանում պահման տևողությունը՝ 12-ից 13 *րոպե*: Նման զոդման ընթացքումս տացվել է հավասարաչափ բաշխվածության զոդակար՝ առանց խոռոչների և այլ թերությունների:

Ինչպես ԲՀՀ-ի դեպքում, այնպես էլ պաշտպանիչ գազային միջավայրում զոդված նմուշների համար նույն մեթոդով որոշվել է ճկվածքը նախնական զոդված նմուշում և պողպատե ու զոդանյութի հեռացումից հետո՝ առանձին կարծր համաձուլվածում:

Ստացվել են հետևյալ ցուցանիշները՝ $f_{զոդում} = 0,24$ *մմ*, $f_{մնացորդը} = 0,1$ *մմ*:

Փորձարկվող նմուշների ճկվածքների արժեքների նվազումը թույլ է տալիս ենթադրել, որ լարումները երկրորդ եղանակով զոդված նմուշներում անհամեմատ ավելի փոքր են, քան ԲՀՀ-ի դեպքում (նկ.2 բ):

ԲՀՀ-ով և պաշտպանիչ գազային միջավայրում զոդված նմուշների լարումների արժեքները բերված են աղ. 3-ում, որտեղից պարզորոշ երևում է, որ զոդված նմուշների լարումների վրա էական ազդեցություն ունեն այնպիսի կարևոր գործոններ, ինչպիսիք են զոդման եղանակը, ռեժիմները և զոդման կարի հաստությունը:

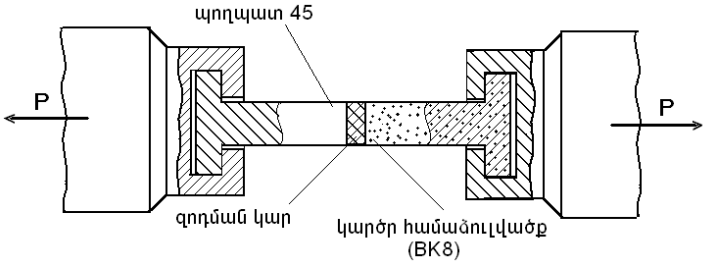
Աղյուսակ 3

Տարբեր եղանակներով զոդված նմուշների լարումների արժեքները զոդման կարերի տարբեր հաստությունների դեպքում

	Տաքացման ձևը	Զոդակարի հաստությունը, *մմ*	$\sigma_{1\text{ընդ}}$, *Մպա*	$\sigma^{1}_{1\text{ընդ}}$, *Մպա*	$\sigma_{2\text{ընդ}}$, *Մպա*	$\sigma^{1}_{2\text{ընդ}}$, *Մպա*
1	Բարձր հաճախականության հոսանքի գեներատոր (ԲՀՀ)	0,14	430	- 685	31,9	-77
2		0,18	395	- 630	305	-70,7
3		0,20	390	- 622	301	-70
4		0,25	360	- 576	279	-64,7
1	Պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող վառարան	0,14	260	-413	200	-46,7
2		0,18	240	-382	185	-42,9
3		0,21	230	- 368	178	-41,3
4		0,24	220	-352-	170	-39,4

Համաձայն կատարված գիտափորձնական հետազոտությունների, լարումների մեծությունները կախված են նաև մի շարք այլ գործոններից, այդ թվում՝ պողպատի մակնիշից, զոդանյութից, կարծր համաձուլվածքի բաղադրության մեջ մտնողբա – ղադրիչներից և քանակությունից:

Արտադրության պայմաններում կիրառում են կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկներով զոդված էլեմենտներ, ուստի անհրաժեշտություն է առաջացել որոշելու նաև զոդված նմուշների ամրության սահմանը: Ամրությանսահմանըորոշելուհամարպտրաստվելենփորձանմուշներ, որոնք և հետազոտվել են ձգմանտակ (նկ. 3):



Նկ. 3. Զոդմանկարիամրությանսահմանիորոշմանսխեմա

Փորձարկման արդյունքներից պարզվել է, որ զոդման կարի ամրության վրա զգալիազդեցություն ունի զոդման եղանակը: Ի տարբերություն զոդման ԲՀՀ-ի եղանակի, պաշտպանիչ գազային միջավայր ունեցող հարահոսային վառարանի դեպքում, որտեղ տեղի է ունենում զոդվող նմուշների դանդաղտաքացում և սառեցում, ստացվում են բարձր որակի զոդման կարեր՝ առանց թերությունների (աղ. 4):

Աղյուսակ 4

Կարծր համաձուլվածքից և պողպատից զոդված նմուշների ամրության սահմանը զոդման տարբեր եղանակների դեպքում

Զոդումը ԲՀՀ-ով				Զոդումը վառարանում			
Զոդվող նմուշների նյութը	Բեռնվածքը, P, 10^{-5}, Ն/մ²	Կոնտակտային մակերեսը, S, մմ²	Ամրությունը ըստ ձգման, $\sigma_{ամր}$, ՄՊա	Զոդվող նմուշների նյութը	Բեռնվածքը, P, 10^{-5}, Ն/մ²	Կոնտակտային մակերեսը, S, մմ²	Ամրությունը ըստ ձգման, $\sigma_{ամր}$, ՄՊա
Կարծր համաձուլվածք(ВК8), զոդանյութ(МО), պողպատ 45	937 1006 975 956 975 987 925	125	750 805 780 765 780 790 740	Կարծր համաձուլվածք, (ВК8), զոդանյութ (МО), պողպատ 45	1310 1320 1300 1330 1340 1290 1320	125	1050 1055 1040 1065 1070 1030 1055

Կարծր համաձուլվածքե թիթեղիկներով պողպատյա դանակների զոդման ընթացքում լարումների նվազեցման համար կարելի է հաշվի առնել միշարք նկատառումներ, որոնցից են.

- Կարծր համաձուլվածքե և պողպատե թիթեղիկների մակնիշների ճիշտ ընտրությունը, այսինքն՝ երկու բաղադրիչները պետք է հնարավորության սահմաններում ունենան ջերմային գծային ընդարձակման մոտիկ ցուցանիշներ:
- Անհրաժեշտ է հատուկ ուշադրություն դարձնել զոդվող նմուշի տաքացման և սառեցման արագությանը: Նպատակահարմար է զոդման ընթացքում զոդակարի սառեցման արագությունը փոքրացնել, անհրաժեշտության դեպքում օգտագործելով լրացուցիչ հատուկ սարքավորումներ:
- Զոդման ընթացքում ընտրել տաքացման լավագույն ձևը, որը հնարավորություն կտա ամբողջ զոդակարի երկարությամբ հավասարաչափ տաքացնել կարծր համաձուլվածքե և պողպատե թիթեղները, ապահովել զոդանյութի որակյալ թրջելիություն, ստանալ որակյալ զոդման կար՝ առանց խոռոչների, «օդային պարկերի» և այլ թերությունների:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆՑԱՆԿ

1. **Овсепян Г.С. Галоян А.Г.** Исследование напряженного состояния металлокерамических твердых сплавов //Проблемы динамики взаимодействия деформируемых сред: Международная конференция. – Горис, 2005. - С. 261-265.
2. **Հովսեփյան Գ.Ս.** Գործիքանյութեր: Գործիքների մաշակայունության բարձրացումը. - Եր.: Հայպետհրատ, 1985. - 83 էջ:
3. **Арцимович В.Н., Патрикеева Э.М., Токарев И.А.**Экспериментальный метод определения внутренних напряжений, возникающих при пайке разнородных материалов: Материалы конференции/ Московский дом научно–технической пропаганды им Ф.Э. Дзержинского.-М., 1962. - С. 115-119.

ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 12.04.2012:

Н. Г. ОВСЕПЯН

ЗАВИСИМОСТЬ НАПРЯЖЕНИЙ ОТ СПОСОБА ПАЙКИ И ТОЛЩИНЫ ПАЯНОГО ШВА

Экспериментальным путем определены величины напряжений, образующихся при пайке образца твердого сплава и стали на установкеТВЧ и в защитной газовой среде.

Ключевые слова: твердый сплав, сталь, высокочастотный ток, защитная газовая среда, пайка, паяный шов, напряжение.

N.G. HOVSEPYAN

THE DEPENDENCE OF THE VOLTAGE VALUES ON SOLDERING AND THICKNESS OF SOLDERED SEAM

The value of the voltage formed during alloy brazing and a sample of solid steel is experimentally determined on the HD and protective gas environment.

Keywords.solid alloy, steel, high-frequency current, protective gas environment, soldering, soldered seam,voltage.

ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

УДК 661.685 **МЕТАЛЛУРГИЯ**

С.С. ОРДАНЬЯН, С.В. ВИХМАН, Д.Д. НЕСМЕЛОВ, А.О. ОВСЕПЯН

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В СИСТЕМЕ SiC-YB_6

Исследовано строение разреза SiC- YB_6. Показано, что разрез SiC-YB_6 описывается диаграммой состояния эвтектического типа с $T_{эвт}$= 2200 ±30 ^oC и составом эвтектики 78...80% *мол*SiCи 22...22% *мол*YB_6.

Ключевые слова:карбид кремния, гексаборид иттрия, эвтектика, политермический разрез.

Карбид кремния является основой для создания различных по назначению керамик. Ему присущ комплекс важных эксплуатационных свойств (твердость, малый коэффициент линейного термического расширения, высокая теплопроводность и др.), отражающих специфику электронного строения, его преимущественноковалентную межатомную связь. Гексабориды редкоземельных металлов (РЗМ) характеризуются сложным электронным строением, сочетающим ковалентную межатомную связь с электронной проводимостью, предопределяющим высокие температуру плавления, твердость, термоэмиссионную активность.

Ранее нами была изучена система SiC-LaB_6 [1], которая при температурах ниже $T_{разл}$SiC (2760°C) описывается как квазибинарная эвтектическая. В изучаемой системе SiC-YB_6 оба компонента плавятся по перитектической реакции (2760 и 2770°C соответственно). Представляет интерес информация о взаимодействии между выбранными тугоплавкими соединениями указанных ниже температур, что важно для оценки возможности создания специальных композиционных материалов на их основе. Исходный порошок YB_6 марки “Ч” производства Донецкого завода химреактивов подвергался виброизмельчению до размера частиц d=5…8 *мкм* шарами из TiB_2, а порошокα-SiC применяли дисперсностью 8…12 *мкм*. Рентгенографически определяли постоянные кристаллической решетки обеих фаз (см. табл.), которые были сопоставленысо справочными данными.

По методике [2] из порошков SiC и YB_6 были подготовлены смеси (см. табл.) и образцы для определения $T_{пл}$ при нагреве прямым пропусканием тока через спеченный образец или при косвенном нагреве от графитового трубчатого нагревателя. В центре спеченного при 1800°C в аргоне образца (или графитового нагревателя) электроэрозионным способом “прожигалось” отверстие, имитирующее “черное тело”,по свечению которого микропирометром ЛМП-014 оценивали температуру. В случае нагрева прямым пропусканием тока при определенном соотношении в нагретом образце Ж:Тпроисходил “разрыв” образца и фиксировалась $T_{разр}$, в случае косвенного разрыва фиксировалась температура, при которой на подвешенном образце формировалась капля расплава, которую принимали за температуру ликвидуса.

Таблица

Температуры плавления и свойства плавленых образцов системы SiC- YB_6

Содерж. SiC, *мол %*	Температура разрыва образца, $T_{разр}$, °C	Температура ликвидуса, $T_{лик}$, °C	Микротвердость фазовых составляющих, H_v, *ГПа*	Параметры элементарной ячейки	Кол-во фаз
91	2300	2400	SiC 29,5	a=0,308, c=1,5091	2
86	2270	2330			2
81	2230	2270			2
79	2200	2200	эвт. 25,8	YB_6 a=0,4103 SiC a=0,308, c=1,5091	2
71	2220	2240			2
62	2240	2270			2
48	2260	2330			2
39	2270	2350			2
31	2290	2380	YB_6 26,0	a=0,4103	2

После термообработки в образцах изучали металлографически структуру, рентгенографически оценивали фазовый состав и параметры элементарной ячейки фаз, определяли микротвердость фазовых составляющих. При анализе концентрационной зависимости $T_{пл}$ ($T_{разр}$ и $T_{лик}$) установлено наличие минимума и практическое равенство значений $T_{разр}$ и $T_{лик}$ в точке минимума, что характерно для систем, в которых реализуется эвтектика. Металлографический анализ расплавленного образца подтвердил эвтектический характер рассматриваемой системы (рис.1) – температура плавления эвтектического состава оценивается $T_{эвт}$=2200±30°C.

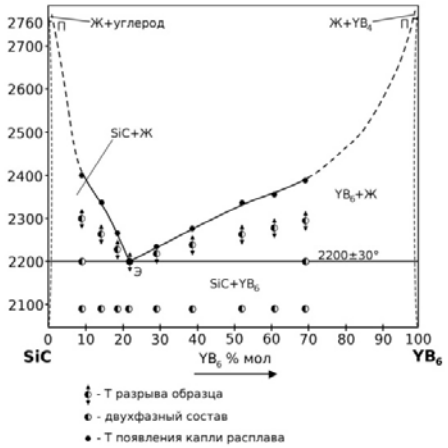


Рис. 1. Политермический разрез системы SiC – YB_6

В эвтектике содержится 78…80% *мол*SiC и 20...22% *мол*YB_6. Рентгенографически в образцах также подтверждается практическое отсутствие взаимной растворимости компонентов в твердом состоянии как после плавления, так и после выдержки при эвтектической температуре 2200°С в течение 30 *мин*. Практически для всех эвтектических сплавов в системах с участием тугоплавких соединений, включая изучаемую системуSiC-YB_6, установлен эффект снижения твердости эвтектик в сравнении с твердостью индивидуальных компонентов при неизменной твердости фазовых составляющих. В этой системе также проявляется изменение механизма деформационных процессов – переноса из объема частиц на межфазные границы, где в процессе совместной кристаллизации двух твердых фаз (YB_6 и SiC) формируются специальные межфазные границы, стимулирующие процесс взаимного "проскальзывания" зёрен YB_6 и SiC при идентировании (рис.2).

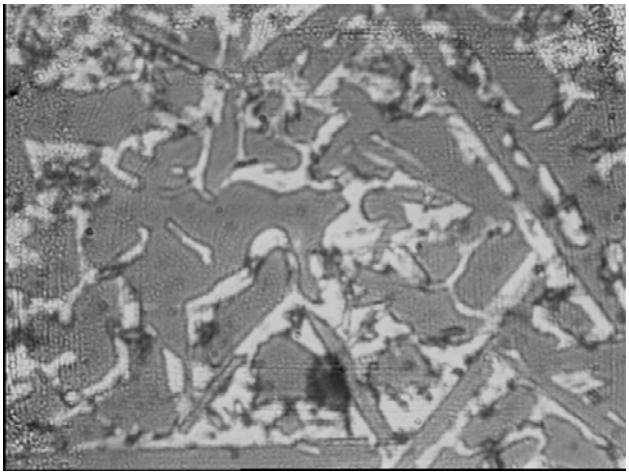


Рис.2. Структура закристаллизованногосплава в системе SiC-YB_6

Установленная эвтектическая температура и состав эвтектики позволяют рационально выбрать режим термообработки разрабатываемой керамики с планируемым комплексом свойств.

Выводы. Взаимодействие в системе SiC-YB_6 ниже температуры разложения этих компонентов описывается эвтектической диаграммой состояния с $T_{эвт}$=2200±30°С и составом эвтектики 78…80% *мол*SiC и20…22% *мол*YB_6.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Орданьян С.С, Юрченко О.В., Вихман С.В.** Взаимодействие в системе SiC- LaB_6 // Неорганические материалы. – 2004. - Т. 40, №6. - С. 1-4.
2. **Орданьян С.С., Августиник А.И., Вигдергауз В.С.** Диаграмма состояния ZrC-Mo // Исследования в области химии силикатов и окислов: Сб. – М.-Л.: Наука, 1965.-С. 220-228.

Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет); Институт общей и неорганической химии им. М. Г. Манвеляна НАНРА. Материал поступил в редакцию 15.02.2012.

Ս.Ս. ՕՐԴԱՆՅԱՆ, Ս.Վ. ՎԻԽՄԱՆ, Դ.Դ. ՆԵՍՄԵԼՈՎ, Ա.Հ. ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ

ՓՈԽԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ SiC-YB_6 ՀԱՄԱԿԱՐԳՈՒՄ

Ուսումնասիրվել է SiC- YB_6 կտրվածքի կառուցվածքը: Ցույց է տրված, որ SiC- YB_6 կտրվածքը բնութագրվում է էվտեկտիկական տիպի վիճակի դիագրամով, երբ $T_{էվտ}$=2200±30 ^oC, և առկա էվտեկտիկայի 78...80% *մոլ* SiC և 22...22% *մոլ* YB_6 բաղադրությունը:

Առանցքային եզրաբառեր. Սիլիցիումի կարբիդ, իտրիումի հեքսաբորիդ, էվտեկտիկա, պոլի-ջերմային կտրվածք:

S.S. ORDANYAN, S.V. VIKHMAN, D.D. NESMELOV, A.H. HOVSEPYAN

INTERACTION IN SiC-YB_6 SYSTEM

The structure of SiC-YB_6 cut is investigated. It is shown that SiC-YB_6 cut is characterized by the diagram of the eutectic type condition, T_{Eft}=2200±30^oC and the composition of eutectic is 78…80% mol SiC and 20…22% *mol* YB_6.

***Keywords*:** silicon carbide, itrium hexane borite, eutectic, polythermic section.

ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

УДК 669.712.034.088.8 МЕТАЛЛУРГИЯ

С.Н. ЕНГИБАРЯН

ФИЗИКО–ХИМИЧЕСКИЙ СПОСОБ КОНДИЦИОНИРОВАНИЯ НИЗКОКАЧЕСТВЕННОГО ПСЕВДОЛЕЙЦИТОВОГО СИЕНИТА

Разработан физико-химический способ кондиционирования низкокачественного псевдолейцитового сиенита (ПС) облучением тонкого слоя порошкообразного образца коническим пучком ускоренных электронов и последующим химическим обескремниванием раствором каустической щелочи. Показано, что сопровождающий облучение нагрев образца до высоких температур и последующее охлаждение с высокими скоростями являются необходимыми условиями его активации. Определены оптимальные значения параметров процессов радиационно-термической обработки и химического обескремнивания образца, обеспечивающие максимальную степень извлечения диоксида кремния.

Ключевые слова: псевдолейцит, сиенит, облучение, радиационный, алюмосиликат.

Малая распространенность и истощение запасов качественных бокситов создали проблему сырьевой базы производства глинозема. В связи с этим проводятся многочисленные исследования по использованию менее качественного вида сырьядля производства глинозема - алюмосиликатного, особенно нефелиновых, псевдолейцитовых и смешанных сиенитов (НС, ПС и НПС) [1,2]. Следует отметить, что высококачественные щелочные алюмосиликаты, такие как нефелины, мусковиты, серициты, калиофилиты, мало распространены, а низкокачественные, в том числе и армянские, согласно классификации [3], экономически невыгодно перерабатывать на глинозем способом прямого спекания [4]. Среди них особенно трудно перерабатывать ПС из-за высокой энергии активации. Однако большая потребность калиевых соединений в народном хозяйстве стимулирует проведение исследований по ихпереработке.

Для повышения эффективности комплексной переработки низкокачественного ПС способом спекания предложены разные способы: а) способ совместной переработки ПС с другими видами сырья и отходов, богатыми глиноземом, например, бедными бокситами [5], металлургическими шлаками [6] и др.; б) разные варианты предварительного химического обескремнивания (ХО) породы - обжиг с содой [7], бикарбонатами натрия и калия [8] и др. с последующим выщелачиванием щелочных силикатов натрия и калия водой, а также ХО породы в автоклавах раствором каустической щелочи [9]. Однако в промышленных условиях удается реализовать только способ ХО породы в автоклавах, поскольку в других случаях содержание “свободной” щелочи в шихтах значительно превосходит 5,0%, вследствие чего происходит залипание цепей и нару-

шение проходимости шихты в печи спекания [10]. В то же время ХО ПС в автоклавах протекает при высоких температурах 240...260 ^0C и высоком давлении 4,0...4,5 *МПа*, при этом не обеспечивая глубокое ХО породы. К тому же полученная пульпа плохо фильтруется. Таким образом, в настоящее время нет надежной технологии переработки низкокачественных ПС.

В литературе много публикаций о радиационном стимулировании процесса растворения ионных кристаллов [11]. В то же время работ о радиационно-термическом стимулировании твердофазных взаимодействий очень мало. Это, в частности, работы по синтезу алюминатного спека [12], портландцементного клинкера [13] обработкой шихт пучком ускоренных электронов и интенсификации процесса извлечения глинозема облучением бокситовой породы перед выщелачиванием ультрафиолетовыми или рентгеновскими лучами в течение 30...40 *мин* [14]. Указанные процессы синтеза протекают, соответственно, при температурах 1250...1300и 1450...1500 ^0C.

На основании проведенных синтезов алюминатного спека и цементного клинкера выявлено, что любой минерал до его оплавления можно подвергать радиационно-термической активации облучением пучком ускоренных электронов. Очевидно, что из-за различий между значениями температурных коэффициентов линейного расширения отдельных фаз при нагреве и охлаждении образца с высокими скоростями возможны сдвиговые напряжения, способные образовывать микротрещины между фазами в многофазном кристаллическом ПС. Образовавшиеся микротрещины увеличивают удельную поверхность образца, уменьшают диффузионное сопротивление процесса ХО и тем самым повышают интенсивность процесса ХО ПС. Следовательно, можно предположить, что радиационно-термическая обработка (РТО), сопровождающаяся образованием разнородных радиационных и термических дефектов в кристаллических решетках отдельных фаз и возможно макронарушений в многофазных кристаллических частицах в виде микротрещин между фазами, способна существенно повысить реакционную способность ПС и интенсивность процесса ХО. Указанные предпосылки для поиска путей повышения реакционной способности образца и интенсивности процесса ХО послужили основой для постановки настоящей задачи.

Целью настоящей работы является увеличение глубины ХО ПС раствором каустической щелочи в автоклавах путем предварительной радиационно-термической активации слоя порошка облучением коническим пучком ускоренных электронов.

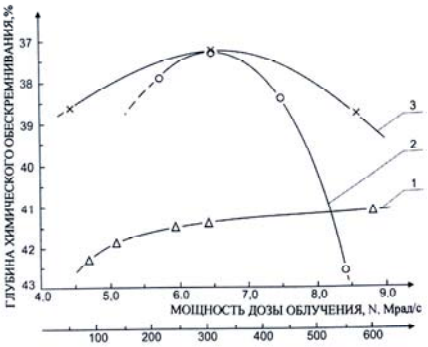
Экспериментальная часть. Лабораторные исследования проводились на богатых псевдолейцитом образцах ПС (подобно сыннырытам), состоящих из субмикроскопических сростков ортоклаза и калисилита(продукт распада лейцита) следующего химического состава, масс.%: глинозем 21…23, диоксид кремния 53..55, оксид железа 0,8...1,5, оксид натрия 0,3...1,2, оксид калия 18...20. В

образцах в небольших количествах присутствуют примеси микроклина, биотита, эгирин диопсида, иногда нефелина и др.

РТО ПС проводилась на промышленном импульсном ускорителе электронов “ИЛУ-6”. Для этого огнеупорная кювета со слоем порошка ПС толщиной$3\cdot10^{-3}$ *м* и размерами частиц – $0{,}16\cdot10^{-3}$*м* помещалась на тележку, которая устанавливалась под коническим пучком ускоренных электронов. Равномерность облучения по площади прямоугольного образца осуществлялась возвратно-поступательными движениями тележки с заданной постоянной скоростью. Образцы в процессе облучения нагревались с высокой скоростью, почти в адиабатических условиях. Температура образцов измерялась с помощью малоинерционной термопары (относительная погрешность $\Delta = \pm 5\%$) и на нужном уровне поддерживалась с помощью заранее определенных значений частоты импульсов облучения и скорости движения тележки. При прочих равных условиях степень активации образцов оценивалась по глубине ХО определенных при оптимальных значениях технологических параметров процесса. Экспериментально определено влияние мощности дозы облучения в пределах N = 2,15...8,5 *Мрад/с*, поглощенной дозы D = 86,0...600 *Мрад,* температуры нагрева образца $t_{н.о}$ = ~ 420...850 ^0C, времени РТО $\tau_{обл}$=40...187*с* и технологических параметров процесса извлечения диоксида кремния на глубину ХО. Процесс ХО исходного и облученных образцов ПС проводился в автоклаве с круглым днищем диаметром d = 0,05 *м* и высотойh = 0,25 *м*, снабженном мешалкой и электрическим нагревом в условиях: массового отношения жидкости к твердому Ж:Т= 3:1; концентрации раствора каустической щелочи $K_2O_{кт}$ = 302 *г/л*; степени измельчения ПС $(-0{,}16+0)\cdot10^{-3}$ *м*; времени $ХОJ_{хо}$ = 30...55 *мин*; температуры процесса ХО $t_{х.о}$ = 225...240^0C, числа оборотов мешалки n = 240 *об/мин*. В конце опыта температура автоклава доводилась до 80...85 ^0C, и пульпа извлекалась. Разделение твердой фазы от щелочно-кремнеземистого раствора в опытах с тонкостью помола ПС $(-0{,}16+0{,}05)\cdot10^{-3}$*м* производилось путем фильтрации на вакуумной воронке. В опытах ХО с тонкостью помола $(-0{,}16+0)\cdot10^{-3}$*м* пульпа сперва отстаивалась и после удаления осветленного раствора декантацией фильтровалась и далее промывалась на вакуумной воронке. В дальнейшем твердая фаза промывалась теплой водой до слабощелочной реакции, высушивалась при температуре 105 ^0C до постоянной массы и подвергалась химическому, кристаллооптическому (микроскоп МИН-8) и рентгенофазовому анализам (УРС-50 И в режиме 30 *кВ*, 10 *мА*, 20 *имп/с*,1 *град/мин*, Cu-антикатод).

