

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ

ЕРЕВАН

ISSN 0002-306 X

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ՀԱՏՈՐ LXXV ТОМ

4

ԵՐԵՎԱՆ 2022 ЕРЕВАН

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Տ Ե Ղ Ե Կ Ա Գ Ի Ր

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

Հատոր 75

N 4

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ԵՐԵՎԱՆ 2022

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Том 75

N 4

ОКТАБРЬ - ДЕКАБРЬ

ЕРЕВАН 2022

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

Volume 75

N 4

OCTOBER - DECEMBER

YEREVAN 2022

Журнал издается с 5.01.1948 г.

Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

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

Ответственный секретарь Сейранян Ж.С., Армения

Редколлегия:

Агбалян С.Г., д.т.н., проф., Армения

Акопян В.Н., д.ф.-м.н., Армения

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

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

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

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

Воробьев А.Е., д.т.н., проф., Россия

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

Гонейма М., к.т.н., Египет

Гримблат В., к.т.н., Чили

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

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

Зорян Е., к.т.н., США

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

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

Куртуа Б., к.т.н., Франция

Лан Ч., к.т.н., Китай

Мандалика С., к.т.н., Индия

Марухян В.З., к.т.н., проф., Армения

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

Петросян О.А., д.т.н., проф., Армения

Петросянц К.О., д.т.н., проф., Россия

Сапатнекар С., к.т.н., США

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

Симонян С.О., д.т.н., проф., Армения

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

Тихомиров Г.В., д.ф.-м.н., Россия

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

Усанов В.И., д.т.н., проф., Россия

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

Цанова С., к.т.н., Болгария

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

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

Шлихтманн У., к.т.н., Германия

EDITORIAL BOARD

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

Հրատ. խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Յ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

Տ Ե Ղ Ե Կ Ա Գ Ի Ր

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И НАЦИОНАЛЬНОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

2022

4

ՀԱՏՈՐ

ТОМ 75
VOLUME

ՀՈԿՏԵՄԲԵՐ - ԴԵԿՏԵՄԲԵՐ

ОКТАБРЬ - ДЕКАБРЬ
OCTOBER - DECEMBER

Հրատ. Խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

ԺԱՆՆԱ Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ստորագրված է տպագրության՝ 21.03.2023

Թուղթը՝ «օֆսեթ»։ Տպագրությունը՝ դիզո: Ֆորմատ՝ (70×100) 1/16:

Շարվածքը՝ համակարգչային:

Տառատեսակը՝ Sylfaen, Times New Roman: 8 տպ. մամ.:

Պատվեր՝ 71: Տպաքանակ՝ 200

Հայաստանի Ազգային

Պոլիտեխնիկական

Համալսարանի

«Պոլիտեխնիկ»

տպագրահրատարակչություն

Երևան, Տերյան 105

Типографско-

издательский центр

«Политехник»

Национального

политехнического

университета Армении

Ереван, ул. Теряна 105,

“Polytechnic” Publishing – House

National Polytechnic University of
Armenia

105 Teryan str. Yerevan

polytechpolygraph@gmail.com

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Գ.Ա. ՎԱՍԻԼՅԱՆ, Վ.Ա. ՄԻՄՈՆՅԱՆ

**ΠC-H18K10M5Re ՄԱԿՆԻՇԻ ՄԱՐՏԵՆՄԻՏԱՑԻՆ ԾԵՐԱՑՈՂ ՊՈՂՊԱՏԱՓՈՇՈՒՑ
ՊԱՏՐԱՍՏՎԱԾ ԾԱԿՈՏԿԵՆ ՄԱՍԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՆ ԵՎ
ՋԵՐՄԱՑԻՆ ՄՇԱԿՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ**

Բարձր և ֆունկցիոնալ հատկություններով օժտված փոշեկոմպոզիտային նյութերի ստեղծումը, ինչպիսիք են բացասական ջերմաստիճաններում փխրուն քայքայման նկատմամբ կայուն մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատները, հանդիսանում է ժամանակակից նյութագիտության առաջնային ուղղություններից մեկը: Այս պողպատները լավ մշակվում են կտրմամբ, հեշտ դեֆորմացվում են և ենթարկվում ջերմային մշակման:

Հետազոտվել են բարդ օբյեկտների սինթեզման եղանակով ստացված ΠC-H18K10M5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող պողպատափոշուց մամլված ծակոտկեն մամլվածքների եռակալման, տաք արտամղման, ջերմային մշակման ու կառուցվածքագոյացման գործընթացները: Հետազոտությունների արդյունքում մշակվել է մարտենսիտային ծերացող պողպատափոշուց արտադրատեսակների ստացման տեխնոլոգիա, որը ներառում է պողպատափոշուց ծակոտկեն մամլվածքների մամլման, մամլվածքների եռակալման, տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացները: Ցույց է տրված, որ ստացված փոշեպողպատներն իրենց ֆիզիկա-մեխանիկական և տեխնոլոգիական հատկություններով չեն զիջում ստանդարտ պեղպատներին, իսկ որոշ դեպքերում գերազանցում են դրանց:

Առանցքային բառեր. պողպատափոշի, մամլում, եռակալում, տաք արտամղում, փոշեպողպատ, թրծում, մխում, ծերացում, մանրահատիկ կառուցվածք, ինտերմետաղական ֆազ:

Ներածություն: Հատուկ տեխնիկայում, հատկապես ռազմական արդյունաբերության ոլորտում, պահանջվում է ֆունկցիոնալ հատկություններով, ինչպիսիք են բարձր ամրությամբ, կարծրությամբ, հարվածային մածուցիկությամբ, ջերմակայունությամբ, սառնաբեկունությամբ և այլն, նյութերի ստեղծում, որոնք ունակ կլինեն աշխատելու նշանափոխ բեռնվածքների տակ բարձր և ցածր ջերմաստիճաններում՝ հատկապես բացասական: Այդպիսի հեռանկարային նյութերից են մարտենսիտային ծերացող պողպատները, որոնք օգտագործվում են տրանսպորտային տեխնիկայում, ինքնաթիռաշինությունում, նավաշինությունում, սարքաշինությունում, ատոմային էներգետիկայում, ռազմական արդյունաբերությունում և այլուր [1-3]: Ի տարբերություն կարբիդային ֆազերով ամրացվող պողպատների, այդ թվում՝ լեգիրված, մարտենսիտային ծերացող պողպատներն ավելի կայուն են

փխրուն քայքայման նկատմամբ, հատկապես բացասական ջերմաստիճաններում: Այս պողպատները լավ մշակվում են կտրմամբ, հեշտ դեֆորմացվում են և ենթարկվում ջերմային մշակման [2-7]:

Մարտենսիտային ծերացող պողպատները քիմիական բաղադրությամբ պետք է լինեն բարձր մաքրությամբ և չպարունակեն այնպիսի խառնուրդներ, ինչպիսիք են ածխածինը, ջրածինը, թթվածինը, ազոտը, ծծումբը և ֆոսֆորը: Ուստի առավել նպատակահարմար է նշված պողպատները ստանալ փոշեմետալուրգիական եղանակով՝ բաղադրիչների բարձր մաքրությամբ օքսիդներից բարդ օքսիդների սինթեզման [8, 9], ամոնիումի պերոքսիդի ավելացմամբ բովախառնուրդի պատրաստման, վերականգնման, ստացված պողպատափոշու մամլման, եռակալման, տաք արտամղման և ջերմային մշակման միջոցով [3]: Նշված տեխնոլոգիայով ստացված փոշեպողպատն առանձնանում է մանրահատիկ կառուցվածքով, բարձր ֆիզիկա-մեխանիկական, տեխնոլոգիական և շահագործական հատկություններով: Մակայն լեգիրված մետաղափոշիների արտադրության սահմանափակությունն առայժմ հնարավորություն չի տալիս այս փոշեպողպատների արտադրությունը դարձնել զանգվածային, ինչպես նաև մինչև այժմ ուսումնասիրված չեն այս պողպատափոշիներից մամլված ծակոտկեն մամլվածքների եռակալման, տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացները, որոնց պատճառով դրանց արտադրությունը լայն տարածոսմ չի ստացել:

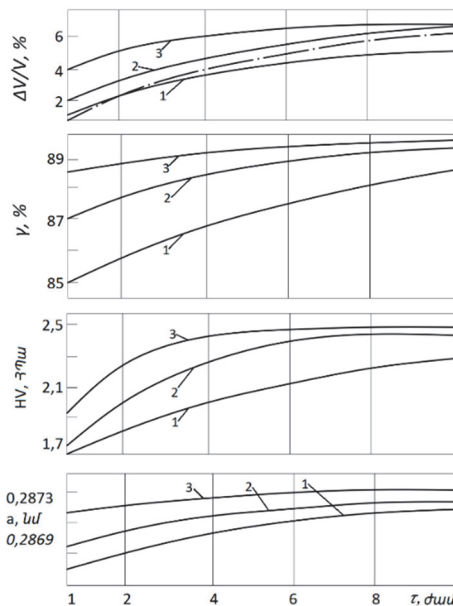
Ելնելով վերոհիշյալից՝ աշխատանքի նպատակն է հետազոտել ПС-Н18К10М5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող պողպատափոշուց մամլված ծակոտկեն մամլվածքների եռակալման, տաք արտամղման, ջերմային մշակման ու կառուցվածքագոյացման գործընթացները և մշակել համապատասխան տեխնոլոգիա:

Խտրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Մշակված ПС-Н18К10М5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող պողպատափոշուց արտադրատեսակների պատրաստման գործընթացներից են մետաղափոշիների մամլումը և եռակալումը: Ինչպես ցույց է տրված աշխատանք [10]-ում, ստացված պողպատափոշու մամլունակությունը բավականին բարձր է և որոշվել է ըստ գործող ստանդարտի (ГОСТ25280-82), համաձայն որի՝ 400...500 ՄՊա ճնշման պայմաններում ծակոտկենությունը իջնում է մինչև 18...20%:

Փոշեկոմպոզիտային նյութերի եռակալման բնութագրերից են ամրությունը, խտությունը, էլեկտրադիմադրությունը, նստվածքը և այլն: Մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատների եռակալման գործընթացին է նվիրված [11] աշխատանքը, որում ուսումնասիրվել է կոմպոնենտների մեխանիկական խառնմամբ ստացված մամլվածքների եռակալման գործընթացը, համաձայն որի՝ 1100°C ջերմաստիճանում ($\tau_{\text{en}} = 1...10$ ժ) եռակալված փոշեպողպատն ունի անհամասեռ կառուցվածք,

որի մեջ առկա են Ni-ի, Co-ի և Mo-ի չլուծված հատիկներ: Եռակալման ջերմաստիճանի բարձրացումը՝ մինչև 1200°C , չի վերացնում կառուցվածքային անհամասեռությունը, չնայած միկրոկարծրությունը, խտությունը և նստվածքը մեծանում են: Ելնելով փորձի արդյունքներից, աշխատանք [11]-ում ընտրվել են եռակալման օպտիմալ ռեժիմներ՝ $T_{\text{եռ}}=1250\ldots1300^{\circ}\text{C}$, $\tau=5\ldots6$ ժ: Պողպատի կառուցվածքը ներկայացնում է համասեռ պինդ լուծույթ (ածխածին չպարունակող մարտենսիտ), որի ծակոտկենությունը $\sim 10\%$ է: Նշված բարձր ջերմաստիճանները ($1250\ldots1300^{\circ}\text{C}$), որոնք մոտ են հալման ջերմաստիճանին ($1350\ldots1450^{\circ}\text{C}$), և պահման տևողությունը ցանկալի չեն, չնայած ապահովում են կառուցվածքային համասեռությունը: Նշվածը կրկին ապացուցում է այս պողպատների ստացման աննպատակահարմարությունը կոմպոնենտների մեխանիկական խառնման միջոցով, որի դեպքում ծակոտկենությունը կազմում է $9\ldots11\%$:

Հետազոտության արդյունքները: Նկ. 1-ում բերված է ПС-Н18К10М5Re մակնիշի պողպատափոշուց 20% ծակոտկենությամբ մամլված մամլվածքի $1000\ldots1250^{\circ}\text{C}$ ջերմաստիճանում եռակալման ռեժիմների ազդեցությունը փոշեպողպատի հատկությունների վրա:



Նկ. 1. Եռակալման ջերմաստիճանի և պահման տևողության ազդեցությունը
 ПС-Н18К10М5Re փոշեպողպատի հատկությունների վրա.
 1 – 1100°C , 2 – 1175°C , 3 – 1250°C

Ելնելով ծավալային նստվածքի մեծությունից ($\sim 4\%$ ծավ. $\tau = 4$ ժ դեպքում), ПС-Н18К10М5Re փոշեպողպատի եռակալման գործընթացը բավարար է: Հաշվի

առնելով, որ ПС-Н18К10М5Re մակնիշի պողպատափոշին, որը ստացվել է առաջարկված տեխնոլոգիայով, ունի համասեռ կառուցվածք, հետևապես՝ եռակալման համար չեն պահանջվում երկար ժամանակ և բարձր ջերմաստիճաններ ($T_{\text{եր}}$): Այսպիսի ռեժիմներ չեն պահանջվում նաև նստվածքի ($\Delta V/V$) մեծացման համար, որը կհանգեցնի խտության մեծացման: Նմանատիպ համաձուլվածքների համար ցանկալի է խտացման նպատակով տաք մշակման եղանակների կիրառումը, ինչպիսին է, օրինակ, տաք արտամղումը (էքստրուզիան): Ուսումնասիրվել է տաք արտամղման գործընթացը, որի դեպքում մամլվածքների նախնական ծակոտկենությունը (15...35%) գործնականում չի ազդել տաք արտամղված նմուշների վերջնական խտության վրա: Այդ իսկ պատճառով առաջարկվող տեխնոլոգիայի դեպքում չի պահանջվում բարձր խտությամբ մամլվածքների ստացում, որի համար անհրաժեշտ են բարձր ճնշումներ:

Նկ. 2-ում ցուց է տրված Mo-ի բաշխվածության սկանագիրը ПС-Н18К10М5Re փոշեպողպատում, որը ստացվել է $T_{\text{եր}} = 1100^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում $\tau_{\text{եր}} = 2\text{ժ}$ տևողությամբ եռակալումով: Ինչպես երևում է նկարից, Mo-ի բաշխվածությունը հավասարաչափ է: Այստեղից կարելի է անել հետևություն, որ եռակալման նշված ռեժիմների դեպքում առաջարկվող համաձուլվածքի կառուցվածքի ձևավորումը հիմնականում ավարտվում է, և այն կարելի է ենթարկել տաք արտամղման: Որպես եռակալման օպտիմալ ռեժիմներ ընտրվել են՝ $T_{\text{եր}} = 1100...1150^\circ\text{C}$, $\tau_{\text{եր}} = 1,5...2,0\text{ ժամ}$:



Նկ. 2. ПС-Н18К10М5Re մակնիշի փոշեպողպատում Mo-ի բաշխվածության սկանագիրը.
 $T_{\text{եր}} = 1100^\circ\text{C}$, $\tau_{\text{եր}} = 2\text{ ժ}$

Հետագա հետազոտություններն ուղղված են տաք արտամղման ժամանակ ПС-Н18К10М5Re մակնիշի եռակալված փոշեպողպատի կառուցվածքազոյացման օրինաչափությունների բացահայտմանը: Հիմնական գործոնները, որոնք ազդում են արտամղման գործընթացի վրա, հետևյալն են՝ արտամղման ջերմաստիճանը

($T_{\text{արտ}}, ^\circ\text{C}$), տաքացման տևողությունը ($\tau_{\text{արտ}}, \text{րոպե}$), արտամղման գործակիցը (λ), սկզբնական ծակոտկենությունը ($\theta_{\text{սկզ}}$) և մամլամայրի կոնական անկյունը ($\alpha_{\text{մ}}, \text{աստ}$):

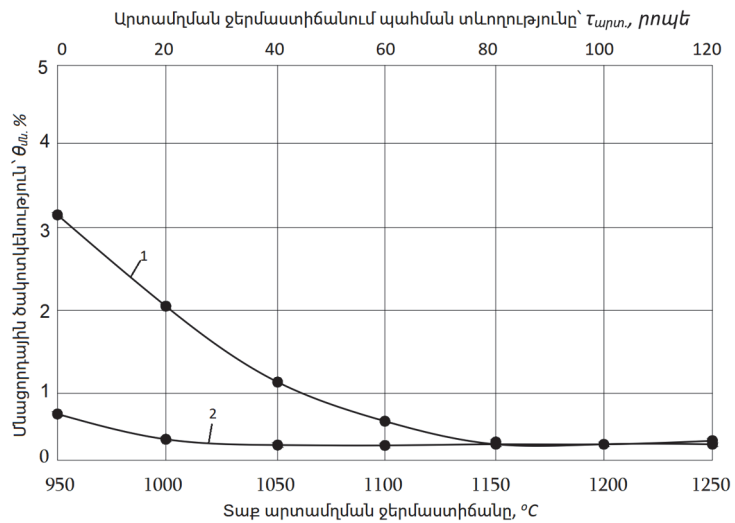
Նշված պարամետրերի օպտիմալացումն իրականացվել է փորձի պլանավորման մեթոդներով [12, 13]: Որպես ելքային պարամետր վերցրվել է տաք արտամղված փոշեպողպատի մնացորդային ծակոտկենությունը ($\theta_{\text{մնաց}}$):

ПС-Н18К10М5Re մակնիշի եռակավված փոշեպողպատի տաք արտամղման օպտիմալ ռեժիմներն ընտրելու նպատակով կատարվել է փորձանմուշների տաք արտամղում 950°C -ից մինչև 1250°C ջերմաստիճանային տիրույթում՝ 50°C քայլով: Որպես փորձանմուշ վերցվել են $\Phi 30$ մմ տրամագծով և $h = 50$ մմ բարձրությամբ ծակոտկեն գլանական նմուշներ, որոնց նախնական ծակոտկենությունը ընտրվել է $\theta_{\text{սկզ}} = 25\%$: Տաքացման ջերմաստիճանում պահման տևողությունը վերցվել է 0,5 ժ, արտամղման գործակիցը՝ $\lambda = 5$, մայրակի կոնական անկյան թեքությունը՝ $\alpha_{\text{մ}} = 55^\circ$: Յուրաքանչյուր դեպքում փորձարկվել է երեք փորձանմուշ: Փորձերի արդյունքները՝ միջին թվաբանականով հաշված, բերված են նկ. 3-ում (1-ին կոր): Ինչպես երևում է նկարից, տաք արտամղման ջերմաստիճանի բարձրացմամբ տեղի է ունենում մնացորդային ծակոտկենության փոքրացում, որը 1150°C -ում չի գերազանցում 0,3%-ը: Այնուհետև ջերմաստիճանի հետագա բարձրացումը գործնականում մնացորդային ծակոտկենության վրա ազդեցություն չի թողնում. այն մնում է հաստատուն:

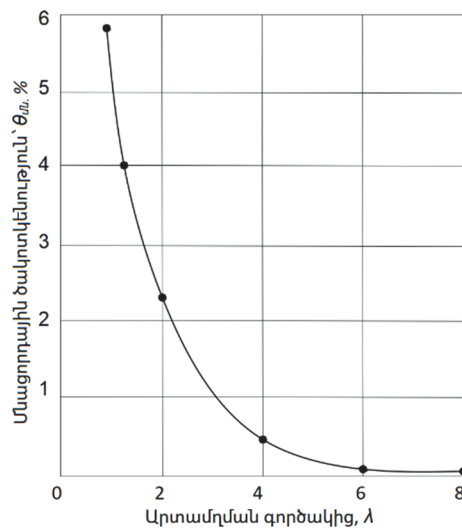
Փոքր է տաք արտամղման ջերմաստիճանում պահման տևողության ազդեցությունը մնացորդային ծակոտկենության վրա (նկ. 3, 2-րդ կոր): Ինչպես ցույց են տալիս փորձերը, 30 րոպե պահման տևողության դեպքում մնացորդային ծակոտկենությունը չի գերազանցում 0,3%:

Այլ է պատկերը տաք արտամղման գործակիցի մնացորդային ծակոտկենության փոփոխության կախվածության դեպքում (նկ. 4): Ինչպես երևում է փորձերի արդյունքներից, տաք արտամղման գործակիցի մեծացմամբ տեղի է ունենում մնացորդային ծակոտկենության կտրուկ անկում, և $T_{\text{արտ}} = 1150^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում, երբ $\lambda = 5$, իսկ $\alpha_{\text{մ}} = 55^\circ$, մնացորդային ծակոտկենությունը ստացվում է $\theta_{\text{մ}} \leq 0,3\%$ (նկ. 4): Ելնելով կատարված փորձերի արդյունքներից՝ որպես տաք արտամղման օպտիմալ գործակից վերցվել է $\lambda = 5$:

Հետագա հետազոտությունների ընթացքում ուսումնասիրվել են մնացորդային ծակոտկենության կախվածությունը մամլվածքի սկզբնական ծակոտկենությունից՝ $\theta_{\text{սկզ}}$ (նկ. 5, 1-ին կոր) և մամլամայրի կոնական անկյան մեծությունից՝ $\alpha_{\text{մ}}$ (նկ. 5, 2-րդ կոր), անփոփոխ թողնելով տաք արտամղման ջերմաստիճանը՝ $T_{\text{արտ}} = 1150^\circ\text{C}$, արտամղման ջերմաստիճանում պահման տևողությունը՝ $\tau_{\text{արտ}} = 30$ րոպե և արտամղման գործակիցը՝ $\lambda = 5$, այսինքն տաք արտամղումը կատարվել է ընտրված օպտիմալ ռեժիմներով:



Նկ. 3. Տաք արտամղված նախապատրաստվածքների մնացորդային ծակոտկենության կախվածությունը արտամղման ջերմաստիճանից (1 կոր). $\theta_{սկզ} = 25\%$, $\tau_{արտ} = 30$ րոպե, $\lambda = 5$, $\alpha_{ս} = 55^\circ$ և արտամղման ջերմաստիճանում պահման տևողությունից (2 կոր).
 $T_{արտ} = 1150^\circ\text{C}$, $\theta_{սկզ} = 25\%$, $\lambda = 5$, $\alpha = 55^\circ$

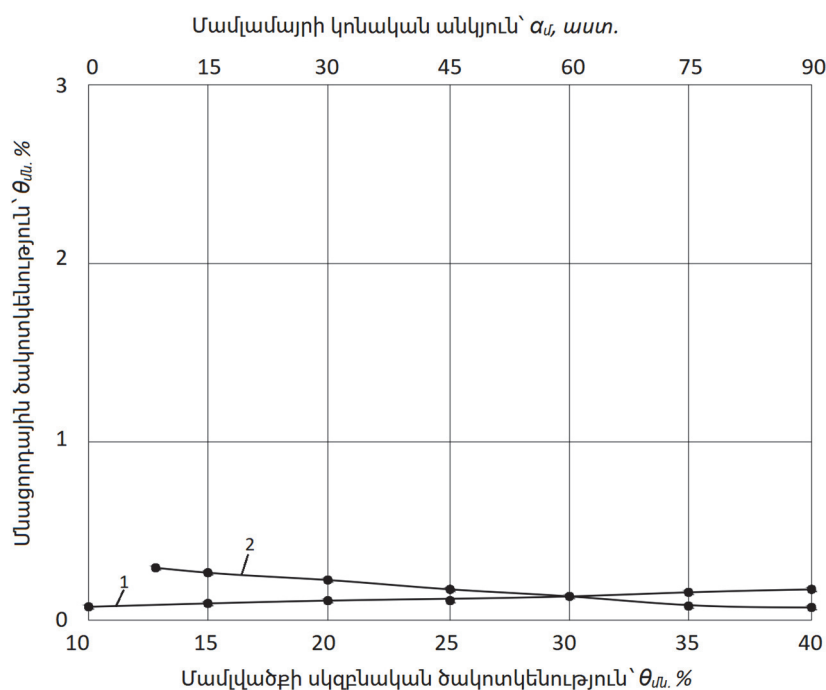


Նկ. 4. Տաք արտամղված նախապատրաստվածքների մնացորդային ծակոտկենության կախվածությունը արտամղման գործակիցից. $T_{արտ} = 1150^\circ\text{C}$, $\theta_{սկզ} = 25\%$, $\tau_{արտ} = 30$ րոպե, $\alpha = 55^\circ$

Հետազոտությունների արդյունքում պարզվել է, որ տաք արտամղման ժամանակ մամլվածքի սկզբնական ծակոտկենությունը գործնականում չի ազդում մնացորդային ծակոտկենության վրա, ինչը բացատրվում է տաք արտամղման

առանձնահատկություններով, այսինքն ճնշման տակ ծակոտկեն մարմինը կոնտեյներում խտանում է մինչև անծակոտկեն վիճակ, հետո սկսում է հոսել, ինչպես հոծ մարմինները [14]:

Ինչ վերաբերում է կոնական անկյան մեծությանը (նկ. 5, կոր 2), ապա նրա ազդեցությունը մնացորդային ծակոտկենության վրա նույնպես փոքր է: Խնդիրն այն է, որ արտամղման ժամանակ տեղի է ունենում կոնական անկյան կարգավորում արտամղվող մետաղի հաշվին. արդյունքում տեղի են ունենում անկյան փոփոխություն և արտամղման ճնշման փոքրացում [14]:



Նկ. 5. Տաք արտամղված նախապատրաստվածքների մնացորդային ծակոտկենության կախվածությունը մամլվածքի սկզբնական ծակոտկենությունից (1 կոր). $T_{\text{արտ}} = 1150^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{արտ}} = 30$ րոպե, $\lambda = 5$, $\alpha = 55^{\circ}$, և մամլամայրի կոնական անկյան մեծությունից (2 կոր). $T_{\text{արտ}} = 1150^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{արտ}} = 30$ րոպե, $\theta_{\text{սկ}} = 25\%$, $\lambda = 5$, $\alpha = 55^{\circ}$

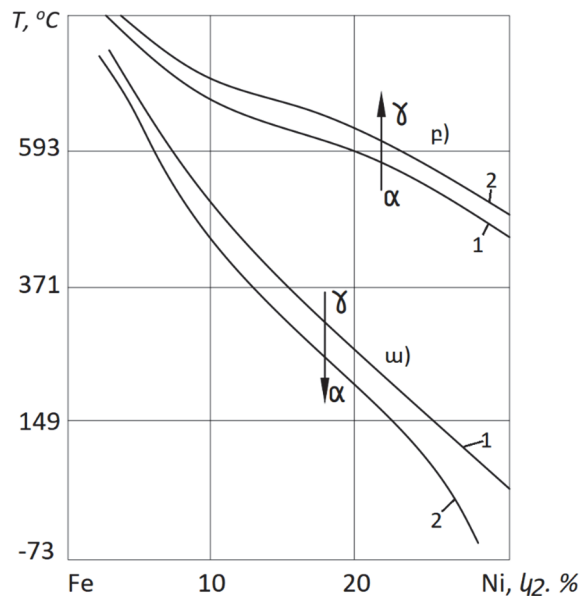
Ինչպես և սպասվում էր, ամենամեծ ազդեցությունը մնացորդային ծակոտկենության վրա թողնում են արտամղման ջերմաստիճանը ($T_{\text{արտ}}$) և արտամղման գործակիցը (λ), այնուհետև հաջորդում են արտամղման ջերմաստիճանում պահման տևողությունը ($\tau_{\text{արտ}}$), նախապատրաստվածքի սկզբնական ծակոտկենությունը ($\theta_{\text{սկ}}$) և մամլամայրի կոնական անկյունը ($\alpha_{\text{մ}}$): Փորձարկման տվյալների վերլուծության հիման վրա ընտվրել են տաք արտամղման հետևյալ պարամետրերը՝ $5 \leq \lambda \leq 6$, $T_{\text{արտ}} = 1150 \pm 25^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{արտ}} = 0,5 \dots 1,0$ ժամ, $\theta_{\text{սկ}} = 20 \dots 25\%$, $\alpha_{\text{մ}} = 90 \dots 120^{\circ}$, որոնք

օպտիմալ են և ապահովում են անծակոտկեն կառուցվածքով փոշեպողպատների ստացումը ու բարձր մեխանիկական հատկությունները:

Տաք արտամղմամբ ստացված նախապատրաստվածքները $820 \pm 20^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանում մեկ ժամ պահման տևողությամբ թրծումից հետո ենթարկվել են մեխանիկական մշակման, այնուհետև՝ միսման և ծերացման:

Մարտենսիտային ծերացող պողպատների ջերմային մշակումը ներառում է պողպատի տաքացում $\alpha \rightarrow \gamma$ փոխակերպության ջերմաստիճանից բարձր, պահում այդ ջերմաստիճանում՝ մինչև աուստենիտացման գործընթացի ավարտը, միսում օդում կամ ջրում և ծերացում:

Համեմատած ածխածնային պողպատների հետ՝ միսման համար սառեցման արագությունն այս դեպքում կարևոր դեր չի խաղում: Ինչպես նշվել է, անկախ նրանից, թե ինչ արագությամբ է իրականացվում սառեցումը, վերջնական ֆազը մարտենսիտն է: Աուստենիտային կառուցվածքի ստացման ժամանակ տեղի է ունենում հատիկների աճ: Այդ պատճառով արագ սառեցման ժամանակ (ջրում) վերաբյուրեղացման արդյունքում ($\gamma \rightarrow \alpha$) ֆազային մանրահատիկությունը վերականգնվում է: Մյուս կողմից՝ ջերմամշակման գործընթացը բարդանում է, որովհետև Ni-ը կայունացնում է γ ֆազը (Ա), որի հետևանքով $\text{A} \rightarrow \text{U}$ տիրույթում առաջանում է ջերմաստիճանային հիստերեզիս (նկ. 6):



Նկ. 6. Ածխածին չպարունակող երկաթնիկելային համաձուլվածքների փոխակերպության դիագրամը. ա - սառեցում, բ - տաքացում, 1 - փոխակերպությունը կատարվել է 10%-ում, 2 - փոխակերպությունը կատարվել է 90%-ում

Ինչպես երևում է նկարից, Fe-Ni համաձուլվածքում Ni-ի պարունակության մեծացմամբ $U \rightarrow \sigma$ փոխակերպությունը տեղափոխվում է ցածր ջերմաստիճանային տիրույթ: Այդ իսկ պատճառով Ni-ը վերցվում է այնպիսի քանակությամբ, որ ապահովվի առավելագույն հիստերեզիսի ստացումը ($\geq 15\%$ Ni): Վերջինս ապահովում է մինչև բարձր ջերմաստիճանային տաքացման ժամանակ մարտենսիտային կառուցվածքի պահպանումը: Սա թույլ է տալիս խուսափել $\sigma \rightarrow U$ հակադարձ փոխակերպությունից, որի դեպքում կբացավի ծերացման ջերմաստիճանում դիսպերս կարծրացման գործընթացը: Սակայն համաձուլվածքում Ni-ի կոնցենտրացիայի ավելացումը հանգեցնում է մնացորդային աուստենիտի քանակության մեծացման, որի հետևանքով մարտենսիտային փոխակերպությունը կարող է իրականացվել միայն բացասական ջերմաստիճաններում՝ մինչև -73°C : Այդ իսկ պատճառով մարտենսիտային ծերացող պողպատներում Ni-ի օպտիմալ պարունակությունը համարվում է 16...19%, որի ժամանակ մնացորդային աուստենիտի քանակությունը չի գերազանցում 7...9%: Մնացորդային աուստենիտի նվազեցումը՝ մինչև փոքրագույն քանակություն, կախված է նաև լեգիրող տարրերի կազմից (Co, Mo, Re և այլն):

Մարտենսիտային ծերացող պողպատների, այդ թվում՝ փոշեպողպատների ամրացումը կախված չէ միմյան գործընթացից, ուստի այնպիսի հասկացություններ, ինչպիսիք են «մխելիությունը» և «լիամխելությունը», ինչպես նաև «ածխածնազրկումը», այստեղ կիրառելի չեն և հատուկ են ածխածնային պողպատներին: Վերանում է նաև արտադրատեսակների չափաբերման հարցը, ինչպես նաև դրանց մեխանիկական մշակումը, քանի որ ծերացման չենթարկված մարտենսիտը պլաստիկ է, այսինքն «փափուկ է» և հեշտ ենթարկվում է մեխանիկական մշակման:

Ինչպես արդեն նշվել է, միաված «փափուկ» մարտենսիտի կարծրությունը չի գերազանցում HRC35 միավորը: Մարտենսիտային ծերացող պողպատների, այդ թվում՝ փոշեպողպատների ամրացումն իրականանում է ծերացման ժամանակ գերհագեցած α պինդ լուծույթի (U) դիսպերս տրոհման արդյունքում՝ Ni_3Mo , Ni_3Re , NiRe , FeRe , Fe_2Mo և այլն, ինտերմետաղական ֆազերի անջատումով:

Մխումից հետո մարտենսիտի ծերացումն իրականացվել է $350...650^\circ\text{C}$ ջերմաստիճանային տիրույթում, որի արդյունքում փոշեպողպատի ամրությունը հասել է 3500 MPa և ավելի, իսկ կարծրությունը՝ մինչև 60...63HRC:

Մարտենսիտային ծերացող պողպատներում, այդ թվում՝ փոշեպողպատներում, Ni-ը իրականացնում է մարտենսիտային ($\gamma \rightarrow \alpha$) փոխակերպության գործընթացը, որը կատարվում է սահքի, այսինքն անդիֆուզիոն մեխանիզմով: Այն նպաստում է լեգիրող տարրերի լուծմանը α -Fe-ի մեջ և, հետևաբար, ամրացնում է պողպատը՝ ի հաշիվ Ni_3Mo , Ni_3Re , NiRe , FeRe , Fe_2Mo և այլ ինտերմետաղական

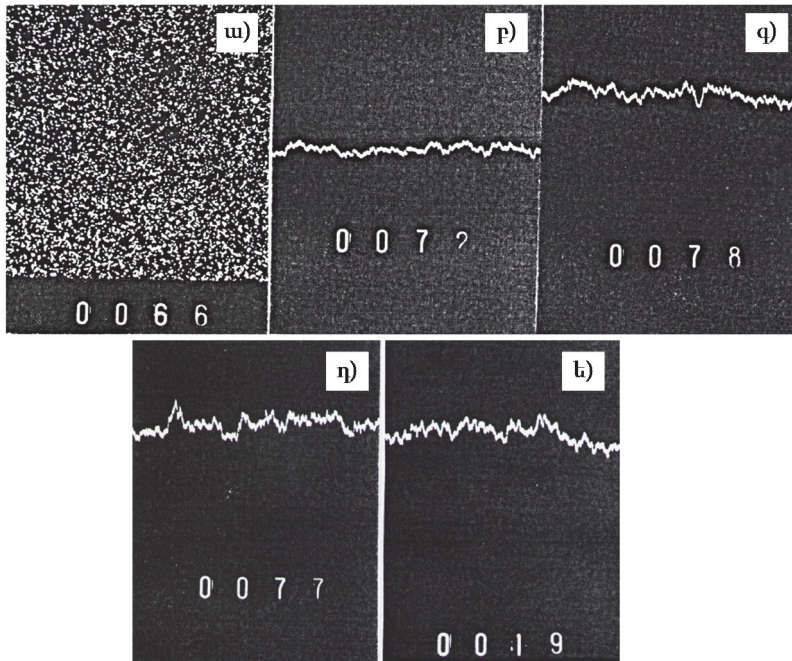
ֆազերի առաջացման: Co-ը, ինչպես և Ni-ը, նույնպես օժանդակում է պողպատի ամրացմանը, սահմանափակելով α -Fe-ում լեգիրող տարրերի լուծելիությունը, դրանով իսկ մեծացնելով երկրորդ ֆազի ծավալային մասը ծերացման ժամանակ: Ուստի Fe-Ni-Co-Mo-Re համակարգում «ինտերմետաղական» տարրեր են համարվում Mo-ը և Re-ը, որոնց միջոցով տեղի է ունենում մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատների դիսպերս ամրացումը: Մարտենսիտային ծերացող պողպատներում լավագույն ամրացնող տարրեր են նաև Ti-ը, Be-ը և Al-ը: Սակայն այս տարրերը, բարձրացնելով σ_{δ} և HRC, կտրուկ նվազեցնում են պողպատի, այդ թվում՝ փոշեպողպատի պլաստիկությունը (δ , ψ) և մածուցիկությունը (KC)՝ դարձնելով պողպատը ոչ կիրառելի կրիոգեն պայմաններում: Խնդիրն այն է, որ կարծրությունը (60...63HRC) և ամրությունը ($\sigma_{\delta} = 3000 \text{ MPa}$) կարելի է հեշտությամբ ապահովել ցածր և միջին լեգիրված Fe-C հիմքով պողպատների դեպքում՝ կիրառելով ջերմամեխանիկական մշակում [15, 16]: Ուստի բարձրացնելով ամրային հատկությունները (σ_{δ} , HRC), ի հաշիվ պլաստիկության (δ , ψ) և մածուցիկության (KC), նշանակում է կանխել մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատների պրակտիկ նպատակահարմարությունը, որի արժեքը 5...25 անգամ թանկ է կոնստրուկցիոն նշանակությամբ երկաթ-ածխածնային լեգիրված պողպատներից:

Հաշվի առնելով [17] աշխատանքում բերված տվյալները, իրականացվել է համալիր մետաղագրական հետազոտություն PIC-H18K10M5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատի ջերմային մշակման օպտիմալ ռեժիմների բացահայտման նպատակով: Մամլվածքները պատրաստվել են գլանաձև ($d=30 \text{ mm}$, $h=50 \text{ mm}$) $\sim 25\%$ ծակոտկենությամբ, այնուհետև եռակավվել են եռակավման օպտիմալ ռեժիմներում ($T_{\text{եռ}} = 1100...1150^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{եռ}} = 2 \text{ ժամ}$) և ենթարկվել տաք արտամղման՝ $T_{\text{արտ}} = 1150^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{արտ}} = 0,5 \text{ ժամ}$, $\lambda = 5$, $\alpha_{\text{մ}} = 55^{\circ}$: Ստացված փորձանմուշները թրծվել են աուստենիտային տիրույթի ջերմաստիճանում ($820 \pm 20^{\circ}\text{C}$), որից հետո ենթարկվել միսման (սառեցումը ջրում) և ծերացման:

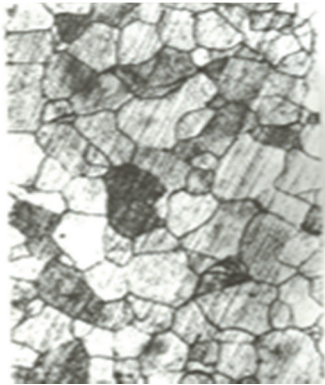
Նկ. 7-ում (ա, բ, գ, դ, ե) ցույց է տրված թրծված PIC-H18K10M5Re փոշեպողպատում կոմպոնենտների բաշխվածությունը նմուշի երկայնական և լայնական կտրվածքներում: Ինչպես երևում է նկարից, Fe, Ni, Co, Mo և Re տարրերի բաշխումը համասեռ է, այսինքն հոմոգենացումն ավարտված է: Սա հիմնական պահանջն է, որն ապահովում է բարձրամուր նյութերի շահագործման հուսալիությունը, որոնց թվին են պատկանում մարտենսիտային ծերացող պողպատները, այդ թվում՝ փոշեպողպատները: Հենց կառուցվածքի համասեռությունով է պայմանավորված նյութերի ֆիզիկամեխանիկական հատկությունների կայունությունը:

Կառուցվածքային հետազոտությունների մի մասը բերված է նկ. 8, 9 և 10-ում: Թրծումից հետո կառուցվածքը միաֆազ է (նկ. 8) և անհամեմատ մանրահատ:

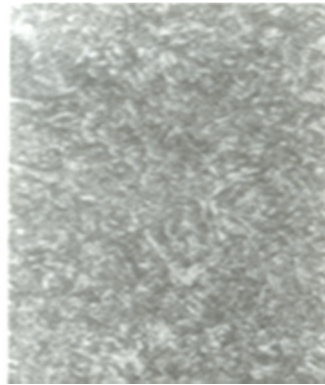
Մարտենսիտը, որը ստացվել է միսման ժամանակ (նկ. 9), չունի որոշակի կառուցվածք և նման է անկառուցվածք մարտենսիտին:



Նկ. 7. PC-H18K10M5Re փոշեպողպատում կոմպոնենտների բաշխվածությունը թրծումից հետո. ա – Fe, բ – Ni, գ – Co, դ – Mo, է – Re



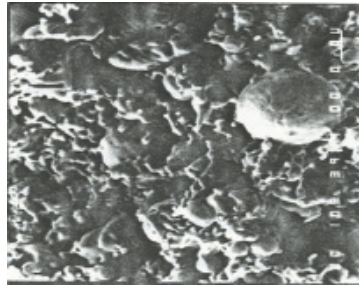
Նկ. 8. PC-H18K10M5Re պողպատի միկրոկառուցվածքը թրծումից հետո (x 250)



Նկ. 9. PC-H18K10M5Re պողպատի միկրոկառուցվածքը միսմանից հետո (x 600)

ԲՅՄ-200 մակնիշի էլեկտրոնային մանրադիտակով նկարահանվել են միջմետաղական մասնիկները, որոնք անջատվել են ծեփացման ժամանակ (նկ. 10):

Մասնիկները կոհերենտ կապված են մայրակի հետ, իսկ նրանց չափերը (0,01...0,1 մկ) համապատասխանում են այն մասնիկների կրիտիկական չափերին, որոնք ապահովում են դիսպերս ամրացում [18]:



Նկ. 10. Ծերացման ժամանակ անջատված միջմետաղական մասնիկների միկրոկառուցվածքը ($\times 25000$)

Մասնիկների ծավալային պարունակությունը կախված է լեգիրող տարրերի քանակից, իսկ մասնիկների չափերը և ձևը՝ ծերացման ջերմաստիճանից և տևողությունից: Սրանց ազդեցության տակ տեղի են ունենում մասնիկների աճ և կոագուլյացիա, որոնք հանգեցնում են գերծերացման, ինչը երևում է նկ. 10-ում: Միջմետաղները անջատվում են ոչ միայն հատիկի սահմաններում, այլ նաև հատիկի ծավալում:

Ռենտգենյան անալիզի միջոցով որոշվել են ֆազերը և ցանցերի պարամետրերը: Ֆազի ձևավորումը հիմնականում իրականանում է Fe-Ni վիճակի դիագրամի համաձայն՝ Co-ի, Mo-ի և Re-ի մասնակցությամբ: ПС-Н18К10М5Re միաված փոշեպողպատի ցանցի պարամետրը՝ $a = 0,28674$ նմ, իսկ ծերացումից հետո՝ $a = 0,28603$ նմ ($T_{\text{ծեր}} = 450^\circ\text{C}$, $\tau_{\text{ծեր}} = 5$ ժամ): Ցանցի պարամետրի նվազումը տեղի է ունենում մարտենսիտի տրոհման արդյունքում՝ ի հաշիվ Ni_3Mo , Ni_3Re , NiRe , FeRe , Fe_2Mo միջմետաղական ֆազերի առաջացման: Այս միջմետաղների լրացուցիչ ուսումնասիրումը ցույց է տալիս, որ սրանք իրականում մասամբ լեգիրված են և ներկայացնում են $(\text{Fe}, \text{Ni}, \text{Co}, \text{Re})_2\text{Mo}$ և $(\text{Ni}, \text{Fe}, \text{Co}, \text{Re})_3\text{Mo}$ տիպի միացություններ:

ПС-Н18К10М5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատի ամրությունը որոշվել է ըստ քիմիական բաղադրության և ծերացման ռեժիմների [8, 9]: Փոշեպողպատի քիմիական բաղադրությունն ընտրվել է այնպես, որ 20°C ջերմաստիճանում չմնա մնացորդային աուստենիտ: Ինչ վերաբերում է միսման ռեժիմներին, ապա դրանք որոշիչ չեն և վերցվել են $820...850^\circ\text{C}$, որը բավարարում է օպտիմալ մեխանիկական հատկությունների ստացումը $T_{\text{ծեր}} = 480...520^\circ\text{C}$, $\tau_{\text{ծեր}} = 2...4$ ժամ ռեժիմներով ծերացումից հետո: Ինչպես նշվել է, միսման ջերմաստիճանի բարձրացումը նպատակահարմար չէ, քանի որ այն կապված է հատիկի աճի և զագահագեցման հետ:

Աղյուսակում բերված են ПС-Н18К10М5Re մակնիշի մարտենսիտային ծեփացող փոշեպողպատի և Н18К10М5Т մակնիշի ստանդարտ մարտենսիտային ծեփացող պողպատի մեխանիկական հատկությունները: Ընդ որում, Н18К10М5Т մակնիշի պողպատը մարտենսիտային ծեփացող պողպատների ընտանիքում համարվում է բազային և շնորհիվ իր բարձր հատկությունների՝ ունի ամենամեծ կիրառությունը: Այս պողպատի հիման վրա էլ իրականացվել են ПС-Н18К10М5Re մակնիշի փոշեպողպատի ընտրումը և մշակումը:

Աղյուսակ

Մարտենսիտային ծեփացող պողպատների հատկությունները

Պողպատի մակնիշը	$\sigma_{0.2}$	σ_{δ}	δ	ψ	KC, $\mathcal{Q}/\text{սմ}^2$	Ծանոթություն
	$\text{ՄՆ}/\text{սմ}^2$		%			
ПС-Н18К10М5Re:						
- արտամղված, $\lambda_{\text{արտ}} = 4$	2000...2150	2300... 2460	7... 8	45...50	35...40	HRC = 55 – 58, $T_{\text{մխում}} = 820\pm20^{\circ}C$, $\tau_{\text{մխում}} = 1,5 \text{ ժամ}$, $T_{\text{ծեք}} = 400\pm10^{\circ}C$, $\tau_{\text{ծեք}} = 12 \text{ ժամ}$;
- արտամղված, $\lambda_{\text{արտ}} = 6$	2180...2240	2480... 2550	10...12	51...57	86...92	$\tau_{\text{ծեք}} = 12 \text{ ժամ}$;
Н18К10М5Т [21]	1800...2000	1900... 2100	8...10	45...55	40...60	Ti = 0,6...0,8%, $T_{\text{ծեք}} = 480\text{-}500^{\circ}C$, $\tau_{\text{ծեք}} = 3 \text{ ժամ}$: Խառնուկներ: C ≤ 0,03%, S ≤ 0,01%, P ≤ 0,01%, Mn ≤ 0,1%, Si ≤ 0,1%

Հատկությունների համեմատումը ցույց է տալիս, որ ամրությամբ ($\sigma_{0.2}$, σ_{δ}) և պլաստիկությամբ (δ , ψ , KC) ПС-Н18К10М5Re փոշեպողպատը գերազանցում է Н18К10М5Т ստանդարտ պողպատին: Ինչպես երևում է աղյուսակից, տաք արտամղումը, երբ $\lambda_{\text{արտ}} = 4$, չի ապահովում փոշու մասնիկների միակցում, և ստացվում է ~0,5% սահմաններում մնացորդային ծակոտկենություն (նկ. 4): Հենց սրանով է բացատրվում է փոշեպողպատի հատկությունների բարձրացումը $\lambda_{\text{արտ}} = 6$ և հատկապես հարվածային մածուցիկության (KC = 86...92 $\mathcal{Q}/\text{սմ}^2$) դեպքում: Սա վկայում է մարտենսիտային ծեփացող պողպատների բարձր զգայությունը կառուցվածքային արատների նկատմամբ: Մեկ առանձնահատկություն ևս. Н18К10М5Т պողպատը պարունակում է 0,6...0,8% Ti, որի ձգման ամրության սահմանը ($\sigma_{\delta} = 1900\text{...}2100 \text{ ՄՆ}/\text{սմ}^2$) ավելի ցածր է, քան ПС-Н18К10М5Re փոշեպողպատինը ($\sigma_{\delta} = 2480\text{...}2550 \text{ ՄՆ}/\text{սմ}^2$): Սա բացատրվում է նրանով, որ փոշեպողպատի ծեփա-

ցումն իրականացվել է ցածր ջերմաստիճաններում ($T_{\text{ծեր}} = 400^{\circ}\text{C}$) և երկար տևողությամբ ($\tau_{\text{ծեր}} = 12$ ժամ), այսինքն մասնիկների անջատումն ավելի դիսպերս է ու հավասարաչափ, և հետևաբար՝ բարձր են նրա ամրությունն ու կարծրությունը ($\text{HRC} = 55 \dots 58$): H18K10M5T մակնիշի ստանդարտ պողպատի ծերացումը նույնպես կարելի է իրականացնել 400°C և ցածր ջերմաստիճաններում, սակայն դիսպերս կարծրացումը կարգելակվի Ti-ի առկայության պատճառով, որը բլոկավորում է դիֆուզիոն գործընթացները: Բացի Ti-ից, արգելակող տարրեր են նաև Al, Cr և այլն: Այդ պատճառով արդյունաբերական մարտենսիտային ծերացող պողպատների ծերացման ջերմաստիճանը հասնում է մինչև $600 \dots 650^{\circ}\text{C}$ [19-21]: Այդ ջերմաստիճանում տեղի է ունենում միջմետաղական ֆազերի աճ և կոագուլիացիա, այսինքն միաժամանակ ընթանում են հակադիր գործընթացներ՝ ամրացում և թուլացում, ինչը էականորեն նվազեցնում է մարտենսիտային ծերացող պողպատների հատկությունները:

ΠC-H18K10M5Re մակնիշի մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատի բարձր հատկությունները պայմանավորված են ոչ միայն նրա քիմիական մաքրությամբ (ըստ խառնուկների) և կառուցվածքային համասեռությամբ, այլ նաև արտամղման գործընթացով, որի ժամանակ տեղի են ունենում հատիկների մանրացում և ամբողջ ծավալով հավասարաչափ բաշխում: Կատարված համալիր հետազոտությունների արդյունքում մշակվել է մարտենսիտային ծերացող պողպատափոշուց արտադրատեսակների ստացման տեխնոլոգիա (նկ. 11):

ΠC-H18K10M5Re մակնիշի մարտենսիտային

Ծերացող պողպատափոշի

↓
Մամլում

↓
Եռակայում

↓
Swag արտամղում

↓
Թրծում

↓
Մեխանիկական մշակում

↓
Մխում

↓
Ծերացում

↓
Վերջնամշակում

↓
Պատրաստի արտադրանք

Նկ. 11. Մարտենսիտային ծերացող փոշեպողպատների և արտադրատեսակների ստացման տեխնոլոգիա

Մշակված տեխնոլոգիան ներառում է մամլվածքների մամլման, եռակալման, տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացները: Ցույց է տրված, որ ստացված փոշեպողպատներն իրենց ֆիզիկա-մեխանիկական և տեխնոլոգիական հատկություններով չեն զիջում ստանդարտ պողպատներին, իսկ որոշ դեպքերում գերազանցում են դրանց:

Եզրակացություն: Հետազոտվել են ПС-Н18К10М5Re մակնիշի մարտենսիտային ձերացող պողպատափոշուց պատրաստված ծակոտկեն մամլվածքների եռակալման, տաք արտամղման և ջերմային մշակման գործընթացները: Ցույց է տրված, որ ռենիումը, լինելով շատ ակտիվ մետաղ և լուծվելով Fe-Ni-Co-Mo համակարգում, առաջացնում է պինդ լուծույթներ և ռենիումի միջմետաղական միացություններ՝ բարձրացնելով փոշեպողպատի ամրությունը, կարծրությունը, հարվածային մածուցիկությունը, ջերմակայունությունը, կոռոզիակայունությունը և սառնաբեկչությունը: Արդյունքում մշակվել է բարձր ֆիզիկա-մեխանիկական հատկություններով օժտված մարտենսիտային ձերացող փոշեպողպատի ստացման տեխնոլոգիա:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Гольдштейн М.И., Грачев С.В., Векслер Ю.Г.** Специальные стали: Учебник для вузов.- М.: Металлургия, 1985.- 408 с.
2. **Աղբալյան Ս.Գ., Սալտիկովա Եվ.Ս.** Հատուկ պողպատներ և համաձուլվածքներ. Ուսումնական ձեռնարկ.- Երևան: ՀՊՃՀ, 2003.- 260 էջ:
3. **Бадеян Б.Ф.** Разработка мартенситно-старееющих порошковых сталей и процессов их получения: Дис. ... канд. техн. наук.- Ереван, 1994.- 130 с.
4. Получение порошковых мартенситно-старееющих сталей / **С.Г. Агбалиян, Б.Ф. Бадеян, Р.Г. Самвелян и др.** // Порошковая металлургия.- Киев, 1994.- N 9/10.- С. 7-15.
5. Формование структуры и свойств мартенситно-старееющих порошковых сталей, полученных экструзией / **С.Г. Агбалиян, Б.Ф. Бадеян, С.А. Ассила и др.** // Порошковая металлургия.- Киев, 1994.- N 11/12.- С. 10-13.
6. Низколегированные порошковые стали, полученные по металлооксидной технологии / **С.Г. Агбалиян, С.А. Ассила, Н.Н. Манукян и др.** // Порошковая металлургия.- Киев, 1995.- N 1/2.- С. 5-10.
7. **Бодяко М.Н., Астанчик С.А., Ярошевич Ф.Б.** Мартенситно-старееющие стали.- Минск: Наука и техника, 1976.- 248 с.
8. **Աղբալյան Ս.Գ., Միմոնյան Վ.Ա.** Մարտենսիտային ձերացող փոշեպողպատների ստացման տեխնոլոգիայի հիմնավորումը // ՀՀ ԳԱԱ և ՀԱՊՀ Տեղեկագիր. ՏԳ սերիա.- Երևան, 2022.- Հատ. 75, N 3.- էջ 342-354:
9. **Агбалиян С.Г., Симонян В.А., Арутюнян Ю.В.** Исследование процесса ферритизации в оксидных системах Fe₂O₃-NiO-CoO-MoO₃ и разработка технологии получения сложных оксидов // Вестник НПУА: Химические и природоохранные технологии.- Ереван, 2022.- N 2.- С.32-45.