Обсуждение полученных результатов. Для обеспечения максимального выхода диоксида кремния из активированных образцов ПС процессы обескремнивания проводились при оптимальных значениях технологических параметров, которые определены в пределах: температура - 220...240 ^0C, время процесса

30...60 *мин*, тонина помола - (- 0,14+0)... (-0,18+0)·10^{-3}*м* при постоянных значениях массового отношения жидкости к твердому – Ж:Т= 3:1, число оборотов мешалки n = 300 *об/мин*. Полученное значение содержания диоксида кремния концентрата исходного ПС при оптимальных значениях технологических параметров - температуры 225 ^0C, времени процеса 50 *мин* и массового отношения жидкости к твердому Ж:Т = 3:1 составляло SiO_2=37,3 %. Исходное содержание диоксида кремния SiO_2=55,0 %.



Мощность поглощенной дозы облучения, D, $M_{рад}$

Рис. Влияние радиационно-термических параметров на глубину ХО ПС

Результаты исследований по влиянию радиационно-термических параметров на глубину ХО ПС приведены на рисунке. Как видно из рисунка, при многократном увеличении поглощенной дозы от 86 до 600 *Мрад* и времени облучения от 40 до 187 *с* при приблизительно постоянном значении мощности дозы облученияN = ~ 2,7 *Мрад/с* и температуре нагрева образца $t_{н.о}$=~435 ^0C глубина ХО повышается на 1,3 % (кривая 1). На наш взгляд, небольшое увеличение глубины процесса ХО обусловлено слабой активацией образца вследствие низкой мощности дозы облучения и температуры нагрева образца (кривая 1).

В следующей серии экспериментов (кривая 2) изучалось влияние мощности дозы облучения на глубину ХО при приблизительно постоянном значении поглощенной дозы, времени облучения и параметров процесса ХО. Установлено, что в пределах значений N от 5,7 до 8,4 *Мрад/с* нагрев образцов до высоких температур происходит с более высокой скоростью, что позволяло эксперименты проводить при высокой, постоянной температуре ~ 850 ^0C; в области значений N = 5,7...7,4 *Мрад/с* наблюдается значительное повышение глубины ХО с образованием максимума при N = 6,4 *Мрад/с* (SiO_2 = 37,3%), который, по сравнению с глубиной ХО исходного необлученного образца, выше на 5,2 %; ниже и выше этого значения мощности дозы облучения приводят к уменьшению глубины ХО, в первом случае - из-за слабой активации, а во втором - наоборот, из-за возмож-

ного образования разнородных микро- и макроструктурных дефектов, как, например, локального оплавления тонкодисперсных частиц фракции $(-0,05+0)\cdot 10^{-3}$ *м* с меньшей энергией активации или образования эвтектических смесей и возможного синтеза новых фаз, уменьшающих глубину ХО. Об аналогичном поведении глубины ХО в зависимости от мощности дозы облучения свидетельствует результаты ХО при N = 8,4 *Мрад/с*, причем здесь наблюдается значительное уменьшение глубины ХО.

Описанная картина поведения глубины ХО в зависимости от мощности дозы облучения подтверждается также при РТО фракции $(-0,16+0,05)\cdot 10^{-3}$*м* (при отсутствии тонкодисперсной фракции) с одновременным изменением времени облучения. Результаты исследований показывают аналогичный характер поведения глубины ХО. Предполагается, что процессы локальных оплавлений и синтезановых фаз могут протекать также на поверхности и внутри кристаллов, постольку ускоренные электроны в соответствии с квантовым явлением (подобно электромагнитным волнам) проникают внутрь частиц (проникающая радиация). Установлено также, что при N = *8,5 Мрад/с* уменьшение времени облучения до 30 *с* не изменяет характер поведения глубины ХО.

На основании полученных результатов установлены оптимальные значения параметров РТО - мощность дозы облучения - N ≈ 6,4 *Мрад/с*, мощность поглощенной дозы D ≈ 260 *Мрад*, температура нагрева образца$t_{н.о}$ ≈850 ^0C и время облучения $\tau_{обл}$ ≈ 40 *с*.

Для активированного образца ПС при постоянных значениях концентрации раствора каустической щелочи $K_2O_{кт}$ = 302 *г/л*, массовом отношении жидкости к твердому Ж:Т= 3:1 и числе оборотов мешалки n = 240 *об/мин* определены оптимальные значения параметров процесса ХО: температура $t_{х.о}$≈ 235 ^0C, время $J_{х.о}$≈ 50 *мин* и тонкость помола - 0,14 *мм*. Таким образом, можно заключить, что РТО слоя порошка ПС при оптимальных значениях радиационно-термических и технологических параметров процесса ХО значительно превышает глубину ХО.

Визуальными наблюдениями большинства осадков под микроскопом установлено, что полученные концентраты состоят в основном из новообразований с массовым содержанием ~90,0% и исходныхпородообразующих минералов, не вступивших в реакцию.

Кристаллооптические исследования новообразований показывают, что они состоят в основном из двух фаз. Первая фаза с массовым содержанием до ~ 15,0 % представлена кристаллами неправильной формы с размерами приблизительно до 9 *мк,* обладающими слабым двупреломлением с величиной показателя светопреломления $N_{ср}$=1,528 и рентгеновскими данными – $4,350_{\mathbf{5}}$(4,35); $3,960_{\mathbf{8}}$(3,94); $3,110_{\mathbf{10}}$(3,09); $2,572_{\mathbf{9}}$(2,58); $2,215_{\mathbf{5}}$(2,22); $2,166_{\mathbf{6}}$(2,16); $1,490_{\mathbf{7}}$(1,49); $1,212_{\mathbf{5}}$(1,21); $1,193_{\mathbf{6}}$(1,19), где индексы – интенсивности; цифры без скобок и в скобках –

межплоскостные расстояния, соответственно, наших и справочных данных. Полученное значение $N_{ср}$ и данные рентгенограмм почти полностью совпадают с данными природного калисилита ($KAlSiO_4$) [15] и незначительно отличаются от данных рентгенограмм, приведенных в работе [16] для синтетического калисилита. Вторая фаза представлена весьма мелкими зернами с размерами до ~ 3 *мк* с показателем светопреломления $N_{ср}$=1,535 и рентгеновскими данными – $4{,}230_3$(4,24); $3{,}410_4$(3,40); $3{,}090_{10}$(3,09); $2{,}600_7$(2,59); $2{,}220_3$(2,21); $2{,}130_4$(2,13) и весьма близка к калиофилиту $KAlSiO_4$ [15]. Отметим, что калиофилит и калисилит представляют собой кристаллические модификации каркасного щелочного алюмосиликата $KAlSiO_4$ группы нефелина. Концентраты, состоящие в основном из указанных щелочных калиевых алюмосиликатов с содержанием SiO_2=37,3%, Al_2O_3=30,4% и R_2O=27,8%, являются высококачественным сырьем для производства глинозема,удобрений, цеолитов, коагулянтов, красок и др.

ВЫВОДЫ

1. Показано, что мощность дозы облучения и соответствующий нагрев образца до высоких температур, а также последующее охлаждение с высокими скоростями являются решающими факторами активации порошка ПС.

2. Определены оптимальные значения параметров радиационно-термической активации, обеспечивающие максимальную активацию и соответствующую ей максимальную глубину ХО, при которой образуется высококачественный концентрат щелочных алюмосиликатов - калиофилит и калисилит с суммарным массовым содержанием более 90,0 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Tonerdegewinnung aus nichtbauxitischen Rohs Zeegebald Siegiried// Neuer Hutte.-1979.- Bd. 24, N 2.- S. 44.
2. Нефелиновые породы - комплексное алюминиевое сырьё / **С.Я. Данциг, Е.Д. Андреев, В.В. Пивоваров** и др. -М.: Недра, 1998.- 190 с.
3. **Тихонов Н.Н., Данциг С.Я.** // Цветные металлы.- 1990.- N 10.- С. 54.
4. **Китлер И.Н., Лайнер Ю.А.** Нефелины - комплексное сырьё алюминиевой промышленности.- М.: Металлургиздат, 1962.- 401 с.
5. **Хазанов Е.И., Шишкенникова Э.М**.// Цветные металлы.- 1965.- N 7. - С. 58.
6. **Исаков У.И., Рахимов А.Р., Нурмагамбегов Х.Н.** // Цветные металлы.- 1966.- N 12.- С. 52.
7. А.с. 467580 (СССР) / **Л.К. Яковлев,Т.И. Авдеева, А.А. Новолодская.**- Опубл. в Б.И. - 1978. - N 8.
8. А.с. 939367 (СССР) / **Л.К. Яковлев, Т.А. Шершнева, Л.С**. **Теботина.**- Опубл. в Б.И. 1983. - N 15.
9. **Манвелян М.Г.** Химия и технология глинозема // Тр. Всес.совещ.- Ереван: Изд-во НТИ СНХ АрмССР.- С. 121.

10. **Мошкина М.К.,Сажин В.С., Дементьева С.Д.** // Укр.хим.ж.- 1965.- N 8.- С. 851.
11. **Котов А.Г., Громов В.В.** Радиационная физика и химия гетерогенных систем.- М.:Энергоиздат, 1988.- 232 с.
12. **Щербан С.А.,Канимов Е.К.**// Цветные металлы.- 1984.- N 8.- С. 53.
13. **Егоров Г.Б., Воронин А.П., Ауслендер В.Л., Вайсман А.Ф., Капралова Р.М.** // Цемент.- 1982.- N 1.- С.14.
14. А. с. 176873 (СССР) / **Л.Г. Гукасян.**-Опубл. в Б.И.- 1966.- N 12.
15. **Михеев В.И.** Рентгенометрический определитель минералов.- М.: Госгеолтехиздат, 1957.- 651 с.
16. **Barrer R., Hinds L., White E.** // I. Chem. Soc.- 1953.- P. 1466.

ИОНХ НАН РА. Материал поступил в редакцию 16.12.2011.

Ս.Ն. ԵՆԳԻԲԱՐՅԱՆ

ՑԱԾՐՈՐԱԿ ՊՍԵՎԴՈԼԵՅՑԻՏԱՅԻՆ ՍԻԵՆԻՏԻ ԼԱՎՈՐԱԿՈՒՄ ՖԻԶԻԿԱՔԻՄԻԱԿԱՆ ԵՂԱՆԱԿՈՎ

Մշակված է ցածրորակ պսևդոլեյցիտային սիենիտների լավորակման ֆիզիկա – քիմիական եղանակ՝ փոշենման նմուշի բարակ շերտի արագացված էլեկտրոնների՝ կոնական փնջով ճառագայթահարման և կաուստիկ հիմքի լուծույթով քիմիական սիլիցիումազերծման ենթարկելու ճանապարհով: Ցույց է տրված, որ ճառագայթահարմանն ուղեկցող նմուշի տաքացումը մինչև բարձր ջերմաստիճան և հետագա սառեցումը մեծ արագություններով անհրաժեշտ պայմաններ են նրա ակտիվացման համար: Որոշված են նմուշի ռադիացիոն – թերմիկ մշակման և քիմիական սիլիցիումազերծման պրոցեսների վրա ազդող գործոնների օպտիմալ արժեքները, որոնք ապահովում են սիլիցիումի երկօքսիդի կորզման ամենաբարձր աստիճան:

Առանցքային բառեր. պսևդոլեյցիտ, սիերիտ, ճառագայթումային, սիլիցիումազերծում, ալյումասիլիկատ:

S.N. YENGIBARYAN

PHYSICAL AND CHEMICAL CONDITIONING OF LOW QUALITY PSEUDOLEUCITIC SYENITE

A method of physical and chemical conditioning of low quality pseudoleucitic syenite according to which thin layer of powdery substance first undergoes radiation-thermal energization by radiation with a conical beam of accelerated electrons, then chemical desiliconizing with a solution of caustic alkali. It was shown that heating of the sample, which accompanies the irradiation to high temperatures and its further cooling with high speed are necessary conditions for energization of the sample. The optimal parameters of radiation-thermal processing and chemical desiliconization of the sample are determined, which ensures maximum extraction of silica.

Keywords: pseudoleucit, syenite, irradiate, radiation, aluminosilicate.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

УДК 621.311 ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

В.С. САФАРЯН, Б.Т. ГНУНИ

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИСТАЦИОНАРНОЙ ТОЧКИ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С УЧЕТОМ РЕГУЛЯТОРОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Приведена математическая модель исследования статической устойчивости стационарной точки синхронной машины с использованием теоремы Ляпунова об устойчивости по первому приближению.

Ключевые слова: статическая устойчивость, стационарная точка, математическая модель, матрица Якоби, регулятор возбуждения.

Для исследования переходных процессов в электрических сетях при наличии электрических машин необходимо в математической модели задачи учитывать уравнения электромагнитного и электромеханического переходных процессов, а в случае синхронных машин (СМ)-также и уравнения регуляторов.

Математическая модель переходного процесса электрической машины представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений первого порядка с переменными коэффициентами. Преобразование модели в системе координат d, q позволяет получить математическую модель электрической машины с постоянными коэффициентами [1, 2].

Целью настоящей работы является исследование статической устойчивости СМ с учетом регуляторов возбуждения с применением теоремы Ляпунова об устойчивости по первому приближению [3].

Традиционный метод оценки статической устойчивости стационарной точки СМ. Уравнение движения генератора, работающего через трансформатор и линию электропередачи на шину бесконечной мощности, при пренебрежении электромагнитными переходными процессами имеет следующий вид [1, 4]:

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} = M_{мех} - M_{эл}, \qquad (1)$$

где J - момент инерции ротора; $M_{мех}$ – механический момент; $M_{эл}$ - электромагнитный момент.

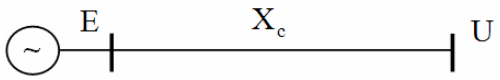


Рис. 1. Схема замещения электропередачи

Электромагнитный момент при стационарном движении и пренебрежении активным сопротивлением имеет вид

$$M_{эл} = \frac{EU}{\omega \cdot X_c} \sin\theta \,, \tag{2}$$

где X_c – индуктивное сопротивление системы.

С учетом $\theta = (\omega_r - \omega)t + \theta_0$ дифференциальное уравнение второго порядка (1) можно представить как систему уравнений из двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} J\dfrac{d\omega_r}{dt} = M_{мех} - M_{эл}, \\ \dfrac{d\theta}{dt} = \omega_r - \omega. \end{cases} \tag{3}$$

Матрица Якоби [3] для системы уравнений (3) имеет вид

$$Я = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{EU}{X_c\omega}\cos\theta \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

Найдем собственные значения данной матрицы:

$$|Я - \lambda E| = \begin{bmatrix} -\lambda & -\dfrac{EU}{X_c\omega}\cos\theta \\ 1 & -\lambda \end{bmatrix} = \lambda^2 + \frac{EU}{X_c\omega}\cos\theta = 0 \,, \tag{5}$$

$$\lambda_{1,2} = \pm\sqrt{-\frac{EU}{X_c\omega}\cos\theta} \,. \tag{6}$$

Известно [3], что для обеспечения устойчивости стационарной точки СМ реальные части собственных значений матрицы (4) не должны быть положительными, из чего следует, что $-\dfrac{EU}{X_c\omega}\cos\theta < 0$. В противном случае -собственные значения матрицы будут действительными, одно из которых получится положительным, другое - отрицательным, что противоречит условию устойчивости стационарной точки СМ. Следовательно, устойчивость стационарной точки СМ сводится к известному условию [4] $0 < \theta < \dfrac{\pi}{2}$.

Математическая модель переходного процесса СМ в системе координат d, q с учетом регуляторов. Для формирования математической модели переходного процесса СМ в системе координат d, q с учетом регуляторов напряжения

необходимо математическую модель СМ дополнить уравнениями регуляторов. Выберем астатический регулятор возбуждения, представленный на рис. 2 [5, 6].

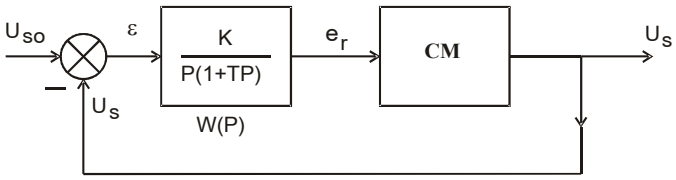


Рис. 2. Астатический регулятор возбуждения

Передаточная функция регулятора имеет следующий вид:

$$W(P) = \frac{e_r}{\varepsilon} = \frac{K}{p(1+Tp)}. \tag{7}$$

Произведя соответствующие преобразования, получим

$$\varepsilon K = pe_r + Tp^2 e_r, \text{ или}$$

$$\varepsilon K = pe_r + Tp(pe_r). \tag{8}$$

Внося обозначение $pe_r = e_{r1}$, дифференциальное уравнение второго порядка (8) представим в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} pe_r = e_{r1}, \\ Tpe_{r1} = K\varepsilon - e_{r1}. \end{cases} \tag{9}$$

Дополняя математическую модель переходного процесса неявнополюсной СМ [2] системой уравнений (9), получим математическую модель переходного процесса СМ с учетом уравнений регулятора:

$$\begin{cases} (\rho + p)\cdot U_d + (1+s)\cdot U_q + pU_r = e_s \sin\theta, \\ -(1+s)\cdot U_d + (\rho + p)\cdot U_q - (1+s)\cdot U_r = -e_s \cos\theta, \\ \mu p U_d + (\rho_r + p)\cdot U_r = \dfrac{M_d e_r}{L_r}, \\ p\theta - s = 0, \\ J\omega_s^3 ps + 1{,}5\dfrac{U_r U_q}{X} = \omega_s M_m, \\ pe_r = e_{r1}, \\ Tpe_{r1} = K\varepsilon - e_{r1}, \end{cases} \tag{10}$$

где ω_s - синхронная угловая скорость; $p = d/(dt\omega_s)$ - оператор дифференцирования; $\rho = R/X$, $\rho_r = r/X_r$; $R(r)$ - активное сопротивление статорной (роторной) обмотки; X - реактивное сопротивление статора СМ; X_r - реактивное сопротив-

ление ротора; $U_d = X \cdot i_d$, $U_q = X \cdot i_q$; i_d, i_q - проекции тока статора по осям d, q; i_r - ток ротора; $\mu = 1{,}5M_d^2/(L_d L_r)$ - коэффициент магнитной связи; L_r - индуктивность ротора; M_d - взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора (наибольшее значение); e_s - амплитудное значение напряжения статора; e_r - значение напряжения ротора; $U_r = \omega_s M_d i_r$ - напряжение статора в холостом ходе; θ - угол между синхронно вращающейся осью и поперечной осью ротора; $s = (\omega_r - \omega_s)/\omega_s$ - скольжение; ω_r - угловая скорость вращения ротора; M_m - механический момент на вале ротора; J - момент инерции ротора.

Предположим, СМ подключена к шине простейшей электрической сети (рис. 3).

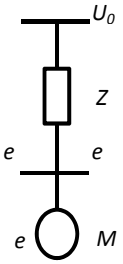


Рис. 3. Простейшая электроэнергетическая система

Для исследования переходных процессов простейшей энергосистемы необходимо учесть также переходный процесс в сети. Так как постоянная времени затухания переходных процессов сети на порядок меньше постоянной времени СМ, то уравнение сети записывается в форме установившегося режима [3]:

$$\dot{e}_s = \dot{U}_0 - Z_л \cdot \dot{I}_s . \tag{11}$$

В итоге получим математическую модель переходного процесса СМ с учетом регулятора возбуждения и состояния сети.

Оценка статической устойчивости стационарной точки СМ с учетом регулятора. В системе уравнений (10), полагая $p = 0$ и $s = 0$, получим математическую модель стационарного движения СМ с учетом регулятора возбуждения:

$$\begin{cases} \rho U_d + U_q = e_s \sin\theta, \\ -U_d + \rho U_q - U_r = -e_s \cos\theta, \\ \rho_r U_r = \dfrac{M_d e_r}{L_r}, \\ 1{,}5\dfrac{U_r U_q}{X} = \omega_s M_m, \\ e_{r1} = 0, \\ K\varepsilon - e_{r1} = 0. \end{cases} \tag{12}$$

Из шестого уравнения системы уравнений (12) следует, что $K\varepsilon = e_{r1}$, а поскольку $e_{r1} = 0$, следовательно, и $\varepsilon = 0$. Из уравнения $\varepsilon = (e_{s0} - e_s)$ следует, что $e_{s0} = e_s$.

Дополняя систему уравнений (12) уравнением состояния сети (11), получим математическую модель стационарного движения СМ с учетом регулятора возбуждения и состояния сети.

Для формирования матрицы Якоби необходимо систему (10) представить в каноническом виде:

$$\begin{cases} pU_d + pU_r = e_s \sin\theta - (1+s)U_q - \rho U_d, \\ pU_q = -e_s \cos\theta + (1+s)(U_d + U_r) - \rho U_q, \\ \mu p U_d + pU_r = \dfrac{M_d e_r}{L_r} - \rho_r U_r, \\ p\theta = s, \\ J\omega_s^3 ps = \omega_s M_m - 1.5\dfrac{U_r U_q}{X}, \\ pe_r = e_{r1}, \\ pe_{r1} = \dfrac{K\varepsilon - e_{r1}}{T}. \end{cases} \tag{13}$$

Левую сторону системы уравнений (13) представим как произведение двух матриц:

$$\omega_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mu & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J\omega_s^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} pU_d \\ pU_q \\ pU_r \\ p\theta \\ ps \\ pe_r \\ pe_{r1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pU_d + pU_r \\ pU_q \\ \mu p U_d + pU_r \\ p\theta \\ J\omega_s^3 ps \\ pe_r \\ pe_{r1} \end{bmatrix}. \tag{14}$$

Представим систему дифференциальных уравнений (13) в векторной форме:

$$A\frac{dz}{dt} = f(z), \tag{15}$$

где $z=\left(U_d,U_q,U_r,\theta,s,e_r,e_{r1}\right)^T$, $A=\omega_s\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \mu & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J\omega_s^3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$,

$$\begin{cases} f_1 = e_s \sin\theta - (1+s)U_q - \rho U_d, \\ f_2 = -e_s \cos\theta + (1+s)(U_d + U_r) - \rho U_q, \\ f_3 = \dfrac{M_d e_r}{L_r} - \rho_r U_r, \\ f_4 = s, \\ f_5 = \omega_s M_m - 1.5\dfrac{U_r U_q}{X}, \\ f_6 = e_{r1}, \\ f_7 = \dfrac{K\varepsilon - e_{r1}}{T}. \end{cases}$$

Матричное уравнение (15) можно представить также в следующем виде:

$$\frac{dz}{dt} = A^{-1} f(z). \tag{16}$$

Составим матрицу Якоби для векторной функции $f(z)$:

$$Я = \begin{bmatrix} -\rho & -(1+s) & 0 & e_s\cos\theta & -U_q & 0 & 0 \\ 1+s & -\rho & 1+s & e_s\sin\theta & U_d+U_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\rho & 0 & 0 & \dfrac{M_d e_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1.5\dfrac{U_r}{X} & 1.5\dfrac{U_q}{X} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{T} \end{bmatrix}. \tag{17}$$

Согласно теореме Ляпунова об устойчивости [3] по первому приближению, стационарная точка СМ устойчива, если все действительные части собственных значений матрицы $A^{-1}Я$ отрицательны. А по критерию Рауса–Гурвица, используя коэффициенты характеристического многочлена матрицы, можно определить только знаки собственных значений матрицы Якоби, не определяя величины их корней.