10. **Агбальян С.Г., Оганесян А.М., Симонян В.А.** Исследование процесса восстановления системы $[\text{Ni}_{1-x}, \text{Co}_x](\text{Fe}_{1-x}, \text{Mo}_x)_2\text{O}_4 + \text{NH}_4\text{ReO}_4$ и разработка технологии получения мартенситно-старееющего стального порошка // Вестник НПУА: Металлургия, материаловедение, недропользование.- Ереван, 2022.- N 2.- С.31-41.
11. **Анциферов В.Н., Акименко В.Б.** Спеченные легированные стали.- М.: Металлургия, 1983.- 88 с.
12. **Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В.** Планирование экспериментов при поиске оптимальных условий.- М.: Наука, 1976.- 279 с.
13. **Новик Ф.С., Арсов Я.Б.** Оптимизация процессов технологии металлов методами планирования экспериментов.- М.: Машиностроение; София: Техника, 1980.- 304 с.
14. **Агбальян С.Г.** Теоретические и технологические основы формирования структуры и свойств порошковых материалов при экструзии: Автореф. дис. ... докт. техн. наук.- Ереван, 1992.- 33 с.
15. **Бернштейн М.Л.** Термомеханическая обработка металлов и сплавов.- Том 2.- М.: Металлургия, 1968.- 1172 с.
16. **Бернштейн М.Л., Займовский В.А., Кануткина Л.М.** Термомеханическая обработка стали.- М.: Металлургия, 1983.- 483 с.
17. **Бокштейн С.З.** Старение и свойства металлических сплавов.- М.: Металлургия, 1971.- 496 с.
18. **Келли А., Николсон Р.** Дисперсионное твердение / Пер. с англ.- М.: Металлургия, 1966.- 300 с.
19. **Перкас М.Д., Кардонский В.М.** Высокопрочные мартенситно-старееющие стали.- М.: Металлургия, 1970.- 224 с.
20. **Бодяко М.Н., Астапчик С.А., Ярошевич Г.Б.** Мартенситно-старееющие стали.- Минск: Наука и техника, 1976.- 248 с.
21. **Энциклопедия неорганических материалов.** - Киев: Вища школа, 1977.- 840 с.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 29.08.2022:

С.Г. АГБАЛЯН, Г.А. ВАСИЛЯН, В.А. СИМОНЯН

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ГОРЯЧЕЙ ЭКСТРУЗИИ И
ТЕРМООБРАБОТКИ ПОРИСТЫХ ПРЕССОВОК, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ИЗ
МАРТЕНСИТНО-СТАРЕЮЩИХ СТАЛЬНЫХ ПОРОШКОВ МАРКИ
ПС-Н18К10М5Re**

Создание порошковых композиционных материалов с высокими функциональными свойствами, таких как порошки мартенситно-старееющих сталей, устойчивые к хрупкому разрушению при отрицательных температурах, является одним из приоритетных направлений современного материаловедения. Эти стали хорошо поддаются механической обработке резанием, легко деформируются и подвергаются термической обработке.

Исследованы процессы спекания, горячей экструзии, термообработки и структурирования пористых прессовок, спрессованных из мартенситно-старееющего стального порошка ПС-Н18К10М5Re, полученного путем синтеза сложных оксидов. В результате исследований разработана технология получения изделий из порошка мартенситно-старееющей стали, включающая процессы прессования пористого стального порошка, спекания прессовок, горячей экструзии и термической обработки. Показано, что полученные порошковые стали по своим физико-механическим и технологическим свойствам не уступают стандартным сталям, а в ряде случаев даже превосходят их.

Ключевые слова: стальной порошок, прессование, спекание, горячая экструзия, порошковая сталь, отжиг, закалка, старение, мелкозернистая структура, интерметаллическая фаза.

S.G. AGHBALYAN, G.A. VASILYAN, V.A. SIMONYAN

INVESTIGATING THE PROCESSES OF HOT EXTRUSION AND HEAT TREATMENT OF POROUS PRESSED METAL MADE FROM MARTENSITE AGING STEEL POWDERS OF THE ПС-Н18К10М5Re TRADE

The creation of powder composite materials with high functional properties, such as maraging steel powders resistant to brittle degradation at negative temperatures, is one of the primary trends of modern material science. These steels are well machined by cutting, easily deformed and subject to heat treatment.

The processes of sintering, hot extrusion, heat treatment, and structuring of porous compacts pressed from the maraging PS-H18K10M5Re steel powder obtained by synthesizing complex oxides have been studied. As a result of the research, a technology has been developed for obtaining products from maraging steel powder, including the processes of pressing porous steel powder, sintering compacts, hot extrusion and heat treatment. It is shown that the resulting powder steels are not inferior to the standard ones in terms of their physical, mechanical and technological properties, and in some cases even surpass them.

Keywords: steel powder, pressing, sintering, hot extrusion, powdered steel, annealing, hardening, aging, fine grain structure, intermetallic phase.

Ա.Հ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Ա.Թ. ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ, Ն.Հ. ՍԱՀԱԿՅԱՆ,
Ա.Գ. ԲԱՐՍԵՂՅԱՆ

**ՓՈՔՐ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՍԲ ՀԱՆՔԱՅԻՆ ՄԱՐՄԻՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԸՆՏՐՈՒԹՅՈՒՆԸ**

Կատարվել է Ա հանքավայրի լեռնաերկրաբանական և լեռնատեխնիկական պայ-
մանների ու հանքային մարմինների ձևաբանության վերլուծություն, որի հիման վրա իրա-
կանացվել է տեխնիկապես կիրառելի մրցունակ մշակման համակարգերի առանձնացում:
Իրականացվել է նաև օպտիմալ մշակման համակարգի ընտրություն՝ հանքաքարում ոսկու
«կրիտիկական պարունակություն» գնահատանքային ցուցանիշի հիման վրա:

Պարզվել է, որ «կրիտիկական պարունակություն»-ից փոքր արժեքների դեպքում
նպատակահարմար է կիրառել հանքաքարի ենթահարկային շտրեկներով՝ հորատանցքե-
րով հանքաքարի պոկմամբ և հանութային տարածության հետագա սորուն չոր լցափակ-
մամբ, իսկ դրանից մեծ արժեքների դեպքում՝ հորիզոնական շերտերի հանույթով և պնդա-
ցող լցանյութով լցափակմամբ մշակման համակարգը:

Առանցքային բառեր. հանքավայր, մշակման համակարգ, կրիտիկական պարու-
նակություն, հանքային մարմին:

Ներածություն: Ստորգետնյա մշակման համակարգի ազդեցությունը հան-
քարդյունաբերական ձեռնարկության գործունեության տեխնիկատնտեսական
ցուցանիշների վրա դժվար է գերազնահատել, քանի որ 1 տ հանքաքարի ստոր-
գետնյա արդյունառման ինքնարժեքում 40...60% բաժին է ընկնում օգտակար
հանածոյի կորզման նախապատրաստման, կտրման և մաքրման աշխատանքնե-
րի ծախսերին, իսկ ընդերքից օգտակար հանածոյի կորզման որակաքանակական
ցուցանիշները, հաճախ ամբողջությամբ պայմանավորված են կիրառվող մշակ-
ման համակարգով: Բացի դրանից, մշակման համակարգը զգալիորեն ազդում է
օգտակար բաղադրիչների պարունակությունների սահմանաքանակների վրա:

Ուստի հանքավայրի (հանքային մարմնի) կամ դրա առանձին մասի շահա-
գործման համար լավագույն (օպտիմալ) մշակման համակարգի ընտրումը չա-
փազանց պատասխանատու և բացառիկ բարդ լեռնատնտեսական խնդիր է: Այն
ենթադրում է տեխնիկապես կիրառելի մի քանի ստորգետնյա մշակման համա-
կարգերից մեկի՝ տնտեսապես առավել նպատակահարմարի ընտրում:

Ստորգետնյա մշակման օպտիմալ համակարգի ընտրման վրա ազդող լեռ-
նաերկրաբանական և լեռնատեխնիկական գործոնները պայմանականորեն ստո-

րաբաժանվում են երկու խմբի՝ մշտական (հաշվի առնվող ցանկացած դեպքում) և փոփոխական: Առաջինը հանքավայրը կազմող հանքամարմինների տեղադրման պայմաններն են՝ հանքամարմնի հզորությունն ու անկման անկյունը, հանքաքարի և պարփակող ապարների կայունությունը: Փոփոխական գործոնները են՝ հանքամարմնի ձևը և ըստ տարածման ու անկման չափերը, տեղադրման խորությունը, հանքաքարի և պարփակող ապարների ինքնաայրման, օքսիդացման և տնայնդեղության հատկությունները, հանքային մարմնում օգտակար բաղադրիչների բաշխվածության բնույթը, պարփակող ապարների հանքային կազմն ու հանքային մարմնի հետ դրանց հպումների բնույթը, հիդրոերկրաբանական պայմանները, երկրի մակերևույթի պահպանման անհրաժեշտությունը կամ էլ դրա փլուզման հնարավորությունը, ինչպես նաև օգտակար հանածոյի արժեքը: Բացի վերը թվարկված գործոններից, անհրաժեշտ է նկատի ունենալ նաև հանքավայրի հետախուզվածության աստիճանը, այս կամ այն մշակման համակարգի կիրառման փորձը, տվյալ շրջանում ամրակապման նյութերի արժեքն ու էժան լցանյութերի առկայությունը և այլն:

Որպես արդյունաբերական օբյեկտ դիտարկվող Ա հանքավայրի հանքային գոտիներում հանքայնացումը չափազանց անհավասարաչափ է. ըստ տարածման՝ հանքաքարերի աղքատ տեղամասերին հերթափոխում են սուլֆիդային հանքայնացմամբ հարուստ տեղամասերը:

Տեկտոնական տեղաշարժերը տեղի են ունեցել հանքային մարմինների հարթություններում, որոնք հանգեցրել են հանքերակների զալբանդների երկայնքով շփման կավերի կամ հանքատար գոտու երկայնքով փշրաքարերի և շփման կավերի առաջացմանը:

Երկրաբանահետախուզական աշխատանքների արդյունքում պարզաբանվել է, որ շտոկնյաներում լեռնային ապարները առավելապես կայուն են, իսկ խիստ ջարդրտված և ճեղքավորված գոտիների ապարներն անկայուն են, հանքային դաշտի ապարներն ունեն թույլ ճեղքավորվածություն, հիդրոթերմալ փոփոխված գրանոդիորիտներում միջին ծակոտկենությունը կազմում է 2.35%, հիդրոթերմալ փոփոխված պորֆիրիտներում՝ 1.22%, հանքայնացված գոտիներում՝ 3.09%, պորֆիրիտների և գրանոդիորիտների ամրության կարգը կազմում է XVI-XVII-XVIII-XIX, իսկ հանքային գոտիների ամրության կարգը՝ XIV-XV-XVI-XVII, հանքավայրն ունի պարզ հիդրոերկրաբանական պայմաններ, հանքաքարի ծավալային զանգվածը կազմում է 2.95 տ/մ³, իսկ պարփակող ապարների ծավալային զանգվածը՝ 2.65 տ/մ³:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ա հանքավայրի հետախուզման տվյալների, ինչպես նաև բացող և նախապատրաստական փորվածքների անցկացման ու մաքրման աշխատանքների փորձի վերլուծությունը թույլ է տա-

լիս առանձնացնել մի շարք լեռնաերկրաբանական, լեռնատեխնիկական ու հիդրոերկրաբանական գերակայող հատկանիշներ.

- հանքաքարի միջին կայունությունը,
- պարփակող ապարների միջին կայունությունը,
- հանքաքարի տեսակաբանական հակումը,
- հանքային մարմինների անկման զառիթափ անկյունները՝ $55...85^{\circ}$,
- հանքայնացման չափազանց անհավասարաչափ բաշխվածությունը,
- հիդրոերկրաբանական բարենպաստ շահագործման պայմանները՝ 8.6

մ/ժամ,

- հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի ոչ մեծ հզորությունները՝ բարակից մինչև միջին հզորությունը:

Որպես մրցունակ, տեխնիկապես կիրառելի մշակման համակարգեր առանձնացվել են.

1) բաց մաքրման տարածությամբ դասի ենթահարկային շտրեկներով՝ հորատանցքերով հանքաքարի պոկմամբ և հանութային տարածության հետագա սորուն չոր լցափակմամբ մշակման համակարգը (I),

2) հանութային տարածության լցափակմամբ դասի հորիզոնական շերտերի հանությամբ և պնդացող լցանյութով լցափակմամբ մշակման համակարգը (II):

I համակարգի ելությունը հետևյալն է: 40...45 *մ* բարձրությամբ շահագործական հարկը հանքային շտրեկներով բաժանվում է 14.5 *մ* բարձրությամբ ենթահարկերի, որոնք մշակվում են վերընթաց կարգով՝ հանքային մարմնի թևերից դեպի կենտրոն: Բլոկի երկարությունը կազմում է 30 *մ*, որից 25 *մ*-ը խցի երկարությունն է, իսկ 5 *մ*-ը՝ միջխցային բնամասի լայնությունը:

Կտրման աշխատանքներն ընթանում են հանքերակի կախված կողում՝ 1.5×1.2 *մ*² ընդլայնական չափերով կտրման վերընթացի անցկացմամբ, որը միանում է օդափոխման ենթահարկային շտրեկին և ունի 11.5 *մ* երկարություն:

Հանքաքարի մաքրահանումն իրականացվում է ուղղաձիգ շերտերի պոկմամբ՝ 64 *մ/մ* տրամագծով հորատանցքային լիցքերի պայթեցմամբ: Կտրման վերընթացի նկատմամբ նվազագույն դիմադրության գծի չափը կազմում է 1.0 *մ*: Շարքում տեղադրվում են 2 և 3 հորատանցքեր, որոնց միջև հեռավորությունը կազմում է մոտավորապես 0.8 *մ*:

Մաքրման տարածության նվազագույն լայնությունը կազմում է 1.8 *մ*, իսկ 1.0 *մ*-ից մեծ հզորությունների դեպքում դրա լայնությունը կորոշվի $m_{\text{տ}}=m+0.8$ *մ* արտահայտությամբ, որտեղ 0.8 *մ*-ը հանքերակի պատկած և կախված կողերից պայթեցման պատճառով անխուսափելիորեն պոկվող պարփակող ապարների հաստությունն է՝ հաշվի առնելով նաև շերտազատումները կամ մասնակի ինքնափլուզումները:

Ենթահարկային շտրեկներով մշակման համակարգերը բնութագրվում են միջխցային և միջհարկային բնամասերում հանքաքարի զգալի տեսակարար կշռով [1]:

II մշակման համակարգի բնորոշ առանձնահատկությունը հետևյալն է: Շահագործական բլոկը մշակվում է հորիզոնական շերտերով վերընթաց կարգով: Յուրաքանչյուր շերտի հանույթից հետո այն լցվում է լցանյութով՝ թողնելով միայն ազատ տարածություն աշխատանքների համար: Լցվածքը պահպանում է հանութային տարածության կողերը, իսկ դրա մակերևույթը, որպես հենարան, ծառայում է մաքրման աշխատանքների իրականացման համար: Լցվածքի մեջ հանքային մանրուքի մեծ կորուստներից խուսափելու նպատակով պահանջվում է յուրաքանչյուր շերտի մակերևույթի վրա բարձր որակի երեսարկի տեղադրում: Հանքաքարի կորուստների և աղքատացման դեմ պայքարի ամենաարդյունավետ միջոցը լցվածքային զանգվածի մակերևույթի ամրացումն է, այսինքն՝ 25...30 սմ հաստությամբ բետոնե երեսարկի օգտագործումը:

Դիտարկվող տարբերակի դեպքում 45 մ բարձրությամբ և 250 մ երկարությամբ շահագործական բլոկում նախապատրաստական աշխատանքները կատարվում են հանքային բացատարման և օդափոխման շտրեկների ու բլոկային վերընթացի անցկացմամբ: Հարկը մշակվում է վերընթաց կարգով՝ հանքային մարմնի թևերից դեպի կենտրոն:

Հանքաքարի մաքրահանման աշխատանքները սկսում են բացատարման շտրեկի առաստաղում 3...4 մ հաստությամբ վերշտրեկային բնամասի թողնելուց հետո կտրման հանքային շտրեկի անցկացմամբ: Բլոկում հանքաքարի հանույթն իրականացվում է 2...3 մ բարձրությամբ շերտերով:

Հանքաքարի պոկումն իրականացվում է վերընթաց հորատված պայթանցային լիցքերով, իսկ պոկված հանքաքարի առօրեումը՝ բարձող-առօրեող մեքենաներով:

Աշխատանքների կազմակերպման բարելավման համար շահագործական բլոկը բաժանվում է երկու մասի՝ թևեր, որոնցում աշխատանքները հերթազայում են: Մի մասում իրականացվում է հանքաքարի պոկում և մինչև հանքիջանցք բարձող-առօրեող մեքենաներով դրա տեղափոխում (առօրեում), իսկ մյուս մասում՝ մակերևույթից տրվող պնդացող լցանյութի և բետոնե երեսարկի տեղադրում:

Մշակման համակարգի հիմնական առավելություններն են. փլուզումից երկրի մակերևույթի պահպանման, հանքաքարի ընտրովի հանույթի կազմակերպման, փոփոխական հանքայնացմամբ և տեղադրման տարրերով հանքային մարմինների մշակման, մի քանի հարկերի միաժամանակյա մշակման, լցափակման համար հանքարդյունաբերության և մետալուրգիական արտադրության թափոնների օգտագործման հնարավորությունը, մաքրահանման աշխատանքները

րի մեքենայացման բարձր աստիճանը և ընդերքից հանքաքարի կորզման բարձր որակաքանակական ցուցանիշների ապահովումը:

Մշակման համակարգի հիմնական թերություններն են. ցեմենտի հիմքով լցափակման լցանյութի մեծ ծախսը ու բարձր արժեքը և հանքաքարի արդյունահանման համեմատաբար բարձր ինքնարժեքը:

Մշակման օպտիմալ համակարգի ընտրությունը նպատակահարմար է իրականացնել բարակ և միջին հզորությամբ հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի դեպքում՝ հինք ընդունելով հետևյալ նպատակային ֆունկցիան [2-4].

$$(\alpha^{Au} - \alpha_{mini}^{Au}) K_{li} \rightarrow \max, \quad (1)$$

որտեղ α^{Au} -ն ոսկու փաստացի պարունակությունն է հանքաքարային զանգվածում, q/m , α_{mini}^{Au} -ն՝ ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծությունը i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, q/m , K_{li} -ն՝ ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակիցը i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, *միավորի մաս*:

Եթե համեմատվող մշակման համակարգերը չեն տարբերվում ընդերքից հանքաքարի կորզման գործակիցներով, ապա (1) նպատակային ֆունկցիան կարելի է ձևափոխել հետևյալ տեսքով.

$$\alpha_{mini}^{Au} \rightarrow \min: \quad (2)$$

Ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծությունը i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ.

$$\alpha_{mini}^{Au} = \frac{\gamma_{mini}^{Au}}{q_{ju}^{Au} K_{ni} \varepsilon^{Au}}, \quad (3)$$

որտեղ γ_{mini}^{Au} -ն ոսկու նվազագույն արդյունաբերական պարունակության դրամական արտահայտությունն է i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, որը հավասար է հանքաքարի արդյունահանման և վերամշակման լրիվ ինքնարժեքին՝ առանց շենքերի և շինությունների ու լեռնակապիտալ աշխատանքների ծախսերի մարման, \$ UUL/m , q_{ju}^{Au} -ն՝ խտանյութում 1 g ոսկու զինը, \$ UUL/g , K_{ni} -ն՝ արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի որակի փոփոխման գործակիցը i -րդ մշակման համակարգի կիրառման դեպքում, *միավորի մաս*, ε^{Au} -ն՝ խտանյութի մեջ ոսկու կորզումը:

Առանձնացված մշակման համակարգերից օպտիմալի ընտրությունը նպատակահարմար է իրականացնել հանքաքարում օգտակար բաղադրիչի՝ ոսկու «կրիտիկական» պարունակության ($\alpha_{կր}^{Au}$) օգտագործմամբ [2-4].

$$\alpha_{\text{կր(I,II)}}^{\text{Au}} = \frac{\alpha_{\text{minI}}^{\text{Au}} K_{\text{կI}} - \alpha_{\text{minII}}^{\text{Au}} K_{\text{կII}}}{K_{\text{կI}} - K_{\text{կII}}} \quad (4)$$

Հետազոտության արդյունքները: Դիտարկվող Ա հանքավայրի շահագործման տեխնիկատնտեսական ցուցանիշների հաշվարկման արդյունքով և ընդունված $Q_{\text{կI}}^{\text{Au}} = 55 \text{ \$ } \text{ԱՄՆ}/q$ և $\varepsilon^{\text{Au}} = 0.7291$ արժեքների հիման վրա դուրս են բերվել Γ_{minI} -ի որոշման բանաձևերը.

- I մշակման համակարգի դեպքում

$$\Gamma_{\text{minI}} = 39.55 + 12.00/m_{\text{մ}}, \quad (5)$$

- II մշակման համակարգի դեպքում

$$\Gamma_{\text{minII}} = 49.032 + 2.680/m_{\text{մII}} \quad (6)$$

Տեղադրելով (5) և (6) արտահայտությունները (3) բանաձևի մեջ ու հաշվի առնելով արդյունահանման ժամանակ հանքաքարի որակի փոփոխման գործակցի (K_n) և հանքամարմնի հզորության (m , $մ$) միջև եղած կախվածությունը, α_{min} -ի արժեքները հաշվարկվում են տարբերակված՝ յուրաքանչյուր մշակման համակարգի համար (աղ. 1 և 2):

Աղյուսակ 1

I մշակման համակարգի դեպքում ոսկու արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծության հաշվարկային արժեքները՝ կախված հանքային մարմնի հզորությունից

m , $մ$	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.6	2.8
$K_{\text{նI}}$, $միավորի մաս$	0.667	0.692	0.714	0.733	0.750	0.765	0.778
$\alpha_{\text{minI}}^{\text{Au}}$, $q/տ$	1.67	1.59	1.53	1.48	1.44	1.40	1.37

Աղյուսակ 2

II մշակման համակարգի դեպքում ոսկու արդյունաբերական պարունակության բնեղեն մեծության հաշվարկային արժեքները՝ կախված հանքային մարմնի հզորությունից

m , $մ$	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.6	2.8
$K_{\text{նII}}$, $միավորի մաս$	0.889	0.900	0.909	0.917	0.923	0.929	0.933
$\alpha_{\text{minII}}^{\text{Au}}$, $q/տ$	1.42	1.40	1.38	1.36	1.35	1.34	1.33

Տեղադրելով ըստ տարբեր հզորությունների $\alpha_{\text{minI}}^{\text{Au}}$ և $K_{\text{կI}}$ թվային արժեքները (4) բանաձևի մեջ՝ կստանանք հանքաքարում ոսկու «կրիտիկական պարունակություն» գնահատանքային ցուցանիշի թվային արժեքները, որոնք ամփոփված են աղ. 3-ում:

Հանքաքարում պայմանական ոսկու «կրիտիկական պարունակություն» գնահատանքային ցուցանիշի թվային արժեքները

m, մ	1.6	2.0	2.4	2.8	3.2	3.6	4.0	4.4	4.8
$\alpha_{\text{կր}}^{\text{Au}}, \text{գ/տ}$	0.59	0.87	1.06	1.20	1.14	1.26	1.36	1.44	1.50

Աղ. 3-ի տվյալներից բխում են հետևյալ եզրահանգումները.

- ըստ հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի հզորությունների՝ հանքաքարում ոսկու «կրիտիկական պարունակություն» $\alpha_{\text{կր}}^{\text{Au}}$ -ի թվային արժեքների դեպքում համեմատվող մշակման համակարգերն ապահովում են հավասար արդյունք՝ վնաս կամ օգուտ,

- ըստ հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի հզորությունների՝ մինչև $\alpha_{\text{կր}}^{\text{Au}}$ -ի թվային արժեքները նպատակահարմար է մշակման համակարգ կիրառել հանքաքարի ենթահարկային շտրեկներով՝ հորատանցքերով հանքաքարի պոկմամբ և հանութային տարածության հետագա սորուն չոր լցափակմամբ, իսկ $\alpha_{\text{կր}}^{\text{Au}}$ -ից մեծ թվային արժեքների դեպքում՝ հորիզոնական շերտերի հանույթով և պնդացող լցանյութով լցափակմամբ:

Եզրակացություն: Կոնկրետ օրինակով ցույց է տրված օգտակար բաղադրիչի «կրիտիկական պարունակություն» գնահատանքային ցուցանիշի օգտագործման նպատակահարմարությունը:

Այդ ցուցանիշի գործնական նշանակությունն այն է, որ թույլ է տալիս միանշանակ ընտրել հանքավայրի հանքային մարմինների կամ դրանց առանձին մասերի համար ստորգետնյա մշակման օպտիմալ համակարգերը և, մինևույն ժամանակ, հիմնավորել կոնդիցիաների պարամետրերը՝ օգտակար բաղադրիչի պարունակության սահմանաքանակները:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Справочник по горнорудному делу. Том III. Подземные работы / Под ред. А.М. Терпигорева, Р.П. Каплунова, и др. – М.: Госгортехиздат, 1961. – 808 с.
2. Агабалян Ю.А. Теория и практика оптимального освоения недр. - М.: Недра, 1994.- 176 с.
3. Агабалян Ю.А. Общая теория оптимального освоения недр (твердые полезные ископаемые).- Saarbrücken.- Германия: Palmarium Academic Publishing, 2015.-288 с.
4. Աղաբալյան Յու.Ա., Հովհաննիսյան Ա.Հ., Բաղդասարյան Ա.Թ. Պինդ օգտակար հանածոների հանքավայրերի արդյունաբերական գնահատում և մշակման պարամետրերի օպտիմալացում: Դասագիրք / ՀԱՊՀ. - Երևան: Ճարտարագետ, 2017. – 260 էջ:

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 14.12.2022:

А.Г. ОГАНЕСЯН, А.Т. БАГДАСАРЯН, Н.Г. СААКЯН, А.Г. БАРСЕГЯН

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ РАЗРАБОТКИ МАЛОМОЩНЫХ РУДНЫХ ТЕЛ

Произведен анализ горно-геологических и горно-технических условий и морфологии рудных тел месторождения А, на основе которого осуществлено выделение технически применимых конкурентных систем разработки. Осуществлен выбор оптимальной системы разработки на основе оценочного показателя “критическое содержание” золота в руде.

Установлено, что при значениях меньше “критического содержания” целесообразно применять систему разработки с подэтажными штреками с отбойкой руды скважинами и последующей сухой сыпучей закладкой выемочного пространства, а при значениях выше этого - горизонтальными слоями с твердеющей закладкой.

Ключевые слова: месторождение, система разработки, критическое содержание, рудное тело.

**A.H. HOVHANNISYAN, A.T. BAGHDASARYAN, N.H. SAHAKYAN,
A.G. BARSEGHYAN**

SELECTING AN OPTIMAL DEVELOPMENT SYSTEM OF LOW-CAPACITY ORE BODIES

An analysis of the mining-geological and mining-technical conditions and morphology of the ore bodies of deposit A is carried out, on the basis of which the selection of technically applicable competitive development systems is performed. The choice of the optimal development system is carried out on the basis of the estimated “critical grade” of gold in the ore.

It has been established that at values less than the “critical content”, it is advisable to use a development system with sublevel drifts with ore breaking by wells and subsequent dry effervescent backfilling of the excavation space, and at values above this - horizontal layers with hardening backfilling.

Keywords: deposit, development system, critical content, ore body.

О.Г. ГЕВОРГЯН, П.А. ШИРИНЯН, Г.С. КАРОЯН

**АЛГОРИТМ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМЫ
ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ СИНХРОННЫХ
ДВИГАТЕЛЕЙ**

Представлены алгоритм и программное обеспечение системы импульсного управления скоростью синхронных двигателей, реализуемой посредством питания статорной обмотки импульсами тока непосредственно от сети через тиристорный коммутатор. Импульсы тока синхронизированы с положением ротора и регулируются по фазе и величине. Показано, что способ импульсного управления обеспечивает более высокие экономические и качественные характеристики по сравнению с известным частотным управлением.

Ключевые слова: скорость синхронного двигателя, импульсное управление, импульсы тока статора, датчик положения ротора, регулирование скорости, микроконтроллер.

Введение. Мощные синхронные двигатели (СД) находят широкое применение в различных областях промышленности. При этом достаточно остро стоит проблема их плавного пуска и управления скоростью вращения. В настоящее время изменение и регулирование скорости вращения СД выполняется путем их частотного управления с использованием специальных регулируемых тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ) и напряжения, рассчитанных на мощность двигателя [1]. Данные устройства по своим массогабаритным, материалозатратным и стоимостным характеристикам соизмеримы с двигателем, а иногда и превосходят таковые. Это практически исключает саму возможность регулирования скорости СД посредством ТПЧ, особенно для мощных СД (мощностью порядка 1...20 МВт), в то время как именно для последних задача регулирования скорости, в том числе их надёжного пуска, наиболее актуальна.