Выводы

1. Традиционные методы оценки устойчивости стационарной точки СМ пренебрегают активным сопротивлением машины и электромагнитными переходными процессами.
2. Приведена математическая модель оценки устойчивости стационарной точки СМ с учетом электромагнитных переходных процессов и регуляторов возбуждения, основанных на теореме Ляпунова об устойчивости по первому приближению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Горев А.А.** Переходные процессы синхронной машины. - Л.: Наука, 1985. - 502 с.
2. **Սաֆարյան Վ.Ս., Գալստյան Գ.Ֆ.** Սինքրոն մեքենայի անցումային պրոցեսի մաթեմատիկական մոդելը բնական տեսքով // ՀԳԳԱ և ՀՄՃՀ.- 2010.- № 2:
3. **Иванов В.А., Медведев В.С., Чемоданов Б.К., Ющенко А.С.** Математические основы теории автоматического управления. Т.1. - М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. - 552 с.
4. **Жданов П.С.** Вопросы устойчивости электрических систем. - М.: Энергия, 1979. – 456 с. **Андерсон П., Фуад А.** Управление энергосистемами и устойчивость. - М.: Энергия, 1980. - 568 с.
5. **Дорф Р., Бишоп Р.** Современные системы управления / Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 832 с.

ЗАО “НИИ Энергетики” РА. Материал поступил в редакцию11.09.2012.

Վ.Ս. ՍԱՖԱՐՅԱՆ, Բ.Տ. ԳՆՈՒՆԻ

ՍԻՆՔՐՈՆ ՄԵՔԵՆԱՅԻ ՍՏԱՑԻՈՆԱՐ ԿԵՏԻ ՍՏԱՏԻԿ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ՝ ՀԱՇՎԻ ԱՌՆԵԼՈՎ ՆՐԱ ԳՐԳՌՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐԸ

Ներկայացված է սինխրոն մեքենայի ստացիոնար կետի ստատիկ կայունության հետազոտման մաթեմատիկական մոդելը՝ կայունության մասին Լյապունովի ըստ առաջին մոտարկման թեորեմների օգտագործմամբ:

Առանցքայինբառեր. ստատիկկայունություն, ստացիոնարկետ, մաթեմատիկական մոդել, Յակոբիի մատրից, գրգռման կարգավորիչ:

V.S. SAFARYAN, B.T. GNUNI

INVESTIGATION OF STATIC STABILITY OF THE STATIONARY POINT OF A SYNCHRONOUS MACHINE WITH EXCITATION CONTROLLER

A mathematical model for the investigation of static stability of the stationary point of a synchronous machine using Lyapunov theorems on stability of the first approximation is presented.

Keywords: static stability, stationary point, mathematical model, Jacobian matrix, excitation controller.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

ՀՏԴ 621.319.7 ԷԼԵԿՏՐԱՏԵԽՆԻԿԱ

Վ.Ա. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Լ.Հ. ԿԱՐԱԽԱՆՅԱՆ, Ն.Մ. ՍԱՀԱԿՅԱՆ

ՄԻԱՇՂԹԱ ԵՎ ԵՐԿՇՂԹԱ ՄԱԼՈՒԽԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴՄԱՆ ԳԾԻ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԴԱՇՏԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

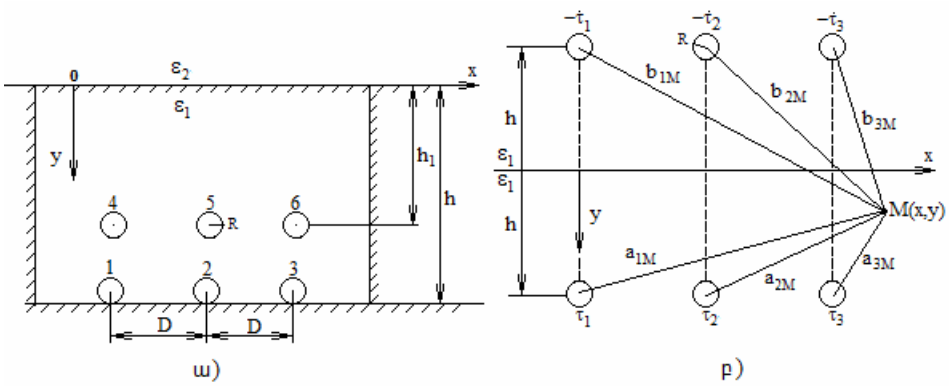
Հետազոտվել է առանց մետաղական էկրանի երեք միաֆազ մալուխներից բաղկացած մալուխային միաշղթա և երկշղթա էլեկտրահաղորդման գծի էլեկտրական դաշտի պոտենցիալի և լարվածության բաշխումը ֆազային հաղորդալարերը շրջապատող միջավայրում:

Առանցքային բառեր.էլեկտրական դաշտի լարվածություն, պոտենցիալ, հայելային պատկերների մեթոդ:

Մեկ հարթության մեջ տեղակայված ջղերով պոլիէթիլենային մեկուսացմամբ (առանց մետաղյա պատյանի) 6…10 *կՎ* լարման մալուխն ունի մի շարք դրական առանձնահատկություններ [1]: Մեր կողմից առաջարկվող մալուխի ֆազերը էկրան չեն պարունակում: Էկրանի բացակայությունը հանգեցնում է հզորության կորուստների փոքրացման և մալուխային գծի (երեք միաֆազ մալուխների խմբի) ինքնարժեքի զգալի նվազման: Սակայն այս դեպքում թափառող հոսանքների առաջացումը և հողի մակերևույթին մոտ գտնվող կետերի միջև քայլային լարումը փոքրացնելու համար պետք է ձեռնարկել լրացուցիչ միջոցառումներ: Նախ անհրաժեշտ է հաշվարկել և հետազոտել էլեկտրական դաշտի պոտենցիալի և լարվածության բաշխումը ֆազային հաղորդիչները շրջապատող միջավայրի կետերում, ապա պարզել՝ արդյ՞ոք վերջիններս չեն գերազանցում էլեկտրամագնիսական համատեղելիության պահանջներից բխող արժեքները:

Սույն հոդվածում առաջարկված է նշված բաշխումների որոշման անալիտիկական եղանակ, որը հնարավորություն է տալիս գծի ֆազային հաղորդալարերի հատույթի և նրանց փոխադարձ դիրքը որոշող երկրաչափական չափերի, շրջապատող միջավայրի դիէլեկտրիկական թափանցելիության արժեքի միջոցով որոշել դաշտի պոտենցիալը և լարվածության վեկտորի բաղադրիչները հորիզոնականն ուղղաձիգ ուղղությամբ (նկ. 1 ա, բ):

Էլեկտրահաղորդման գծի էլեկտրական դաշտի հաշվարկը կատարված է հայելային պատկերների մեթոդով [2], պայմանով, որ ֆազային հաղորդալարերը գտնվում են համարժեք դիէլեկտրիկական թափանցելիությամբ համասեռ միջավայրում՝ $\varepsilon_1=\varepsilon_{\text{արդ}}=2{,}6$ [3]: Հողի մակերևույթին մակածված լիցքերի ստեղծած էլեկտրական դաշտի ազդեցությունը հաշվի առնելու համար մակերևույթից վերև տեղադրված են $-\dot{\tau}_1$, $-\dot{\tau}_2$,$-\dot{\tau}_3$ գծային խտությամբ լիցքերը:



Նկ. 1. Խրամուղու (ա) և հողի մակերևույթի նկատմամբ հաղորդալարերի ու հայելային պատկերների (բ) սխեման

Պոտենցիալի բաշխումը հաշվելու համար կոորդինատային ուղղանկյուն համակարգն ընտրենք այնպես, որ աբսցիսների առանցքն ուղղված լինի հողի մակերևույթին զուգահեռ, իսկ օրդինատներինը՝ դեպի խրամուղու խորքը:

Երեք ֆազային հաղորդալարերի շրջապատող միջավայրի M(x,y) կետում պոտենցիալը որոշվում է $\dot{\tau}_1, \dot{\tau}_2, \dot{\tau}_3$ և $-\dot{\tau}_1, -\dot{\tau}_2, -\dot{\tau}_3$ լիցքերի ստեղծած պոտենցիալների կոմպլեքսների գումարով.

$$\varphi_M(x,y) = \frac{\dot{\tau}_1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{1M}}{a_{1M}} + \frac{\dot{\tau}_2}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{2M}}{a_{2M}} + \frac{\dot{\tau}_3}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{3M}}{a_{3M}}, \qquad (1)$$

որտեղ b_{KM} և a_{KM} հեռավորությունները որոշվում են ըստ նկ.1-ի.

$$\begin{aligned} a_{1M} &= \sqrt{x^2 + (h-y)^2}, a_{2M} = \sqrt{(x-D)^2 + (h-y)^2}, a_{3M} = \sqrt{(x-2D)^2 + (h-y)^2}, \\ b_{1M} &= \sqrt{x^2 + (h+y)^2}, b_{2M} = \sqrt{(x-D)^2 + (h+y)^2}, b_{3M} = \sqrt{(x-2D)^2 + (h+y)^2}: \end{aligned} \qquad (2)$$

Անհայտ $\dot{\tau}_1, \dot{\tau}_2, \dot{\tau}_3$ լիցքերի խտությունները որոշվում են Մաքսվելի պոտենցիալային գործակիցներով հավասարումների համակարգի [2] լուծումից.

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \alpha_{11}\dot{\tau}_1 + \alpha_{12}\dot{\tau}_2 + \alpha_{13}\dot{\tau}_3, \\ \dot{U}_2 &= \alpha_{21}\dot{\tau}_1 + \alpha_{22}\dot{\tau}_2 + \alpha_{23}\dot{\tau}_3, \\ \dot{U}_3 &= \alpha_{31}\dot{\tau}_1 + \alpha_{32}\dot{\tau}_2 + \alpha_{33}\dot{\tau}_3, \end{aligned} \qquad (3)$$

որտեղ $\dot{U}_1, U_2, \dot{U}_3$ -ը ֆազային հայտնի լարումների կոմպլեքսներն են, միատեսակ ինդեքսներով α_{kk} գործակիցները՝ հաղորդալարերի սեփական պոտենցիալային գործակիցները, իսկ α_{nk} տարբեր ինդեքսներովը՝ n-րդ և k-րդ հաղորդալարերի փոխադարձ պոտենցիալային գործակիցները: Վերջիններս որոշվում են նկ.1-ին համապա-

տասխանող h բարձրության, հաղորդալարերի հատույթի R շառավղի և նրանց փոխադարձ դիրքը որոշող հեռավորությունների միջոցով, այն է .

$$\alpha_{kk} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{2h}{R}, \tag{4}$$

$$\alpha_{nk} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{r_{n'k}}{r_{nk}}, \tag{5}$$

որտեղ $r_{n'k}$ -ն n-րդ հաղորդալարի հայելային պատկերի և k-րդի միջև հեռավորությունն է:

Պոտենցիալային α_{nk} գործակիցները որոշվում են նկ.1-ին համապատասխան՝ հետևյալ բանաձևերով.

$$\begin{aligned} \alpha_{12} &= \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{12}}{a_{12}}, \\ \alpha_{13} &= \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{13}}{a_{13}}, \\ \alpha_{23} &= \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\ell n\frac{b_{23}}{a_{23}}, \end{aligned} \tag{6}$$

որտեղ

$$b_{12} = \sqrt{(2h)^2 + D^2}, b_{13} = \sqrt{(2h)^2 + (2D)^2}, b_{23} = \sqrt{(2h)^2 + D^2}, \tag{7}$$

$$a_{12} = a_{23} = D,\ a_{13} = 2D:$$

Այսպիսով, $\dot{\tau}_1, \dot{\tau}_2, \dot{\tau}_3$ գծային խտությունների հայտնի դարձած մեծությունների միջոցով պոտենցիալի $\dot{\varphi}_M(x,y)$ ֆունկցիան որոշված է, և էլեկտրական դաշտի լարվածությանվեկտորը կարտահայտվի $\vec{E} = -grad\dot{\varphi}$ հանրահայտ արտահայտությամբ: Վերջինիս պրոյեկցիաները OX և OY առանցքների ուղղությամբ կլինեն՝

$$\dot{E}_x = -\frac{\partial\dot{\varphi}}{\partial x}, \quad \dot{E}_y = -\frac{\partial\dot{\varphi}}{\partial y}, \tag{8}$$

իսկ լարվածության մոդուլը՝

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}: \tag{9}$$

Ըստ (1), (2) և (8) արտահայտությունների, լարվածության վեկտորի բաղադրիչները դիտարկվող M(x,y) կետում ստացվում են

$$\dot{E}_x = -\frac{\partial\dot{\varphi}}{\partial x} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\Big[\dot{\tau}_1\frac{x}{x^2+(h+y)^2} - \dot{\tau}_1\frac{x}{x^2+(h-y)^2} +$$
$$+\dot{\tau}_2\frac{x-D}{(x-D)^2+(h+y)^2} - \dot{\tau}_2\frac{x-D}{(x-D)^2+(h-y)^2} + \qquad (10)$$
$$+\dot{\tau}_3\frac{x-2D}{(x-2D)^2+(h+y)^2} - \dot{\tau}_3\frac{x-2D}{(x-2D)^2+(h-y)^2}\Big],$$

$$\dot{E}_y = -\frac{\partial\dot{\varphi}}{\partial y} = \frac{1}{2\pi\varepsilon_1\varepsilon_0}\Big[\dot{\tau}_1\frac{h+y}{x^2+(h+y)^2} + \dot{\tau}_1\frac{h-y}{x^2+(h-y)^2} +$$
$$+\dot{\tau}_2\frac{h+y}{(x-D)^2+(h+y)^2} + \dot{\tau}_2\frac{h-y}{(x-D)^2+(h-y)^2} + \qquad (11)$$
$$+\dot{\tau}_3\frac{h+y}{(x-2D)^2+(h+y)^2} + \dot{\tau}_3\frac{h-y}{(x-2D)^2+(h-y)^2}\Big]$$

տեսքերով:

Որպես օրինակ քննարկված է 10 *կՎ* անվանական լարման ($U_ф$=*6 կՎ*) մալուխային միաշղթա գծի երկու տարբերակ.

1) h = 0,6*մ*, R = 0,6 *սմ*, D = 3 սմ,

2) h = 0,6*մ*, R = 0,9 *սմ*, D =4 *սմ*

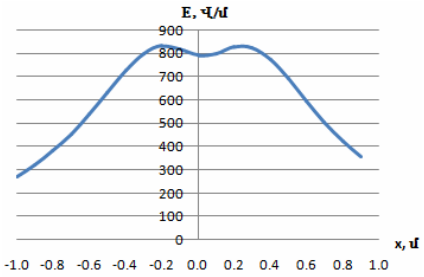
երկրաչափական չափերով: Ֆազային լարումների սիմետրիկ համակարգը՝

$$\dot{U}_1 = 6000\ Վ,$$
$$\dot{U}_2 = a^2\dot{U}_1 = \left(-0{,}5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot{U}_1,$$
$$\dot{U}_3 = a\dot{U}_1 = \left(-0{,}5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\dot{U}_1:$$

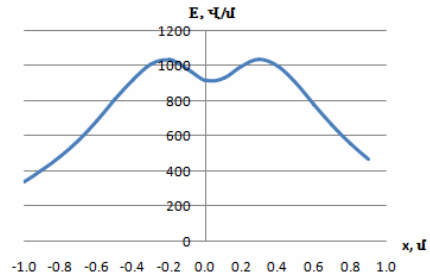
Հաշվարկների արդյունքները բերված են Y = 0 (հողի մակերևույթի կետեր) օրդինատի դեպքում E-ի փոփոխությունն ըստ X կոորդինատի արտահայտող նկ. 2 և 3 –ում պատկերված գրաֆիկների տեսքով, որոնց համեմատումից ակներև է, որ R = 0,9*սմ* շառավղով ֆազային հաղորդալարեր ունեցող գծի ստեղծած լարվածությունը հողի մակերևույթի կետերում ավելի մեծ է, քան R = 0,6 *սմ* տարբերակի դեպքում: Վերջինս բացատրվում է հողի մակերևույթի նկատմամբ ֆազային հաղորդալարերի ունակության մեծացմամբ՝ մնացած հավասար պայմանների դեպքում:

Պարզելու համար, թե արդյոք հնարավոր է ավելի փոքրացնել լարվածությունը հողի մակերևույթի կետերում, դիտարկել ենք նաև նույն խրամուղում երկրորդ (միևնույն պարամետրերով) շղթայի տեղակայման տարբերակը (նկ. 4), երբ վերջինիս ֆազերի (4, 5, 6) լարումները առաջինի (1, 2, 3) համապատասխան լարումների նկատմամբ փուլով շեղված են 180°-ով, ինչը կարելի է ստանալ փուլաշրջիչ տրանս-

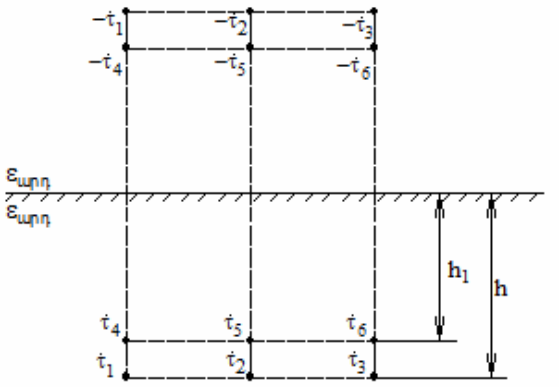
ֆորմատորի միջոցով [4]: Նկ. 4-ում նշված $\dot{\tau}_4, \dot{\tau}_5, \dot{\tau}_6$ և $-\dot{\tau}_4, -\dot{\tau}_5, -\dot{\tau}_6$ -ը երկրորդ մալուխի-ֆազային հաղորդալարերի լիցքերի գծային խտությունները և նրանց հայելային պատկերներն են:



Նկ. 2. Լարվածության կախումը x կոորդինատից հողի մակերևույթի կետերում, երբ D = 0,03 մ, R = 0,006 մ



Նկ. 3. Լարվածության կախումը x կոորդինատից հողի մակերևույթի կետերում, երբ D = 0,04 մ, R = 0,009 մ



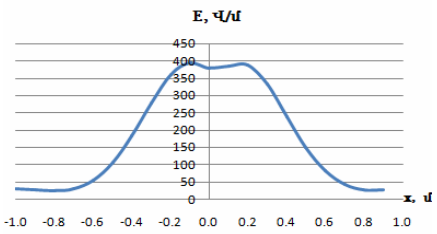
Նկ. 4. Երկշղթա մալուխային գծի էլեկտրական դաշտի հաշվարկման սխեման

Ըստ նկ. 4-ում բերված դասավորության և հայտնի $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dot{U}_4, \dot{U}_5, \dot{U}_6$ ֆազային լարումների որոշված $\dot{\tau}_1, \dot{\tau}_2, \dot{\tau}_3, \dot{\tau}_4, \dot{\tau}_5, \dot{\tau}_6$ գծային խտությունների՝ հաշվարկվել են $\bar{E}$-ի բաղադրիչները նույն եղանակով, որ կիրառել էինք 3 միաֆազ մալուխների (1, 2, 3) դեպքում: Արդյունքները ներկայացված են նկ. 5 և 6-ում պատկերված գրաֆիկների միջոցով:

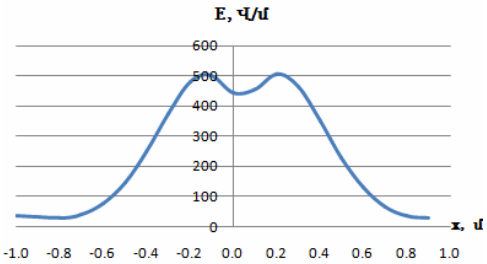
Համեմատելով նկ.5 և 6-ի գրաֆիկները նկ. 2 և 3-ի գրաֆիկների հետ, պարզվում է, որ մեկ խրամուղու մեջ երկշղթա մալուխային գծի անցկացումը գործնականում էապես փոքրացնում է էլեկտրական դաշտի լարվածությունը մալուխը շրջապատող միջավայրում և հողի մակերևույթի վրա: Ընդ որում, ի տարբերություն միաշղթայի,

այս դեպքում X = 0…0,6*մ* տիրույթում E(x) ֆունկցիան կտրուկ նվազում է և X = 0,8 *մ*դեպքում գործնականում հավասար է զրոյի:

Ամփոփելով քանակական հաշվարկներով ստացված արդյունքները՝ կարելի է անել հետևյալ եզրակացությունները.



Նկ. 5. Լարվածության կախումը x կոորդինատից հողի մակերևույթի կետերում՝ D = 0,03 մ, R = 0,006 մ ֆազերի ABC -(abc) հերթականության դեպքում



Նկ. 6. Լարվածության կախումը x կոորդինատից հողի մակերևույթի կետերում՝ D = 0,04 մ, R = 0,009 մ ֆազերի ABC -(abc) հերթականության դեպքում

1. Առանց մետաղական էկրանի 6…10 *կՎ* լարման միաշղթա մալուխային գծի հաղորդալարերի մոտակայքում էլեկտրական դաշտի լարվածությունը բարձր է, նույնիսկ եզրային ջղերից0,8 *մ* և ավելի հեռավորությունների վրա մոտ 400 *Վ/մ* է, և չի բացառվում թափառող հոսանքների առաջացումը:

2. Միևնույն խրամուղու մեջ երկշղթա մալուխային գծի անցկացումը հանգեցնում է ամենուրեք էլեկտրական դաշտի զգալի նվազման, ինչպես նաև թափառող հոսանքների բացակայության:

3. Երկշղթա գծի դեպքում խրամուղու հատակից 0,6*մ* բարձրության վրա (հողի մակերևույթին) լարվածությունն ունի միայն ուղղաձիգ E_yբաղադրիչ (E_x=0), որի մեծությունըX = ±0,2 *մ* կոորդինատով կետերում ունի առավելագույն՝ մոտ 400 *Վ/մ* արժեք, որը քայլային լարման վրարևէ ազդեցություն չունի:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Գրիգորյան Վ.Ա., Կարախանյան Լ.Հ.** Մալուխային գծի ջղերի դասավորության ազդեցությունը էներգիայի հաղորդման արդյունավետության վրա // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի Լրաբեր. – 2007. – Հ. 4, № 3. – էջ 401-405:
2. **Демирчян К.С., Нейман Л. Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л.** Теоретические основы электротехники. Т. 3.- М., СПб., 2004.- 384 с.
3. **Կարախանյան Լ.Հ., Գրիգորյան Վ.Ա.** Եռաֆազ մալուխի զուգահեռ տեղակայված ջղերի հեռավորության լավարկում // ՀՀ ԳԱԱ և ՀՊՃՀ Տեղեկագիր. Տեխն. գիտ. սերիա.- 2004.- Հ. 61, № 2. - էջ 131-135:

4. **Калюжный А.Х., Шушуев А.А., Заикина М.М.** Применение фазоповоротных трансформаторов и устройств для управления потоками мощности в современных энергосистемах и энергообъединениях // Управляемые электропередачи.- Кишинев, 1992. -Вып. 6.- С. 105-115.

ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ): Նյութըներկայացվելէխմբագրություն 28.02.2012:

В.А.ГРИГОРЯН, Л.О.КАРАХАНЯН, Н.М.СААКЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ОДНОЦЕПНОЙ И ДВУХЦЕПНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Исследовано распределение потенциала и напряженности электрического поля одноцепной и двухцепной кабельной линии электропередачи в среде, окружающей фазовые проводники.

Ключевые слова: напряженность электрического поля, потенциал, метод зеркальных изображений.

V.A. GRIGORYAN, L.H. KARAKHANYAN, N.M. SAHAKYAN

INVESTIGATION OF THE ELECTRIC FIELD OF SINGLE-CIRCUIT AND DOUBLE-CIRCUIT CABLE TRANSMISSION LINE

Distribution of the potential and tension of the electric field of single - circuit and double-circuit cable transmission line in the medium surrounding the phase conductors is investigated.

Keywords: tension, potential of electric field, method of mirror images.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

UDC 621.382 RADIOELECTRONICS

V.SH. MELIKYAN, K.W. MOVSISYAN

MODELING AND DESIGN OF POWER SUPPLY NETWORK OF AN IC HIGH SPEED I/O INTERFACE

The parasitic inductances of a CMOS integrated circuit (IC) power supply network produce supply rail noises. These noises introduce propagation delay variations and signal jitters which reduce the signal timing budget. This becomes very critical in high speed signaling. In order to compensate the effect of the IC supply system inductances and damp the supply rail noises, an effective approach of the usage of on-die decoupling capacitances is elaborated.

Keywords: integrated circuit, input output system, power supply network, on-die decoupling capacitance.

The IC supply network configuration has direct impact on the operation of I/O buffers and signal distortions. The supply voltage is provided to I/O buffers via Power/Ground I/O cells and internal supply buses. The chip power supply network must be designed in a way not to impact the signal integrity (SI). The main issue is when an output buffer switches it tries to draw current quickly. The parasitic inductances of the power network oppose to the current switching. If the power network inductance is significant it will isolate the voltage source from the buffer during high speed switching. Since the supply network cannot provide needed current, the supply voltage that the buffer has will drop:

$$V_{buf} = V_{DD} - \frac{Ldi}{dt}. \quad (1)$$

The buffer supply voltage noises - drops and peaks - in many cases could be significant, in some cases inadmissible for reliable signal transferring. To reduce the switching noise, the chip I/O interface and the package must be designed and placed on the PCB in a way to minimize the power supply network inductances.

The decoupling capacitance along with power supply network inductance makes up an oscillatory circuit. If the operation frequency is close to the resonance frequency of the supply network there could be large variations of the supply voltage. One of the problems is to damp oscillations. This can be done either by selecting package and decoupling circuit parameters [1] or by including additional circuits into the power supply network, for example, in [2] it is proposed to insert an RLC damping circuit in parallel to the decoupling capacitance.

The schematic diagram of the IC I/O interface is shown in Fig. 1. In order to achieve required SI in high-speed I/O interface the supply I/O cells should be placed

close to the output signal drivers. Depending on the operating frequency and SI requirements the signal I/O to power supply I/O cell ratio can vary in large margin. The examples of the interface with different values of this ratio (8:1; 4:1; 1:1) are shown in Fig. 1. The supply voltage is applied from the on-board power supply through IC package power/ground (VDD/VSS) pins. To manage the required total supply current and SI issues, an I/O interface can have several VDD/VSS pin pairs which are electrically connected in parallel. They are connected to IC substrate VDD/VSS rails. These rails are connected to the VDD/VSS bonding pads of I/O cells via wire bonds. The supply current is provided to the signal I/O cells through the VDD/VSS I/O cells and on die VDD/VSS power buses.

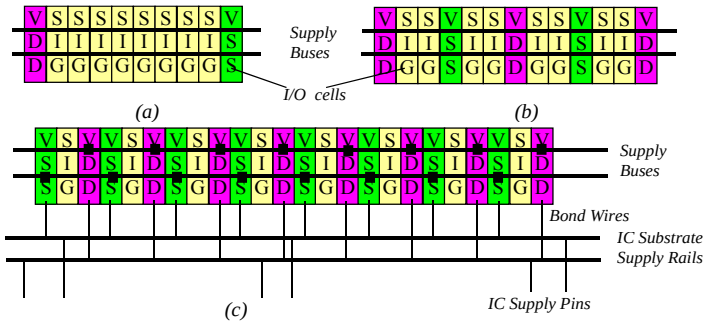


Fig. 1. Signal and power/ground I/O cell arrangement: (a) signal to power cell ratio 8:1; (b) signal to power cell ratio 4:1; (c) signal to power cell ratio 1:1

The VDD or VSS pin-to-substrate inductances are electrically connected in parallel. The equivalent pin inductance is:

$$L_{VDDp2s} = \frac{L_{VDDpin}}{N_{VDD-pin}}, L_{VSSp2s} = \frac{L_{VSSpin}}{N_{VSS-pin}}, \quad (2)$$

where L_{VDDpin} and L_{VSSpin} are IC VDD/VSS supply pin inductances, $N_{VDD\text{-}pin}$ and$N_{VSS\text{-}pin}$ are the numbers of pins, L_{VDDp2s} andL_{VSSp2s} are VDD/VSS pin group equivalent inductances. The minimum number of needed P/G I/O cells is determined from the required total current:

$$N_{VDD-pad-min} = \frac{I_{total}}{I_{pad}}, N_{VSS-pad-min} = \frac{I_{total}}{I_{pad}}, \quad (3)$$

where I_{total} is the IC I/O system total current and I_{pad} is the current of one power or ground I/O cell. The VDD or VSS substrate rail-to-VDD/VSS I/O cell bonding pad inductances can also be considered as connected in parallel:

$$L_{VDDs2b} = \frac{L_{VDDpad}}{N_{VDD-pad}}, L_{VSSs2b} = \frac{L_{VSSpad}}{N_{VSS-pad}}, \quad (4)$$

where L_{VDDpad} and L_{VSSpad} are bonding wire inductances, $N_{VDD\text{-}pad}$ and $N_{VSS\text{-}pad}$ arethe numbers of VDD/VSS I/O cells, L_{VDDpad} and L_{VSSpad} are equivalent inductances of VDD/VSS bonding wires from I/O to IC substrate VDD/VSS rails.

Increasing the number of VDD/VSS I/O cells and pins one can decrease the power network equivalent inductance and hence, reduce the switching noise and improve SI. But this is achieved by die area and package pin overhead. The I/O sub-system area usage efficiency can be estimated by

$$AE = \frac{A_S}{A_T} = \frac{A_S}{A_S + A_P}, \tag{5}$$

where A_S is the area occupied by signal cells, A_P is the area occupied by VDD/VSS cells, A_T is the total I/O system area. For the signal to power ratio of 8:1 the area usage efficiency is 8/10, while for the signal to power ratio of 1:1 the area usage efficiency is only 8/24.

Another efficient approach for noise decreasing is the usage of on-die decoupling capacitances. The decoupling capacitances are charged up to supply voltage and during buffer's switching they discharge supplying needed buffer current. Obviously, the inductance induced noise compensation is as efficient as the decoupling capacitance is large. The large on-die capacitance can be implemented in large area. The available area on the die is strictly limited. The simplified circuit diagram of an IC I/O supply system is shown in Fig. 2. L_{PCB} is the PCB wire inductance from supply voltage source electrodes to chip's VDDsp/VSSsp supply pins.

The on-board decoupling capacitance C_{PCB} is connected between VDDsp/VSSsp pins to compensate L_{PCB}. $L_{VDD\text{-}pin}$, $L_{VSS\text{-}pin}$ are inductances from VDDsp/VSSsp IC pins to the IC substrate supply rails and $L_{VDD\text{-}pad}$, $L_{VSS\text{-}pad}$ are inductances from the IC substrate to on-die VDD/VSS supply I/O cells (pads). The C_d is the total on-die decoupling capacitance basically placed inside the I/O supply cells. This capacitance should compensate the pin and pad inductances. The inductances L_{VDDp2s}, L_{VDDs2b} and L_{VSSp2s}, L_{VSSs2b} can be replaced by following equivalent inductances

. (6)

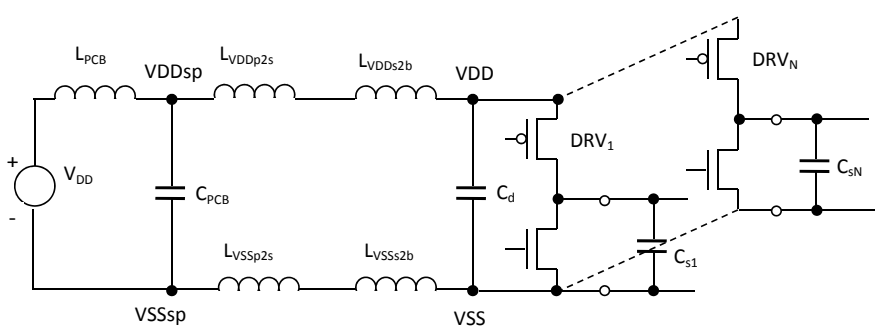


Fig. 2. Simplified circuit diagram of an IC I/O system

The amount of decoupling capacitance should be enough to compensate the supply network inductances. To estimate the needed decoupling capacitance we will assume that the total amount of the current during switching is supplied only by the decoupling capacitance. The decoupling capacitance supplies the load during the buffer switching in a way that the voltage decrease is less than maximum allowed value. The voltage drop can be estimated from charge sharing between decoupling capacitance and the load capacitance. When PMOS buffer conducts, the load capacitance charges from 0 to voltage value V:

$$\Delta V = \frac{C_L}{C_L + C_{IO}} V \quad , \tag{7}$$

where V is the initial nominal voltage across decoupling capacitance C_d. $V=V_{DD}-V_{SS}=$ $=V_{Cd}(t=0)$, $C_L=\Sigma C_{sk}$ is the equivalent load capacitance. In the worst case when all buffers are switched simultaneously, it is the sum of load capacitances of all buffers: $C_L=\Sigma C_{sk}=NC_s$.

The supply voltage drop is restricted by the resulting maximum delay variation which decreases the usable duration (timing budget) of the signal's period in the receiver side

, (8)

where t_{max} is the delay at minimum supply voltage, t_{nom} is the delay at nominal supply voltage.

The formulas allowing estimating the output signal delay variation as function from the supply voltage variation are obtained in [3].

Taking into account the supply network equivalent inductances discussed above, the more realistic simplified circuit diagram can be created, as shown in Fig. 3. This circuit will show up supply voltage oscillations if the signal switching main frequency or its higher harmonics are close to power network resonance frequency.

The magnitude of the voltage oscillations can roughly be estimated as

$$\Delta V = I_s Z(\omega), \tag{9}$$

where I_s is the switching current, Z (ω) is the impedance of the power supply network, ω is the cycle frequency. Since the switching current depends only on the I/O signal loading, a way to get small voltage variations is to keep Z (ω) as small as possible.

The impedance of the supply network is given by the following formula:

$$Z(\omega) = R_{BS} \sqrt{((1 - R_1d/R_1s)^2 + \omega^2 (L_1s/R_1s + R_1d\, C_1d)^2)/((1 - (\omega^2 L_1s\, C_1d))^2 + \omega^2 C_1d^2 (R_1d + R_1s)^2)}$$

. (10)

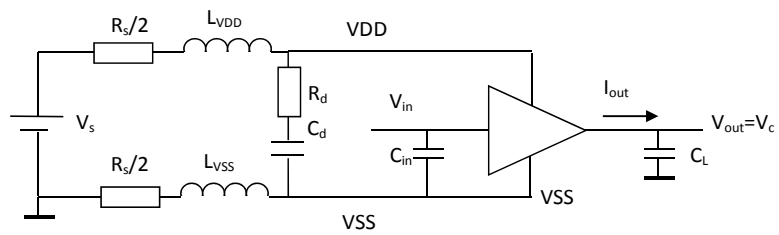
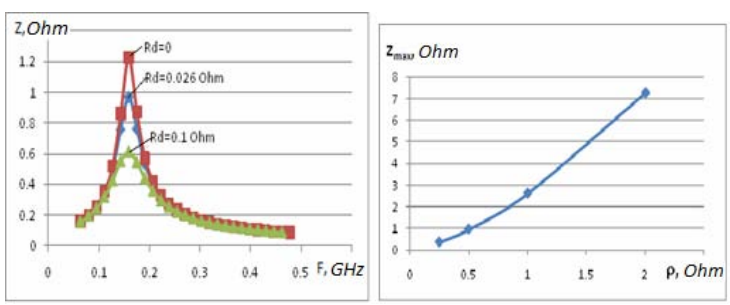


Fig. 3. IC I/O system supply network equivalent circuit

For the simplified case with very large L_s, $Rs=R_d=0$, and $\omega_r<\omega$ one can get $Z\cong 1/\omega C_d$, and the voltage variations can be estimated by (7). It is seen that increasing R_s and/or R_d will decrease the voltage oscillations. However, increasing R_s will increase the DC voltage drop on the power network and the IC will be supplied under reduced supply voltage $V_{DD}=V_S-IR_S$, and delays will increase. The increase of the R_d will also contribute to damping of power rail voltage oscillations. The power network impedance-frequency characteristics for three cases of R_d are shown in Fig. 4a. Increasing R_d can also have a negative impact – will increase the voltage drop on the R_d-C_d series circuit and increase oscillations.

It is obvious that it is preferable to have the resonance frequency below operating frequency range. However, in most cases it will be very costly since a low resonance frequency requires a large decoupling capacitance. A large inductance will reduce the resonance frequency, but will not help to reduce voltage variations and a large decoupling capacitance will be needed to compensate the inductance. In Fig. 4b is shown the supply network peak impedance, Z_{max}, dependence on the network characteristic impedance, $\rho=(L_s/C_d)^{0.5}$, for a constant resonance frequency, $\omega_r=(LsCd)^{-0.5}=1$ ($R_s=0.1$ *Ohm*, $C_d=0.026$*Ohm*). For small voltage variations it is necessary to have small Z_{max}, and hence small ρ. For small values of ρ it is necessary to have small inductance and large capacitance.



(a) *(b)*

Fig. 4. (a) The power network impedance-frequency characteristics: R_s=0.1 Ohm, L_s=0.5 nH, C_d=2 nF; (b) the power network peak impedance, Z_{max}, dependence on the network characteristic impedance, ρ

If the network is well damped, then having the resonance frequency in the operating frequency region could not be an issue. Considering the power supply network as second order network shown in Fig. 3 the supply rail voltage variations can be represented as [1]:

(11)

ΔV is given by (8), ς is the damping factor. For low magnitude oscillations it is beneficial to have large damping factor. As mentioned above the R_s and R_d values cannot be increased significantly. The main means remains as reducing ρ by increasing the decoupling capacitance, C_d, and controlling R_d. The reasonable value of the damping factor could be in the range $0.1 < \varsigma < 0.4$.

The decoupling capacitance on the chip is realized with the gate capacitance of MOS transistors (Fig. 5). The MOS capacitance has drain, source and bulk connected together and is tied to the ground which serves as one of electrodes of the capacitance. The gate of the MOS device serves as the second electrode. The MOS capacitance has also a parasitic resistance R due to nonzero channel resistance of the MOS device.

In [4] the NMOS capacitance is considered as distributed RC line and derived the input impedance as follows.

$$Z_1 dist\ (s)(\ 1/(sC_1 ch\ ) + R_1 ch/12\ . \tag{12}$$

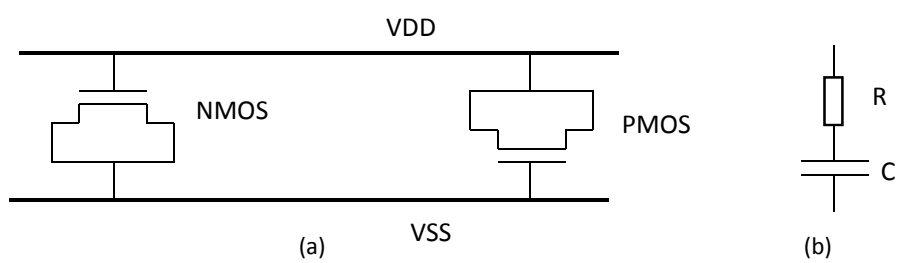


Fig. 5. MOS transistor used as a capacitor: (a) usage in a circuit; (b) equivalent circuit

Comparing with the impedance of a lumped resistor in series with a capacitor (Fig. 6b) one can find:

$$Z_1 lumped\ (s)(\ 1/sC + R\ . \tag{13}$$

It can be seen that

$$C = C_{ch}$$

$$R = \frac{R_{ch}}{12}\ . \tag{14}$$

The decoupling capacitors consist of parallel connection of many cells. The capacitance of a cell is determined as

$$C_{cell} = c_{ox}A_{cell} = c_{ox}WL \ , \tag{15}$$

where A_{cell} is the cell gate area, A_{cell}=WL, c_{ox} is the gate oxide capacitance [5], $c_{ox}=\varepsilon\varepsilon_0/T_{ox}$, ε is the gate oxide dialectical permeability, ε_0 is the electrical constant, T_{ox} is the gate oxide thickness.The required decoupling capacitance is composed by parallel connection of N cells:

$$C_d = NC_{cell} = Nc_{ox}WL \ . \tag{16}$$

Respectively, the decoupling capacitance area is determined as:

$$A_d = NA_{cell} \, . \tag{17}$$

The effective area occupied by the decoupling capacitance is larger than given by (17) since there is an area overhead due to the spacing between cells according to design rules.

To estimate the series resistance of a decoupling capacitor cell, we have to determine the channel resistance R_{ch} of the cell. In the capacitor configuration of the MOS there is a symmetrical conducting channel between the source and drain with V_{ds}=0. The simplified current-voltage characteristic of MOS device in the linear mode (not saturated mode) is represented in [5]

$$I_{ds} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)k_p\left(V_{gs} - V_t - V_{ds}\right)V_{ds}}{2} \, . \tag{18}$$

The resistance of the channel can be derived as

$$R_{ch} = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}\right)^{-1}\Big|_{V_{ds}=0} = \frac{\frac{L}{W}}{k_p(V_{gs} - V_t)} = \left(\frac{L}{W}\right)R_{proc} \ , \tag{19}$$

where R_{proc} is the process resistance; depends only on the process and supply voltage ($V_{gs}=V_{DD}$ in this configuration (Fig. 5a)):

$$R_{proc} = \frac{1}{k_p(V_{DD} - V_t)} \, . \tag{20}$$

For a required decoupling capacitance the equivalent series resistance is determined as:

$$R_d = \frac{R}{N} = \frac{R_{ch}}{12N} = \frac{\left(\frac{L}{W}\right)R_{proc}}{12N} \, . \tag{21}$$

It is seen that with a given area (WL) the resistance depends on the MOS device aspect ratio (W/L). So, the aspect ratio can be determined from required equivalent series resistance, R_d.

Taking into account $N=C_d/C_{cell}=C_d/(c_{ox}WL)$, from (21) is derived:

$$R_d = \frac{L^2 c_{ox} R_{proc}}{12C_d} \, . \tag{22}$$

Or

$$L = \sqrt{\frac{12R_d C_d}{c_{ox} R_{proc}}} . \quad (23)$$

As a design example, let's consider an IC I/O system that includes a 16-bit interface with a signal-to-power ratio of 1:1 (similar to the one shown in Fig. 1c); N_{sg}=16, N_{pg}=16. From the IC packaging it is given $N_{VDD\text{-}pin}$=$N_{VDD\text{-}pad}$=$N_{VSS\text{-}pin}$=$N_{VSS\text{-}pad}$=N_{pg}; the pin inductance and resistance, L_{pin}=3 *nH*, R_{pin}=0.6 *Ohm*; the bonding wire inductance and resistance, L_{pad}=1 *nH*, R_{pad}=0.2 *Ohm*. The equivalent inductance and resistance of the IC I/O system VDD/VSS rails, L_{VDD}=L_{VSS}=(L_{pin}+L_{pad})/N_{pg}=(3+1)/16 ==0.25 *nH*, R_{VDD}= R_{VSS} = =(R_{pin}+R_{pad})/N_{pg}=(0.6+0.2)/16 =0.05 *Ohm*. The equivalent inductance and resistance of the I/O power network, Ls=L_{VDD}+L_{VSS}=0.5 *nH*, Rs=R_{VDD}+R_{VSS}=0.1 *Ohm*. The I/O operation frequency is in the range of 100 *MHz* to 800 *MHz*, the supply voltage is V_s=1.8 *V*, the driver's signal output pad capacitive loading, C_s=5 *pF*. The main SI objectives are to keep supply rail voltage and driver delay variations within 10%.

The rough estimate of the needed decoupling capacitance is determined from (7) and (11):

$$\Delta V = V_s \; C_L L/(C_L L + C_L d)\,(1 + \exp(-\pi\zeta/\sqrt{(1-\zeta^2)})) . \quad (24)$$

Restricting the voltage variation, ΔV at 10% level from the supply voltage of 1.8 *V* and taking into account that C_L=$N_{sg}C_s$=16·5=80 *pF*, and assuming the damping factor ζ=0.1, we get

$$1.8\frac{80}{80+C_d}\left(1+\exp\left(-0.\frac{1\pi}{\sqrt{1-0.1^2}}\right)\right) < 0.18$$

and C_d>1520 *pF*. We will take C_d=2000 *pF*. The buffer's delay variations and the VDD supply rail's voltage variations as functions from C_d obtained by Spice simulations are shown in Fig. 6a.

The voltage and delay variations depend basically on the decoupling capacitance. The damping factor, and hence voltage variations, also depend on the R_d. The optimum value of R_d can be determined by simulations. The VDD supply rail voltage variations as function from R_d when Cd=2 *nF* are shown in Fig. 6b. The minimum variations correspond to R_d=0.052 *Ohm*. To design a MOS decoupling capacitance with C_d=2 *nF* and R_d=0.052 *Ohm* the following technology and layout parameters are used: A_{cell}=10 μm^2, c_{ox}=6 $fF/\mu m^2$, k_p=2.132·10^{-4} A/V^2, V_t=0.566 *V*, V_{DD}=1.8 *V*.

The goal of the design is to determine L, W and N. Using formulas (20) and (23) the following calculations are performed: R_{proc}= $(2.132\cdot10^{-4}(1.8\text{-}0.566))^{-1}$ =3.78 *kOhm*;

$L= (12\cdot 0.052\cdot 2\cdot 10^{-9}/ (6\cdot 10^{-15}\cdot 3.78\cdot 10^{3}))^{0.5} \cong 7$ *μm*; $W=A_{cell}/L=10/7\cong 1.5$ *μm*; $C_{cell}=A_{cell}\cdot c_{ox}= =10\cdot 6= 60$ *fF*; $N=C_d/C_{cell}=33000$; $A_d=NA_{cell}=0.33$ mm^2.

The calculated values of W and L must be consistent with technology design rules.

The characteristic impedance of the supply network, $\rho= \sqrt{L_s/C_d}=0.5$ *Ohm*. The corresponding damping factor is $\varsigma=(R_s+R_d)/2\rho=0.152$. As it can be seen the power network resonance frequency $F_r=(2\pi\sqrt{L_sC_d})^{-1}=159.2$ *MHz* is within the I/O operation frequency range.

The output buffer's input, output signals and supply rail voltage waveforms when all 16 output drivers are switched simultaneously are shown in Fig.7. The dependence of the supply rail voltage oscillation's magnitude on the operating frequency when $F_r=159.2$ *MHz*, VDD=1.8 *V* is shown in Fig. 8a. It can be seen that though the network resonance frequency is located within the operating frequency range, the voltage oscillation magnitude is within 10% margin ($\Delta V_{max}=0.1776$ *V*). The output buffer delay dependence on the operating frequency is shown in Fig. 8b; the delay variations are less than 6% (7 *ps*).

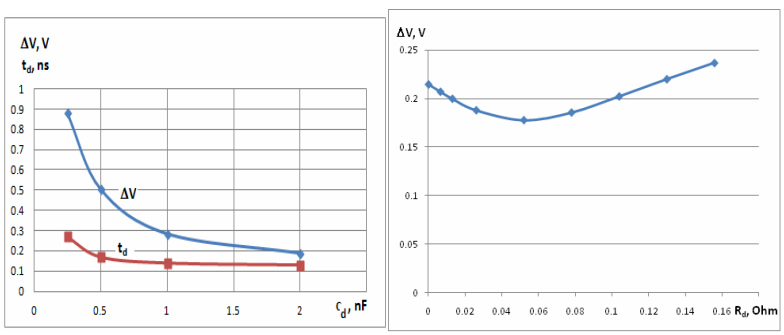


Fig. 6. (a) the buffer delay (t_d) and supply rail voltage (ΔV) variations from C_d, (b) the supply rail voltage variations from R_d

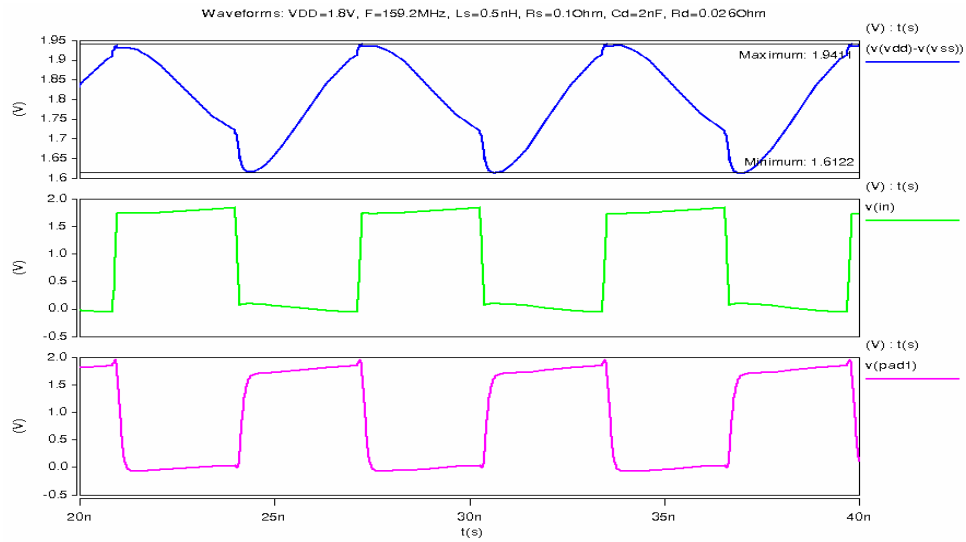


Fig. 7. Theoutput buffer's input, output signals and supply rail voltage waveforms

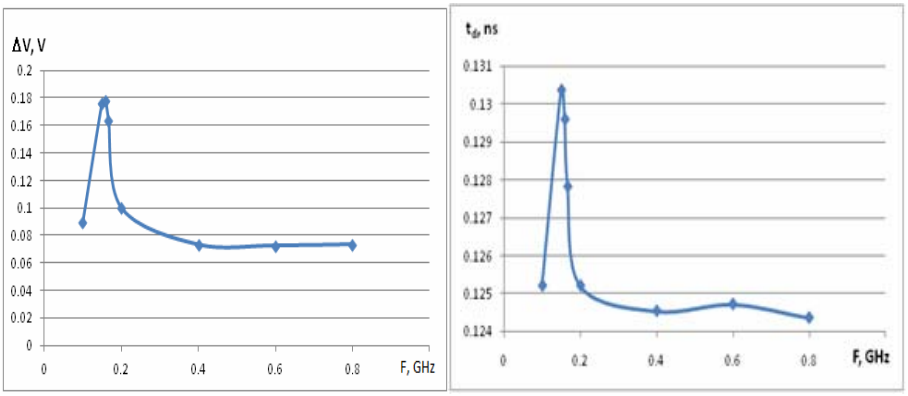


Fig. 8. The supply rail voltage (a) and the driver delay (b) variations from operating frequency

Summary.The output driver delay variations impact the data transfer system timing budget. The delay variations are a result of supply voltage variations due to the driver switching current. These variations can be reduced by using an on-die decoupling capacitances and by using multiple power/ground IO cells and package pins to reduce package inductances. It is shown also that the voltage and delay variations depend on the supply network damping factor which can be controlled by adjusting the network characteristic impedance and the MOS capacitor aspect ratio. The performed simulations confirm the basic concepts of this work.