Постановка задачи и методы исследования. Разработан принципиально новый способ импульсного управления скоростью СД, который обеспечивает их плавный управляемый пуск и изменение скорости при питании непосредственно от сети переменного тока практически без перегрузки машины и сети [2,3].

Массогабариты и стоимость оборудования импульсного пуска в несколько раз меньше, чем для известных устройств частотного пуска.

Импульсное управление скоростью синхронной машины выполняется по схеме рис.1. С помощью сигналов датчика положения ротора включаются тиристоры соответствующей группы тиристорного коммутатора (анодной или катодной) так, чтобы протекающий импульс тока данного направления создавал положительный вращающий момент. Отпирающие импульсы подаются на тиристоры в определенные моменты времени с определенной фазой – углом управления α . По завершении импульса тока, когда ток достигает нулевого значения, тиристор естественным образом запирается.

Алгоритмически исключается прохождение тех импульсов тока, которые, попадая на стык разрешённого интервала, создают отрицательные средние импульсные моменты.

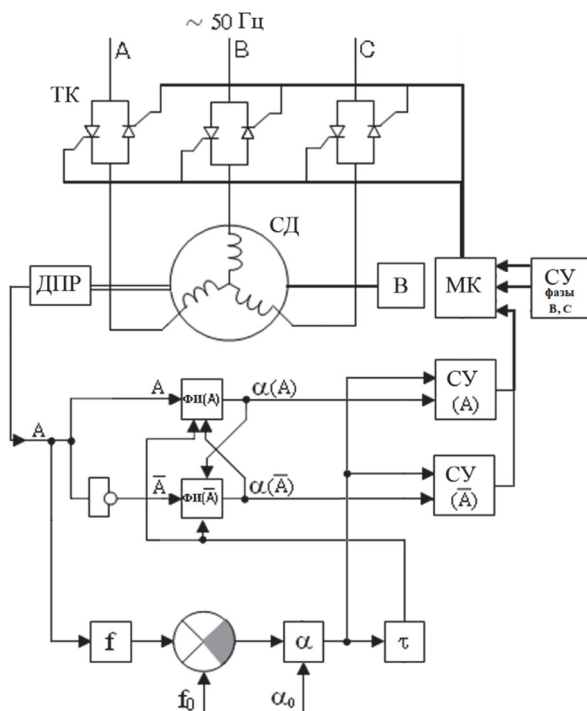


Рис.1. Схема импульсного пуска и управления скоростью синхронного двигателя:
СД – синхронный двигатель, ТК – тиристорный коммутатор, ФИ – формирователь импульсов, СУ – система управления фазами, МК – микроконтроллерное управление, ДПР – датчик положения ротора, В – возбудитель, f_0 – установленная скорость, α – угол управления, τ – длительность импульса тока

При использовании в качестве коммутатора транзисторов IGBT часть импульса, создающего отрицательный момент вращения, исключается снятием сигнала управления с транзисторов коммутатора.

Рассмотрим процессы образования импульсных токов, самовозбуждения, вращающих моментов и регулирования скорости двигателя (рис.2). В цепи, образованной фазой сети, открытым тиристором и фазой обмотки якоря машины, действуют разность напряжения сети U_S с угловой частотой сети ω (рис.2а) и напряжение противо-ЭДС машины U_M с угловой частотой вращения ω_P (рис.2б).

Сигналами датчика положения ротора (рис.2в) включаются тиристоры соответствующей группы тиристорного коммутатора (анодной или катодной) так, чтобы импульс данного направления создавал положительный вращающий момент. Отпирающие импульсы тириستоров подаются в определенные моменты времени с определенной фазой – углом управления α относительно нулевой фазы напряжения сети U_S . В момент подачи отпирающего импульса при положительном анодном напряжении тиристор открывается, и в цепи протекает ток. Поскольку в указанном контуре действует переменное напряжение – разность напряжения сети и противо-ЭДС машины, а тиристор получает единичный отпирающий импульс, то ток имеет импульсный характер (рис.2г).

Ток в контуре, протекая в момент времени t_H , достигает максимального значения в момент времени t_0 , когда напряжение в контуре проходит нулевое значение, и становится равным нулю в момент времени t_K , когда среднее интегральное напряжение в контуре на интервале существования импульса становится равным нулю, т.е. когда выполняется условие

$$\int_{t_H}^{t_K} (U_S - U_M) dt = 0; \quad \text{или} \quad \int_{t_H}^{t_0} (U_S - U_M) dt = \int_{t_0}^{t_K} (U_S - U_M) dt. \quad (1)$$

В момент времени t_K , когда ток импульса достигает нулевого значения, происходит естественная коммутация тиристора (тиристор запирается).

Выражение импульса тока в обмотке статора определяется решением дифференциального уравнения процессов в контуре и имеет вид [4]

$$i_s(t) = \frac{1}{L_S} \int_{\alpha}^{t_K} [U_S \sin \omega i + U_M \sin(\omega_P t + \gamma_0)] dt, \quad (2)$$

где U_S , U_M – амплитуда напряжения сети и противо-ЭДС двигателя; L_S – индуктивность обмотки статора; α – угол управления; γ_0 – начальное положение ротора.

При открытом состоянии тиристора тиристорного коммутатора, когда по обмотке статора протекают импульсные токи, напряжение сети, приложенное к обмотке статора, трансформируется в обмотку возбуждения ротора (рис.2д). Напряжение на обмотке возбуждения определяется выражением

$$U_b(t) = K(U_s - U_M) \cos \gamma(t) \Big|_{\alpha}^{t_k}, \quad (3)$$

где K – коэффициент трансформации напряжения U_s обмотки статора в обмотку ротора; $\gamma(t)$ – текущее угловое положение ротора.

Это импульсное напряжение создаёт в обмотке возбуждения импульсы тока (рис.2е):

$$i_b(t) = \frac{1}{L_b} \int_{\alpha}^{t_k} U_b(t) dt, \quad (4)$$

где L_b – индуктивность обмотки возбуждения.

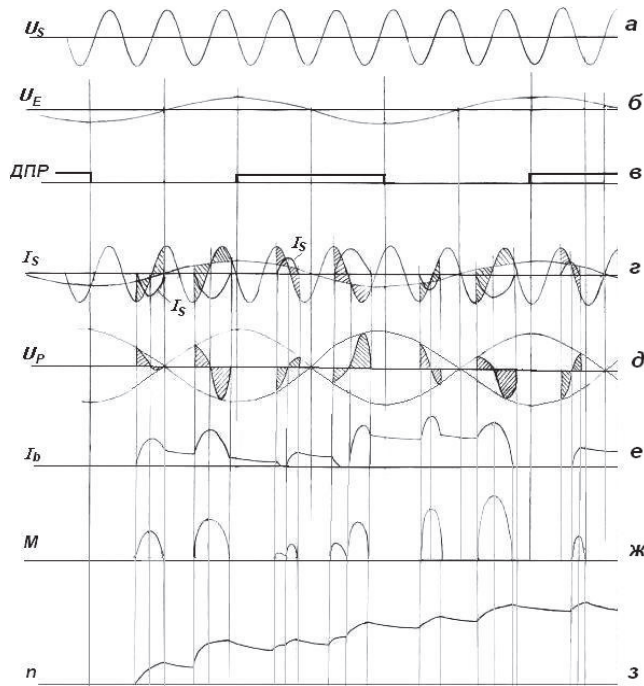


Рис.2. Диаграммы процессов при импульсном управлении:

а - напряжение сети, б – противо-ЭДС двигателя, в - сигнал датчика положения ротора, г - напряжение контура и ток в обмотке якоря, д - напряжение, наведённое в обмотку возбуждения, е - ток в обмотке возбуждения, ж - момент вращения, з - скорость вращения

На межимпульсном интервале, когда закрыты тиристоры тиристорного коммутатора и отсутствуют напряжения на обмотках статора и ротора, ток в обмотке возбуждения затухает в соответствии с постоянной времени обмотки возбуждения – она достаточно велика, поэтому затухание незначительно. Каждый

последующий импульс тока начинается и нарастает с текущего значения тока возбуждения. Таким образом, при импульсном управлении в двигателе возникает и поддерживается постоянный по направлению ток самовозбуждения, причём без использования внешних устройств возбуждения, обеспечивая создание вращающего момента.

Импульс тока, протекающего в обмотке статора, взаимодействуя с импульсом тока возбуждения в обмотке возбуждения, создаёт импульс вращающего момента (рис.2ж):

$$M(t) = C i_s(t) i_b(t) \sin \gamma(t), \quad (5)$$

где C - конструктивная постоянная машины; $i_s(t)$ - функция импульса тока в обмотке статора (2); $i_b(t)$ - функция импульса тока в обмотке ротора; $\gamma(t)$ - угловое положение ротора, выраженное углом γ между осью полюса индуктора и плоскостью эквивалентного витка обмотки якоря.

Каждый импульс вращающего момента создаёт импульсное ускорение ротора, вследствие чего на интервале существования импульса скорость вращения ротора увеличивается и определяется выражением

$$\omega_p(t) = \frac{1}{J} \int_a^{t_k} [M(t) - M_c(t)] dt, \quad (6)$$

где J – момент инерции ротора; $M_c(t)$ – момент сопротивления нагрузки.

Параметры импульсов токов (фаза, ширина, площадь) устанавливаются такими, чтобы момент количества движения, сообщённого импульсом вращающего момента, был больше момента торможения, созданного нагрузкой на меж-импульсном интервале. В этом случае скорость вращения ротора импульсно-ступенчато увеличивается (рис. 2з). Если указанные моменты уравновесить, то скорость вращения будет неизменной.

Изменением угла управления можно регулировать длительность, амплитуду, площадь импульсов тока в обмотке якоря и тока возбуждения в роторной обмотке, соответственно величину вращающего момента и скорость вращения. Автоматическая стабилизация и изменение скорости вращения выполняются под воздействием угла управления.

Важное значение при импульсном управлении имеют величина колебания скорости вращения двигателя, вызванной пульсацией вращающего момента, и, соответственно, возможность расчёта указанных колебаний. Со стороны потребителей зачастую выдвигаются жёсткие требования по ограничению колебаний скорости вращения двигателя и приводимого механизма, вплоть до требования полного исключения колебаний. Это обстоятельство

может выдвигаться против самой идеи импульсного управления. Однако эти требования представляются не вполне обоснованными и не столь принципиально важными. Сказанное выше может быть обосновано следующим. В качестве приводных двигателей большого числа механизмов и агрегатов в технике широко используются поршневые двигатели внутреннего сгорания. Последние по своему принципу действия создают пульсирующий вращающий момент, однако это не является препятствием для их широкого использования.

На рис. 3 а,б приведены рассчитанные на модели (MatLab Simulink) характеристики разгона и стабилизации скорости синхронного двигателя типа СТД–800 мощностью 800 кВт при импульсном управлении.

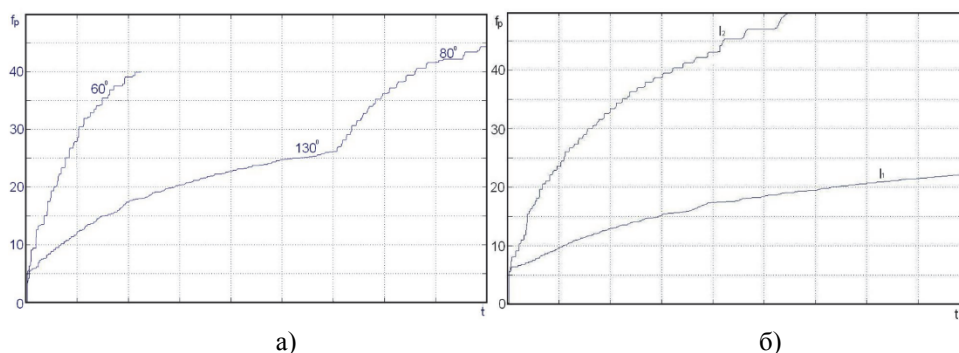


Рис. 3. Характеристики разгона и стабилизации скорости синхронного двигателя типа СТД–800 мощностью 800 кВт: а - при различных углах управления; б - при различных моментах инерции ротора

Объясняется это тем, что, с одной стороны, вращающиеся маховые массы агрегата в определённой степени сглаживают пульсации момента и скорости вращения; с другой стороны - это косвенно подтверждает нестрогость этого требования. Важной является частота пульсации – высокая частота вырывается в вибрацию (которая независимо от пульсации момента всегда имеет место в механических приводах), низкая частота пульсации приводит к автоколебаниям скорости, что более заметно. Кроме того, нелинейная, пульсирующая нагрузка сама приводит к колебаниям момента вращения и скорости, и это обстоятельство принимается как неизбежное. Это имеет место, например, в электромеханических приводах мельниц размельчения руды и т.д. [5].

Результаты исследования. Система управления СД реализована на AVR микроконтроллере Atmega8535 [6,7]. В соответствии с вышеописанным принципом и приведенными на рис. 4 временными диаграммами разработаны алгоритм и программное обеспечение системы импульсного управления скоростью СД, реализуемой посредством питания статорной обмотки импульсами тока непосредственно от сети через тиристорный коммутатор.

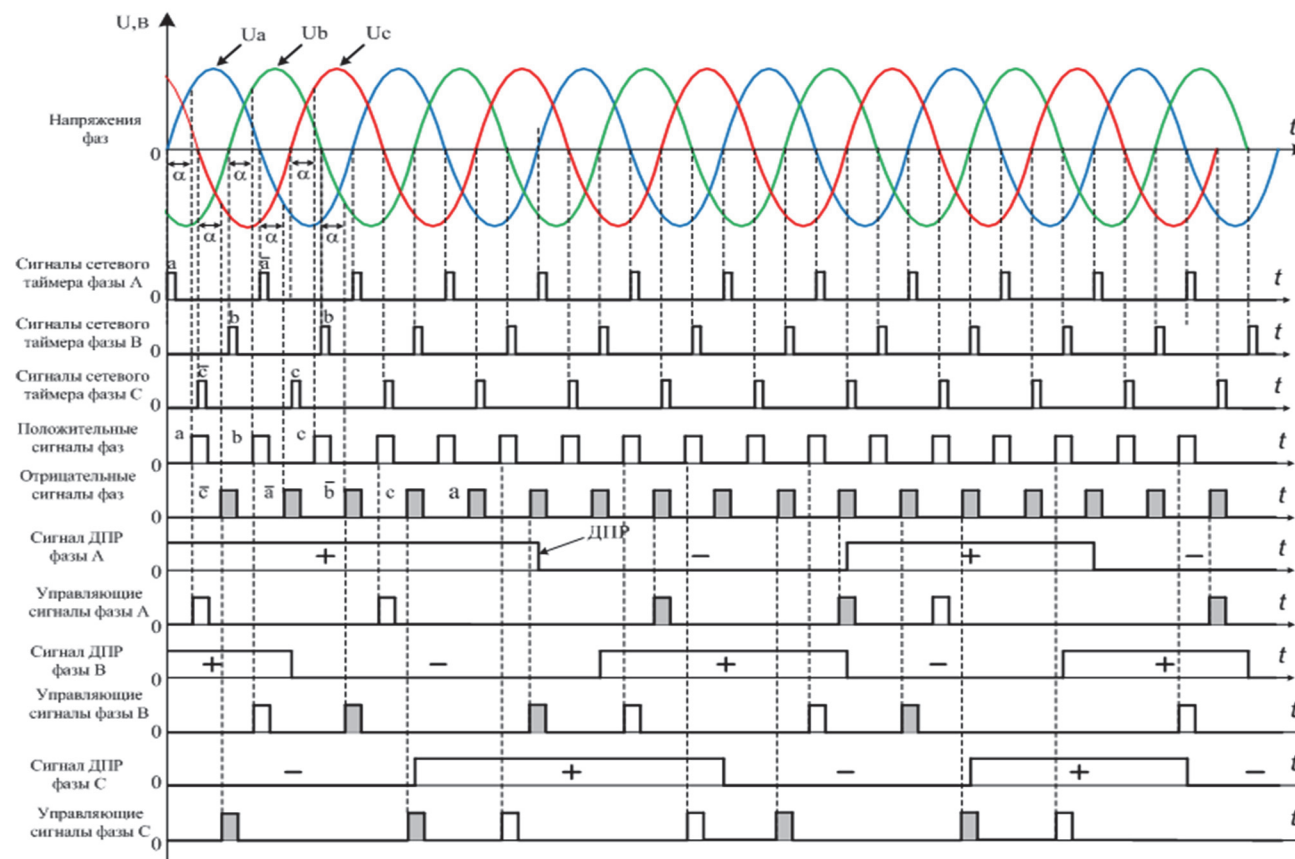


Рис. 4. Диаграммы напряжения сети, сигналов датчика положения ротора и сигналов импульсного управления

Алгоритм программы управления приведен на рис. 5.

Программа управления ввиду ее большого объема в статье не приводится. Желаящие с ней ознакомиться могут обратиться по адресу: micro.user2020@yandex.com или oleg.gevorgyan@polytechnic.am.

Представленные алгоритм и программное обеспечение делают импульсное управление СД более быстродействующим и стабильным, что повышает его надежность.

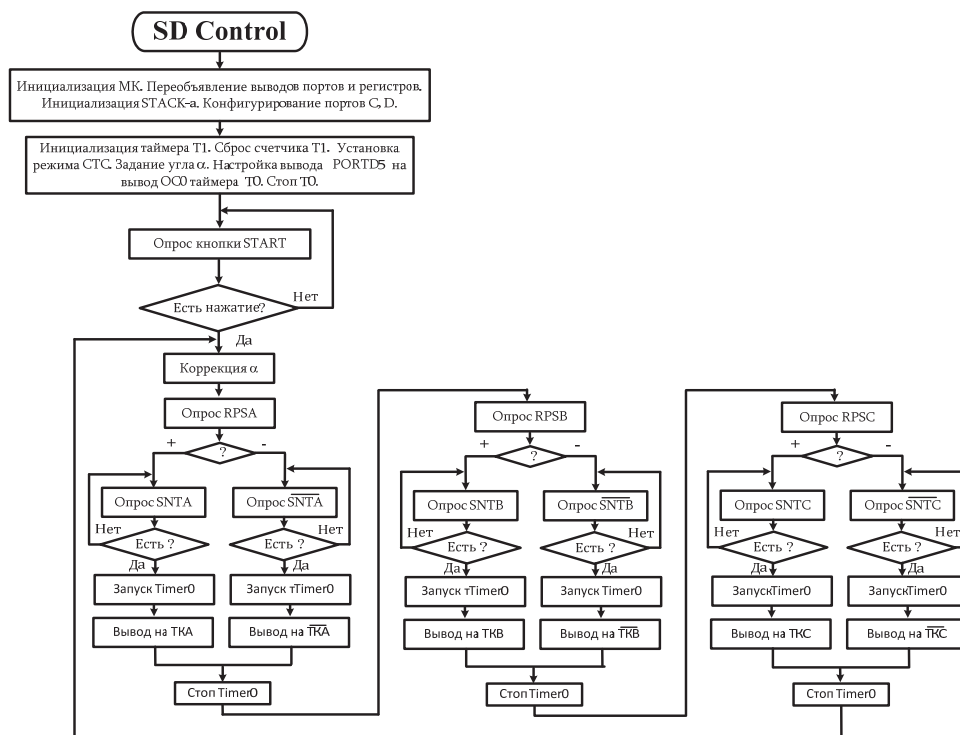


Рис. 5. Блок-схема алгоритма программы управления.

Условные обозначения: SNTA, SNTB, SNTC – сигналы сетевых таймеров фаз A, B, C;

RPSA, RPSB, RPSC – сигналы датчиков положения ротора фаз A, B, C;

TCA, TCB, TCC – коммутаторы тиристоров фаз A, B, C

В следующих статьях будет рассмотрено применение IGBT-транзисторов в системах управления скоростью синхронных двигателей, что упростит систему управления в целом и позволит решить такие задачи, как, например, уменьшение сигнала датчика положения ротора, и тем самым исключить прохождение отрицательных импульсных моментов вращения.

Выводы

1. Разработанный алгоритм и программное обеспечение являются удобным аппаратом для исследования системы импульсного управления скоростью синхронного двигателя с высокой степенью адекватности.
2. Посредством импульсного управления СД при питании его непосредственно от промышленной сети возможно изменение и регулирование скорости вращения.
3. Интенсивность пуска и ускорение двигателя регулируются посредством угла управления и параметров импульсов. При этом регулируется кратность пусковых и переходных токов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Панкратов В.В.** Тенденции развития общепромышленных электроприводов переменного тока на основе современных устройств силовой электроники // Силовая интеллектуальная электроника: Специализированный информационно-аналитический журнал. - 2005. - N 2. - С. 27-31.
2. **Давидян Ж.Д.** Системы импульсного пуска мощных синхронных машин. – Ер.: Авторское издание, 2007. – 292 с.
3. **Давидян Ж.Д., Геворгян О.Г.** Математическая модель импульсного управления скоростью синхронных электродвигателей // Известия НАН РА и ГИУА. Сер. Техн. науки. – 2009.- Т. 62, N. 4.- С. 409-415.
4. **Դավիթյան Ժ.Դ., Գևորգյան Օ.Գ.** Принцип импульсного самовозбуждения и момента синхронного двигателя // ՀՊՃՀ Լրագիր – 76. - Եր.: Ճարտարագետ, 2009. - Հ. 1, N 1. – էջ 199-204:
5. **Геворгян О.Г.** Колебание скорости вращения двигателя синхронного типа при импульсном управлении // Вестник ИАА. - 2010. - Т. 7, N 1. - С. 46-49.
6. **Mazidi, Muhammad Ali.** The AVR microcontroller and embedded systems: using Assembly and C. - Pearson Education, 2011. - 781 p.
7. **Շիրինյան Պ.Հ.** Միկրոկոնտրոլերներ: Ճարտարապետությունը, ծրագրավորումը և կիրառությունները: Դասագիրք / ՀՊՃՀ.-Եր.: Ճարտարագետ, 2013. – 376 էջ:

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 20.09.2022.

Օ.Գ. ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ, Պ.Հ. ՇԻՐԻՆՅԱՆ, Գ.Ս. ԿԱՐՈՅԱՆ

ՄԻՆԹՐՈՆ ՇԱՐԺԻՉՆԵՐԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ ԵՎ ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ԱՊԱՀՈՎՈՒՄԸ

Ներկայացված են սինքրոն շարժիչների արագության իմպուլսային կառավարման համակարգի ալգորիթմը և ծրագրային ապահովումը: Իմպուլսային կառավարումն իրականացվում է անմիջապես ցանցից՝ տիրիստորային կոմուտատորի միջոցով հոսանքի իմպուլսներով ստատորային փաթույթի սնմամբ: Հոսանքի իմպուլսները սինքրոնացված են ռոտորի դիրքի հետ և կառավարվում են ըստ ֆազի և լայնության: Իմպուլսային կառավարման եղանակն ապահովում է զգալիորեն ավելի լավ տնտեսական և որակական բնութագրեր, քան հայտնի հաճախականային կառավարման դեպքում:

Առանցքային բառեր. սինքրոն շարժիչի արագություն, իմպուլսային կառավարում, ստատորի հոսանքի իմպուլսներ, ռոտորի դիրքի տվիչ, արագության կարգավորում, միկրոկոնտրոլեր:

O.G. GEVORGYAN, P.H. SHIRINYAN, G.S. KAROYAN

AN ALGORITHM AND SOFTWARE OF THE SYNCHRONOUS MOTOR
SPEED IMPULSE CONTROL

An algorithm and software of synchronous motor speed impulse control are presented. A new way of pulse speed control of the synchronous electric motors realized by means of feed stator winding pulses of a current directly from a network through thyristor switchboard is presented. Current pulses are synchronized with the position of a rotor and adjustable on a phase and on width. It is shown that the method of pulse control provides better economic and qualitative characteristics compared to the known frequency control.

Keywords: synchronous electric motors, pulse control, stator current pulse, rotor position sensor, speed regulation, microcontroller.

UDC 004.832

COMPUTER SCIENCE AND
INFORMATICS

DOI: 10.53297/0002306X-2022.v75.4-508

E.A. HARUTYUNYAN

FORMING THE REQUIREMENTS FOR EMOTION DETECTION
METHODS

In the technological age, emotion detection has gradually become a research hotspot and one of the most important fields in human-computer interaction. Different proposed technologies of recent years on emotion detection have been summarized and compared. The relatively often used emotion types are presented, including Paul Ekman's, Parrot's, Circumplex model and Plutchik's Wheel. Speech, Text, Facial Expressions, and Electroencephalogram were discussed as sources of emotions. 2 main sub-branches of emotion detection are discussed: unimodal and multimodal, which use the above sources. Each of these sources has its own advantages and disadvantages, and depending on the problem, the use of one may be more effective than that of the other. As a result, several important problems are highlighted, such as real-time data processing without external servers and devices, resource management, model creation for non-popular languages, etc. For model training a variety of datasets are used, some authors have even combined several for higher accuracy. Data enhancement methods were used by all authors in order to reduce noise at the preprocessing stage. Although some sources claim that better results can be obtained with the unimodal method, the multimodal method, if properly processed, results in a higher accuracy system.

Keywords: artificial intelligence, neural network, deep learning, unimodal emotion detection, multimodal emotion detection.

Introduction. Emotions are complex structures that express our internal and external states. In the same situation, people may give different psychological and behavioral responses depending on their experience. There are many types of emotions, including Paul Ekman's basic ones (*happiness, anger, fear, sadness, disgust, surprise*) [1], Parrot's (*love, joy, surprise, anger, sadness, fear*) [2], as well as more feeling-describing Circumplex model [3] and Plutchik's Wheel [4], etc.

Emotion Recognition is the process of identifying human feeling from *verbal* and *unverbal* expressions [5]. Being complex and ambiguous, automatic emotion detection has become a popular research topic in recent years. The proposed multiple solution methods can be grouped into 2 main categories:

- Unimodal [6-11] - uses a single emotion channel for the emotion detection: (e.g. speech, facial expressions, text, body gestures and movement, physiological states, etc...).
- Multimodal [13-16] - uses 2 or more channels for the emotion detection (e.g. speech + text + body gestures and movement, etc...).

1. Unimodal emotion detection

1.1. Emotion from speech

1.1.1. On the use of pitch-based features for fear emotion detection from speech

In [6], a study that evaluates the relationship between pitch-based features and human emotion detection is presented. *Decision Tree (DT)*, *K-nearest neighbors (KNN)*, *SVM* and *Subspace Discriminant* algorithms were chosen for research and tested for simple and hierarchical emotion classifications.

Table

The results of fear detection using pitch-based features

Algorithm	Simple Classification (%)	Hierarchical Classification (%)
<i>Decision Tree</i>	72	51,74
<i>K-Nearest Neighbors</i>	78,7	57,1
<i>SVM</i>	77,3	56,44
<i>Subspace Discriminant</i>	72	59,32

As can be seen from the Table, the best result was obtained when using the KNN algorithm (78,7%). The research results have shown that the acoustic features associated with the vocal cords contribute to the recognition of emotions. Also, the obtained results show that in the case of simple classification of emotions, the selected algorithms recorded higher accuracy than in the case of the hierarchical one.

1.1.2. Emotion detection from speech signals using voting mechanism on the classified frames

In the method proposed in [7], the determination of emotions from the audio signal was made based on the Mel Frequency Cepstrum Coefficient (MFCC) features. In the first step, the input signal is adjusted to make it more suitable for analysis. Then it was divided into small parts - frames, in which the data contained are relatively stationary. Each frame was matched to 26 values using the Mel-scale, of which the lower 13 were kept, because in human speech there are more useful data at low frequencies. From the obtained 13 coefficients, a feature vector of 13 dimensions was constructed, which was used for the classification of emotions using the LMT classifier. Emo-DB and RAVDESS databases were used for training machine learning models. Each input signal, depending on its size, was divided into different number of frames, according to each frame a feature vector was obtained, each frame was classified using the pre-trained model using the vote

classification method. For example, if sadness was observed in the first frame, the value of that emotion was increased by one. As a result, by analyzing all the frames of the input signal, the emotion with the highest value was considered as the emotion of the whole signal.