REFERENCES

1. **Larsson P**. Resonance and Damping in CMOS Circuits with On-Chip Decoupling Capacitance//IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Applications.- August, 1998.- Vol. 45, No 8. -P. 849-858.
2. **Ingels M.** and **Steyaert M.S.J**. Design Strategies and Decoupling Techniques for Reducing the Effects of Electrical Interference in Mixed-Mode IC's// IEEE Journal of Solid-State Circuits.- July, 1997.-Vol. 32, No 7.- P. 1136-1141,
3. **Movsisyan K.W**. On-Chip Decoupling Capacitances in High Speed IC I/O Circuits //Semiconductor Micro- and Nanoelectronics. The Eight International Conference. - Yerevan, Armenia, 2011.- P. 231-234.
4. **Larsson P**. Parasitic Resistance in an MOS transistor Used as ON-CHIP Decoupling Capacitance//IEE Journal of Solid-State Circuits.- April, 1997.-Vol. 32, No 4.- P. 574-576.
5. **Hodges A, Jackson H. G., David R. S**. Analysis and Design of Digital Integrated circuits.- McGraw Hill, 2004.

Synopsys Armenia CJSC. The material is received 07.06.2011.

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Կ.Վ. ՄՈՎՍԻՍՅԱՆ

ԻՍ-ԵՐԻ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՄՈՒՏՔ-ԵԼՔ ԻՆՏԵՐՖԵՅՍԻ ՄՆՄԱՆ ՑԱՆՑԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄ ԵՎ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ

ԿՄՕԿ ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) սնման ցանցի մակաբույծ ինդուկտիվությունները սնման դողերում ստեղծում են աղմուկներ: Դրանք պատճառ են դառնում ազդանշանի տարածման հապաղման փոփոխությունների և ջիտերի, որոնք փոքրացնում են ազդանշանի ժամանակային բյուջեն: Սա դառնում է կրիտիկական խնդիր հատկապես բարձրար ագություններով ազդանշանների փոխանցման համակարգերում: Սնման ցանցի ինդուկտիվությունների ազդեցությունների փոխհատուցման և աղմուկների ճնշման համար մշակվել է ԻՍ-ի բյուրեղի վրա տեղադրված կապազերծող ունակությունների օգտագործման արդյունավետ եղանակ:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, մուտք-ելք համակարգ, էլեկտրասնուցման ցանց, ԻՍ-իվրակապազերծող ունակություն:

В.Ш. МЕЛИКЯН, К.В. МОВСИСЯН

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЕТИ ПИТАНИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ИНТЕРФЕЙСА ВВОДА/ВЫВОДА ИС

Паразитные индуктивности сети питания КМОП интегральных схем (ИС) создают помехи в шинах питания. Они создают джиттер и изменяют задержки распространениясигнала, которые сокращают временной бюджет сигнала. Это становится критической проблемой, особенно в системах с высокой скоростью передачи данных. Разработанэффективный способ применения развязывающих емкостей, размещенных на кристалле ИС для компенсации влияния индуктивностей сети питания и подавления помех.

Ключевые слова: интегральная схема, система ввода-вывода, сеть электропитания, развязывающая емкость на ИС.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

УДК 621.382 РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Г.Ш. МЕЛИКЯН

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАПОМИНАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА EEPROM

Проведено исследование и моделирование запоминающего элемента и усилителя считывания EEPROM. Модель запоминающего элемента основана на оригинальной методике расчета потенциала плавающего затвора в условиях постоянного тока без фиксированных емкостных коэффициентов связи. Приведены частотные и временные характеристики схемы усилителя считывания с использованием программного пакета HSPICE.

Ключевые слова: транзистор, плавающий затвор, емкость, заряд, модель, моделирование, насыщение, пороговое напряжение.

Введение. Одной из основных задач при проектировании запоминающего элемента (ЗЭ) на основе МОП транзистора с плавающим затвором (FGMOS) является расчет напряжения на плавающем затворе (ПЗ) [1-2].На рис. 1 приведена традиционная DC (постоянный ток) модельFG транзистора (известная как модель емкостных коэффициентов связи), с помощью которойрассчитывается напряжение ПЗ [3-6].

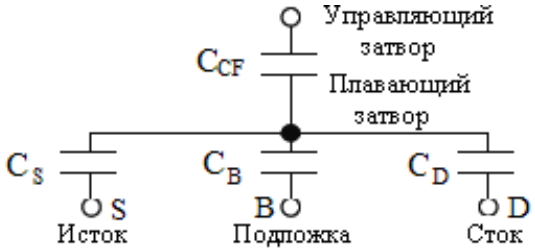


Рис. 1. Традиционная DC модель FG транзистора

В этой модели C_{CG}, C_S, C_D и C_B являются соответственно емкостями между плавающим (FG) и управляющим (CG) затворами, истока (S), стока (D) и подложки (B).

При отсутствии заряда на ПЗ (Q=0)напряжение на ПЗ определяется в виде

$$V_{FG} = \alpha_{CG} V_{CG} + \alpha_D V_D + \alpha_S V_S + \alpha_B V_B,$$

где $V_{FG}, V_{CG}, V_S, V_D, V_B$ V_{FG} - соответственно потенциалы на плавающем и управляющем затворах, а также на S, D и B; $\alpha_I = C_I / C_T$, $C_T = (C_D + C_S + C_B + C_{CG})$ - суммарная емкость FG и C_I - емкости C_{CG}, C_D, C_S.

Следует отметить, что напряжение на ПЗ зависит не только от напряжения управляющего затвора, но и от потенциалов истока, стока и подложки. В случае, когда исток и подложка заземлены, получим

$$V_{FG} = \alpha_{CG}(V_{CG} + f.V_{DS}), \text{ где}$$

$$f = \alpha_D / \alpha_{Cc} = C_D / C_{CC}.$$

Расчет стокового тока. Токи FG транзистора при отсутствии заряда (Q=0) на FGопределяются следующими выражениями:

- для линейной области:

$$I_{DS} = \beta^{CG}\left[\left(V_{CG} - V_T^{CG}\right)V_{DS} - \left(f - 1/2\alpha_{CG}\right)V_{DS}^2\right] \; V_{DS} < \alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_T^{CG}\right); \quad (1)$$

- для области насыщения:

$$I_{DS} = \beta^{CG}/2\alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_T^{CG}\right)^2 \; V_{DS} \geq \alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_T^{CG}\right), \quad (2)$$

где V_T^{FG} - пороговое напряжение транзистора с ПЗ, $V_T^{FG} = \alpha_{CG}.V_T^{CG}$; V_T^{CG} - пороговое напряжение МОП транзистора; β^{FG} - проводимость транзистора с ПЗ, $\beta^{FG} = \beta^{CG}/\alpha^{FG}$; β^{CG} - проводимость МОП транзистора.

Уравнения (1) и (2) отличаются от аналогичных уравнений МОП транзистораемкостной связью между стоком и плавающим затвором.

При наличии заряда на FG, т.е. Q≠0, необходимо учесть следующие уточнения в значениях V_{FG} и V_T^{CG} : V_T^{CG}:

$$V_{FG} = \alpha_{CG}V_{CG} + \alpha_D V_D + \alpha_S V_S + \alpha_B V_B + Q/C_T, V_T^{CG} = V_{T0}^{CG} - Q/C_{CG}, \quad (3)$$

где V_{T0} - пороговое напряжение при Q=0.

Токи стока FG транзистора при наличии заряда (Q≠0) на ПЗопределяются в виде

$$I_{DS} = \beta^{CG}\left[\left(V_{CG} - V_{T0}^{CG} + Q/C_{CG}\right)V_{DS} - \left(f - 1/2\alpha_{CG}\right)V_{DS}^2\right],$$

$$V_{DS} < \alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_{T0}^{CG} + Q/C_{CG}\right), \quad (4)$$

$$I_{DS} = \beta^{CG}/2\alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_{T0}^{CG} + Q/C_{CG}\right)^2,$$

$$V_{DS} \geq \alpha_{CG}\left(V_{CG} + fV_{DS} - V_{T0}^{CG} + Q/C_{CG}\right). \quad (5)$$

Компактные моделиFG транзистора.В традиционной модели коэффициенты α_I и напряжение на ПЗ трудно рассчитать ввиду недоступности узла FG. Следовательно, приведенная выше методика расчета напряжения FG имеет низкуюточность. Исследования показали, что компактные модели (рис. 2) FG транзистора лишены этого недостатка. При этом FG транзистор заменяется МОП транзистором, у которого пороговое напряжение меняется вручную для имитации запрограммированного и стертого состояний (модель баланса заряда) и операций запись /стирание.

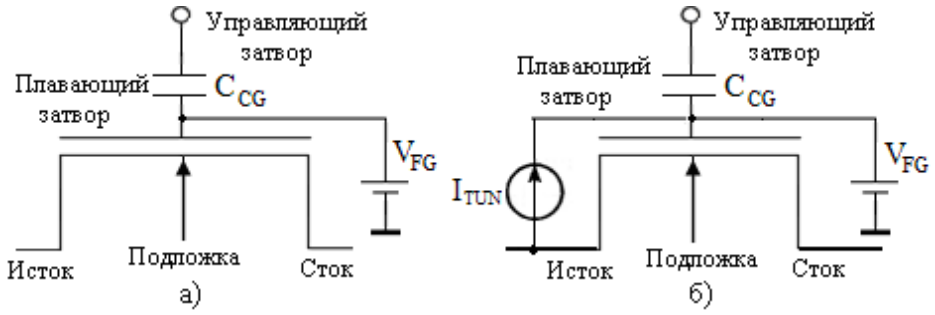


Рис. 2. Компактные модели FG транзистора:
а - модель баланса заряда, б - модель имитации операций запись /стирание

Модель баланса заряда состоит из конденсатора FG-CG (рис. 2а),МОП транзистора иисточника напряжения, контролируемого напряжением V_{FG}. Заряд на плавающем затвореQ_{FG} определяется из выражения

$$Q_G\left(V_{FG},V_D,V_S,V_B\right)+C_{CG}\left(V_{FG}-V_{CG}\right)=Q_{FG}. \quad (6)$$

Заряд на затворе МОП транзистора Q_G представляет собой сложнуюфункцию от напряжений на S, D, B и FG (V_S, V_D, V_B и V_{FG} соответственно). В каждом конкретном случае,исходя из требований к параметрам,можно взять конкретную модель:

$$\mathrm{F}\left(\mathrm{V_{FG}}\right)=\mathrm{Q_G}\left(\mathrm{V_{FG}}\right)+\mathrm{C_{CG}}\left(\mathrm{V_{FG}}-\mathrm{V_{CG}}\right)-\mathrm{Q}_{FG}. \quad (7)$$

Компактная модель имитации операций запись /стирание EEPROM(рис. 2б) состоит из МОП транзистора, конденсатора C_{CG}, управляемого источника напряжения V_{FG} и генератора тока туннелирования I_{TUN}, моделирующего туннельный ток Фаулера-Нордгейма между FG и S.

Исследования показали, что компактные модели легко масштабируются и обладают высокой точностью (правила масштабированияи точностьучтеныв принятойкомпактной модели МОПтранзистора), а также характеризуются простотой, т.к. используются стандартные схемные элементы.

В работе проведено моделирование ЗЭ для 35 *нм* технологии с использованием программного пакета HSPICE, результаты которых приведены на рис. 3-5. Характеристики ЗЭ EEPROMхорошо совпадают с аналогичными характеристиками, полученными в работах [4-6] экспериментальным путем.

При масштабировании EEPROM одним из основных факторов, ограничивающих уменьшение размеров ЗЭ, являются параметры усилителя считывания, особенно при низких напряжениях питания. Следовательно, важное значение имеют разработка и исследование высокочувствительных усилителей считывания с малым входным размахом. Результаты исследований показали, что схема усилителя, приведенная на рис. 6, удовлетворяет требованиям, предъявляемым к усилителям считывания (необходимый размах входного напряжения, величина напряжения битовой линии и высокое быстродействие).

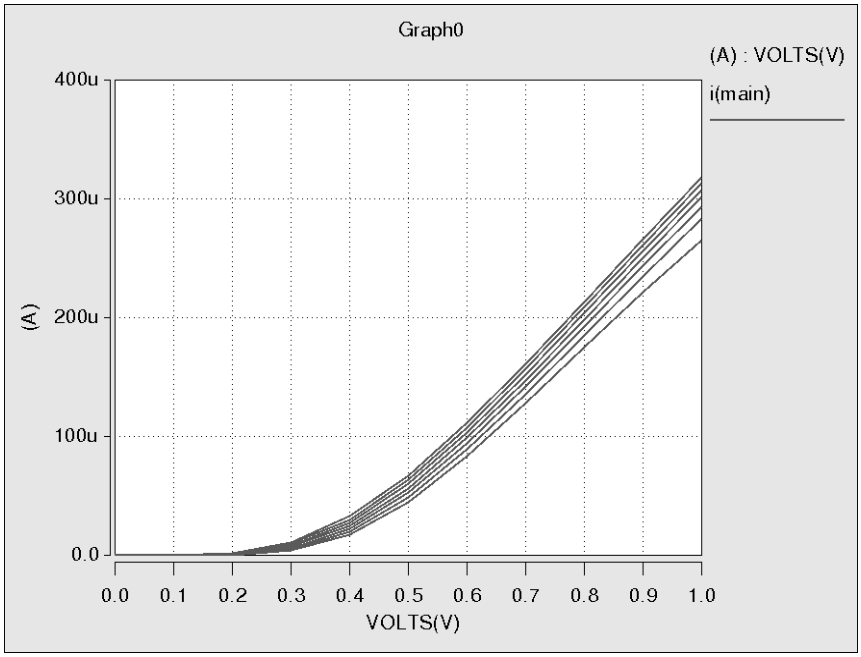


Рис. 3.Зависимости Id=f(Vg) для разных напряжений стока Vd=0.4V-1V

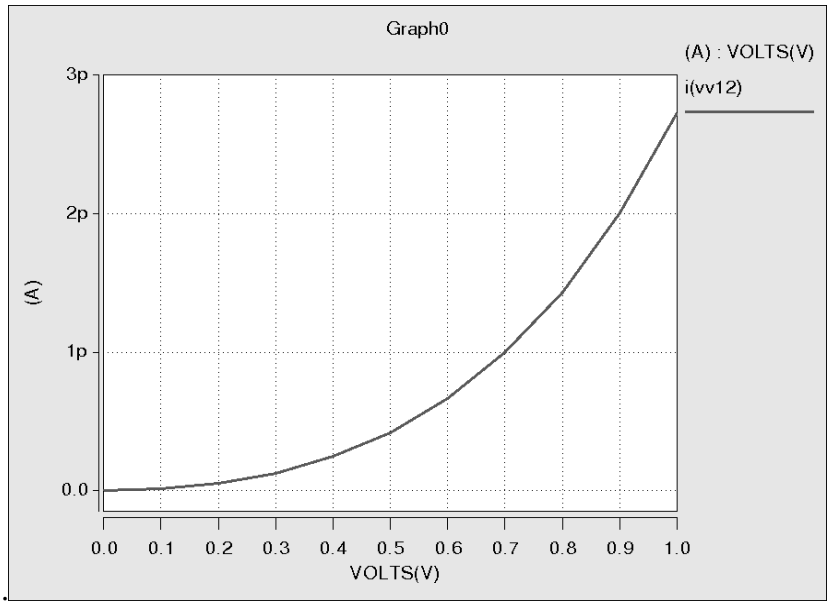


Рис. 4. Зависимость $I_{DG}=f(V_{DG})$ туннельного тока при $V_G=0$

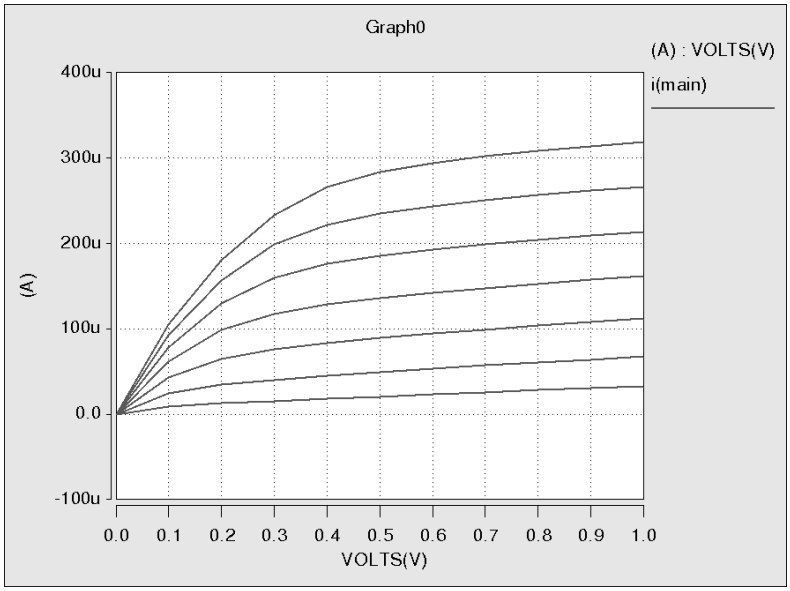


Рис. 5. Зависимости Id=f(Vds) для напряжений затвора Vg=0,4V-1V

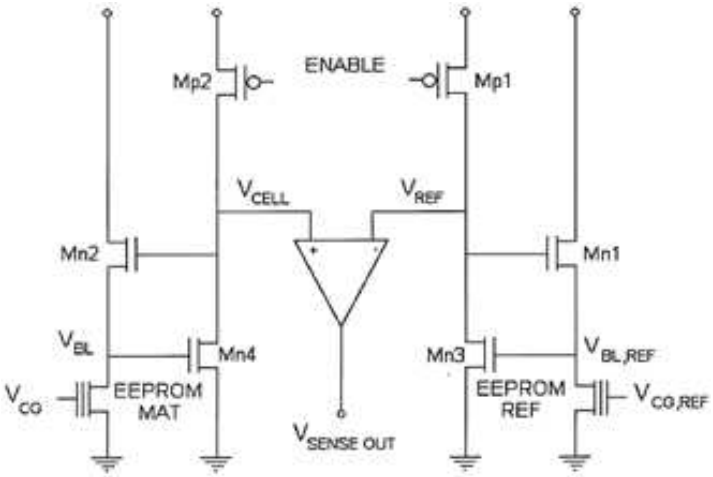


Рис. 6. Электрическая схема усилителя считывания

Усилитель считывания спроектирован при технологических нормах 35 *нм* и рабочих напряжениях 1…3 *В*. Исследованы и моделированы частотныеи временные характеристикиусилителя считывания с помощью программного пакета HSPICEв широком интервале изменения температуры и напряжения питания (рис. 7-10).

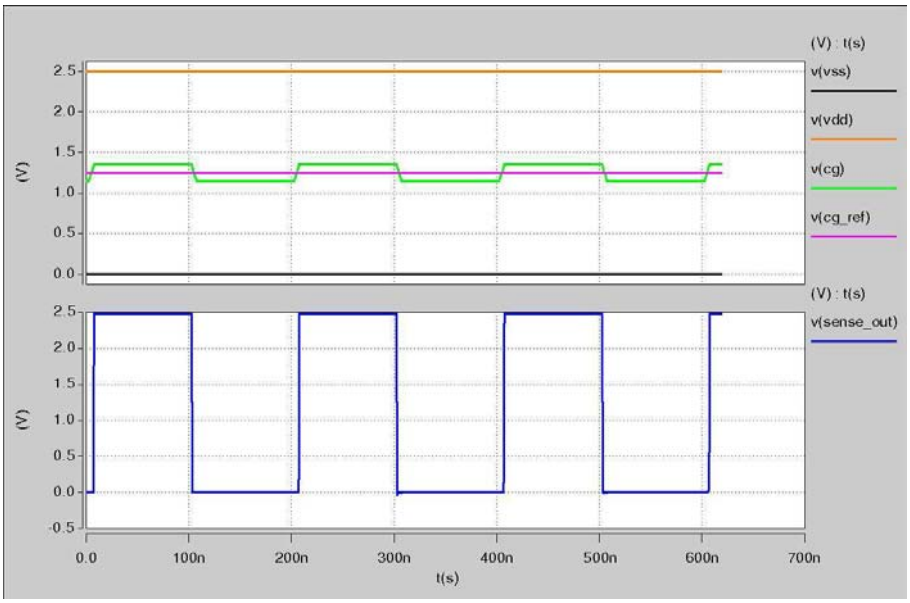


Рис. 7. Временные диаграммы усилителя считывания для операции считывания при VDD=2,5, температуре 25 °C

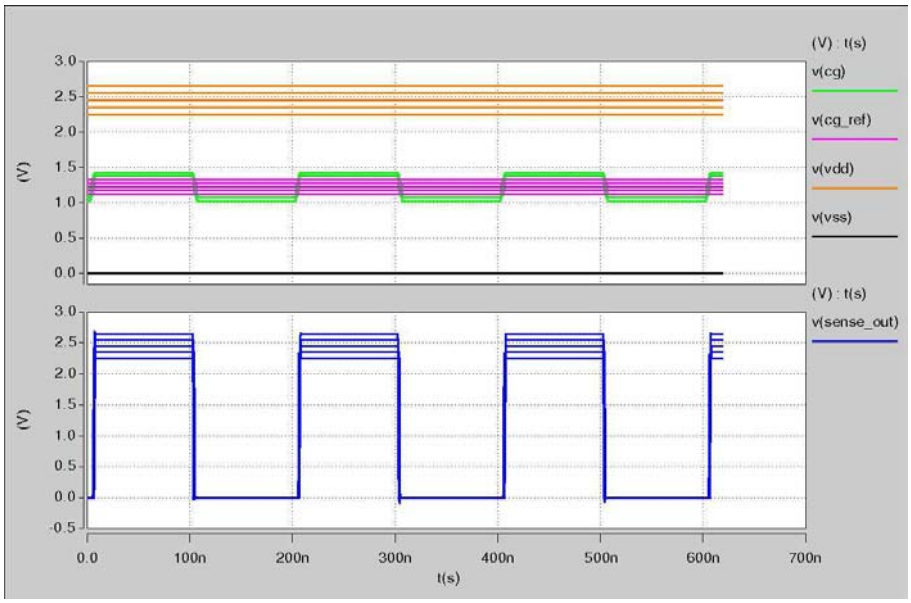


Рис. 8. Временные диаграммы усилителя считывания для операции считывания при изменении напряжения на битовой линии от 2,25 до 2,75 В

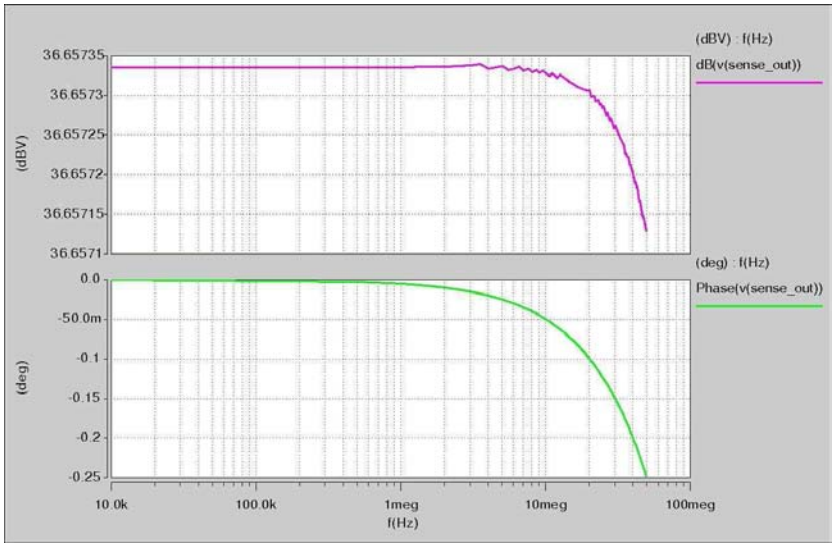


Рис. 9 . Частотные характеристики коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя считывания

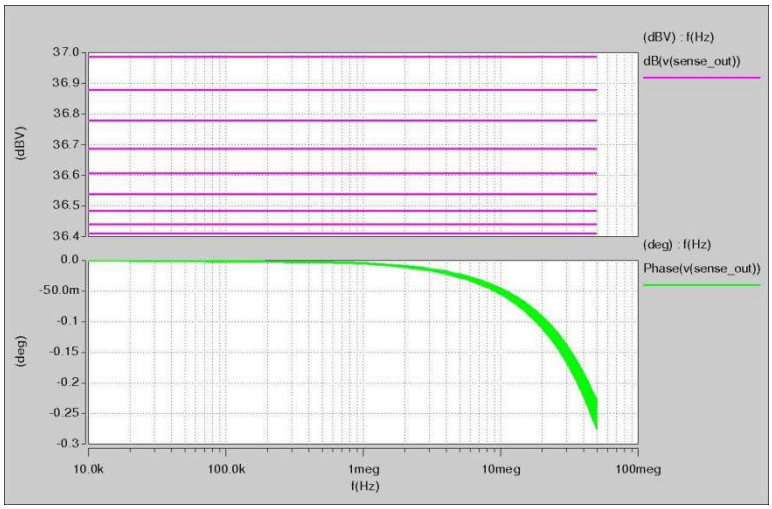


Рис. 10 . Частотные характеристики коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя считывания при различных температурах (10...85^{0}C, шаг 5^{0}C)

Полученные результаты показывают, что коэффициент усиления и фазовый сдвиг усилителяостаются практически неизменными в диапазоне типичных рабочих частот современной энергонезависимой памяти (10…15 *МГц)*. Измерены основные параметры усилителя: время задержки – 400 *пс*, время выборки считывания – 200 *пс*, ток потребления - 15 *мкА* и потребляемая мощность - 15 *мкВт*. Для идентификации напряжений считывания на битовой линии чувствительность усилителя по напряжению может достичь 50 *мВ*.