The created system can detect 7 emotions with 64,5161% accuracy in the case of Emo-DB, and 70% when using the RAVDESS database. The level of confusion for the detection of some emotions is high because in the MFCC properties, several emotions have similar properties.

1.2. Emotion from facial expressions

1.2.1. Facial emotion detection using modified eyemap–mouthmap algorithm on an enhanced image and classification with tensorflow

In [8], a geometric method for detecting emotions from facial expressions is proposed:

- At the first stage, the input image was subjected to preprocessing, as a result of which the clarity of the image was increased. Then Fuzzy logic and DWT (IDWT) methods were used for image enhancement.

- At the second stage, the Viola-Jones algorithm was used to detect the face in the improved image (*Haar feature selection, creating a complete image, Adaboost learning, cascading classifiers*). During the algorithm the detected face part was taken in the bounding rectangle, then by rounding the edges of the rectangle, only the face part, as well as reduced image size were left.

- At the third stage, the reduced image was converted to the Y CbCr color range. Plans were constructed for each Y, Cb, and Cr, through which the *mouthmap* was found. After that, a number of parametric modifications were made on the image. Chan Vese's method was used to detect only the mouth area.

For eye detection, the authors again used Viola's algorithm, right and left eyes were differentiated. The modified eyemap algorithm was used for finding special points of the eyes. As a result, 4 points were found for each eye and in the mouth area. With those points, 16 triangles were drawn, through which feature extraction and classification of emotions were carried out.

The proposed geometrical method was tested by Karolinska Directed Emotional Faces (KDEF), Oulu-CASIA and CK+ datasets. The results showed that the proposed method does not depend on the gender of the depicted person and has good accuracy.

1.2.2. Real time emotion detection of humans using the mini-xception algorithm

In [9], the MiniXception method is proposed, which is based on the Xception algorithm and has 60,000 parameters. It simultaneously uses residual modules 2 to adjust connections between adjacent layers and depth-wise separable convolutions for parameter reduction. Some deep learning enhancements have been Implemented. 4 residual depth-wise separable convolutions were added to MiniXception and each one was followed by a batch normalization block and a Relu activation function. Also, global average pooling and a soft-max activation function are performed in the last layer of the network.

The created model was tested on the FER-2013 dataset containing 35,887 images and recorded better results than the existing Xception architecture. Using the confusion matrix, the accuracy of the model for identifying 7 emotions was calculated to be 95,60%, precision 93% and recall rate 90%.

1.3. Emotion from the text

1.3.1. An experimental analysis of data annotation methodologies for emotion detection in short text posted on social media

The method proposed in [10] can recognize Plutchik's wheel of emotions. Since Twitter differs from other social networks in that it contains a set of tweets (more often than texts and not video and images), it was selected as a dataset for the study. A special developer access was obtained to access the twitter data.

At the first stage several factors of the dataset were analyzed and harmonized, such as:

- *Date / Time* - teenagers are more often active at late hours.
- *Hashtags* - a special method planted hashtags and tried to change them with the appropriate one in the dictionary and also solved the problem with CamelCase (#SunnySummer replaced with sunny summer).
- *URLs* - as they don't give much importance for emotion recognition, they were found and removed from the text.
- *Mentions* - were also removed from the dataset so as not to interfere with the emotion classifier.
- *Character repetition / Misspelled words* - each sentence was divided into words, checked for grammar, and if a mistake was found using the method of repeating letters, they tried to correct the word and if it didn't work, they removed it from the sentence.

Emoji were not considered at the harmonization stage (It was determined that only 7% of the emoji were categorized as expressing any of the Plutchik's wheel of emotions).

At the second stage, the harmonized emotion dataset was categorized into 8 categories, for which the following were investigated:

- *Emoji* - they were divided into 8 groups and depending on the number of emoji in the sentence and their groups, the corresponding categorizations were identified.

- *NRC Emotion Lexicon* - a list of occult words where the corresponding category was found.

- *Lexical relations* - WordNet dataset was used for lexical analysis.

At the third stage of data classification, the authors used Long Term Memory Networks (LSTM); The proposed method was compared with other classifiers (A linear support vector machine using the stochastic gradient descent classifier, XGBoost classifier, A Naive Bayes classifier for multinomial models, A Decision Tree classifier, A random forest classifier) which have used the same database: As a result of the experiments, the LSTM method showed the best results (91,9% accuracy), followed by SVM-SGD (86,86%) and others.

1.3.2. RED: A novel dataset for romanian emotion detection from tweets [11]

The method proposed in [11] is the first one for automatically deriving emotions from Romanian text, which is not lexicon-based. In the first step, they created a novel dataset using the method presented in this article [12] by adding "neutral" emotion to the previous 4 emotions (joy, anger, fear, sadness). They collected data from public posts of Twitter accounts between 2020 and 2021 using synonyms and slang expressions for the above emotions. In order to have good dataset, the collected data underwent a 3-step annotation. 3 different commentators successively checked the emotions matched to the collected tweets. The text preprocessing was performed on the received data, as a result of which usernames like @username, hyperlinks, hashtag sign (#), artefacts like & and proper nouns were removed. With the created dataset, several machine learning models were trained and compared: Classical ML models (LinearSVC, LogisticRegression, MultinomialNB and SVC) and newer fastText-based and BERT-based: Precision, Recall, F-score and Support were calculated for all models. In the classical ML models, LinearSVC was the most accurate (82,96%). Despite the high accuracy, the LinearSVC and fastText-based (84,70%) models have a worse confusion rate than the BERT-based model (90,37%) in the case of different emotions. These good results may be explained by pre-trained BERT learning contextual relations between words and fine-tuning the model to use these relations.

2. Multimodal emotion detection

Some people express their feelings more easily verbally, some non-verbally. And in order to obtain automated systems of higher accuracy, researchers have studied multimodal emotion detection [13- 15].

2.1. Robust multimodal emotion recognition from conversation with transformer-based crossmodality fusion

For feature extraction from three different sources of data, [16] three different deep-learning models are presented. GPT, WaveRNN, and FaceNet+RNN deep neural network were used for feature extraction.

- *A Model for Text Modality* - A transformer-based multi-layer GPT model that was pre-trained on the BookCorpus [17] dataset and tuned on the MELD dialog dataset [18] was used for the feature extraction from the text. Loss of next sentence prediction, loss of language modeling, and loss of emotion classification were used for fine tuning.

- *A Model for Audio Modality* - The WaveRNN model was pre-trained on the LJSpeech dataset [19] and was used to extract the feature from the audio. TorchAudio library was used for audio preprocessing.

- *A Model for Face Modality* - A multitasking CNN (MTCNN) was used to detect a face's bounding box in a video. The Inception ResNet (V1) model was then used, which was pre-trained on the VGGFace2 [20] and CASIAWebface [21] datasets.

2 main approaches have been used for multimodal fusion and classification: cross-modal transformer fusion and total power fusion. To enrich information for one modality from another modality, a cross-modal converter was used. EmbraceNet [22] to focus on careful handling of cross-modal information and avoid performance degradation due to partial missing data was used too. It consists of 2 parts: docking layers, and an embracement layer. The first one is designed to equalize the dimensions of the feature vector obtained from 3 different modalities, and the second one is for further analysis.

The extended Multimodal Emotion Lines dataset was used for the Performance Comparison between Single Modality and Multiple Modalities. The created MEP system showed better results with up to 65% accuracy.

2.2. Multimodal emotion recognition using a hierarchical fusion convolutional neural network

Since the analysis of emotional behavior from the sources of emotion detection is not always considered accurate (people can show something different than what they really feel), [23], the physiological signals of people to solve the

problem are used. In their experiments, subjects watched a series of video clips depicting various emotions while sensors recorded their physiological signals. A total of 6 forehead channels were selected (FP1, FP2, AF3, AF4, F3, and F4) along with 4 PPS signals, including the galvanic skin response (GSR), respiration belt (RESP), skin temperature (TEMP), and plethysmograph (PLET). In order to have more suitable data for processing, a band-pass filter and a low-pass filter were applied to the data during preprocessing. Then, to compute HFCNNs and feature functions, observation-level feature fusion was applied to the set of sample data after preprocessing that includes both EEG and PPS signals. A layered incremental network architecture was chosen, in which different convolution kernel sizes and convolutional layers were added. pooling layers are used to prevent overfitting. ReLU activation function was used. Considering the error rate, a stochastic gradient descent method was used with small batch size, then back-propagation was used to optimize the network parameters. Various characteristic parameters were calculated based on EEG signals. To extract the local features, a hierarchical fusion convolutional neural network model was applied to MPs-1, MPs-2 and MPs-3 obtained from the maximum pooling level, from which MPs-global were obtained. A weight calculation was performed based on feature-level fusion, and the observation-level fusion of the modalities were used as inputs.

The constructed model was tested on 2 datasets DEAP [24] and MAHNOB-HCI [25] and compared with both CNN and multimodal versions proposed by other authors and showed higher accuracy.

3. Results

As a result of the analysis, the following points were highlighted to solve the emotion detection problem:

- The emotion detection process should not leave the user's system, making it more secure and flexible (e.g. no internet case).
- Since it will run on the user's machine, it should use an acceptable amount of resources (CPU/Memory).
- Without external devices (sensors), get competitive model accuracy based on multiple emotion sources using machine learning methods.
- Since the model will be applied to real-time streams, it must have an acceptable execution time.
- As the research done in this area is mainly in popular languages, it makes sense to create methods for users of the other nationalities (e.g Armenian-speaking users).

Conclusion. Emotions are complex structures and are expressed differently by different people. An important point in emotion detection is the set of feelings

to be determined by the system. Different types of emotion groups were discussed, including Paul Ekman's basic ones, which is one of the important works in this field. Unimodal and multimodal methods of emotion detection were analyzed. The following sources of emotions and their combinations were discussed: Speech, Text, Facial Expressions, EEG. Using Speech is good for avoiding fake emotion detection. The detection of emotions from text is mainly used for the analysis of posts made on social platforms and can increase the accuracy of the model in the multimodal method. Facial expressions are considered the main source of understanding human emotions, but they are easier to fake. As a result of EEG analysis, a high accuracy system can be obtained, but additional devices and sensors are needed. Different authors used different datasets for model training, some even combined several at the same time for higher accuracy. All authors used data enhancement methods in the preprocessing stage, in order to get rid of noises. It is easier to create a unimodal emotion detection method than a multimodal one because only one model needs to be developed. Unlike unimodal, multimodal method needs to create more than one model for each type of emotion source and perform precise processing to avoid loss of useful data. Although some sources claim that a unimodal method can achieve higher accuracy, results have shown that using multiple sources of emotion is more effective. Research will continue to create an automated multimodal emotion detection system using Speech, Facial Expressions and Text sources.

REFERENCES

1. **Ekman P.** An argument for basic emotions // Cognition & emotion. -1992. -P. 169-200.
2. **Zad S., Heidari M., Jones J.H., and Uzuner O.** Emotion Detection of Textual Data: An Interdisciplinary Survey // IEEE World AI IoT Congress (AIIoT). -2021. -P. 255-261.
3. **Russell J.A.** A circumplex model of affect // Journal of personality and social psychology. -1980. -P. 1161.
4. **Chernyakhovskaya L., Atnabaeva A.** Modelling, Analysis and Risk Assessment in the Technology Process Control // In 7th Scientific Conference on Information Technologies for Intelligent Decision Making Support (ITIDS). -2019. -P. 123-128.
5. <https://www.meaningcloud.com/blog/emotion-recognition>, Accessed: 03/11/2022.
6. **Chebbi S., Jebara S.B.** On the use of pitch-based features for fear emotion detection from speech // 4th International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP). -2018. -P. 1-6.
7. Emotion detection from speech signals using voting mechanism on classified frames / **A.A.A. Zamil, S. Hasan, S.M.J. Baki, et al** // International Conference on Robotics, Electrical and Signal Processing Techniques (ICREST). -2019. -P. 281-285.
8. **Joseph A., Geetha P.** Facial emotion detection using modified eyemap–mouthmap algorithm on an enhanced image and classification with tensorflow // The Visual Computer. -2020. -P. 529-539.

9. **Fatima S.A., Kumar A., Raoof S.S.** Real time emotion detection of humans using mini-Xception algorithm // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. -2021. -Vol. 1042, No. 1. -P. 12-27.
10. **Krommyda M., Rigos A., Bouklas K., Amditis A.** An experimental analysis of data annotation methodologies for emotion detection in short text posted on social media // Informatics. -2021. -Vol. 8, No. 1. -P. 19.
11. **Ciobotaru A., Dinu L.P.** RED: A novel dataset for Romanian emotion detection from tweets // Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Natural Language Processing (RANLP). -2021. -P. 291-300.
12. **Mohammad S., Bravo-Marquez F., Salameh M., Kiritchenko S.** Task 1: Affect in tweets // Proceedings of the 12th international workshop on semantic evaluation. - 2018. -P. 1-17.
13. **Lan Y.-T., Liu W., Lu B.-L.** Multimodal Emotion Recognition Using Deep Generalized Canonical Correlation Analysis with an Attention Mechanism // International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN). -2020. -P. 1-6.
14. **Pérez-Rosas V., Mihalcea R., Morency L.P.** Utterance-level multimodal sentiment analysis // Proceedings of the 51st Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics. -2013. -Vol. 1. -P. 973-982.
15. **De Silva L.C., Miyasato T., Nakatsu R.** Facial emotion recognition using multimodal information // In Information, Communications and Signal Processing of 1997 International Conference on. -1997. -Vol. 1. -P. 397-401.
16. **Xie B., Sidulova M., Park C.H.** Robust multimodal emotion recognition from conversation with transformer-based crossmodality fusion // Sensors. -2021. -P. 14-21.
17. Aligning books and movies: Towards story-like visual explanations by watching movies and reading books / **Y. Zhu, R. Kiros, R. Zemel, R. Salakhutdinov, et al** // Proceedings of the IEEE international conference on computer vision.- Santiago, Chile, 2015. -P. 19-27.
18. Meld: A multimodal multi-party dataset for emotion recognition in conversations/ **S. Poria, D. Hazarika, N. Majumder, G. Naik, E. Cambria, R. Mihalcea.** -2018.
19. **Ito K., Johnson L.** The LJ Speech Dataset. -2017. <https://keithito.com/LJ-Speech-Dataset/> Accessed: 02/11/2022.
20. Vggface2: A dataset for recognising faces across pose and age / **Q. Cao, L. Shen, W. Xie, O.M. Parkhi, A. Zisserman** // Proceedings of the 13th IEEE International Conference on Automatic Face & Gesture Recognition.- Xi'an, China, 2018. -P. 67-74.
21. **Liao S., Li S.Z.** Learning face representation from scratch. -2014.
22. **Choi J.H., Lee J.S.** EmbraceNet: A robust deep learning architecture for multimodal classification // Inf. Fusion. -2019. -P. 259-270.
23. **Zhang Y., Cheng C., Zhang Y.** Multimodal emotion recognition using a hierarchical fusion convolutional neural network // IEEE access. -2021. -P. 7943-7951.
24. 'DEAP: A database for emotion analysis; using physiological signals / **S. Koelstra, C. Muhl, M. Soleymani, J.-S Lee, et al** // IEEE Trans. Affect. Comput. -2012. -Vol. 3, no. 1. -P. 18-31.

25. **Soleymani M., Lichtenauer J., Pun T., and Pantic M.** A multimodal database for affect recognition and implicit tagging // IEEE Trans. Affective Comput. -2012. -Vol. 3, no. 1. -P. 42–55.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 20.12.2022.

Է.Ա. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ

ԶԳԱՅՄՈՒՆՔՆԵՐԻ ՀԱՅՏՆԱԲԵՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՆԿԱՏՄԱՄԲ ՊԱՀԱՆՋՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ

Տեխնոլոգիական դարաշրջանում զգացմունքների հայտնաբերումը աստիճանաբար դարձել է հետազոտությունների թեժ կետ և մարդ-համակարգիչ փոխհարաբերության կարևորագույն ոլորտներից մեկը: Ամփոփվել և համեմատվել են զգացմունքների հայտնաբերման վերաբերյալ վերջին տարիներին առաջարկված տարբեր տեխնոլոգիաներ: Ներկայացված են համեմատաբար հաճախ օգտագործվող զգացմունքների տեսակները, այդ թվում՝ Փոլ Էքմանի, Պարրոտի, ցիրկումպլեքս մոդելի և Պլուտչիկի անիվը: Խոսքը, տեքստը, դեմքի արտահայտությունը և էլեկտրաուղեգրությունը քննարկվել են որպես զգացմունքների աղբյուրներ: Քննարկվել են զգացմունքների հայտնաբերման երկու հիմնական ենթաճյուղեր՝ միամոդալային և բազմամոդալային, որոնք օգտագործում են վերը նշված աղբյուրները: Այս աղբյուրներից յուրաքանչյուրն ունի իր առավելություններն ու թերությունները, և կախված խնդրից՝ մեկի օգտագործումը կարող է ավելի արդյունավետ լինել, քան մյուսինը: Արդյունքում ընդգծվել են մի քանի կարևոր խնդիրներ, ինչպիսիք են տվյալների իրական ժամանակի մշակումն առանց արտաքին սերվերների և սարքերի, ռեսուրսների կառավարումը, ոչ հանրաճանաչ լեզուների մոդելների ստեղծումը և այլն: Մոդելների ուսուցման համար օգտագործվել են տվյալների մի շարք հավաքածուներ, որոշ հեղինակներ նույնիսկ միավորել են մի քանիսը՝ ավելի բարձր ճշգրտության համար: Նախնական մշակման փուլում աղմուկը նվազեցնելու համար բոլոր հեղինակների կողմից օգտագործվել են տվյալների լավարկման մեթոդներ: Թեև որոշ աղբյուրներ պնդում են, որ ավելի լավ արդյունքներ կարելի է ձեռք բերել միամոդալային մեթոդով, սակայն բազմամոդալային մեթոդը, եթե ճիշտ մշակվի, հանգեցնում է ավելի բարձր ճշգրտությամբ համակարգի:

Առանցքային բառեր. արհեստական բանականություն, նեյրոնային ցանց, խոր ուսուցում, զգացմունքների միամոդալային հայտնաբերում, զգացմունքների բազմամոդալային հայտնաբերում:

Э.А. АРУТЮНЯН

ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К МЕТОДАМ ДЕТЕКЦИИ ЭМОЦИЙ

В век технологий обнаружение эмоций постепенно стало центром исследований и одной из самых важных областей взаимодействия человека с компьютером. Обобщены и сопоставлены предложенные в последние годы технологии обнаружения эмоций. Представлены относительно часто используемые типы эмоций, в том числе модель Пола Экмана, модель Паррота, Циркумплекс и Колесо Плутчика. В качестве источников эмоций рассматривались речь, текст, мимика и электроэнцефалограмма. Обсуждаются два основных направления обнаружения эмоций: одномодальное и мультимодальное, которые используют вышеуказанные источники. Каждый из этих источников имеет свои преимущества и недостатки, и, в зависимости от проблемы, использование одного из них может быть более эффективным, чем другого. В результате выделяются несколько важных проблем, таких как обработка данных в реальном времени без внешних серверов и устройств, управление ресурсами, создание моделей для непопулярных языков и т.д. Для обучения моделей использовались самые разные наборы данных, некоторые авторы даже объединяли несколько из них для большей точности. Методы улучшения данных использовались всеми авторами для уменьшения шума на этапе предобработки. Несмотря на то, что в некоторых источниках утверждается, что лучшие результаты можно получить с помощью одномодального метода, мультимодальный метод, если его правильно обработать, дает более точную систему.

Ключевые слова: искусственный интеллект, нейронная сеть, глубокое обучение, одномодальное обнаружение эмоций, мультимодальное обнаружение эмоций.

UDC 004.832

COMPUTER SCIENCE AND
INFORMATICS

DOI: 10.53297/0002306X-2022.v75.4-519

D.M. GALSTYAN

FORMING THE REQUIREMENTS FOR SIGN LANGUAGE DETECTION

Sign language is a way of communicating through body movements. Body language recognition has been one of the most challenging research problems in the last few years. Their recognition plays an increasingly important role due to the huge spread of digital technologies.

With the development of the fields of deep learning and computer vision, researchers have developed various automatic motion language recognition methods that can understand body movement.

The idea of this study is to examine the existing sign language recognition systems in the world. These works are mainly divided into sensor-based systems and vision-based systems. Studies have shown that sensor-based tracking is more resource-intensive and difficult to implement than traditional image-based research, and there are also combinations of these two methods. As a result of this study, it can be seen that there are many sign languages in the world, most of which do not have their own databases available, and also dynamic gesture recognition systems still need new research to improve the results.

During the work, several points have been formed that can help improve the quality of the work by adding studies and databases for unknown languages, using them also to obtain an acceptable accuracy of dynamic gesture detection, as well as ensuring the system work in real-time and use of few resources.

Keywords: Sign Language, Deep Learning, Detection, Sensor-based, Vision-based, Gesture, Hidden Markov Method, Body language

Introduction. One of the most important problems of the modern world is improving the quality of life for people with hearing problems. Gesture communication includes not only symbols created by hand movements, but also takes into account the facial expressions of a particular gesture, as well as the movements of the whole body, it can also be directed by certain sounds, it is clear that a person can hardly pronounce some sounds, but nevertheless they exist when communicating with certain gestures, the meaning of a particular gesture can change significantly.

During verbal communication, problems often arise due to ambient noise or health problems for those communicating (it is very difficult for people with hearing impairments to communicate with the outside world). Where voice

communication is not possible, such as between speakers of mutually unintelligible languages, or when one or more potential interlocutors are deaf, sign language can be used to fill the gap. To solve these problems, it is necessary to study the problems of recognition of the language of movements (body language). Or it can be said that sign languages are gestures derived from the movement of the body.

Recently, a number of works devoted to the development of such systems have been carried out. In [1], a way to solve the problem of traffic language recognition using ultra-wideband radar is presented. In [2], the language of motion with a flexible sensor and then converted into text and voice is analyzed.

In a number of studies, artificial intelligence methods were used to solve this problem [3,4]. Although satisfactory results have been obtained in these works, they need improvement, since they generally record good performance in static movement, and also work with certain limitations.

Image-based and sensor-based methods are both used to recognize sign language. Wearing specific gloves or using localized sensors is the first method. Using this method, you can accurately determine sign or gesture movements, rotations, orientations, and hand positioning.

1. Gesture types

1.1. Dynamic Gesture recognition

The problem of dynamic recognition of gestures in the modern world is quite complex since it depends not only on the sequence of hand movements but can also change its meaning depending on cultural values. Dynamic gesture recognition has recently become very important for machine control.

With dynamic gestures, additional computations and complexity are required, which affects the model performance and recognition efficiency. The networks are too complex to consider both spatial and temporal features in three-dimensional sparkle neural networks.

There are two main approaches to dynamic gesture detection that use 2D and 3D convolutional neural networks respectively for dynamic gesture detection. Yu, Jimin, Qin, Maowei and Zhou, Shangbo proposed to use 2D feature fusion convolutional neural networks and found that their algorithm is efficient and has high accuracy with low network complexity [5].

There is another work, which is proposed to build a dynamic gesture model based on CBAM-C3D.

In this paper, the authors used the BN layer for network optimization, multimodal joint learning, and keyframe extraction to improve the network performance. Experiments using the Ego Gesture database show that the recognition accuracy of the proposed 3D convolutional neural network reaches 72,4% [6].

1.2. Static gestures

The problem of detecting static gestures is easier to solve because a lot of scientific work has already been done in the world on recognizing objects in pictures.

Due to the fact that only one image needs to be processed as input, a low-cost classifier can be used to recognize static gestures.

In [7], this problem was solved using CNN for static gesture recognition. In [8], Multi-Layer Neural Network Classifier is used. 25 gestures are trained in this paper, and the experimental results show that the proposed system is able to recognize static gestures with an accuracy of 9,4%. In [9], a basis for the hierarchical definition and classification of fingerprints was used. The number of fingers initially identified the images, then, having determined the direction, position, and shape of the fingers, the authors sorted the images into groups already divided by the number of fingers, and as a result, this method is significantly superior to traditional image recognition methods.

2. Sign Language Recognition

2.1. Sensor-based Sign Language Recognition

There are several types of sensors that are quite commonly used for sign language recognition, the most popular of which are:

- **Leap motion controller**
- **Soft Kinetic**
- **Kinect sensor**
- **flex sensor**

Based on the leap motion controller's database, in [10], the method performed machine learning with the SVN and DNN algorithms. They found that SVN fixed 70% of the results, and DNN fixed 88% accuracy in different combinations.

In [11] it is proposed to use the Kinect-based sensory method for Taiwanese sign-language recognition, it proposes to recognize the position of the hand using the input sensor, then determine the trajectory of their movement using the Hidden Markov Method, and, finally, use the SVM to recognize gestures through a neural network. The experimental results show that it fixes 85,14 percent of recognition accuracy.

As the glove is equipped with sensors, it can be used to receive important data such as finger flexion degrees directly.

In [12], the usage of smart gloves to channel data from the movements of these gloves into learning that will help deaf and dumb people communicate with the world through these gloves is presented. It helps to recognize sign language in real time.

2.2. Vision-based recognition

The video-based method allows real-time sign language recognition without the use of sensors and also serves as a fast translator when communicating with deaf people. This method basically performs segmentation of images from data received from a webcam, and by processing these images or videos, performs deep learning on them, which allows you to get gesture-translating text or voice translation from real-time video.

[13] linked the problem of body language recognition with body position dependence and conducted studies for both men and women separately, stating that they have a decisive influence on body language recognition.

There are many different languages, and the sign language for these languages may be different, but there are problems with data because not all known languages have an available data set for sign languages, which makes these studies difficult. But in recent years, scientists have conducted many studies on different languages, but the results are not very satisfactory, and this area of science should be improved.

In [14], Machine Learning for Filipino Sign Language used LSTM Neural Network is performed, and the method extracted using MediaPipe Holistic from video, they performed a recognition system for fifteen Filipino Sign Language tests showed that it has 72,38% accuracy. And [15] introduces a study that is based on recognizing the thought generated by using one or both hands together, a convolutional neural network was applied for this work, and test results of the resulting system showed that it can recognize 19 static British Sign Language gestures of one or both hands with an average accuracy of 89%.

2.3. Hybrid SLR system

There is also a hybrid version of sign language recognition that uses both vision and sensory information, thus creating a system capable of deriving a database of gestures from two inputs, for example, a smart glove can be used in conjunction with a camera, but with this method of collecting information, the process consumes quite a lot of resources, so it is not used very often [16-18].

3. Hidden Markov Method

Sign language detection systems based on sensors and videos very often use the hidden Markov method, which consists in predicting a sequence of unknown variables from a set of observed variables. In this case, during dynamic gestures, it can be used to predict the sequence of hand gestures from which specific gestures can be recognized, these several workflows use the Markov method [19-21].

4. Results

As a result, sign recognition systems can be made more effective by focusing on several factors:

- Since sign language recognition systems are mainly developed in world-famous languages, it is possible to conduct research in languages for which there are no sufficiently effective sound recordings, such as Armenian.
- The system can be modified so that it can work on one device without using additional resources.
- Ability to perform real-time sign language recognition with competitive results.
- For dynamic gestures whose recognition accuracy still needs to be improved, conduct research using machine learning methods and new datasets.
- Because sensor-based charging consumes a lot of resources, it is possible to have a system that uses data from individual videos to perform recognition.

Conclusion. Sign language recognition comes to solve communication problems, which will facilitate the exchange of information between people with hearing or speech problems. Many studies have already been carried out in the world to solve such problems, and systems have been developed on their basis, which was mainly carried out using well-known databases. These works are mainly divided into sensor-based systems and vision-based systems, studies show that sensor-based tracking is more resource-intensive and more difficult to implement than conventional image-based studies, and there are also combinations of these two methods. programs developed on it, which also do not perform so well in terms of resources. In this area, there are problems related to human characteristics, and research aimed at dynamic gesture recognition can still be improved. One of the problems is that there are many sign languages in the world and there are no available databases for all languages, for example, it is difficult to find a well-known data collector for Armenian signs. Based on the results of the research, several requirements have been formed that can help to achieve high accuracy of real-time sign language learning using minimal resources.

REFERENCES

1. Sign Language/Gesture Recognition Based on Cumulative Distribution Density Features Using UWB Radar / **B. Li, J. Yang, Y. Yang, C. Li, and Y. Zhang** // Transactions on Instrumentation and Measurement. -2021.- Vol. 70. -P. 1-13.
2. Raspberry Pi Processor-based i-Gloves for Mute Community and Home Automation System / **P.M. Sathya, P. Velraj Kumar, P. Lavanya, L. Ramesh, and C. Senthilpari** // 2022 8th International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS). -2022. - P. 1-5.

3. Sign Language Interpreter Using Machine Learning / **S. Anthoniraj, V. Ganashree, B.J.R. Umdor, G.D. Sai, and B.R. Navya** // 2021 International Conference on Advancements in Electrical, Electronics, Communication, Computing and Automation (ICAECA). – 2021. -P. 1-6.
4. **Zhang Z., Wu B., and Jiang Y.** Gesture Recognition System Based on Improved YOLO v3 // 2022 7th International Conference on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP). -2022. -P. 1540-1543.
5. **Yu, Jimin & Qin, Maowei & Zhou, Shangbo.** Dynamic gesture recognition based on 2D convolutional neural network and feature fusion // Scientific Reports. -2022.
6. Dynamic Gesture Recognition Algorithm Based on 3D Convolutional Neural Network / **Yuting Liu, Du Jiang, Haojie Duan, Ying Sun, et al** // Computational Intelligence and Neuroscience. -2021. - P-12.
7. **Raimundo F. Pinto, Carlos D.B. Borges, Antônio M.A. Almeida, Iális C. Paula.** Static Hand Gesture Recognition Based on Convolutional Neural Networks // Journal of Electrical and Computer Engineering. -2019.- P. 1-12.
8. **Akintola K.G., Emmanuel J.A.** Static Hand Gesture Recognition Using Multi-Layer Neural Network Classifier on Hybrid of Features // American Journal of Intelligent Systems. -2020. -Vol. 10, No. 1. -P. 1-7.
9. **Li Y., Zhang P.** Static hand gesture recognition based on hierarchical decision and classification of finger features. -Science Progress. -2022.
10. **Chong T.W., Lee B.G.** American Sign Language Recognition Using Leap Motion Controller with Machine Learning Approach// Sensors (Basel). -2018. -P. 18.
11. **Lee, G.C., Yeh, F.H. & Hsiao, Y.H.** Kinect-based Taiwanese sign-language recognition system// Multimed Tools. -2016. -75.- P. 261–279.
12. Sign Language Detection For Deaf And Dumb People Using Flex Sensors. <https://edubirdie.com/examples/sign-language-detection-for-deaf-and-dumb-people-using-flex-sensors/> //Accessed 10.11.2022
13. **Neumann M., Fowler E., & Ridout T.** Body Language and Gender Stereotypes in Campaign Video // Computational Communication Research.-2021. -Vol 4, No. 1. -P. 254-274.
14. **Montefalcon M.D., Padilla J.R., Rodriguez R.** Sign Language Recognition of Selected Filipino Phrases Using LSTM Neural Network / X.S. Yang, S. Sherratt, N. Dey, A. Joshi (Eds) // Proceedings of Seventh International Congress on Information and Communication Technology. Lecture Notes in Networks and Systems.- Springer, Singapore, 2022. –Vol. 465. -P. 633-641.
15. **Buckley N., Sherrett L., and Lindo Secco E.** A CNN sign language recognition system with single & double-handed gestures // 2021 IEEE 45th Annual Computers, Software, and Applications Conference (COMPSAC). -2021.- P. 1250-1253.
16. A Proposed Hybrid Sensor Architecture for Arabic Sign Language Recognition / **E.I. Badawy, M. Elons, A.S. Sheded, H. Tolba, et al** // Intelligent Systems'2014. Advances in Intelligent Systems and Computing. Springer, Cham. -2015. - Vol 323. -P. 721-730.

17. **Culver, Van R.** A hybrid sign language recognition system // Eighth International Symposium on Wearable Computers. -2004. -1. -P. 30-33.
18. Sign language analysis and recognition: A preliminary investigation / **S. Khan, G. Gupta, D. Bailey, S. Demidenko, C. Messom** // Proceedings of the 24th International Conference Image and Vision Computing New Zealand.- Wellington, New Zealand, 2009. -P. 119 – 123.
19. **Talukdar A.K., and Bhuyan M.K.** Vision-Based Continuous Sign Language Spotting Using Gaussian Hidden Markov Model // IEEE Sensors Letters. -2022. -Vol. 6, no. 7.- P. 1-4.
20. **Jebali M., Dakhli A. & Jemni M.** Vision-based continuous sign language recognition using multimodal sensor fusion // Evolving Systems. -2021. -12. -P. 1031–1044.
21. **Sinha K., Kumari R., Priya A., Paul P.** A Computer Vision-Based Gesture Recognition Using Hidden Markov Model / J. Chattopadhyay, R. Singh, V. Bhattacharjee (Eds) // Innovations in Soft Computing and Information Technology.- Springer, Singapore, 2019. -P. 55-67.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 23.12.2022.

Դ.Մ. ԳԱԼՍՏՅԱՆ

ԺԵՍՏԵՐԻ ԼԵԶՎԻ ՀԱՅՏՆԱԲԵՐՄԱՆ ՊԱՀԱՆՁՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ

Ժեստերի լեզուն մարմնի շարժումների միջոցով հաղորդակցվելու միջոց է: Մարմնի լեզվի ճանաչումը վերջին մի քանի տարիների ընթացքում ամենադժվար հետազոտական խնդիրներից մեկն է: Դրանց ճանաչումը գնալով ավելի կարևոր դեր է խաղում թվային տեխնոլոգիաների լայնածավալ տարածման շնորհիվ: Խոր ուսուցման և համակարգչային տեսողության ոլորտների զարգացման հետ մեկտեղ հետազոտողները մշակել են ժեստերի լեզվի ավտոմատ ճանաչման տարբեր մեթոդներ, որոնք կարող են հասկանալ մարմնի շարժումները:

Այս հետազոտության նպատակն է ուսումնասիրել աշխարհում գոյություն ունեցող ժեստերի լեզվի ճանաչման համակարգերը: Աշխատանքները հիմնականում բաժանված են համակարգերի, որոնք աշխատում են սենսորների կամ տեսանյութերի հիման վրա: Հետազոտությունները ցույց են տվել, որ սենսորների վրա հիմնված հայտնաբերումն ավելի շատ ռեսուրսներ է պահանջում և դժվար է իրականացնել, քան պատկերների վրա հիմնված ավանդական հետազոտությունները, և կան նաև երկու մեթոդների համակցություններ: Ուսումնասիրության արդյունքում կարելի է հասկանալ, որ աշխարհում կան բազմաթիվ ժեստերի լեզուներ, որոնցից շատերը չունեն իրենց տվյալների բազաները, իսկ ժեստերի ճանաչման դինամիկ համակարգերը դեռևս կարիք ունեն նոր հետազոտությունների՝ արդյունքները բարելավելու համար:

Աշխատանքի ընթացքում ձևավորվել են մի քանի կետեր, որոնք կարող են օգնել՝ բարելավելու, աշխատանքի որակը՝ ավելացնելով հետազոտություններ և տվյալների բազաներ անհայտ լեզուների համար: Դրանք կարող են օգտագործվել ժեստերի դինամիկ հայտնաբերման ընդունելի ճշգրտություն ստանալու համար, ինչպես նաև ապահովել համակարգի աշխատանքը իրական ժամանակում՝ օգտագործելով քիչ ռեսուրսներ:

Առանցքային բառեր. ժեստերի լեզու, խոր ուսուցում, հայտնաբերում, սենսոր, տեսանյութ, ժեստեր, Մարկովի թաքնված մեթոդ, մարմնի լեզու:

Д.М. ГАЛСТЯН

ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ЯЗЫКА ЖЕСТОВ

Язык жестов - это способ общения посредством движений тела. Распознавание языка тела является одной из наиболее сложных проблем за последние несколько лет и играет все более важную роль в связи с распространением цифровых технологий. С развитием областей глубокого обучения и компьютерного зрения исследователи разработали различные методы автоматического распознавания языка жестов, которые могут понимать движения тела.

Целью исследования является изучение существующих в мире систем распознавания языка жестов. Они в основном делятся на системы, которые работают на основе датчиков, и системы на основе зрения. Исследования показали, что методы обнаружения на основе датчиков более ресурсоёмкие и сложные в реализации, чем традиционные методы на основе изображений. Существуют также комбинации этих двух методов. Результаты исследования показали, что в мире существует множество языков жестов, большинство из которых не имеют собственных баз данных, при этом системы динамического распознавания жестов все еще нуждаются в новых исследованиях.

В ходе работы сформированы требования, которые могут помочь повысить качество работы за счет новых исследований и добавления баз данных по неизвестным языкам. С их помощью можно получить приемлемую точность динамического определения жестов, а также обеспечить работу системы в режиме реального времени. При этом используется мало ресурсов.

Ключевые слова: язык жестов, глубокое обучение, обнаружение, датчик, видео, жесты, скрытый метод Маркова, язык тела.

UDC 621.3.049.77

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2022.v75.4-527

V.SH. MELIKYAN, S.A. GHUKASYAN, S.S. HARUTYUNYAN,
H.T. KOSTANYAN, G.A. VOSKANYAN

THE AGING INFLUENCE MINIMIZATION METHOD FOR OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH THIN OXIDE TRANSISTORS

Nowadays CMOS technology feature size is being scaled aggressively. Supply voltage is not proportionally scaled, gate dielectric thickness is reduced and as a result, the devices are subjected to stronger electric fields, thereby causing stress on transistor. Stress causes aging degradation, which can lead to dramatic consequences on mobile devices, aircraft, military systems, or medical devices.

A method is proposed for designing two types of operational amplifiers with usage of only thin oxide devices, which are protected from stress conditions, namely from aging degradation. The proposed methods can also be implemented on other types of operational amplifiers.

Keywords: CMOS, stress, aging, thin oxide device, operational amplifier.

Introduction. Continued scaling in modern submicron technologies leads to challenges in the design of integrated circuits (ICs). The increase of deviations in inter-circuit and intra-circuit ICs which is specific to 14nm and smaller technologies, as well as dramatic increase of the influence of various short-channel phenomena, complicate the design process [1]. Aging is one of those phenomena that leads to the deterioration of the reliability of the blocks. Therefore, not taking aging into account results in decrease in the yield of the ICs, and consequently decrease the profit [2].

Aging is the degradation of circuit performance during the time. It is mainly due to the degradation of the gate oxide and of the interface between the gate dielectric and silicon over time [3]. Two major aging effects are:

- Hot Carrier Injection (HCI): High electric field near the Si-SiO₂ interface causes electrons or holes to gain sufficient energy from the electric field for crossing the interface potential barrier and enter into the oxide layer, which causes an increase in threshold voltage (V_{th}) and mobility degradation [4];

- Bias Temperature Instability (BTI): Threshold voltage shifts after a negative bias for PMOS, and positive bias for NMOS is applied at elevated temperatures. BTI has two phases:

1. Stress phase: Traps are generated at the Si-SiO₂ interface and gate dielectric causing the magnitude of the threshold voltage to increase.

2. Relaxation phase: Some of the interface traps are removed causing the V_{th} to decrease, but the recovery cannot completely compensate the effect of the stress phase.

Consequently, the overall effect of BTI is an increase in the magnitude of threshold voltage and decrease in I_{ds} (linear/saturation) over time [5, 6].

In some technological processes below 5 nm semiconductor manufacturing companies are facing difficulties for fabrication of transistors with thick gate oxide, which necessitates to replace all thick oxide devices with thin oxide devices, thereby causing difficulties at the design stages [7]. Inside the modern ICs, a major role are playing analog parts, which are responsible for receiving, processing, and transferring the information from one system to the other, furthermore they also are the most sensitive parts of ICs [8]. The majority of them, of which most important are operational amplifiers, are using high supply voltages for having high DC gain and a large working range [9]. Hitherto operational amplifiers are designed with thick oxide devices, and their replacement with thin oxide can cause stress, because of high supply voltages. Stress conditions between two terminals of a thin oxide transistor are lower than for a thick oxide transistor. All thin oxide transistors are designed and fabricated to have a maximum voltage difference between terminals (gate-drain (V_{GD}), gate-source (V_{GS}), drain-source (V_{DS})) equal to low supply voltage, and using them in high supply voltage analog blocks can cause stress on those devices, which will lead to more aging degradation. This problem needs a solution to make the devices work under non-stress conditions.

The proposed solution and simulation results. In order to solve the device overstress issue and to provide acceptable conditions for the device functionality, cascading and connecting floating nodes to the bias voltage methods could be used (Fig.1) [10]. With these simple methods devices will be under working conditions defined by factories (no stress) and will have much longer lifetime. Generally, the cascode transistors gate receives bias voltage which limits source voltage of NMOS below bias voltage and source voltage of PMOS above bias voltage, otherwise transistors will be closed. The correctly chosen bias voltage value for cascode devices will lead to a desirable effect, that is no stress in the circuit.

The v_{pbias} and v_{nbias} values could be generated using voltage dividers or bandgap reference, with proper matching techniques in layout the voltage should not vary more than 5%. The PB and NB signals are also for protecting devices from stress, they can be applied from multi output level converters [11]. For PB signal low level is v_{pbias} and high level is V_{DDH} , and for NB signal it is 0 and v_{nbias} correspondingly.

These methods have been used to solve overstress issues in 2 types of operational amplifiers, which will be introduced and discussed in detail in the next sections.

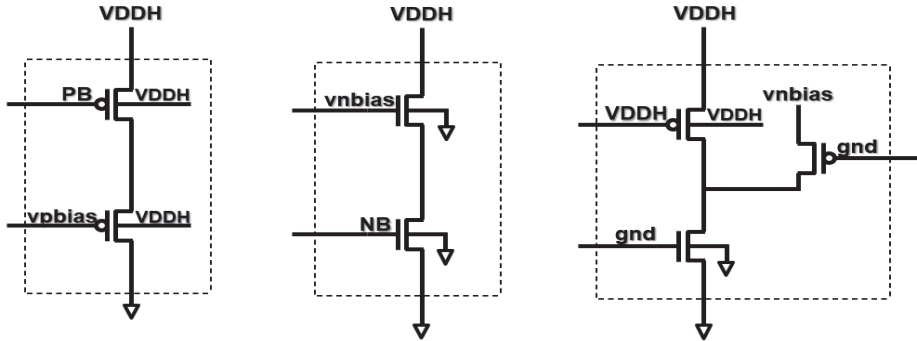


Fig. 1. Cascading and connecting floating nodes to the bias the voltage methods

1. The Two-Stage operational amplifier. Two-stage is one of most common types of operational amplifiers, which is to provide high DC gain and is usually used inside the biasing circuits. The schematic view (Fig. 2) and HSPICE simulation results (Fig. 3) of the two-stage operational amplifier designed by SAED14nm FinFET technology are presented below [10, 12, 13].

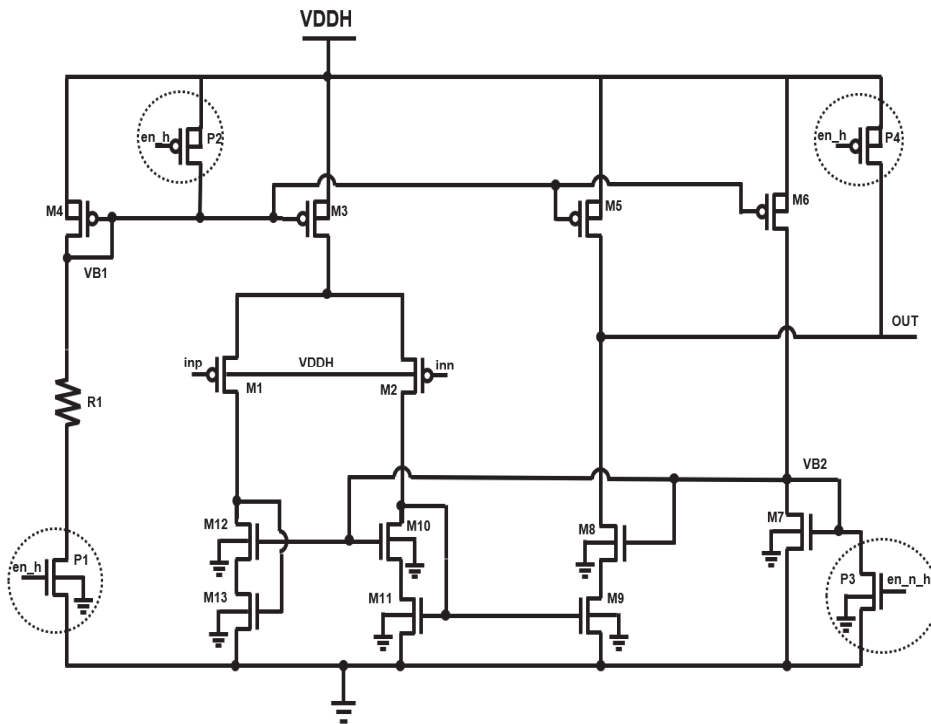


Fig. 2. Schematic view of the two-stage op-amp

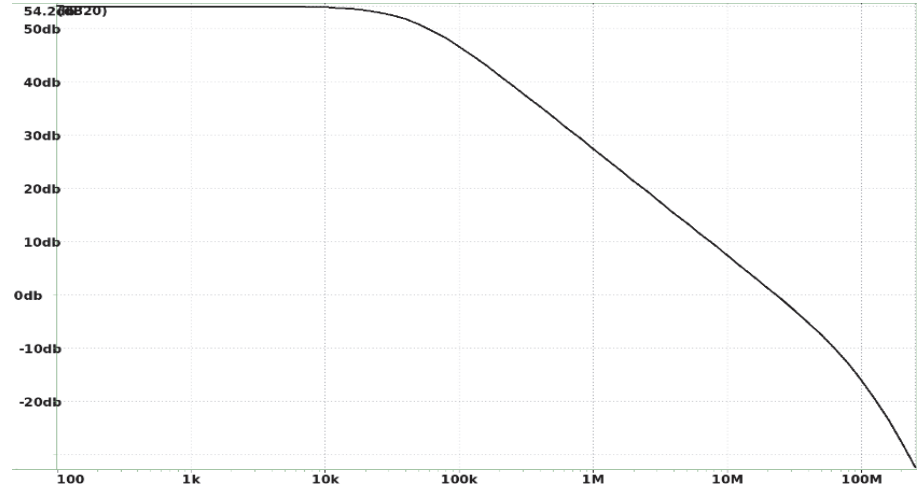


Fig. 3. Ac characteristic of the designed two-stage op-amp

The transistors indicated in dashes are used to enter circuit to the power down mode. The P1, P2 and P3 transistors cut all the paths for the current flow, and P4 pulls up output to VDDH. Nowadays, almost all circuits have the power down mode, some circuits can even spend more time of their life in that mode than in the normal operating mode. Thus, it's necessary to take into account the design challenges at power down mode in order to avoid stress, which can cause aging degradation.

To evaluate the aging effect on the parameters of the two-stage operational amplifier, we need to perform aging simulations. The goal of the aging simulation is to estimate the lifetime of circuits and correct any transistor with significant degradation or performance shift. For that investigation, semiconductor manufacturing companies are providing their own aging models which accurately describe the degradation of devices during lifetime.

In order to examine the aging degradation of the designed two-stage operational amplifier, the SPICE simulations for lifetime of 10 years have been performed in 2 operating modes: normal operation mode and power down mode. During normal operation mode it was found that there is no significant aging degradation on the main devices, and the degradation of I_{ds} and V_{th} parameters is in acceptable ranges, except the P1 power down device. As a result, the op-amp main parameters didn't experience significant change. Instead, in the power down mode serious aging degradations were observed for some main devices and power down devices, which leads to the reduction of DC gain approximately by 14 db. In Table 1, devices are presented that have significant V_{th} and I_{ds} shifts in the normal and power down modes.

Table 1

V_{th} and I_{ds} variation for most degraded devices for the two-stage op-amp

Transistor name	Normal operation mode		Power down mode	
	ΔV_{th} (mV)	ΔI_{ds} (%)	ΔV_{th} (mV)	ΔI_{ds} (%)
M6	22	2.1	175	17.4
M8	19	1.8	172	16.9
P1	152	15.5	127	12.8
P2, P4	0.1	0.1	198	21.6
P3	0.1	0.1	198	21.6

The degradation of P1 power down device during normal operation mode is due to its control signal, which varies from 0 to VDDH domain. During normal operation mode P1 is open, control signal is VDDH level and V_{GS} is VDDH, which is not permissible and causes stress.

During power down mode P2 and P4 power down devices should be open, and their control signal is 0, so V_{GS} and V_{GD} is VDDH. The P3 device gate is connected to the VDDH level signal, thus V_{GS} and V_{GD} is VDDH. The P1 device is operating in the off mode and gate voltage is 0 but the P2 device drives the P1 drain to VDDH, thus V_{GD} for P1 is VDDH, which is not allowed either and causes stress, although it is in the off mode. The M6 device is in the off mode, because P2 drives the M6 gate to VDDH, and P3 drives the M6 drain to 0, so V_{GD} is VDDH for M6. The M8 device is also in the off mode, because P3 drives the M8 gate to 0, and P4 drives the M8 drain to VDDH, so M8 V_{GD} is VDDH.

The results achieved show that there is no problem in the normal operation mode but there are problems during the power down mode, which needs to be solved. In order to solve the observed problems, the following modifications have been realized in the amplifier:

1. The power down enable signal has been separated for NMOS and PMOS devices. Additionally, their logic 0 and logic 1 domains have been changed, using multi output level converter (from 0 to vnbias for NMOS, and from vpbias to VDDH for PMOS).

2. The cascading method has been used by adding the D1, D2 and D3 devices (indicated in red dashes) (Fig. 4).

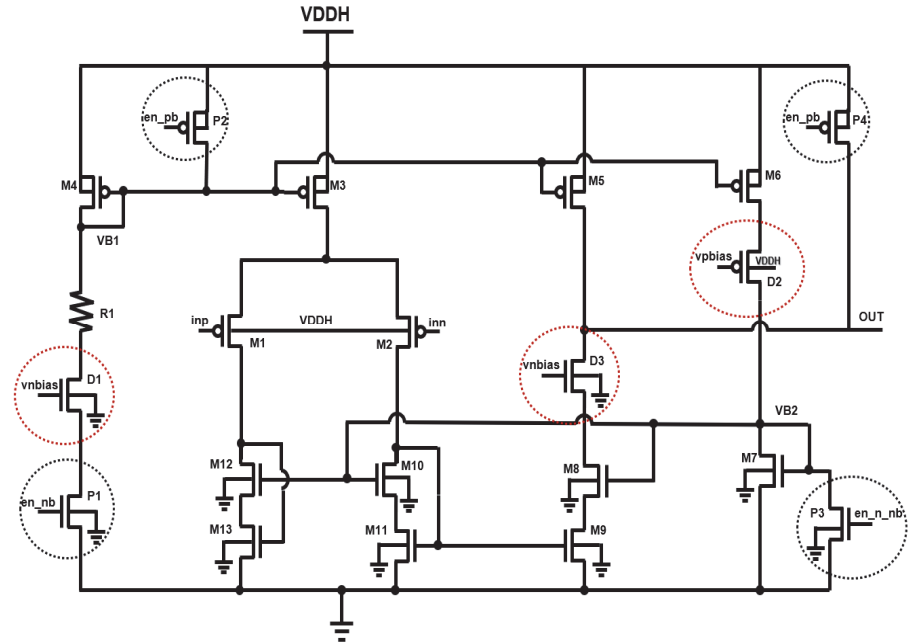


Fig. 4. Schematic view of the two-stage op-amp after modifications

D1, D2 and D3 are cascode devices and they do not change the functionality of the circuit but will protect functional and power down devices from stress. After these changes, aging simulations have been performed and it was found that the problems are solved and there is no significant degradation either in normal mode, or in power down mode (Table 2). The main parameters have not been changed either.

Table 2

V_{th} and I_{ds} variation for the two-stage op-amp after modifications

Transistor name	Normal operation mode		Power down mode	
	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$
M6	18	1.7	0.1	0.1
M8	15	1.2	0.1	0.1
P1	17	1.4	0.1	0.1
P2, P4	0.1	0.1	6	1.2
P3	0.1	0.1	6	1.2

2. Folded-Cascode operational amplifier. Folded-cascode operational amplifiers are widely used inside voltage regulators to provide high DC gain. Below are presented the schematic view (Fig. 5) and the HSPICE simulation results (Fig. 6) of the folded-cascode operational amplifier designed by SAED 14nm FinFET technology [10].

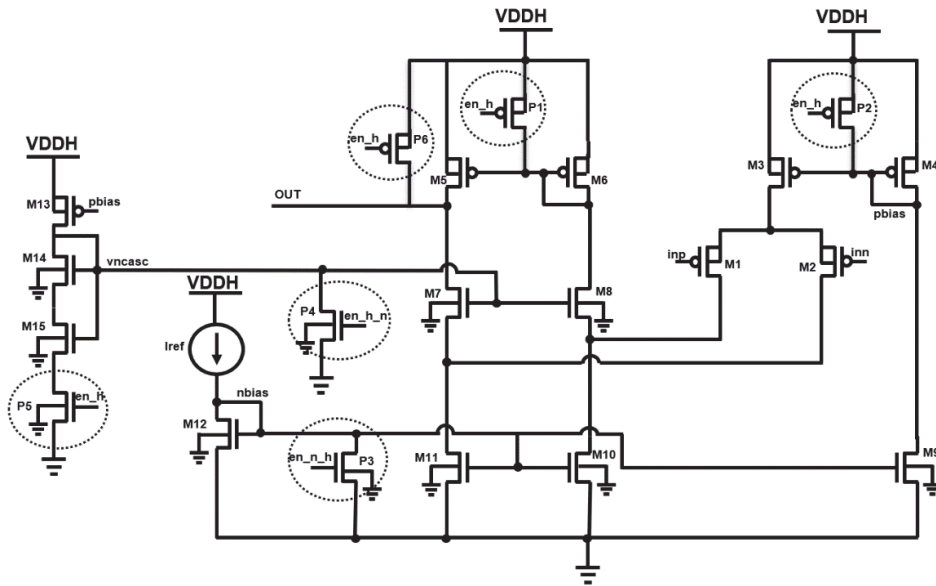


Fig. 5. Schematic view of the folded-cascode op-amp

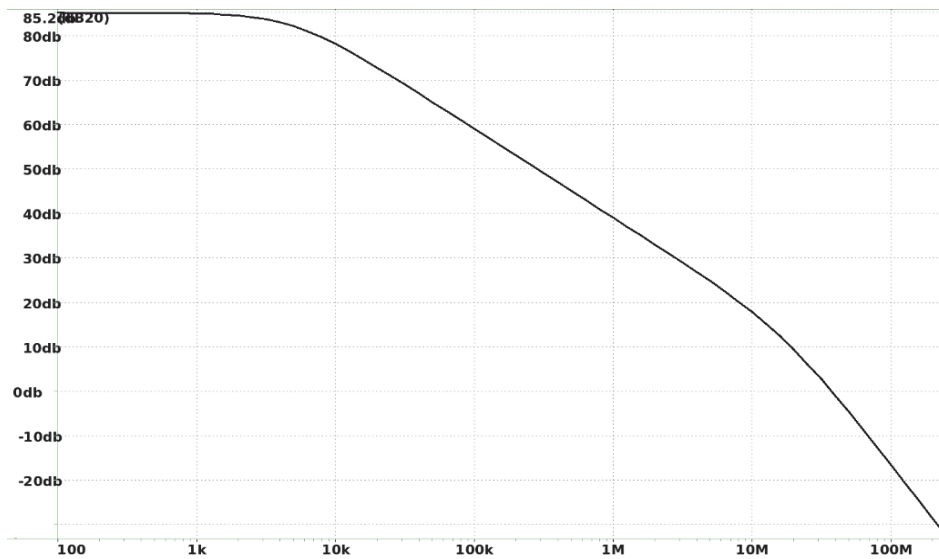


Fig. 6. AC characteristic of the designed folded-cascode op-amp

The transistors indicated by dashes are used to enter the circuit into the power down mode. The P1, P2, P3, P4 and P5 transistors cut all the paths through which a current can flow, and P6 pulls up the output to VDDH.