Выводы

1. Рассмотрена и проанализированаклассическая модель постоянного тока для определения напряжения на плавающем затворе ЗЭ. Основным недостатком этой модели является низкая точность определения напряжения на ПЗ.
2. Для увеличения точности определения напряжения на ПЗ предлагается воспользоваться компактными моделями ЗЭ для режимов считывания и записи/стирания. Модели основаны на новой методике расчетанапряжения на плавающем затворе.
3. Результаты проведенных исследований показали, что частотные и временные характеристики усилителя удовлетворяют требованиям, предъявляемым к характеристикам современной энергонезависимой памяти.
4. Исследованная схема усилителя сохраняет работоспособность в широком диапазоне изменения температуры и напряжения питания.
5. Показано, что чувствительность схемы усилителя для идентификации логических уровней на битовой линии составляет 50 *мВ*.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A Complete Model of E^2PROM Memory Cells for Circuit Simulations / **Paolo Pavan, Luca Larcher, Massimiliano Cuozzo et al** // IEEE TRANSACTIONS ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS. - AUGUST, 2003. - Vol. 22, № 8. - P. 1072-1079.
2. **Sheng-Lyang Jang, Chorng-Jye Sheu, Chorng-Bin Twu.** A compact drain-current model for stacked-gate flash memory cells // Solid-State Electronics. - 2000. – Vol. 44. - P. 1447-1453.
3. **Մելիքյան Գ.Շ.** Լողացող փականով տրանզիստորի DC մոդելավորումը // ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ) Լրաբեր: Գիտական և մեթոդական հոդվածների ժողովածու. – Երևան, 2012.- Մաս 1. -էջ 391-396:
4. **Canet P., Bouchakour R., Lalande F., Mirabel J.M.** EEPROM cell design: paradoxical choice of the coupling ratio // Journal of Non-Crystalline Solids. – 2003. - Vol. 322.- P. 246–249.
5. **Mun Woo Rho, Kyung Hoon Kim and Yeong Seuk Kim.** A New Flash EEPROM Model for Multi-Level Programming and Low-Voltage Applications // Journal of the Korean Physical Society.– November, 1998. -Vol. 33.-P. S224-S228.
6. **Paolo Pavan, Luca Larcher and Andrea Marmiroli.** Floating Gate Devices: Operation and Compact Modeling // NSTI-Nanotech. - 2004.- P.120-123.

ГИУА (Политехник). Материал поступил в редакцию 10.09.2012.

Գ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ

EEPROM ՀԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆ ՏԱՐՐԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ

Դիտարկված և սխեմատեխնիկական մոդելավորման համար վերլուծված են հիշողության տարրի մոդելներ և EEPROM ընթերցման ուժեղարարը: Հիշողության տարրի ներկայացված մոդելը կառուցված է հաստատուն հոսանքի պայմաններում ողացող փականի պոտենցիալի հաշվման յուրահատուկ մեթոդիկայով՝ առանց կապի ունակային գործակիցների: Կատարված է հիշողության տարրի և ընթերցման ուժեղարարի մոդելավորում HSPICE ծրագրային փաթեթի միջոցով:

Առանցքային բառեր. տրանզիստոր, լողացող փական, ունակություն, լիցք, մոդել, մոդելավորում, հագեցում, շեմային լարում:

G.Sh. MELIKYAN

SIMULATION OF MEMORY CELL EEPROM

The investigation and modeling of the storage element and the readout amplifier EEPROM is carried out. Model memory element is based on the original method of calculating the potential of floating gate in DC without fixed capacitive coupling coefficients. The frequency and temporal characteristics of the amplifier readout using a software package HSPICE is presented.

***Keywords*:** transistor, floating gate, capacitance, charge, model, modeling, saturation, threshold voltage.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

ՀՏԴ 537.226.4:621.3.082.722 ՌԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ

Հ. Ռ. ԴԱՇՏՈՅԱՆ

$Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$ ՀԻՄՔՈՎ ՄԵՏԱՂ-ՖԵՐՈԷԼԵԿՏՐԻԿ-ԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿ-ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴԻՉ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԻ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Հետազոտվել են $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$իմպուլսային լազերային փոշենստեցմամբ ստացված մետաղ-ֆերոէլեկտրիկ-դիէլեկտրիկ-կիսահաղորդիչ կառուցվածքով վարիկոնդների համալարելիությունը, ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի ջերմաստիճանային և հաճախականային կախվածությունները:

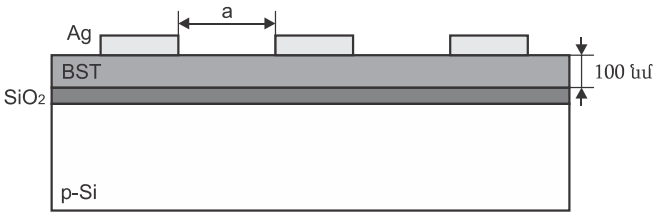
Առանցքային բառեր. $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$, իմպուլսային լազերային փոշենստեցում, վարիկոնդ, մետաղ- ֆերոէլեկտրիկ-դիէլեկտրիկ-կիսահաղորդիչ:

Ներածություն: Շնորհիվ մի շարք էլեկտրաֆիզիկական հատկությունների՝ մեծ և համալարելի դիէլեկտրիկ թափանցելիության, փոքր կորուստների անկյան տանգենսի (tgδ), դիէլեկտրիկ և օպտիկական պարամետրերի ոչ գծայնության, պերովսկիտ տիպի բարդ օքսիդներն ունեն լայն կիրառություն էներգաանկախ հիշասարքերում, ԳԲՀ էլեկտրոնիկայում, ակուստաէլեկտրիկական և միկրոմեխանիկական սարքերում [1]: Պերովսկիտ տիպի բարդ օքսիդներից էլեկտրոնիկայում առավելապես կիրառվում են $BaTiO_3$, $SrTiO_3$և դրանց պինդ լուծույթները $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ (BST), շնորհիվ մեծ ε դիէլեկտրիկ թափանցելիության, ε-ի՝էլեկտրական դաշտից և ջերմաստիճանից ունեցած ոչ գծային կախվածության, մեծ ծակման լարումների և փոքր կորստյան հոսանքների: BST պինդ լուծույթի ֆերոէլեկտրական բնութագրերը, մասնավորապես Կյուրիի ջերմաստիճանը, հնարավոր է փոփոխել լայն տիրույթում՝ փոփոխելով Sr-ի պարունակությունը: BST-ի Կյուրիի ջերմաստիճանը գծայնորեն է կախված Sr-ի պարունակությունից և փոխվում է 120 °C-ից (x=0) մինչև -230 °C (x=1) [2]: ԳԲՀ էլեկտրոնիկայում հիմնականում օգտագործվում են պարաէլեկտրիկ ֆազում գտնվող ֆերոէլեկտրիկներ, իսկ հիշող սարքերում, որտեղ ինֆորմացիան հիշվում է բևեռացման միջոցով, օգտագործվում է ֆերոէլեկտրիկ ֆազը: $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$ Կյուրիի ջերմաստիճանը -145 °C, այսինքն սենյակային ջերմաստիճանում այն գտնվում է պարաէլեկտրիկ ֆազում:

Վերջին տարիներին լայնածավալ աշխատանքներ են կատարվում ինտեգրալ միկրոսխեմաների արտադրության հետ համատեղելի BST նուրբ թաղանթների ստացման տեխնոլոգիաների մշակման ուղղությամբ: Այդպիսի տեխնոլոգիաների թվին է պատկանում իմպուլսային լազերային փոշենստեցումը (ԻԼՓ) [3]: Այս տեխնոլոգիան թույլ է տալիս ստանալ բարձրորակ BST նուրբ թաղանթներ, որոնք կրկնում են թիրախի ստեխիոմետրիան:

ԳԲՀ էլեկտրոնիկայում օգտագործվող ֆերոէլեկտրիկ թաղանթների կարևոր բնութագրերն են դիէլեկտրիկ թափանցելիությունը, կորուստների անկյան տանգենսը և համալարելիությունը: Ֆերոէլեկտրիկ թաղանթների կիրառման տեսանկյունից կարևոր է պարզել այդ բնութագրերի՝ հաճախությունից և ջերմաստիճանից ունեցած կախվածությունները: Սույն աշխատանքի նպատակը ԻԼՓ տեխնոլոգիայով ստացված $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$հիմքով մետաղ-ֆերոէլեկտրիկ-դիէլեկտրիկ-կիսահաղորդիչ (ՄՖԴԿ) կառուցվածքիհատկությունների հետազոտումն է:

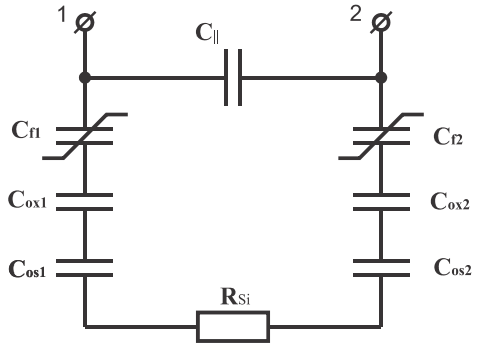
Փորձարարական մաս: Ինքնատարածվող բարձրջերմաստիճանային սինթեզի տեխնոլոգիայով պատրաստված BST կերամիկական թիրախներից SiO_2/p-Si հարթակների վրա ԻԼՓ մեթոդով նստեցվել են թաղանթները: Դրանց ստացման տեխնոլոգիան մանրամասն դիտարկված է [3,4] աշխատանքներում: Նստեցված թաղանթների հաստությունը 100 *նմ* է, SiO_2-ի հաստությունը՝ 30 *նմ*: Սիլիցիումի հարթակի տեսակարար դիմադրությունը5 *Օմ·սմ* է: BST թաղանթի մակերևույթին ազատ դիմակով վակուումային գոլորշիացմամբ նստեցվել են Ag-ի 500 *նմ* հաստությամբ 1x1 *մմ*^{2} մակերեսով 6 էլեկտրոդներ: Էլեկտրոդների միջև a հեռավորությունը 2 *մմ* է (նկ. 1):



Նկ. 1. Ֆերոէլեկտրիկ կոնդենսատորի սխեմատիկ կառուցվածքը

Հետազոտվել են ձևավորված կառուցվածքների վոլտ-ֆարադային (C-V) բնութագիծը, դիէլեկտրիկ թափանցելիության և կորուստների անկյան տանգենսի կախվածությունը հաճախությունից և ջերմաստիճանից: Գնահատվել է այս կառուցվածքով կոնդենսատորի համալարելիությունը:

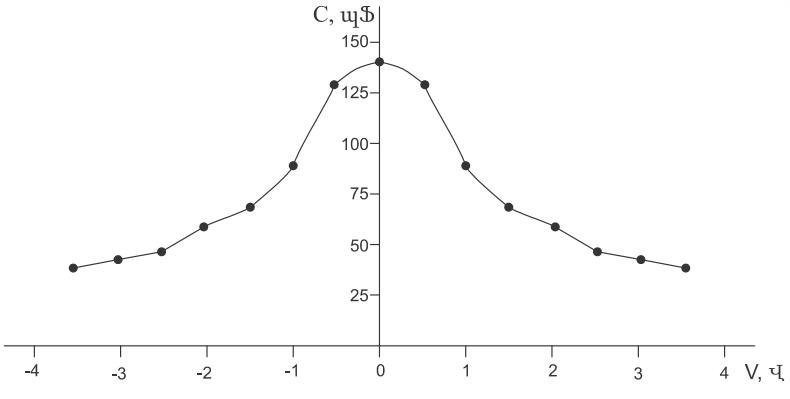
Վերը թվարկված հատկությունների հետազոտման համար էլեկտրոդներ են ծառայել նստեցված արծաթի կոնտակտները: Չափումները կատարվել են երկու հարևան էլեկտրոդների միջև: Այդ դեպքում ստացվում է երկու իրար հակառակ միացված ՄՖԴԿ կառուցվածք: Այդ կառուցվածքը կարելի է ներկայացնել հետևյալ համարժեք սխեմայի տեսքով (նկ. 2) [5]:



Նկ. 2. Երկու իրար հակառակ միացված ՄՖԴԿ կառուցվածքի համարժեք սխեման

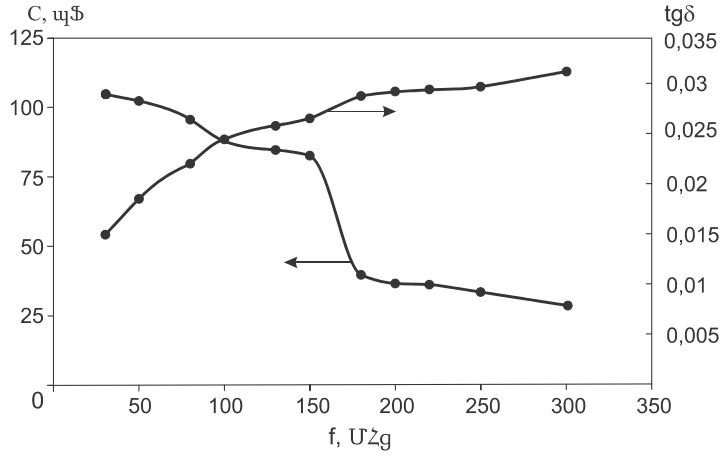
C_{f1}-ընC$_{f2}$-ըֆերոէլեկտրիկ շերտի ունակություններն են, C_{ox1}-ը ևC_{ox2}-ը՝ SiO_2 շերտի ունակությունները, C_{os1}-ըև C_{os2}-ը՝օքսիդ կիսահաղորդիչ սահմանային ունակությունները, R_{Si}-ն արտահայտում է սիլիցիումի հարթակով պայմանավորված կորուստները: $C_{||}$-ըմակերևութային ունակությունն է, որը էլեկտրոդների մեծ հեռավորության պատճառով կարելի է անտեսել:

Վոլտ-ֆարադային (C-V) բնութագծերը չափվել են E7-14 R,L,C մետրի միջոցով 1 *կՀց* հաճախության դեպքում (նկ. 3):



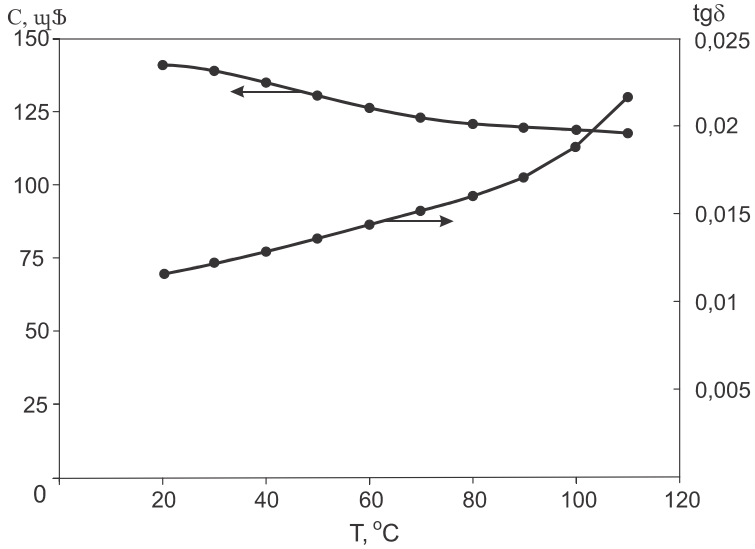
Նկ. 3. ՄՖԴԿ կառուցվածքի ունակության կախվածությունը կիրառված լարումից

Կառուցվածքի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի հաճախականային կախվածությունները հետազոտվել են E4-11 բարորակաչափով, 30-300 *ՄՀց* հաճախականային տիրույթում (նկ. 4):



Նկ. 4. BST թաղանթով ՄՖԴԿ կառուցվածքի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի հաճախականային կախվածությունը

ՄՖԴԿ կառուցվածքի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի ջեր-մաստիճանային կախվածությունները հետազոտվել են սենյակայինից մինչև 110 °C միջակայքում (նկ. 5)։ Նմուշները տաքացվել են թերմոստատի միջոցով, չափումները կատարվել են P5079 փոփոխական հոսանքի կամրջակով։



Նկ. 5. BST թաղանթով ՄՖԴԿ կառուցվածքի ունակության և կորուստների անկյան տանգենսի ջերմաստիճանային կախվածությունը

Արդյունքների վերլուծություն: ԻԼՓ մեթոդով ստացված Ag/BST/SiO_2/p-Si կառուցվածքը ներկայացնում է վարիկոնդ, որի հատկությունների հետազոտումը ցույց տվեց, որ այն կարող է աշխատել ԳԲՀ տիրույթում և ունի բնութագրերի թույլ ջերմաստիճանային կախվածություն:

Վարիկոնդի համալարելիությունը որոշվում է T=C(0)-C(V)/C(0) բանաձևով [3]: Այս կառուցվածքով կոնդենսատորի համար 3 Վ ղեկավարման լարման դեպքում ստացվել է մոտ 70% համալարելիություն: Վարիկոնդների համեմատման համար օգտագործվում է փոխանջատման որակի գործոնը (K), որը ներառում է համալարելիությունն ու դիէլեկտրիկ կորուստները և տալիս է ավելի ամբողջական ինֆորմացիա կոնդենսատորի վերաբերյալ: K-ն որոշվում է հետևյալ բանաձևով [2].

$$K = \frac{(n-1)^2}{n \cdot tg\delta\left(U_{min}\right) \cdot tg\delta\left(U_{max}\right)},$$

որտեղ n=C(0)/C(V), tgδ (U_{min})և tgδ (U_{max}) կորուստների անկյան տանգեսն՝ է կիրառված առավելագույն և նվազագույն լարումների դեպքում: Նմուշների համար K-ի լավագույն արժեքը ստացվել է $7{,}8 \cdot 10^3$: Այն զգալիորեն գերազանցում է [6, 7] աշխատանքներում ստացված արդյունքները: Գործակցի այս արժեքը վկայում է, որ BST վարիկոնդը զուգակցում է մեծ համալարելիությունը և փոքր կորուստները: Այս կոնդենսատորները կարող են օգտագործվել ցածր կառավարման լարմամբ ԳԲՀ սարքերում:

Եզրակացություն: ԻԼՓ մեթոդով SiO_2/p-Si հարթակների վրա նստեցված BST թաղանթներով կառուցավորված երկու ՄՖԴԿ (Ag/BST/SiO_2/p-Si) հակառակ միացումը ներկայացնում է վարիկոնդ, որի ջերմաստիճանային և հաճախականային հետազոտումը ցույց տվեց, որ այն կարելի է կիրառել ԳԲՀ էլեկտրոնիկայում որպես համալարելի սարքերի հիմնական տարր: Այն ունի ղեկավարման ցածր լարում՝ 3 Վ և համատեղելի է սիլիցիումային տեխնոլոգիայի հետ:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Gevorgyan S.** Ferroelectrics in Microwave Devices, Circuits and Systems.- Springer,2009.- 394 p.
2. Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications / **A.K. Tagantsev, V.O.Sherman, K.F. Astafiev et al** // Journal of Electroceramics.- 2003.- V. 11.-P. 5–66.
3. Ba,$SrTiO_3$թաղանթայինկառուցվածքներիստացմանտեխնոլոգիայիմշակում / **Վ.Վ. Բունիաթյան, Մ.Գ. Տրավաջյան, Ն.Վ. Մարտիրոսյան և այլք** // ՀՊՃՀԼրաբեր-76. Գիտական և մեթոդականհոդվածների ժողովածու.- 2009.- Հ. 1, № 1.- էջ 552-555:
4. Ferroelectric (multiferroelectric) properties of BST ceramics prepared by SHS / **N.W. Martirosyan, P.B. Avakyan, Z.A. Grigoryan,T.V. Vandunts, H.R. Dashtoyan** // Semiconductor micro- andnanoelectronics: Proceedings of the 7th International Conference.- Tsakhadzor, Armenia, 2009.- P. 148-151.

5. Microwave loss mechanisms in Ba,$SrTiO_3$ thin film varactors / **A. Vorobiev, P. Rundqvist et al** // JAP. 2004.- V. 96, № 8.- P. 4642-4649.
6. Microwave properties of tunable capacitors based on magnetron sputtered $Na_{0.5}K_{0.5}NbO_3$ ferroelectric film on low and high resistivity silicon substrates / **S. Abadei, S. Gevorgian, V. Kugler et al** // Integrated ferroelectrics.- 2001.-Vol.39.-P. 359-366.
7. High tunabilty $Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO_3$ thin films fabricated on Pt–Si substrates with $La_{0.5}Sr_{0.5}CoO_3$ buffer layer / **W. F. Qin,J. Xiong,J. Zhuet al** // J Mater Sci: Mater Electron.- 2008.- V. 19.- P. 429–433.

ՀՊՃՀ (ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿ): Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 29.11.2012:

А.Р. ДАШТОЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ СТРУКТУРЫ МЕТАЛЛ-ФЕРРОЭЛЕКТРИК-ДИЭЛЕКТРИК- ПОЛУПРОВОДНИК НА ОСНОВЕ $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$

Исследованы перестраиваемость, температурная и частотная зависимость емкости и тангенса угла потерь варикондов со структурой металл-ферроэлектрик - диэлектрик - полупроводник на основе $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$,полученных методом импульсного лазерного напыления.

Ключевые слова: $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$, импульсное лазерное напыление, вариконд, металл-ферроэлектрик-диэлектрик-полупроводник.

H.R. DASHTOYAN

INVESTIGATION OF PROPERTIES OF $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$BASED METAL-FERROELECTRIC-INSULATOR-SEMICONDUCTOR STRUCTURE

Tunability, temperature and frequency dependences of the capacitance and the loss tangents of $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$based varactors with metal-ferroelectric-insulator- semiconductor structure obtained by pulsed laser deposition are investigated.

Keywords:$Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$, pulsed laser deposition, varactor, metal-ferroelectric-insulator-semiconductor.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

УДК 621.3

АВТОМАТИЗАЦИЯ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

А.А. ТЕРЗЯН, Г.С. СУКИАСЯН[1], А.Э. АКОПЯН

О СВОЙСТВАХ ВЕКТОРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ТРЕХМЕРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Исследуется поведение вектора магнитной индукции, полученного при численном решении трехмерных полевых задач методом конечных элементов (МКЭ). Показано, что кулоновская калибровка не является обязательным условием решения трехмерной задачи магнитостатики. Показано также, что из физических соображений необходимо совпадение нормальных составляющих вектора магнитной индукции и тангенциальных составляющих вектора напряженности на границах элементов, а также равенство нулю дивергенции вектора магнитной индукции. Доказано, что совпадение нормальных составляющих вектора магнитной индукции на границах элементов имеет место в рамках МКЭ.

***Ключевые слова**:* электромагнитное поле, метод конечных элементов, тетраэдрическая сетка.

Введение. Решение двумерной задачи магнитостатики является простым по сравнению с трехмерной задачей,так как двумерная задача сводится к скалярным величинам, что приводит к однозначному решению уравнения Пуассона:

$$\frac{\partial A}{\partial x}\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial x}+\frac{\partial A}{\partial y}\frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial y}=-J. \tag{1}$$

В трехмерном случае для того, чтобы уравнение Максвелла привести к уравнению Пуассона, применяют кулоновскую калибровку. Однако в [1] утверждается, что при применении кулоновской калибровки решение трехмерной задачи магнитостатики становится нестабильным.