To investigate the aging degradation of the designed folded cascode operational amplifier the SPICE simulations for 10 years have been performed for

2 operating modes: normal operation mode and power down mode. In normal operation mode it was detected that there is no significant aging degradation on the main devices, and the degradation of I_{ds} and V_{th} parameters is in acceptable ranges except the P5 power down device, as a result, the main parameters have not been changed significantly. At the same time in the power down mode, severe aging degradations were observed for some main devices and power down devices, which leads to the reduction of DC gain approximately by 19 db. After 10 years of aging, the obtained results for devices with significant V_{th} and I_{ds} shifts for normal and power down modes are presented in Table 3.

Table 3

V_{th} and I_{ds} variation for most degraded devices for the folded-cascode op-amp

Transistor name	Normal operation mode		Power down mode	
	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$
M7, M8	24	3.1	192	19.6
M9	20	2.8	198	20.1
P1, P2, P6	0.1	0.1	252	24.2
P3, P4	0.1	0.1	254	24.3
P5	148	14.2	0.1	0.1

The degradation of the P5 power down device in the normal operation mode and another power down devices in the power down mode are due to their control signal causing stress, which have been discussed in previous section.

In the power down mode the M9 device is off because P3 drives M9 gate to 0 and P2 drives M9 drain to VDDH, so V_{GD} is VDDH. Devices M7 and M8 are under the same conditions and are also operating in the off mode because P4 drives M7 and M8 gates to 0, P6 drives M7 and P1 drives M8 drains to VDDH, so for both V_{GD} is VDDH and the sources are floating.

The obtained results indicate that there is no problem in normal operation mode but there are problems in the power down mode to which solutions should be given. To solve the problems that have arisen, the following changes have been implemented in the amplifier:

1. The power down enable signal has been separated for NMOS and PMOS devices. Additionally, their logic 0 and logic 1 domains have been changed, using multi output level converter (from 0 to vnbias for NMOS, and from vpbias to VDDH for PMOS).
2. The cascading method has been used by adding the D1 device (indicated in red dashes).
3. Added the D2, D3 and D4 devices for the connecting the floating nets to vnbias in the power down mode (indicated in red dashes).

4. The P4 NMOS device has been replaced by the PMOS device and the source has been changed from GND to vnbias (indicated in red dashes) (Fig. 7).

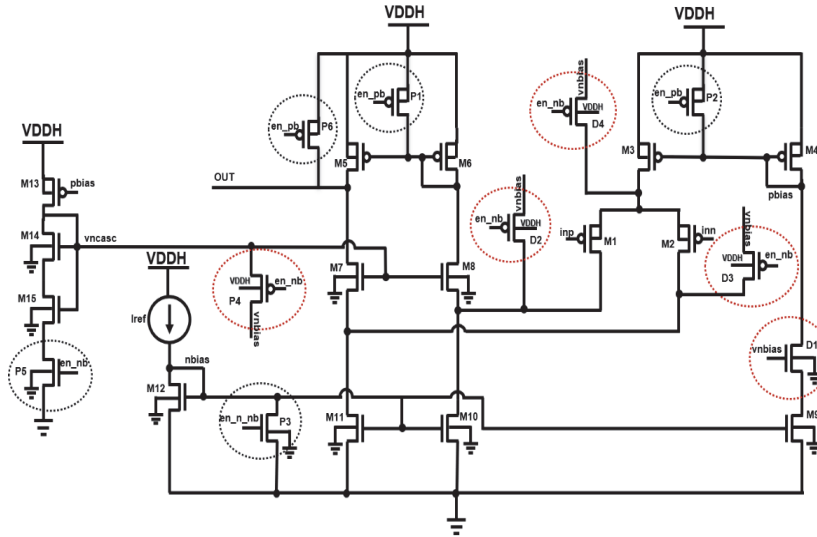


Fig. 7. Schematic view of the folded-cascode op-amp after modifications

The D1 device will prevent the M9 device from stress. Now the P4 device will drive the gates of M7 and M8 devices to vnbias, meanwhile D2 and D3 will drive sources of M7 and M8 to vnbias. Thus, they will be closed and not liable to stress, because there will be no stress conditions between the terminals.

After those changes, aging simulations have been performed and it was found that problems are solved and there is no significant degradation either in normal mode or in the power down mode (Table 4). The main parameters have not changed either.

Table 4

V_{th} and I_{ds} variation for folded-cascode op-amp after modifications

Transistor name	Normal operation mode		Power down mode	
	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$	$\Delta V_{th} (mV)$	$\Delta I_{ds} (\%)$
M7, M8	22	2.9	0.1	0.1
M9	18	2.6	0.1	0.1
P1, P2, P6	0.1	0.1	20	2.8
P3, P4	0.1	0.1	20	2.8
P5	17	2.1	0.1	0.1

Conclusion. Two types of operational amplifiers have been designed with the SAED 14 nm FinFet technology by using the Galaxy Custom Designer tool

[14]. Schemes have been designed only using thin oxide devices. The phenomena of aging have been examined on the designed amplifiers during normal operation and power down modes. With standard architecture it was found that there is a serious aging impact on the main parameters of amplifiers especially in the power down mode, due to stress conditions on the thin oxide devices. New schematic solutions have been implemented to prevent stress conditions on the devices, which improved the variation of I_{ds} and V_{th} parameters due to aging degradation in a 10 year lifetime.

The summary table of the designed amplifiers before and after the proposed design updates, with a 10-year aging is summarized in Table 5.

Table 5

Summary table

Parameter	Two-stage		Folded-cascode	
	Before	After	Before	After
DC gain (dB)	40.2	54.2	66.2	85.2
ΔV_{th} (mV)	198	18	254	22
ΔI_{ds} (%)	21.6	1.7	24.3	2.9

In conclusion, the proposed methods can be implemented on all types of operational amplifiers for decreasing degradation due to aging.

Acknowledgment. The work was supported by the Science Committee of RA, in the frames of the research project № 21T-2B002.

REFERENCES

1. **Deutschmann B., Magrini F., & Klotz F.** Internal IC protection structures in relation to new automotive transient requirements // In 2011 8th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits: IEEE. -2011, November. -P. 47-52.
2. **Kundu S.** Managing reliability of integrated circuits: Lifetime metering and design for healing // In 2016 IEEE 25th Asian Test Symposium (ATS): IEEE. - 2016, November. - P. 227.
3. **Lorenz D.** Aging Analysis of Digital Integrated Circuits: Ph.D. thesis / Technische Universitat Munchen. - Germany, 2012.
4. An Applied Model for HCI and Lifetime Prediction of LDMOSFET/ **T. Chen, Y. Sun, Y. Shi, X. Li, and Y. Liu** // 2022 IEEE 16th International Conference on Solid-State & Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2022. - P. 1-3, doi: 10.1109/ICSICT55466.2022.9963390.
5. **Zhang J., Jiang M., and Zhang Q.W.** An Equivalent Circuit Model for Negative Bias Temperature Instability Effect in 65nm PMOS // 2021 6th International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM). – 2021. - P. 32-35, doi: 10.1109/ICICM54364.2021.9660347.

6. **Gielen G., Maricau E., & De Wit P.** Analog circuit reliability in sub-32 nanometer CMOS: Analysis and mitigation // In 2011 Design, Automation & Test in Europe: IEEE. - 2011, March. – P. 1-6.
7. **Campbell P.** What is Voltage Power Optimization?, Vanguards Power (Hong Kong) Limited, 1508 Eastern Tower, Yihai Square Commercial Building, North Chuang Ye Road, Nanshan District, Shenzhen 518054. – China, 2009.
8. Efficient data transfer operations for a SIMD processor array system/ **H. Lieske, S. Kyo, S. Nomoto, S. Torii, et al** // In 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP): IEEE. - 2012, March. - P. 1625-1628.
9. **Baker R.J.** CMOS Circuit Design, Layout and Simulation. - 3rd Edition. - John Wiley & Sons, 2010.- 1214p.
10. **Razavi B.** Design of Analog CMOS Integrated Circuits.- 2nd edition. - Mc Graw Hill India, 2017. – 782p.
11. **Kostanyan H., Harutyunyan S., Voskanyan G., Ghukasyan S.** Transistor aging minimization method for multi output level converter design // Вестник Российско-Армянского университета: Физико-математические и естественные науки. – Ереван, 2022. - № 1. – С. 87-98.
12. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.
13. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium 2018. - Niš, Serbia, February 12-14, 2018. - P. 37-41.
14. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide. - Synopsys Inc, 2014. - 236p.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 20.12.2022.

**Վ.Շ. ՄԵԼԻԿՅԱՆ, Ս.Ա. ՂՈՒԿԱՍՅԱՆ, Ս.Ս. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ,
Հ.Տ. ԿՈՍՏՅԱՆՅԱՆ, Գ.Ա. ՈՍԿԱՆՅԱՆ**

**ԲԱՐԱԿ ՕՔՍԻԴԻ ՇԵՐՏՈՎ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐՆԵՐՈՎ ՕՊԵՐԱՑԻՈՆ
ՈՒԺԵՂԱՐԱՐՆԵՐԻ ԾԵՐԱՑՄԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ
ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ**

Ներկայումս ԿՄՈՎ տեխնոլոգիաների չափերը գերակտիվորեն մասշտաբավորվում են, սակայն սնման լարումները համապատասխան կերպով չեն մասշտաբավորվում, փականի դիէլեկտրիկի հաստությունը փոքրանում է, ինչի արդյունքում սարքերը ենթարկվում են ուժեղ էլեկտրական դաշտի ազդեցության՝ առաջացնելով սթրես տրանզիստորներում: Սթրեսը առաջացնում է ծերացում, որը կարող է հանգեցնել անդադնալի հետևանքների շարժական սարքերի, ինքնաթիռների, ռազմական համակարգերի կամ բժշկական սարքերի դեպքերում:

Առաջարկվում է երկու տեսակի օպերացիոն ուժեղարարների նախագծման մեթոդ՝ օգտագործելով միայն բարակ օքսիդի շերտով տրանզիստորներ, որոնք պաշտպանված են սթրեսային պայմաններից, այսինքն՝ ծերացումից: Առաջարկվող մեթոդները կարող են կիրառվել նաև այլ տեսակի օպերացիոն ուժեղարարների դեպքում:

Առանցքային բառեր. ԿՄՈՎ, սթրես, ծերացում, բարակ օքսիդի շերտով տրանզիստոր, օպերացիոն ուժեղարար:

**В.Ш. МЕЛИКЯН, С.А. ГУКАСЯН, С.С. АРУТЮНЯН,
А.Т. КОСТАНЯН, Г.А. ВОСКАНЯН**

**МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ВЛИЯНИЯ СТАРЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ
УСИЛИТЕЛЕЙ НА ТОНКИЕ ОКСИДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

В настоящее время размер функции технологии комплементарных металл-оксид-проводников (КМОП) агрессивно масштабируется. Напряжение питания масштабируется непропорционально, толщина диэлектрика затвора уменьшается, в результате чего устройства подвергаются более сильным электрическим полям, вызывая тем самым стресс на транзисторах. Стресс вызывает старение, которое может привести к драматическим последствиям для мобильных устройств, самолетов, военных систем или медицинских устройств.

Предлагается метод проектирования двух типов операционных усилителей с использованием только тонких оксидных устройств, защищенных от стрессовых воздействий, а именно - от старения. Предлагаемые методы могут быть реализованы и на других типах операционных усилителей.

Ключевые слова: КМОП, стресс, старение, транзистор с тонким оксидным слоем, операционный усилитель.

H.A. BABAJANYAN S.KH. KHUDAVERDYAN

**THE OUTPUT NOISE REDUCTION OF A LOW-TO-HIGH SUPPLY
VOLTAGE LEVEL-SHIFTER**

A new approach for reducing output noises in the level-shifter is presented. The level-shifters which are intended for making the high-voltage amplitude signal from low-voltage amplitude signal, has a big issue related to the output noises. The noises that come from parasitic capacitances and other sources become much higher in the output as the circuit increases the amplitude of the input signal in the output, so it also increases the noises. These level-shifters also have the delay time issue. The delay time range between the input signal and output signal is not so low. Using the capacitances in the output for reducing the noises can increase the delay time range, which is not a good feature for the circuit. The new method reduces the output noises without increasing the delay time range, also it increases the area of the circuit with a little percent. By using this method in 32nm technology, the area of the circuit increases by 14% and the noise error decreases by 68%.

Keywords: level-shifter, capacitor, resistor, inverter, comparator.

Introduction. In electronics, a level shifter, (logic-level shifter, voltage level translator) is a circuit for signal translation from one voltage level to another, allowing compatibility between the circuits with different voltage requirements. Level shifters are used in modern systems to bridge domains between processors, logic and other circuits. The three most common logic levels are 1.8V, 3.3V, and 5V. Levels above and below these voltages are also used. Level shifters have a wide application in interfacing legacy devices, also in SD cards, SIM cards CF cards, audio codecs, UARTs, etc.

The two main types of the level-shifters are the circuits which translate the high voltage to low voltage and the ones which translate low voltage to high voltage. The first type is simpler than the second, because getting a low voltage signal from a high voltage does not require a complex structure of a scheme. Also, as the circuit is simple and low output voltage does not require high power consumption, there are no such circumstances that can lead to big noises in the output.

In case of level-shifters which translate a low voltage signal to a high voltage, the working principle of the circuit is more complicated. The circuit structure has some components that bring about noises in the output, also the high

voltage switch causes a bigger amplitude of generated noises. The more complicated is the circuit of the level-shifter, the higher will be the noises in the output signal. So, there is a requirement to use an approach which will help to get an accurate high-voltage output signal for the level-shifter.

Literature review. There are several methods and approaches for reducing the output noises for different level-shifter circuits. For example in [1] a level shifter for noise and leakage suppression is presented. The level shifter is insensitive to noise on the input and also reduces the leakage current.

A level-shifter circuit characterized by high noise immunity and improved capacity is proposed in [2]. In difference to the conventional structure, the proposed circuit adopting two cross-coupled p-type transistors realizes the selective filtering ability by exploiting the path which filters out the noise. A differential noise cancellation scheme is designed to enhance the noise immunity further.

An improved noise immune level-shifter with gate-emitter voltage detection is presented in [3]. The circuit includes detection and pull down modules with process matching robustness and low circuit complexity. The noise is removed by monitoring the interval of the gate-emitter voltage variation and locking the output logic at the noise coming period.

A high-voltage level shifter with noise shielding is presented in [4]. The main principle is to determine whether there is noise through signal changes. When there is noise, the designed level shifter's output is locked by the noise shielding circuit. So, the designed level-shifter has infinite immunity, and it is not affected by the supply voltage, or processes.

A switched-capacitor level-shifting technique with sampling noise reduction for rail-to-rail input range instrumentation amplifiers is presented in [5]. In the proposed circuit, two adaptive level-shifting (ALS) schemes are combined with the two input stages of an Indirect Current-Feedback (ICF) instrumentation amplifiers.

A level-shifter for low power application is presented in [6]. The proposed schemes take advantage of the stacking technique's advantages of lower leakage current and also of the reduced leakage power. But the reduced supply voltage includes problems such as low voltage swing, insufficient noise margin, currents escaping from a leak. Power loss has increased to constitute a significant part of power dissipation as technology advances into the submicron range.

A level shifter for low power applications with a body bias technique is presented in [7]. In the work, three new innovative designs of the level shifter in the 0.35 μm technology using body bias approach are introduced. Issues of small voltage swing, insufficient noise margin, leakage currents are originating with the scaling of the power supply voltage.

The proposed low-to-high supply voltage level-shifter circuit. The experiments are carried out on the simple circuit of level-shifter, which is shown in Fig.1.

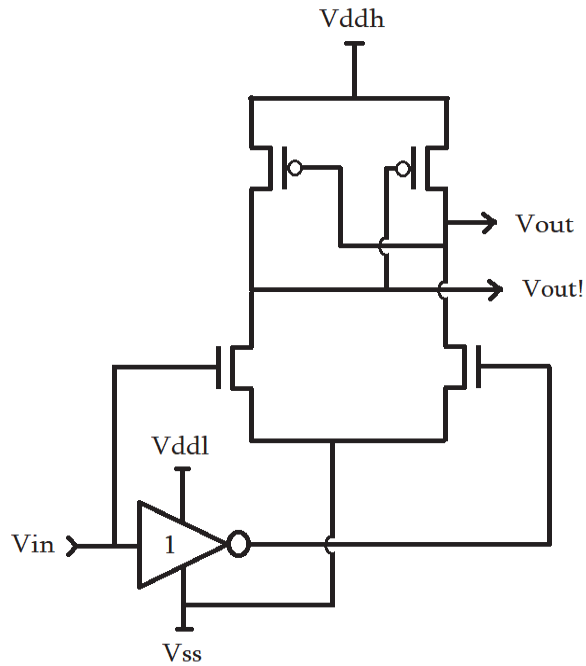


Fig.1. Primary circuit of the low-to-high supply voltage level-shifter (1 – inverter, Vout -straight output, Vout! – inverse output)

The comparator with high supply voltage generates high noises in the output. Using a capacitor in the output can solve the issue with noises, but it can lead to a bigger delay time range between the input and output signals, and it is not preferred as the delay time is long without using a capacitor because of a big output rise-fall time. So, there's a requirement to develop a method by which the delay time range will not increase and the output noises will reduce. The idea that can lead to the expected results use a transmission gate between the straight output and the inverse output, so that it will be on at the input switch moment with a very short time and will compensate the noises of the straight and inverse outputs. At the constant signal time it must be off.

Two chains with the capacitor and the resistor are connected to the input. The resistor of one chain is connected to the ground and the node between the resistor and the capacitor reaches the high voltage in a short time when the input signal changes from 0 to VDDL. That node is connected with the n-type transistor of the transmission gate, so, the n-type transistor appearing on a triode region compensates the noises of the straight and inverse outputs at the rise time.

Also, the resistor of a second chain is connected to the high supply voltage source and the node between the resistor and capacitor gets to the lower voltage from VDDH in a short time when the input signal changes from VDDL to 0. That node is connected with the p-type transistor of the transmission gate, so, the p-type transistor appearing on a triode region compensates the noises of the straight and inverse outputs at the fall time. By this approach, we get an output signal with reduced noises without increasing the delay time range. The circuit of the optimized level-shifter is shown in Fig.2.

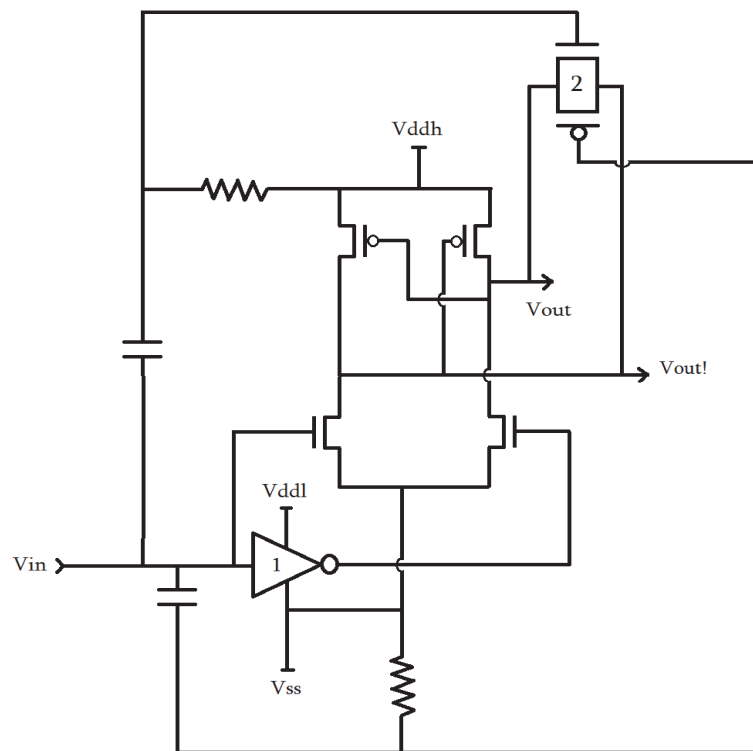


Fig.2. The optimized circuit of low-to-high supply voltage level-shifter (1 – inverter, 2 – transmission gate, V_{out} -straight output, $V_{out}!$ – inverse output)

Simulation results. The main block of a low-to-high supply voltage level-shifter is designed. Simulations are performed using the HSPICE simulator (described in [8]) for a number of PVT corners including 3 main conditions (TT, FF and SS processes with respective voltage and temperature values). Here the results of the TT typical corner are presented. The circuit is designed and simulation is performed in the 32 nm technology. The primary circuit of the level-shifter designed in 32 nm technology is shown in Fig.3. Low supply voltage (VDDL) is 1.2 V, high supply voltage (VDDH) is 3.3 V, and the signal frequency is 1 G.

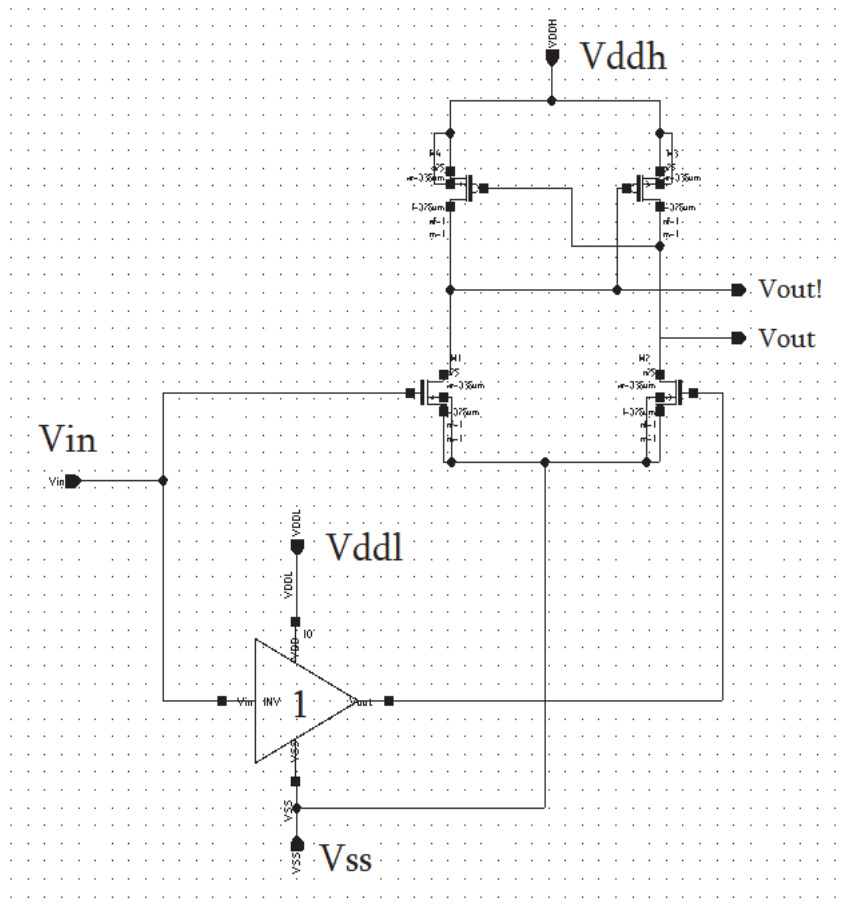


Fig.3. The primary circuit of low-to-high supply voltage level-shifter designed in 32 nm technology (1 - inverter)

The optimized low-to-high supply voltage level-shifter is shown in Fig.4.

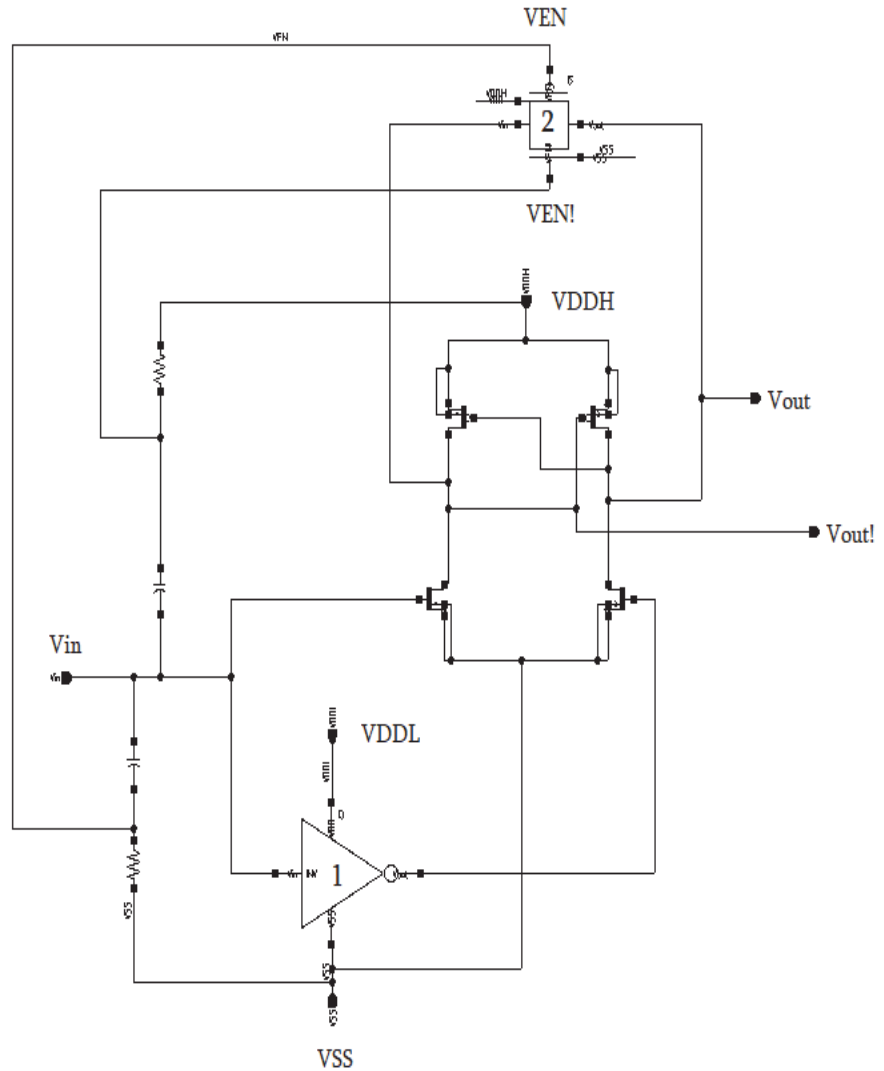


Fig.4. The optimized circuit of low-to-high supply voltage level-shifter designed in 32 nm technology (1 – inverter, 2 – transmission gate)

The added two capacitors, two resistors and the transmission gate increase the area of the circuit by 14%. The input and output signals of the primary level-shifter are shown in Fig.5.