Рассмотрим подробно кулоновскую калибровку. Представим вектор индукции магнитного поля в виде вихря вектора магнитного потенциала:

$$\vec{B}=rot\vec{A}. \tag{2}$$

Согласно теореме оразложении Гельмгольца, если дивергенция и ротор поля определены в каждой точке r области V, то во всей области V вектор поля можно представить в виде суммы безвихревого и соленоидального полей [2,3].

[1] Работа второго автора осуществлена при поддержке Государственного комитета по науке Республики Армения, грант 11-1A-125.

Т.е. вектор магнитного потенциала можно представить в виде $\vec{A}' = \vec{A} + grad\phi$, значит, для любой скалярной функции ϕ $\vec{B}' = \vec{B}$, т.к. $rot\left(grad\,\phi\right) = 0$. Следовательно, имеется множество решений уравнения Максвелла.При решении трехмерной задачи магнитостатики для того, чтобы решение уравнения Максвелла было однозначным, применяется кулоновская калибровка, т.е. в уравнении Максвелла принудительно ставится условие[4-6]:

$$div\,\vec{A} = 0.$$

С другой стороны, для того, чтобы решение дифференциального уравнения вчастных производных было единственным, необходимо применить какое-либо из нижеперечисленных граничных условий[6-9]:

- граничные условия Дирихле - на границе задается значение искомой функции, т.е. $\varphi = f_1\left(x, y, z\right)$, где $\left(x, y, z\right)$ - декартовы координаты точки, которые принадлежат границе;
- граничные условия Неймана - задается изменение значения искомой функции по нормали границы, т.е. $\partial\varphi / \partial n = f_2\left(x, y, z\right)$, где $\left(x, y, z\right)$-декартовы координаты точки, которые принадлежат границе.

Если линии магнитной индукции пересекают поверхность раздела двух участков магнитной цепи, имеющих различные магнитные проницаемости, то на поверхности раздела линии магнитной индукции изменяют свое направление.

Рассмотрим бесконечно малую поверхность abcda на границе раздела двух сред с магнитными проницаемостями μ_1, μ_2, причем bc<<ab, bc=ad, ab=cd (см. рис.)

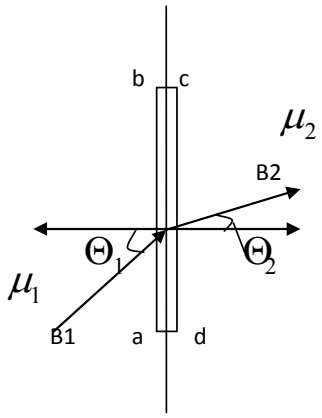


Рис.

Запишем теорему о циркуляции вектора напряженности магнитного поля $\int_l \vec{H}dl = \sum i$, где i - алгебраическая сумма токов, которую охватывает контур l.

Тогда

$$\int_l Hdl = -H_1 \sin(\Theta_1) ab - H_1 \cos(\Theta_1) bc + H_2 \sin(\Theta_2) cd + H_2 \cos(\Theta_2) da. \quad (3)$$

Так какbc<<ab, то получаем

$$\int_l Hdl = -H_1 \sin(\Theta_1) ab + H_2 \sin(\Theta_2) cd \quad (4)$$

или

$$\int_l \vec{H}dl = \vec{H}_2 \times \vec{n}_2 - \vec{H}_1 \times \vec{n}_1. \quad (5)$$

Следовательно, при отсутствии тока в контуре abcda тангенциальные составляющие вектора напряженности магнитного поля на границе раздела двух сред равны.

В силу непрерывности магнитного потока $\oint_s Bds = 0$ получаем

$$\oint_s Bds = B_1 \cdot \cos(\Theta_1) \cdot \Delta s - B_2 \cdot \cos(\Theta_2) \cdot \Delta s = 0. \quad (6)$$

Следовательно, нормальные составляющие вектора магнитной индукции на границе раздела двух сред равны [10-12] (т.е. $\vec{B}_{1n} = \vec{B}_{2n}$).

Исходя из вышеизложенного, необходимо дать математическое обоснование того, что при заданных граничных условиях Дирихле или Неймана в рамках МКЭ хотя векторы индукции в разных элементах и разные, но всегда нормальные (к общей грани) составляющие совпадают.

Плоский случай. Предположим, что в треугольнике 123 векторный магнитный потенциал A меняется линейно. Тогда индукция B будет постоянной и полностью определяется значениями потенциала A в вершинах 1, 2 и 3. Обозначим через N ось, направленную перпендикулярно стороне 12 в правую сторону.

Теорема 1. Проекция B_N вектора индукции на ось N зависит только от значений A_1, A_2 потенциала A в вершинах 1, 2 и не зависит от значения A_3, а именно:

$$B_N = \frac{1}{\rho_{12}}(A_2 - A_1),$$

где ρ_{12} - длина стороны 12.

Доказательство. В треугольнике 123 векторный магнитный потенциал A линейный и имеет вид

$$A = \sum_{i=1}^{3} A_i b_i(x, y),$$

где b_i - линейная базисная функция, равная единице в вершине i и нулю в других вершинах треугольника. Например, b_1 имеет вид

$$b_1(x, y) = \frac{1}{2\Delta}\begin{vmatrix} x & y & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{vmatrix} = \frac{1}{2\Delta}\begin{vmatrix} x - x_3 & y - y_3 \\ x_2 - x_3 & y_2 - y_3 \end{vmatrix},$$

где Δ – площадь треугольника 123. Проекция B_x вектора индукции на ось абсцисс равна

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y} = \sum_{i=1}^{3} A_i \frac{\partial b_i(x, y)}{\partial y} = \frac{1}{2\Delta}\left[A_1\left(x_3 - x_2\right) + A_2\left(x_1 - x_3\right) + A_3\left(x_2 - x_1\right)\right]. \quad (7)$$

Аналогично,

$$B_y = -\frac{\partial A}{\partial x} = \frac{1}{2\Delta}\left[A_1\left(y_3 - y_2\right) + A_2\left(y_1 - y_3\right) + A_3\left(y_2 - y_1\right)\right]. \quad (8)$$

Единичный вектор $\vec{N}$ по направлению оси N имеет координаты $(\cos\varphi, \sin\varphi)$, где φ - угол между осями абсцисс и N. Проекция B_N вектора индукции $\vec{B}$ на ось N равна скалярному произведению $B_N = (\vec{B} \circ \vec{N}) = B_x \cos\varphi + B_y \sin\varphi$.

Используя формулы (7) и (8), получим

$$B_N = \frac{1}{2\Delta}\{A_1[(x_3 - x_2)\cos\varphi + (y_3 - y_2)\sin\varphi] + A_2[(x_1 - x_3)\cos\varphi + (y_1 - y_3)\sin\varphi] +$$
$$+ A_3[(x_2 - x_1)\cos\varphi + (y_2 - y_1)\sin\varphi]\}.$$

Обозначив вектор с началом в вершине i и концом в j через $\vec{ij}$, выразим B_Nчерез стороны треугольника:

$$B_N = \frac{1}{2\Delta}\left[A_1\left(\overrightarrow{23}\cdot\vec{N}\right) + A_2\left(\overrightarrow{31}\cdot\vec{N}\right) + A_3\left(\overrightarrow{12}\cdot\vec{N}\right)\right].$$

Приняв, что $\left(\overrightarrow{ij}\cdot\vec{N}\right)$ есть длина (со знаком) проекции стороны ij на ось N, получим

$$\left(\overrightarrow{23}\cdot\vec{N}\right)=-h,\quad \left(\overrightarrow{31}\cdot\vec{N}\right)=+h,\quad \left(\overrightarrow{12}\cdot\vec{N}\right)=0,$$

где h – высота, опущенная из вершины 3 на сторону 12. Таким образом,

$$B_N=\frac{1}{2\Delta}(A_2-A_1)h\,.$$

Остается заметить, что для площади треугольника $2\Delta=h\rho_{12}$. Теорема доказана.

Выше предполагалось, что вершины треугольника пронумерованы против часовой стрелки, а ось N направлена вправо. Если одно из этих условий нарушено, то все формулы сохраняются с точностью до знака.

Следствие. В треугольниках, имеющих общую сторону, хотя векторы индукции разные, но всегда нормальные (к общей стороне) составляющие совпадают.

Трехмерный случай. Аналог теоремы 1 справедлив и для трехмерного случая. Предположим, что в тетраэдре 1234 векторный магнитный потенциал A меняется линейно. Тогда индукция B будет постоянной и полностью определяется значениями потенциала A в вершинах 1,2,3 и 4. Предположим, что грань 123 лежит в плоскости X0Y. Тогда ось 0Z направлена перпендикулярно грани 123 в правую сторону.

Теорема 2. Нормальная составляющая B_z к грани 123 вектора индукции зависит только от значений A_1, A_2, A_3 потенциала A в вершинах 1,2,3 и не зависит от значения A_4, а именно:

$$B_z=\frac{1}{2\Delta}\left[A_1^y\left(y_2-y_3\right)+A_2^y\left(y_3-y_1\right)+A_3^y\left(y_1-y_2\right)\right]+$$
$$+\frac{1}{2\Delta}\left[A_1^x\left(x_2-x_3\right)+A_2^x\left(x_3-x_1\right)+A_3^x\left(x_1-x_2\right)\right].$$

Доказательство. Имеем

$$B_z=\frac{\partial A^y}{\partial x}-\frac{\partial A^x}{\partial y}\,.$$

Отсюда, в силу равенств (7) и (8), следует теорема 2.

Рассмотрим случай наклонной грани. Пусть перпендикуляр к грани 123 имеет направление $\vec{N}$. Рассчитаем нормальную составляющую B_N к грани 123.

Теорема 2а. Для произвольного тетраэдра 1234 нормальная составляющая B_N вектора индукции к грани 123 зависит только от значений A_1, A_2, A_3 потенциала A в вершинах 1,2,3 и не зависит от значения A_4, а именно:

$$B_N = \frac{1}{2\Delta}\left[A_1^x(x_2 - x_3) + A_2^x(x_3 - x_1) + A_3^x(x_1 - x_2)\right] +$$
$$+\frac{1}{2\Delta}\left[A_1^y(y_2 - y_3) + A_2^y(y_3 - y_1) + A_3^y(y_1 - y_2)\right] +$$
$$+\frac{1}{2\Delta}\left[A_1^z(z_2 - z_3) + A_2^z(z_3 - z_1) + A_3^z(z_1 - z_2)\right],$$

где Δ – площадь треугольника 123.

Доказательство. Разложим B_Nна составляющие по координатным осям:

$$B_N = B_x\cos(N,x) + B_y\cos(N,y) + B_z\cos(N,z) =$$
$$= \left(\frac{\partial A^z}{\partial y} - \frac{\partial A^y}{\partial z}\right)\cos(N,x) + \left(\frac{\partial A^x}{\partial z} - \frac{\partial A^z}{\partial x}\right)\cos(N,y) + \left(\frac{\partial A^y}{\partial x} - \frac{\partial A^x}{\partial y}\right)\cos(N,z).$$

В тетраэдре 1234 векторный магнитный потенциал A линейный и имеет вид

$$A = \sum_{i=1}^{4} A_i b_i(x,y,z),$$

где b_i- трехмерная линейная базисная функция, равная единице в вершине i и нулю в других вершинах тетраэдра. Например, b_1 имеет вид

$$b_1(x,y,z) = \frac{1}{6V}\begin{vmatrix} x & y & z & 1 \\ x_2 & y_2 & z_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & z_3 & 1 \\ x_4 & y_4 & z_4 & 1 \end{vmatrix} = \frac{1}{6V}\begin{vmatrix} x - x_4 & y - y_4 & z - z_4 \\ x_2 - x_4 & y_2 - y_4 & z_2 - z_4 \\ x_3 - x_4 & y_3 - y_4 & z_3 - z_4 \end{vmatrix},$$

где V – объем тетраэдра 1234. Отсюда следует

$$\frac{\partial b_1}{\partial x} = \frac{1}{6V}\left[(y_2 - y_4)(z_3 - z_4) - (z_2 - z_4)(y_3 - y_4)\right],$$

$$\frac{\partial b_1}{\partial y} = \frac{1}{6V}\left[(z_2 - z_4)(x_3 - x_4) - (x_2 - x_4)(z_3 - z_4)\right],$$

$$\frac{\partial b_1}{\partial z} = \frac{1}{6V}\left[(x_2 - x_4)(y_3 - y_4) - (y_2 - y_4)(x_3 - x_4)\right].$$

Итак, имеем

$$B_N = \left(\sum_{i=1}^{4} A_i^z \frac{\partial b_i}{\partial y} - A_i^y \frac{\partial b_i}{\partial z} \right) \cos(N, x) + \left(\sum_{i=1}^{4} A_i^x \frac{\partial b_i}{\partial z} - A_i^z \frac{\partial b_i}{\partial x} \right) \cos(N, y) +$$
$$+ \left(\sum_{i=1}^{4} A_i^y \frac{\partial b_i}{\partial x} - A_i^x \frac{\partial b_i}{\partial y} \right) \cos(N, z).$$

Заметим, что для объема тетраэдра имеет место $6V = 2\Delta h_N$, где Δ – площадь треугольника 123; h_N – высота, опущенная из вершины 4 на грань 123 и имеющая направление $\vec{N}$. Следовательно,

$$2\Delta B_N = \sum_{i=1}^{4} (A_i^x c_{ix} + A_i^y c_{iy} + A_i^z c_{iz}),$$

где

$$c_{ix} = 2\Delta \left(\frac{\partial b_i}{\partial z} \cos(N, y) - \frac{\partial b_i}{\partial y} \cos(N, z) \right),$$

$$c_{iy} = 2\Delta \left(\frac{\partial b_i}{\partial x} \cos(N, z) - \frac{\partial b_i}{\partial z} \cos(N, x) \right),$$

$$c_{iz} = 2\Delta \left(\frac{\partial b_i}{\partial y} \cos(N, x) - \frac{\partial b_i}{\partial x} \cos(N, y) \right).$$

Например, для c_{1x} имеем

$$c_{1x} = \frac{2\Delta}{6V} \{ \left[(x_2 - x_4)(y_3 - y_4) - (y_2 - y_4)(x_3 - x_4) \right] \cos(N, y) +$$
$$+ \left[(x_2 - x_4)(z_3 - z_4) - (z_2 - z_4)(x_3 - x_4) \right] \cos(N, z) \} = x_3 - x_2.$$

Аналогичным образом рассчитав остальные коэффициенты, получим

$$2\Delta \cdot B_N = A_1^x (x_2 - x_3) + A_2^x (x_3 - x_1) + A_3^x (x_1 - x_2) +$$
$$+ A_1^y (y_2 - y_3) + A_2^y (y_3 - y_1) + A_3^y (y_1 - y_2) +$$
$$+ A_1^z (z_2 - z_3) + A_2^z (z_3 - z_1) + A_3^z (z_1 - z_2).$$

Теорема доказана.

Следствие. В тетраэдрах, имеющих общую грань, хотя векторы индукции разные, но всегда нормальные (к общей грани) составляющие совпадают.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Biro O., Preis K., Richter K.R.** On the use of the magnetic vector potential in the nodal and edge finite element analysis of 3D magnetostatic problems // IEEE. Trans. Magn. - 1996. - Vol. 32. - P. 651-654.
2. **Арфкен Г.** Математические методы в физике. – М.: Атомиздат, 1970.- 712 с.
3. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1973.- 831 с.
4. **Нейман Л.Р., Калантаров П.Л.** Теоретические основы электротехники. Т. 3. – М.: Госэнергоиздат, 1959. -231 с.
5. **Макаров А.М., Лунева Л.А.** Основы электромагнетизма: Электронный учебник. Т.3. – М.: Изд-во МГТУ им Н.Э. Баумана, 2002.-154 с.
6. **Самарский А.А.** Теория разностных схем. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1983. – 616 с.
7. **Соболев С.Л.** Уравнения математической физики. – М.: Гос. изд. техн.–теор. лит., 1954.- 444 с.
8. **Курант Р., Гильберт Д.** Методы математической физики. Т.1. – М.: Изд-во ГТТИ, 1933. – 525 с.
9. **Михлин С.Г.** Курс математической физики. 2-е изд. - СПб.: Изд-во “Лань”, 2002.- 576 с.
10. **Бинс К., Лауренсон П**. Анализ и расчет электрических и магнитных полей - М.: Энергия, 1970. - 374 с.
11. **Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л.** Теоретические основы электротехники. Т.3. -4-е изд. - СПб.: Питер, 2003.- 377 с.
12. **Сивухин Д. В.** Общий курс физики: Учеб.пособие для вузов. В 5 т. Т. 3. Электричество. - 4-е изд., стереот. - М.: Физматлит, 2004. - 656 с.

ГИУА (ПОЛИТЕХНИК). Материал поступил в редакцую 10.04.2012.

Հ.Ա. ԹԵՐՋՅԱՆ, Հ.Ս. ՍՈՒՔԻԱՍՅԱՆ, Ա.Է. ՀԱԿՈԲՅԱՆ

ՎԵՐՋԱՎՈՐ ՏԱՐՐԵՐՈՎ ԵՌԱՉԱՓ ՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ԴԱՇՏԸ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐԵԼԻՍ ՎԵԿՏՈՐԱԿԱՆ ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՄԱՍԻՆ

Հետազոտվում է ստացված մագնիսական նիդուկցիայի վեկտորի վարքը վերջավոր տարրերի մեթոդով եռաչափ դաշտային խնդիրների թվային լուծման ընթացքում: Ցույց է տրված, որ եռաչափ մագնիսաստատիկ խնդիրների լուծման դեպքում կուլոնյան ձևափոխությունը պարտադիր պայման չէ: Ելնելով ֆիզիկական նկատառումներից, անհրաժեշտ է, որ մագնիսական ինդուկցիայի դիվերգենցիան հավասար լինի զրոյի, մագնիսական ինդուկցիայի վեկտորի նորմալ բաղադրիչը և մագնիսական դաշտի լարվածության տանգենցիալ բաղադրիչը համընկնեն տարրերի սահմանին: Ապացուցված է, որ վերջավոր տարրերի մեթոդը կիրառելիս հարևան տարրերի մագնիսական ինդուկցիայի վեկտորի նորմալ բաղադրիչները հավասարեն:

Առանցքայինբառեր. Էլեկտրամագնիսական դաշտ, վերջավոր տարրերի մեթոդ, քառանիստ ցանց:

H. A. TERZYAN, H. S. SUKIASYAN, A. E. HAKOBYAN

ON THE PROPERTIES OF VECTOR CHARACTERISTICS AT FINITE ELEMENT MODELING OF THREE-DIMENSIONAL MAGNETIC FIELD

The behavior of the magnetic induction produced in the numerical solution of three-dimensional field problems by finite element method (FEM) is researched. It is shown that the Coulomb gauge is not necessary for three-dimensional magnetostatic problem. It is also shown that from physical considerations, the normal components of the magnetic induction and the tangential component of tension on the boundaries of the elements must coincide. Also, the divergence of the magnetic induction must vanish. The coincidence of the normal components of the magnetic induction on the boundaries of the elements in the framework of the finite element method is proved.

Keywords: electromagnetic field, finite element method, tetrahedral mesh.

ISSN 0002-306X.Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2012. Т. LXV, № 4.

UDC 62-50

AUTOMATION AND CONTROL SYSTEMS

O.N. GASPARYAN, A.T. ULIKYAN

DESIGN OF MATRIX REGULATORS FOR CIRCULANT CONTROL SYSTEMS

The paper is devoted to the problem of designing matrix regulators for a special class of multivariable feedback control systems called circulant systems. The exposition is based on the characteristic transfer function method, which allows reducing the investigation of N-dimensional multivariable control system to investigation of N fictitious one-dimensional systems. An analytical formula for elements of circulant matrix regulators is derived.

Keywords: multivariable control system, circulant system, permutation matrix, characteristic transfer function, matrix regulator.

Introduction. The problem of multiple-input multiple-output (MIMO) control system design is one of the centrals in multivariable feedback control [1-3]. The paper is devoted to the issue of designing matrix regulators for a significant class of MIMO control systems described by circulant transfer matrices.Such systems are widespread in various technical applications, especially in process control and aerospace engineering [1-3]. The proposed approach is based on the characteristic transfer functions (CTF) method [4]. That method allows reducing the task of analysis and design of an *N*-dimensional square (i.e. having *N* inputs and *N* outputs) MIMO system to *N* one-dimensional tasks, which, in many cases, can be solved by conventional methods of classical control [5].

The general matrix block diagram of a MIMO system with the matrix regulator $K(s)$ is shown in Fig. 1, where: $\varphi(s)$ and $f(s)$ stand for Laplace transforms of the *N*-dimensional input and output vectors $\varphi(t)$ and $f(t)$; $W(s)$ denotes the transfer matrix of the plant with entries that are scalar rational functions in complex variable s. The destination of the matrix regulator $K(s)$ consists of providing the required performance indices of the closed-loopMIMO system [1, 2].

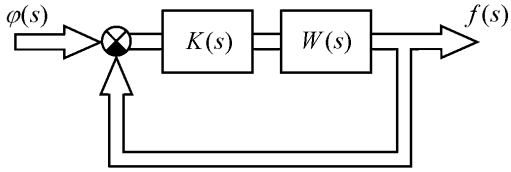


Fig. 1. Square MIMO control system with plant $W(s)$ and matrix regulator $K(s)$

Circulant control systems. The distinctive feature of *circulant* MIMO systems is that their transfer matrices are circulant [6, 7]. In a circulant matrix, each subsequent row is obtained from the preceding row by shifting all elements (except for the N th) by one position to the right; the N th element of the preceding row then becomes the first element of the following. For the circulant matrix $W(s)$ of the plant we have:

$$W(s) = \begin{pmatrix} w_0(s) & w_1(s) & w_2(s) & \ldots\ldots & w_{N-1}(s) \\ w_{N-1}(s) & w_0(s) & w_1(s) & \ldots\ldots & w_{N-2}(s) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ w_1(s) & w_2(s) & w_3(s) & \ldots\ldots & w_0(s) \end{pmatrix}. \tag{1}$$

Each diagonal of a circulant matrix consists of the same elements, and the diagonals located at the same distance from the lower left corner and from the principal diagonal consist of identical elements. Physically, this means that in circulant systems, it is possible to single out some groups of subsystems with identical transfer functions of all cross-connections, i.e. having some internal symmetry. It is easy to see that any circulant matrix is completely defined by the first (or any other) row. Using the designations $w_0(s)$, $w_i(s)$ $(i = 1, 2, \ldots, N-1)$ for the first row of the circulant matrix $W(s)$ (1), the latter can be represented in the matrix polynomial form [2, 3]:

$$W(s) = w_0(s)I + \sum_{k=1}^{N-1} w_k(s)U^k, \tag{2}$$

where

$$U = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \tag{3}$$

is the orthogonal *permutation matrix* [6, 7].

The eigenvalues β_i of the permutation matrix U are the roots of the equation

$$\det[\beta I - U] = \beta^N - 1 = 0, \tag{4}$$

and, for any N, are expressed in the analytical form:

$$\beta_i = \exp\left\{ j\frac{2\pi(i-1)}{N} \right\} \qquad (i = 1, 2, \ldots, N). \tag{5}$$

The CTFs $q_i(s)$ of the circulant matrix $W(s)$ (1), (2) can be represented, for any number N of separate channels, as

$$q_i(s) = w_0(s) + \sum_{k=1}^{N-1} w_k(s) \exp\left\{ j\frac{2\pi(i-1)}{N}k \right\} \quad (i = 1, 2, \dots, N). \tag{6}$$

Besides, the canonical basis of the circulant matrix $W(s)$ and the modal matrix C are inherited from the permutation matrix U (3) [2, 3].

Design of circulant systems with matrix regulators. Let both the plant $W(s)$ and the regulator $K(s)$ in Fig. 1 are circulant, i.e. are described by circulant transfer matrices having the following canonical representations [2, 3]:

$$W(s) = C\,diag\,\{q_i(s)\}C^{-1}, K(s) = C\,diag\,\{p_i(s)\}C^{-1}, \tag{7}$$

where the orthogonal modal matrix C is composed of the normalized eigenvectors c_i of the permutation matrix U (3). Then, the transfer matrix $G(s)$ of the open-loop corrected system is equal to

$$G(s) = W(s)K(s) = \begin{pmatrix} G_0(s) & G_1(s) & G_2(s) & \dots\dots & G_{N-1}(s) \\ G_{N-1}(s) & G_0(s) & G_1(s) & \dots\dots & G_{N-2}(s) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_1(s) & G_2(s) & G_3(s) & \dots\dots & G_0(s) \end{pmatrix}, \tag{8}$$

or, taking into account (7),to

$$G(s) = C\,diag\,\{q_i(s)\}C^{-1}C\,diag\,\{p_i(s)\}C^{-1} = C\,diag\,\{q_i(s)p_i(s)\}C^{-1} = C\,diag\,\{g_i(s)\}C^{-1}, \tag{9}$$

where

$$g_i(s) = q_i(s)p_i(s) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \tag{10}$$

are the CTFs of the corrected circulant system with the circulantmatrix regulator.

Let us find the relationships between the transfer matrices $G(s)$, $W(s)$ and $K(s)$ for circulant systems with matrix regulators. Giving the *desired* transfer matrix of the open-loop system $G(s)$, we can immediately write down, based upon equations (8)-(10),

$$K(s) = W^{-1}(s)G(s) = C diag\{p_i(s)\}C^{-1}, \tag{11}$$

where

$$p_i(s) = \frac{g_i(s)}{q_i(s)} \quad (i = 1, 2, \dots, N) \tag{12}$$

are the CTFs of the required matrix regulator $K(s)$ in (7).

Formally, the N equations in (12) are quite similar to the corresponding equations for single-input single-output (one-dimensional) control systems. On the other hand, here, we have a *set* of N equations, which depend on $2N$ transfer functions $w_0(s)$, $w_1(s)$, ..., $w_{N-1}(s)$ and $G_0(s), G_1(s), ..., G_{N-1}(s)$ in (1) and (8).

The issue is to find the rational transfer functions $k_0(s), k_1(s), ..., k_{N-1}(s)$ so that, the given transfer matrices $W(s)$ (1) and $G(s)$ (8), the N scalar equations (10) [or the matrix equation (8)] be satisfied. The analytical solution of that task cannot be generally found. Therefore, we shall try to bring the equations in question to a form, which will simplify the numerical solution of the task by means of modern computer aids.

Towards that end, let us derive the analytical equations for CTFs $g_i(s)$ for $N = 3$. Based on (6)-(12), we have

$$\begin{aligned} q_1(s) &= w_0(s) + w_1(s) + w_2(s), \\ q_2(s) &= w_0(s) + w_1(s)\exp\left\{ j\frac{2\pi}{3} \right\} + w_2(s)\exp\left\{ j\frac{4\pi}{3} \right\}, \\ q_3(s) &= w_0(s) + w_1(s)\exp\left\{ j\frac{4\pi}{3} \right\} + w_2(s)\exp\left\{ j\frac{8\pi}{3} \right\}, \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned} p_1(s) &= k_0(s) + k_1(s) + k_2(s), \\ p_2(s) &= k_0(s) + k_1(s)\exp\left\{ j\frac{2\pi}{3} \right\} + k_2(s)\exp\left\{ j\frac{4\pi}{3} \right\}, \\ p_3(s) &= k_0(s) + k_1(s)\exp\left\{ j\frac{4\pi}{3} \right\} + k_2(s)\exp\left\{ j\frac{8\pi}{3} \right\}. \end{aligned} \tag{14}$$

The substitution of equations (13) and (14) into (10) and examination of the obtained equations shows that the relationship between the elements of the transfer matrices $G(s)$, $W(s)$ and $K(s)$ can be written in the following compact form:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} G_0(s) \\ G_1(s) \\ G_2(s) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} k_0(s)w_0(s) + k_1(s)w_2(s) + k_2(s)w_1(s) \\ k_0(s)w_1(s) + k_1(s)w_0(s) + k_2(s)w_2(s) \\ k_0(s)w_2(s) + k_1(s)w_1(s) + k_2(s)w_0(s) \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} w_0(s) & w_2(s) & w_1(s) \\ w_1(s) & w_0(s) & w_2(s) \\ w_2(s) & w_1(s) & w_0(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_0(s) \\ k_1(s) \\ k_2(s) \end{pmatrix}. \end{aligned} \tag{15}$$

Note that the matrix

$$\tilde{W}(s) = \begin{pmatrix} w_0(s) & w_2(s) & w_1(s) \\ w_1(s) & w_0(s) & w_2(s) \\ w_2(s) & w_1(s) & w_0(s) \end{pmatrix} \tag{16}$$

in the equation (15) is transposed with respect to the transfer matrix of the plant $W(s)$, i.e. $\tilde{W}(s) = W^T(s)$.

It can be shown that analogous [to (15)] relationships hold true for $N = 4$, $N = 5$ and $N = 6$. Therefore, by induction, the relationship between the N-dimensional column vectors $\tilde{G}(s) = [G_0(s)\ G_1(s)\ ....\ G_{N-1}(s)]^T$ and $\tilde{K}(s)$ has the form

$$\tilde{G}(s) = W^T(s)\tilde{K}(s). \tag{17}$$

From (17), we get the formula

$$\tilde{K}(s) = [W^T(s)]^{-1}\tilde{G}(s) \tag{18}$$

relating the vector $\tilde{K}(s)$, composed of the elements of the first row of the circulant regulator $K(s)$, with the transfer matrix of the plant $W(s)$ and the vector $\tilde{G}(s)$, composed of the elements of the first row of the desired open-loop transfer matrix $G(s)$.

Since the matrix $\tilde{W}(s) = W^T(s)$ is circulant, it has a standard canonical representation

$$\tilde{W}(s) = Cdiag\{\tilde{q}_i(s)\}C^{-1}, \tag{19}$$

where the CTFs $\tilde{q}_i(s)$ are given by the following expressions:

$$\tilde{q}_i(s) = w_0(s) + \sum_{k=1}^{N-1} w_{N-k}(s)\exp\left\{ j\frac{2\pi(i-1)}{N}k \right\}. \tag{20}$$

Taking into account (19) we have, instead of (18), the final expression

$$\tilde{K}(s) = Cdiag\left\{\frac{1}{\tilde{q}_i(s)}\right\}C^{-1}\tilde{G}(s) = Cdiag\left\{\frac{1}{\tilde{q}_i(s)}\right\}C^{*}\tilde{G}(s), \tag{21}$$

which relates two vectors $\tilde{G}(s)$ and $\tilde{K}(s)$ and is well-suited for numerical computations.

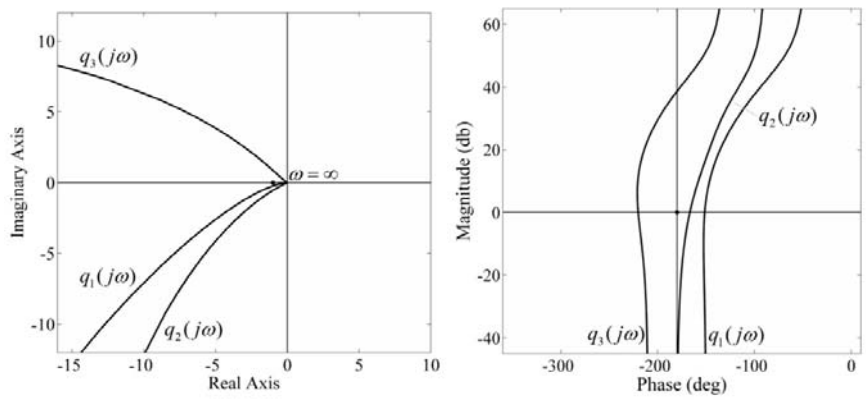
Example. Assume we have a three-dimensional circulant plant with the following elements of the first row:

$$w_0(s) = \frac{100}{0.8s^2 + s}, \qquad w_1(s) = \frac{50}{0.8s^2 + s}, \qquad w_2(s) = \frac{-60}{0.16s^3 + s^2 + s}. \tag{22}$$

The CTFs $q_i(s)$ of that matrix can be represented analytically in the form:

$$q_1(s) = \frac{10(3s+9)}{0.16s^3 + s^2 + s}, \qquad q_{2,3}(s) = \frac{10\left[(1.5 - 0.866j)s + 10.5 \mp 9.526j\right]}{0.16s^3 + s^2 + s}. \tag{23}$$

The Nyquist and Nichols plots of the CTFs (23) are shown in Fig. 2. The inspection of the graphs in Fig. 2 indicates that the initial circulant system is unstable.



(a) (b)

Fig. 2. Frequency characteristics of the three-dimensional circulant plant $W(s)$ (22). (a) Nyquist plots; (b) Nichols plots

Let us find a circulant matrix regulator $K(s)$, which will provide stability ofthe given system and, in addition, provide that the value of the oscillation index M with respect to output signals be equal to unity, i.e. $M = 1$. Towards that end, we need to find such a circulant transfer matrix of the corrected system $G(s)$, which possesses the required performance characteristics. The analysis shows that the goal can be achieved by the 3×3 matrix $G(s)$ with the following elements of the first row:

$$G_0(s) = \frac{0.1907s^3 + 1.477s^2 + 2.691s + 1}{0.004s^5 + 0.081s^4 + 0.535s^3 + 1.35s^2 + s},$$

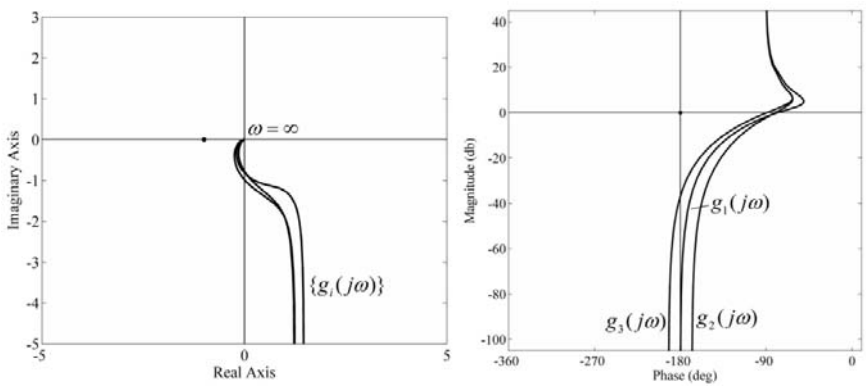
$$G_1(s) = \frac{0.05638s^3 + 0.141s^2 + 0.05638s}{0.004s^5 + 0.081s^4 + 0.535s^3 + 1.35s^2 + s}, \tag{24}$$

$$G_2(s) = \frac{0.08624s^3 + 0.2156s^2 + 0.08624s}{0.004s^5 + 0.081s^4 + 0.535s^3 + 1.35s^2 + s}.$$

The CTFs $g_1(s)$, $g_2(s)$ and $g_3(s)$ of the corresponding system have the form: $g_1(s) = \dfrac{0.3332s^3 + 1.8336s^2 + 2.8336s + 1}{0.004s^5 + 0.081s^4 + 0.535s^3 + 1.35s^2 + s}$,

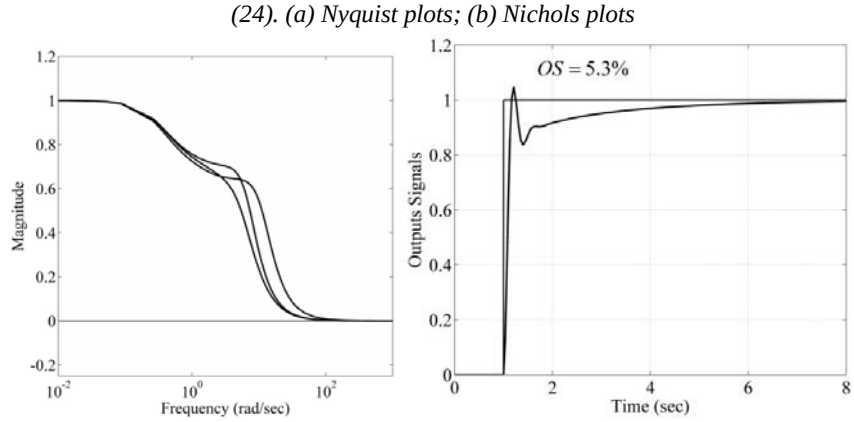
$$g_{2,3}(s) = \frac{(0.1939 \mp j0.02586)s^3 + (1.2987 \mp j0.064605)s^2 + (2.6197 \mp j0.02586)s + 1}{0.004s^5 + 0.081s^4 + 0.535s^3 + 1.35s^2 + s}.$$

The Nyquist and Nichols frequency characteristics of these CTFs are shown in Fig. 3. The frequency characteristics of the closed-loop CTFs are presented in Fig. 4(a).



(a) (b)

Fig. 3. Frequency characteristics of the three-dimensional corrected circulant system $G(s)$ (24). (a) Nyquist plots; (b) Nichols plots



(a) (b)

Fig. 4. Frequency (a) and transient (b) responses of the closed-loop circulant system

The transient responses of the system under the unit steps applied simultaneously to all inputs at time $t = 1.0\ s$ are given in Fig. 4(b). The same overshoot of all channels

is $OS = 5.3\,\%$. Note that the transient responses of all channels of the system are the same, which is explained by the fact that, in the circulant system, only the first characteristic system is activated under the applied input unit steps.

The solution of the equation (21) gives the following elements of the first row of the circulant matrix regulator $K(s)$:

$$k_0(s) = \frac{0.4312s^2 + 1.078s + 0.4312}{s^2 + 14s + 40},$$

$$k_1(s) = \frac{-0.04643s^2 - 0.1161s - 0.04643}{s^2 + 14s + 40},$$

$$k_2(s) = \frac{0.2819s^2 + 0.705s + 0.2819}{s^2 + 14s + 40}.$$

Conclusion. An analytical formula relating the elements of the first row of the matrix regulator and the given transfer matrices of the corrected circulant system and the plant is derived in the paper. That formula exploits the canonical representation of circulant control systems on the bases of the CTFs method. It should be emphasized, that for circulant systems, the CTFs and the modal matrices can be written in analytical form for any number of channels N. That allows one to develop effective program codes (e.g., in the MATLAB language [8]) for computer-aided design of circulant control systems of an arbitrary dimension. It can be shown that the derived formula applies also to anticirculant systems [2, 3], i.e. to MIMO control systems with anticirculant transfer matrices.

REFERENCES

1. **Skogestad S. and Postlethwaite I.** Multivariable Feedback Control. Analysis and Design.- John Wiley and Sons Ltd., Chichester, Sussex, UK, 2005.-595 p.
2. **Gasparyan O.N.** Linear and Nonlinear Multivariable Feedback Control: A Classical Approach. - John Wiley & Sons, UK, 2008.-356 p.
3. **Гаспарян О.Н.** Теория многосвязных систем автоматического регулирования.- Ереван: Изд-во “Асогик”, 2010.- 380 с.
4. **MacFarlane A.G.J. and Belletrutti J.J.** The characteristic locus design method // Automatica.-1970.-Vol. 9, № 5. - P. 575-588.
5. **Бессекерский В.А., Попов Е.П.** Теория систем автоматического регулирования.- М.: Наука, 2003.- 575 с.
6. **Bellman R.**Introduction to Matrix Analysis.-McGraw-Hill, NY, 1970. - 367 p.
7. **Davis P.J.**Circulant Matrices. - Wiley, NY, 1979. - 284 p.
8. Using MATLAB. The Math Works, Inc., 2012. - 874 p.

SEUA. The material is received 12.09.2012.

Օ.Ն. ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ, Ա.Թ. ՈՒԼԻԿՅԱՆ

ՑԻՐԿՈՒԼՅԱՆՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ

Դիտարկվում է հետադարձ կապով բազմաչափ կառավարման համակարգերի հատուկ դասի, այսպես կոչված, ցիրկուլյանտ համակարգերի մատրիցայի նկարգավորիչների նախագծման խնդիրը: Ներկայացվածը կատարված է բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիաների մեթոդով, որը թույլ է տալիս N–չափանի փոխադարձ կապերով կառավարման համակարգերի հետազոտումը հանգեցնել մեկ մուտքով և ելքով N հատեր նակայական համակարգերի հետազոտման: Դուրս է բերված անալիտիկ բանաձև՝ ցիրկուլյանտ մատրիցայի նկարգավորիչի տարրերի որոշման համար:

Առանցքային բառեր. Բազմաչափ կառավարման համակարգ, ցիրկուլյանտ համակարգ, տեղափոխությունների մատրից, բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիա, մատրիցայի նկարգավորիչ:

О.Н. ГАСПАРЯН, А.Т. УЛИКЯН

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАТРИЧНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ЦИРКУЛЯНТНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Рассматривается задача проектирования матричных регуляторов для специального класса многомерных систем управления с обратной связью, называемых циркулянтными системами. Изложение основано на методе характеристических передаточных функций, который позволяет свести исследование N-мерной взаимосвязанной системы управления к исследованию N фиктивных систем с одним входом и выходом. Выведена аналитическая формула для определения элементов циркулянтного матричного регулятора.

Ключевые слова: многомерная система управления, циркулянтная система, матрица перестановок, характеристическая передаточная функция, матричный регулятор.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ՎԱՍԻԼՅԱՆ Գ.Ա., ՍԱՐԳՍՅԱՆ Ա.Ռ.
ԱՄՐԱՆԱՎՈՐՎԱԾ ԿՈՄՊՈԶԻՑԻՈՆ ՆՅՈՒԹԵՐԻ ՍՏԱՑՄԱՆ ՏԵՍԱԿԱՆ ԵՎ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ 335
ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ Ն.Գ.
ԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻ ԿԱԽՎԱԾՈՒԹՅՈՒՆԸ ԶՈԴՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿԻՑ ԵՎ ԶՈԴԱԿԱՐԻ ՀԱՍՏՈՒԹՅՈՒՆԻՑ 346
ՕՐԴԱՆՅԱՆ Ս.Ս., ՎԻԽՄԱՆ Ս.Վ., ՆԵՍՄԵԼՈՎ Դ.Դ., ՀՈՎՍԵՓՅԱՆ Ա.Հ.
ՓՈԽԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ SiC-YB_6 ՀԱՄԱԿԱՐԳՈՒՄ 355
ԵՆԳԻԲԱՐՅԱՆ Ս.Ն.
ՑԱԾՐՈՐԱԿ ՊՍԵՎԴՈԼԵՅՑԻՏԱՅԻՆ ՍԻԵՆԻՏՆԵՐԻ ԼԱՎՈՐԱԿՈՒՄ ՖԻԶԻԿԱՔԻՄԻԱԿԱՆ ԵՂԱՆԱԿՈՎ 359
ՍԱՖԱՐՅԱՆ Վ.Ս., ԳՆՈՒՆԻ Բ.Տ.
ՍԻՆՔՐՈՆ ՄԵՔԵՆԱՅԻ ՍՏԱՑԻՈՆԱՐ ԿԵՏԻ ՍՏԱՏԻԿ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ՝ ՀԱՇՎԻ ԱՌՆԵԼՈՎ ՆՐԱ ԳՐԳՌՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐԸ 366
ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Վ.Ա., ԿԱՐԱԽԱՆՅԱՆ Լ.Հ., ՍԱՀԱԿՅԱՆ Ն.Մ.
ՄԻԱՇՂԹԱ ԵՎ ԵՐԿՇՂԹԱ ՄԱԼՈՒԽԱՅԻՆ ԷԼԵԿՏՐԱՀԱՂՈՐԴՄԱՆ ԳԾԻ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ԴԱՇՏԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ 373
ՄԵԼԻՔՅԱՆ Վ.Շ., ՄՈՎՍԻՍՅԱՆ Կ.Վ.
ԻՍ-ԵՐԻ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՄՈՒՏՔ-ԵԼՔ ԻՆՏԵՐՖԵՅՍԻ ՄՆՄԱՆ ՑԱՆՑԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄ ԵՎ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄ 380
ՄԵԼԻՔՅԱՆ Գ.Շ.
EEPROMՀ ԻՇՈՂՈՒԹՅԱՆ ՏԱՐՐԻ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ 391
ԴԱՇՏՈՅԱՆ Հ.Ռ.
$Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$ ՀԻՄՔՈՎ ՄԵՏԱՂ-ՖԵՐՈԷԼԵԿՏՐԻԿ-ԴԻԷԼԵԿՏՐԻԿ-ԿԻՍԱՀԱՂՈՐԴԻՉ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԻ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ 400
ԹԵՐԶՅԱՆ Հ.Ա., ՍՈՒՔԻԱՍՅԱՆ Հ.Ս., ՀԱԿՈԲՅԱՆ Ա.Է.
ՎԵՐԶԱՎՈՐ ՏԱՐՐԵՐՈՎ ԵՌԱՉԱՓ ՄԱԳՆԻՍԱԿԱՆ ԴԱՇՏԸ ՄՈԴԵԼԱՎՈՐԵԼԻՍ ՎԵԿՏՈՐԱԿԱՆ ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՄԱՍԻՆ 406
ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ Օ.Ն., ՈՒԼԻԿՅԱՆ Ա.Թ.
ՑԻՐԿՈՒԼՅԱՆՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄԱՏՐԻՑԱՅԻՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ 415

СОДЕРЖАНИЕ

АГБАЛЯН С.Г., ВАСИЛЯН Г.А., САРГСЯН А.Р.
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПОЛУЧЕНИЯ АРМИРОВАННЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ 335

ОВСЕПЯНН. Г.
ЗАВИСИМОСТЬ НАПРЯЖЕНИЙ ОТ СПОСОБА ПАЙКИ И ТОЛЩИНЫ ПАЯНОГО ШВА 346

ОРДАНЬЯН С.С., ВИХМАН С.В., НЕСМЕЛОВ Д.Д., ОВСЕПЯН А.О.
ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В СИСТЕМЕ SiC-YB_6 355

ЕНГИБАРЯН С.Н.
ФИЗИКО–ХИМИЧЕСКИЙ СПОСОБ КОНДИЦИОНИРОВАНИЯ НИЗКОКАЧЕСТВЕННОГО ПСЕВДОЛЕЙЦИТОВОГО СИЕНИТА 359

САФАРЯНВ.С., ГНУНИБ.Т.
ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ СТАЦИОНАРНОЙ ТОЧКИ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С УЧЕТОМ РЕГУЛЯТОРОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ 366

ГРИГОРЯН В.А., КАРАХАНЯН Л.О., СААКЯН Н.М.
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ОДНОЦЕПНОЙ И ДВУХЦЕПНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ 373

МЕЛИКЯН В.Ш., МОВСИСЯН К.В.
МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЕТИ ПИТАНИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ИНТЕРФЕЙСА ВВОДА/ВЫВОДА ИС 380

МЕЛИКЯН Г.Ш.
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАПОМИНАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА EEPROM 391

ДАШТОЯН А.Р.
ИССЛЕДОВАНИЕ СВОЙСТВ СТРУКТУРЫ МЕТАЛЛ-ФЕРРОЭЛЕКТРИК-ДИЭЛЕКТРИК-ПОЛУПРОВОДНИК НА ОСНОВЕ $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$ 400

ТЕРЗЯНА.А., СУКИАСЯНГ.С., АКОПЯНА.Э.
О СВОЙСТВАХ ВЕКТОРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ТРЕХМЕРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ 406

ГАСПАРЯН О.Н., УЛИКЯН А.Т.
ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАТРИЧНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ ЦИРКУЛЯНТНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ 415

CONTENTS

AGHBALYAN S.G., VASILYAN G.A., SARGSYAN A.R
THEORETICAL AND TECHNOLOGICAL CHARACTERISTICS OF OBTAINING REINFORCED COMPOSITIONALMATERIALS 335

HOVSEPYAN N.G.
THE DEPENDENCE OF THE VOLTAGE VALUES ON SOLDERING AND THICKNESS OF SOLDERED SEAM 346

ORDANYANS.S., VIKHMANS.V., NESMELOVD.D., HOVSEPYANA.H.
INTERACTION IN SiC-YB_6 SYSTEM 355

YENGIBARYAN S.N.
PHYSICAL AND CHEMICAL CONDITIONING OF LOW QUALITY PSEUDOLEUCITIC SYENITEA 359

SAFARYAN V.S., GNUNI B.T.
INVESTIGATION OF STATIC STABILITY OF THE STATIONARY POINT OF A SYNCHRONOUS MACHINE WITH EXCITATION CONTROLLER 366

GRIGORYAN V.A., KARAKHANYAN L.H., SAHAKYAN N.M.
INVESTIGATION OF THE ELECTRIC FIELD OF SINGLE-CIRCUIT AND DOUBLE-CIRCUIT CABLE TRANSMISSION LINE 373

MELIKYAN V.SH., MOVSISYAN K.W.
MODELING AND DESIGN OF POWER SUPPLY NETWORK OF AN IC HIGH SPEED I/O INTERFACE 380

MELIKYAN G.Sh.
SIMULATION OF MEMORY CELL EEPROM 391

DASHTOYAN H.R.
INVESTIGATION OF PROPERTIES OF $Ba_{0,25}Sr_{0,75}TiO_3$ BASED METAL-FERROELECTRIC-INSULATOR-SEMICONDUCTOR STRUCTURE 400

TERZYAN H.A., SUKIASYAN H. S., HAKOBYAN A. E.
ON THE PROPERTIES OF VECTOR CHARACTERISTICS AT FINITE ELEMENT MODELING OF THREE-DIMENSIONAL MAGNETIC FIELD 406

GASPARYAN O.N., ULIKYAN A.T.
DESIGN OF MATRIX REGULATORS FOR CIRCULANT CONTROL SYSTEMS 415