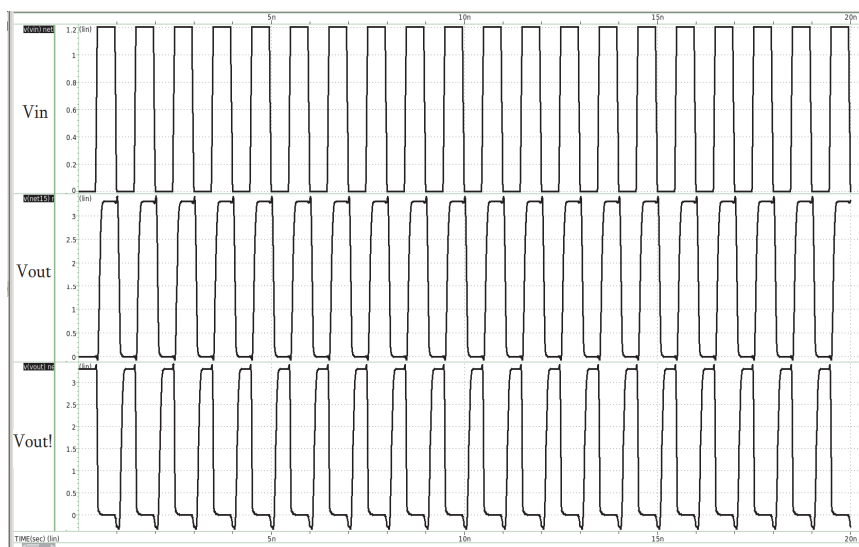


Fig.5. The input and output characteristics of the primary level-shifter (V_{in} – input signal, V_{out} – straight output signal, $V_{out!}$ – inverse output signal)

The input and output signals of the optimized level-shifter are shown in Fig.6.

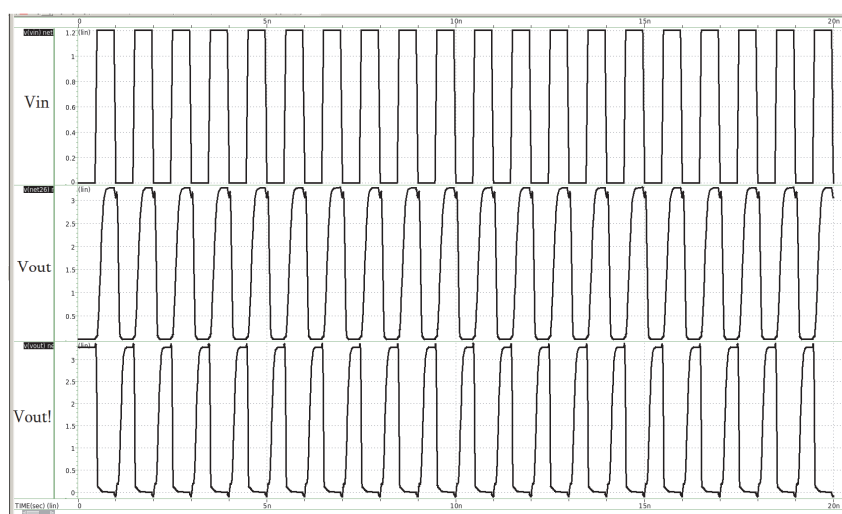


Fig.6. The input and output characteristics of the optimized level-shifter (V_{in} – input signal, V_{out} – straight output signal, $V_{out!}$ – inverse output signal)

Noises of the output signal become less by 68% in the output signal by using the method.

Conclusion. A new method for noise reduction of the low-to-high supply voltage level-shifter is presented. In those level-shifters the higher is the supply

voltage, the higher will be the noises in the output signal, also the bigger the delay time range between the input and output signals. The experiments are carried out on the simple level-shifter circuit with an inverter and a comparator. By using the new method 2 capacitors, 2 resistors and one transmission gate are used. The advantage of this method is that it increases the area of the circuit by a very low percent in any technology, it does not increase the delay time range between the input and output signals in difference with output capacitors (which can also be required for the output noise reduction), it decreases the noises in the output with high percent and this method can be used almost in any type of low-to-high supply voltage level-shifter. By using the method, the area of the circuit increases by 14% and the noise strength decreases by 68% in the low-to-high supply voltage level-shifter designed in 32 nm technology.

REFERENCES

1. **Kottapalli V.** Level shifter for noise and leakage suppression // United States, Intellectual Ventures Holding 81 LLC. – 2014, August 12. - P. 1-10.
2. A noise immunity improved level shift structure for a 600 V HVIC / **Y. Zhang, J. Zhu, G. Sun, C. Liu, W. Sun, Q. Qian**, et al // Semiconductor Integrated Circuits: Journal of Semiconductors. – 2013. - P. 1-5.
3. An improved noise immune level-shifter via IGBT gate-emitter voltage detection/ **H. Zhu, D. Xu, X. Li , C. Xu, D. Wu, X. Cheng, X. Li**, et al // IEICE. - 2018, April 13. - P. 1-7.
4. **Cao J., Zhou Z., Zhang B.** The High-Voltage Level Shifter with dV/dt noises Shielding // Research Square.- 2022, July 26. – P. 1-11.
5. **Ivanov E.** Switched-Capacitor Level-Shifting Technique With Sampling Noise Reduction for Rail-to-Rail Input Range Instrumentation Amplifiers // Circuits and systems, Regular Papers, IEEE transactions. – 2012 December. - P. 1-10.
6. **Krishna Reddy C.V.** Design of level shifter for low power application // Nalla Narasimha Reddy Education Society's Group of Institutions, Hyderabad. – 2021. - P.14.
7. **Kumar M., Sandeep K.A., Sujata P.** Level shifter for low power applications with body bias technique // International Journal of Engineering, Science and Technology. - 2010. - P. 297-305.
8. Hspice Application Manual, Synopsys Inc. -2010. -196p.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 07.12.2022.

Հ.Ա. ԲԱԲԱԶԱՆՅԱՆ, Ս.Խ. ԽՈՒՂԱՎԵՐԴՅԱՆ

ՑԱԾՐԻՑ ԲԱՐՁՐ ՄՆՈՒՑՄԱՆ ԼԱՐՄԱՆ ՓՈԽԱՆՑՄԱՄԲ ԱՍՏԻՃԱՆԱՅԻՆ ՓՈԽԱՐԿՉԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԱՐԿՈՒՄԸ

Ներկայացված է աստիճանային փոխարկիչում ելքային աղմուկների նվազեցման նոր մոտեցում: Աստիճանային փոխարկիչները, որոնք նախատեսված են ցածր ամպլիտուդային լարմամբ ազդանշանից բարձր ամպլիտուդային լարման ազդանշան ստանալու համար, մեծ խնդիր ունեն կապված ելքային աղմուկների հետ: Աղմուկները, որոնք առաջանում են պարագիտային ունակություններից և այլ աղբյուրներից, ելքային ազդանշանում ավելի են մեծանում, քանի որ սխեման մեծացնում է մուտքային ազդանշանի ամպլիտուդը ելքում, ուստի մեծացնում է նաև աղմուկները: Այս աստիճանային փոխարկիչն ունի նաև հետաձգման ժամանակի խնդիր: Նրա մուտքային ազդանշանի և ելքային ազդանշանի միջև ուշացման միջակայքն այնքան էլ ցածր չէ: Աղմուկները նվազեցնելու համար ելքային ունակությունների օգտագործումը կարող է մեծացնել հետաձգման ժամանակի տիրույթը, ինչը լավ հատկանիշ չէ սխեմայի համար: Նոր մեթոդը նվազեցնում է ելքային աղմուկները՝ առանց ուշացման ժամանակի տիրույթը մեծացնելու, ինչպես նաև փոքր տոկոսով է մեծացնում շղթայի մակերեսը: Այս մեթոդը 32 նանոմետր տեխնոլոգիայի մեջ օգտագործելու դեպքում շղթայի մակերեսը մեծանում է 14%-ով, իսկ աղմուկի սխալանքը նվազում է 68%-ով:

Առանցքային բառեր. աստիճանային փոխարկիչ, կոնդենստոր, ռեզիստոր, շրջիչ, կոմպարատոր:

Ա.Ա. БАБАДЖАНИЯН, С.Х. ХУДАВЕРДЯН

МИНИМИЗАЦИЯ ВЫХОДНЫХ ШУМОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УРОВНЯ С ПЕРЕХОДОМ ОТ НИЗКОГО ИСТОЧНИКА НАПРЯЖЕНИЯ ДО ВЫСОКОГО

Представлен новый подход к снижению выходных шумов в преобразователе уровня. У преобразователей уровня, предназначенных для преобразования высоковольтного амплитудного сигнала из низковольтного амплитудного сигнала, есть большая проблема, связанная с выходными шумами. Шумы, исходящие от паразитных емкостей и других источников, становятся намного выше на выходе, поскольку схема увеличивает амплитуду входного сигнала на выходе, поэтому она также увеличивает шумы. Другая проблема связана с временем задержки. Диапазон времени задержки между входным сигналом и выходным сигналом не так уж мал. Использование емкостей на выходе для уменьшения шумов может увеличить диапазон времени задержки, что не очень хорошо для схемы. Новый метод позволяет уменьшить выходные шумы, не увеличивая диапазон времени задержки, а также увеличить площадь схемы на небольшой процент. При использовании этого метода в технологии 32 нм площадь схемы увеличивается на 14%, а шумовая ошибка уменьшается на 68%.

Ключевые слова: переключатель уровня, конденсатор, резистор, инвертор, компаратор.

Մ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ, Ա.Ս. ՄԱՀԱԿՅԱՆ

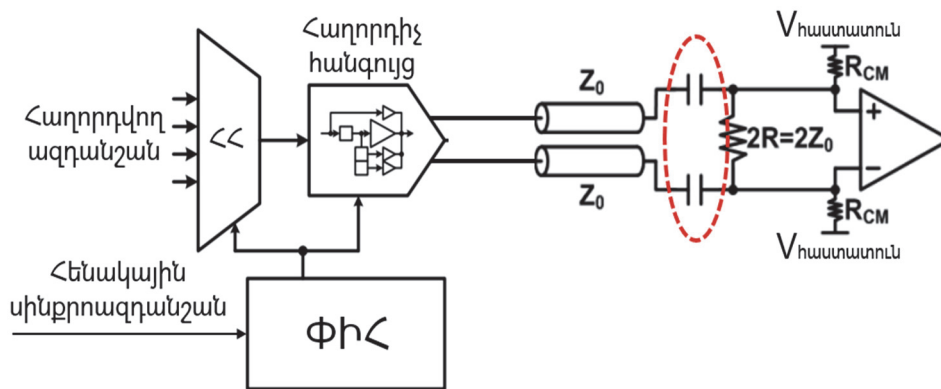
ԸՆԴՈՒՆԻՉ ՀԱՆԳՈՒՅՑՈՒՄ ՀԱՄԱՀԱՐԹԵՑՄԱՆ ՍԽԵՄԱՅԻ ՄՈՒՏՔԱՅԻՆ
ԼԱՐՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ԲԱՂԱԴՐԻՉԻ ԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ

Ներկայացված է տեղեկատվության հաջորդական փոխանցման մուտք-էլք հանգույցների ընդունիչում տեղակայված մուտքային ազդանշանի ընդհանուր բաղադրիչի կարգաբերման համակարգի կառուցման մեթոդ: Ներդրվել է բացասական հետադարձ կապ հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուրի և հաջորդական դիմադրությունների մատրիցի միջև, որը թույլ է տալիս կայունացնել ասինքրոն գծային համահարթեցման սխեմայի մուտքային լարման մակարդակի փոփոխությունը: Ապահովելով լարման բարձր մակարդակ, հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորներն աշխատում են հազեցման ռեժիմում և ապահովում ցածր ուժեղացման գործակից ցածր հաճախականային տիրույթում: Փորձնական տվյալները վկայում են, որ առաջարկված մեթոդի կիրառման դեպքում աշխատանքային հաճախություններում ուժեղացման գործակից շուրջ 4,8% փոքրացման հաշվին համակարգի ուժեղացումը ցածր հաճախություններում նվազել է մոտավորապես 76%-ով:

Առանցքային բառեր. բացասական հետադարձ կապ, մուտքային լարման ընդհանուր բաղադրիչ, հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուր:

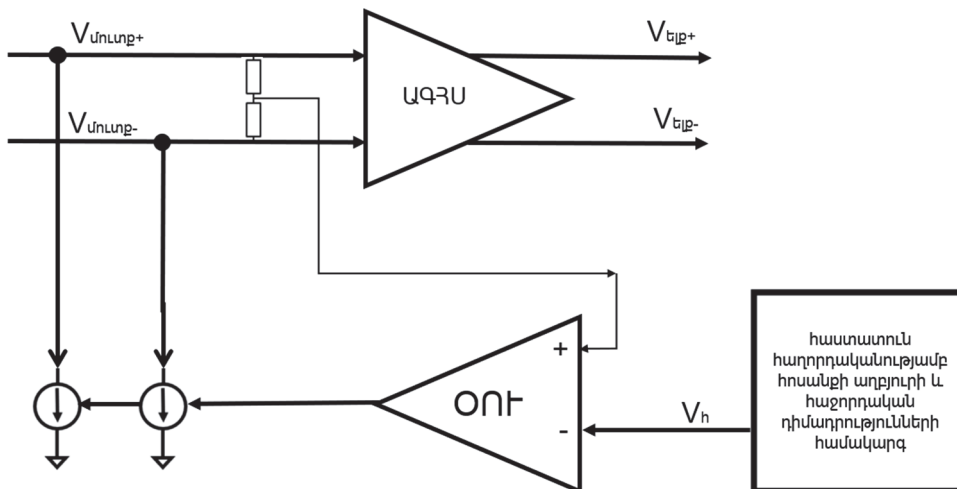
Ներածություն: Ժամանակակից հաջորդական փոխանցման և ընդունման գերաբազ համակարգերում գերադասելի է հոսքուղում ներդնել բավական մեծ ունակություն, ինչն անցկացնում է ազդանշանի միայն փոփոխական բաղադրիչը [1]: Դրա հիմնական առավելությունը ընդունիչ հանգույցում լարման հաստատուն բաղադրիչի կարգաբերման հնարավորություն ունենալն է: Այն թույլ է տալիս ընդունիչ հանգույցում համահարթեցման սխեմայի մուտքային տրանզիստորները պահել հազեցման ռեժիմում և ապահովել անհրաժեշտ ուժեղացման գործակիցը: Մակայն նման պարագայում անհրաժեշտություն է առաջանում նախապես կողավորել փոխանցվող ինֆորմացիան, որպեսզի կրկնվող բիթերի առկայության դեպքում ապահովվի ազդանշանի փոխանցման հաճախությունը [2]:

Ունակությունը կիրառվում է հոսքուղու վերջում՝ անմիջապես համաձայնեցման հանգույցից առաջ (նկ. 1):



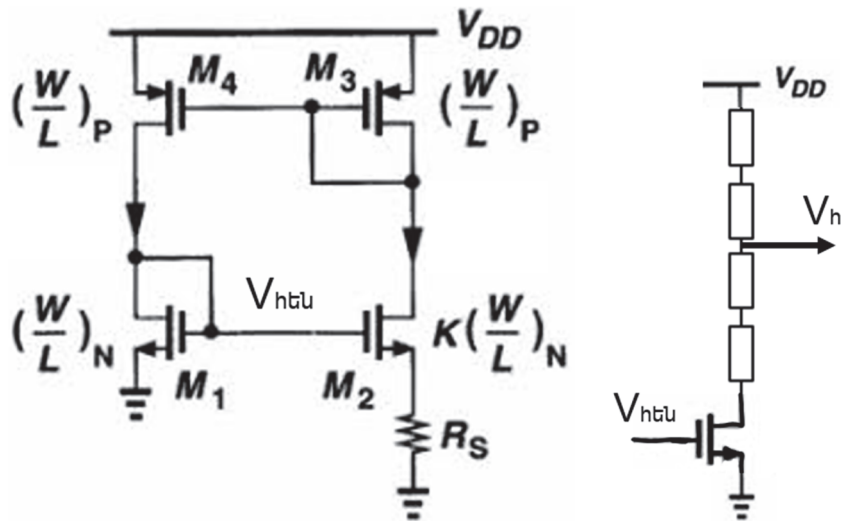
Նկ.1. Մուտք-ելք հանգույցի կառուցվածքը

Ընդունիչ հանգույցում կիրառվում է օպերացիոն ուժեղարարի հիման վրա կառուցված բացասական հետադարձ կապով լարման ընդհանուր բաղադրիչի կարգաբերման համակարգ (նկ. 2) [3]:



Նկ.2. Լարման ընդհանուր բաղադրիչի կարգաբերման համակարգ

Հաշվի առնելով տեխնոլոգիական շեղումները, ինչպես նաև սնման լարման և ջերմաստիճանի փոփոխությունները, համակարգում հենակային լարումը ստացվում է հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուրի և հաջորդական դիմադրությունների միջոցով (նկ. 3) [4]:



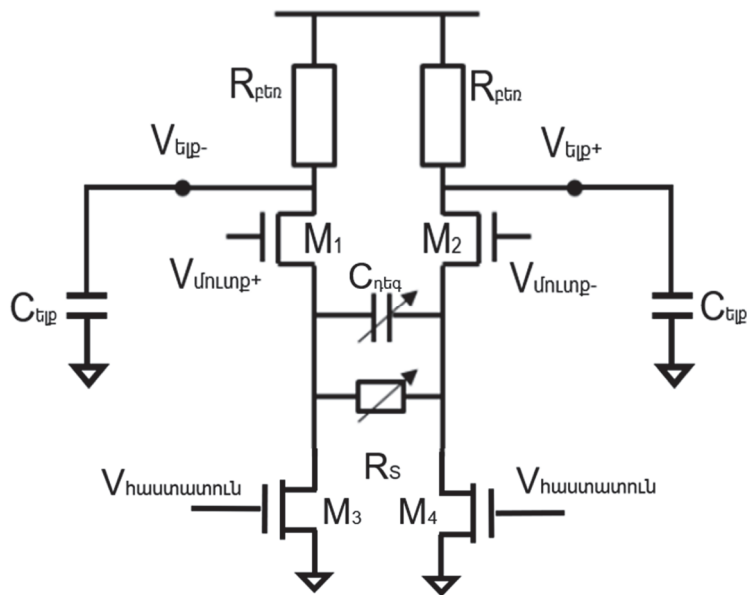
Նկ.3. Հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուրի և հաջորդական դիմադրությունների համակարգ

«M₃» և «M₄» տրանզիստորներն ապահովում են հավասար հոսանք երկու ճյուղերում: «M₁» և «M₂» տրանզիստորների չափերի հարաբերակցությունն ու R_S դիմադրության արժեքը որոշում են հոսանքի արժեքը՝

$$\sqrt{\frac{2 \cdot I_{tP}}{\mu_n \cdot C_{\text{օքսիդ}} \cdot (W/L)_n}} + V_{th1} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{tP}}{\mu_n \cdot C_{\text{օքսիդ}} \cdot (W/L)_n}} + V_{th1} + I_{tP} \cdot R_S, \quad (1)$$

$$I_{tP} = \frac{2 \cdot I_{tP}}{\mu_n \cdot C_{\text{օքսիդ}} \cdot (W/L)_n} \cdot \frac{1}{R_S^2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right)^2 : \quad (2)$$

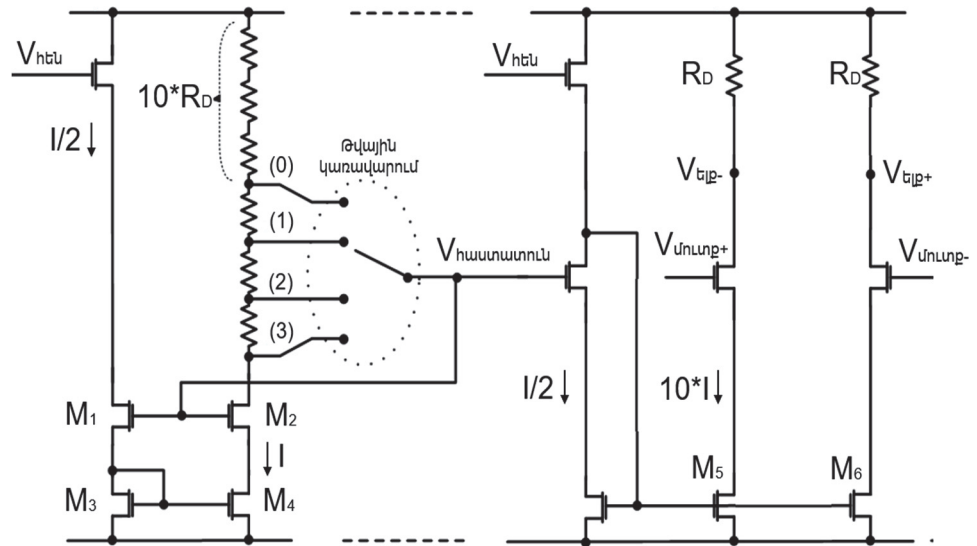
Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Լարման ընդհանուր բաղադրիչի կարգաբերման համակարգի նպատակն է անկյունային բոլոր դեպքերում ապահովել ասինքրոն գծային համահարթեցման սխեմայի (ԱԳՀՍ) տրանզիստորների աշխատանքային ռեժիմը (նկ. 4) [5]:



Նկ. 4. Ասինքրոն զծային համահարթեցման սխեման

Ներկայիս տեխնոլոգիական և արտաքին պայմանների շեղումների դեպքում որոշ անկյունային դեպքերում ստացվում են բավական ցածր լարման արժեքներ: Նման պարագայում անհնար է դառնում «M3» և «M4» տրանզիստորները պահել հագեցման ռեժիմում, քանի որ դրանց $V_{ակունք-արտաքին}$ լարման պաշարը սպառվում է: Դա հանգեցնում է «M3» և «M4» տրանզիստորների հոսքուղու դիմադրության փոքրացմանը, ինչը $R_{դեգ}$ դիմադրության հետ զուգահեռ միացված լինելով՝ ազդում է ԱԳՀՄ-ի ուժեղացման գործակցի վրա ցածր հաճախություններում: Դա կարող է հանգեցնել ուժեղացման գործակցի կարգաբերման սխալների, ինչպես նաև համակարգի զծայնության նվազման:

Առաջարկվում է կիրառել բացասական հետադարձ կապ հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուրի հաջորդական դիմադրությունների սխեմաների միջև (նկ. 5):



Նկ.5. Համակարգում առաջարկվող բացասական հետադարձ կապը

Մնման լարման բարձր արժեքների դեպքերում «M4», «M5» և «M6» տրանզիստորների V_{ակունք-արտաբեր} լարման արժեքը կախված է «M2» տրանզիստորի V_{փական-ակունք} լարման արժեքից՝

$$V_{\text{ակունք-արտաբեր}} = V_{\text{հաստատուն}} - V_{\text{փական-ակունք}} : \quad (3)$$

Մնման լարման ցածր արժեքների դեպքում «M1» և «M2» տրանզիստորների V_{փական-ակունք} լարման արժեքները տարբերվում են՝

$$V_{\text{փական-ակունք}} (M2) = V_{\text{անցումային}} , \quad (4)$$

$$V_{\text{փական-ակունք}} (M1) = V_{\text{անցումային}} - \Delta V , \quad (5)$$

$$V_{\text{փական-ակունք}} (M3) = V_{\text{անցումային}} - \Delta V : \quad (6)$$

Հաշվի առնելով, որ «M1» և «M2» տրանզիստորների V_{փական} լարումը ընդհանուր է, կարելի է հավասարեցնել այդ երկու ճյուղերով լարման անկումների գումարները՝

$$V_{\text{փական-ակունք}} (M2) + V_{\text{ակունք-արտաբեր}} (M4) = V_{\text{փական-ակունք}} (M1) + V_{\text{փական-ակունք}} (M3) , \quad (7)$$

$$V_{\text{անցումային}} + V_{\text{ակունք-արտաբեր}} (M4) = 2 \cdot V_{\text{անցումային}} - 2 \cdot \Delta V : \quad (8)$$

Հետևաբար՝ «M4», «M5» և «M6» տրանզիստորների V_{ակունք-արտաբեր} լարման արժեքը ստացվում է առավել բարձր և ապահովում դրա հագեցման պայմանը՝

$$V_{\text{ակունք-արտաբեր}} = V_{\text{անցումային}} - 2 \cdot \Delta V : \quad (9)$$

Արդյունքում ապահովվում է նաև ԱԳՀՄ-ում հոսանքի աղբյուրի հագեցման պայմանը նաև սնման լարման ցածր արժեքների դեպքում:

Հետազոտության արդյունքները: Առաջարկվող սխեման նախագծվել է «ՄԱՈԻԴ 14նմ» տեխնոլոգիայով [6] և «Custom compiler» ծրագրային գործիքի միջոցով [7]: Մոդելավորումը կատարվել է «HSPICE» ծրագրային գործիքի միջոցով [8]:

Նախագծվել են ԱԳՀՄ և մուտքային ազդանշանի ընդհանուր բաղադրիչի կարգաբերման համակարգի հանգույցները:

Կատարվել է սխեմայի մոդելավորում հաստատված վիճակում, և չափվել են ԱԳՀՄ-ի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների պարամետրերը մեթոդի կիրառումից առաջ և հետո (աղ. 1,2):

Աղյուսակ 1

ԱԳՀՄ-ի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների պարամետրերը մեթոդի կիրառումից առաջ

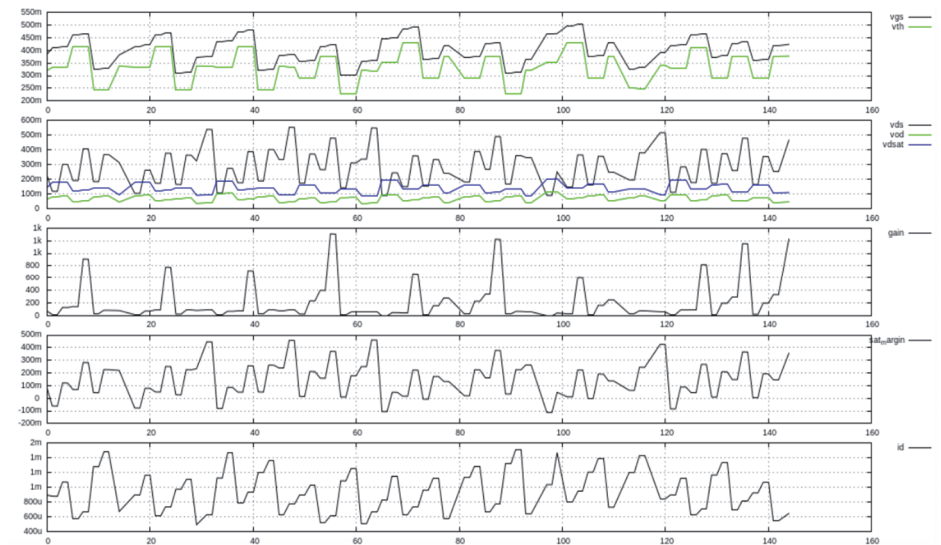
M _s /M ₀	gm _{id}	gain	sat margin	gds	gm	vod	vdsat	vth	vds	vgs	id
MAX	32.85	1.32k	0.46	7.11m	27.72m	114.10m	203.30m	0.43	0.56	0.51	1.52m
MIN	11.36	1.65	-113.44m	12.56u	10.26m	33.82m	86.23m	226.40m	89.06m	301.60m	0.49m
AVERAGE	20.48	213.78	145.29m	0.74m	18.25m	69.12m	139.93m	0.33	285.22m	0.40	0.94m
STD	5.47	0.32k	143.01m	1.34m	3.80m	19.62m	31.56m	60.55m	124.12m	54.65m	281.92u

Աղյուսակ 2

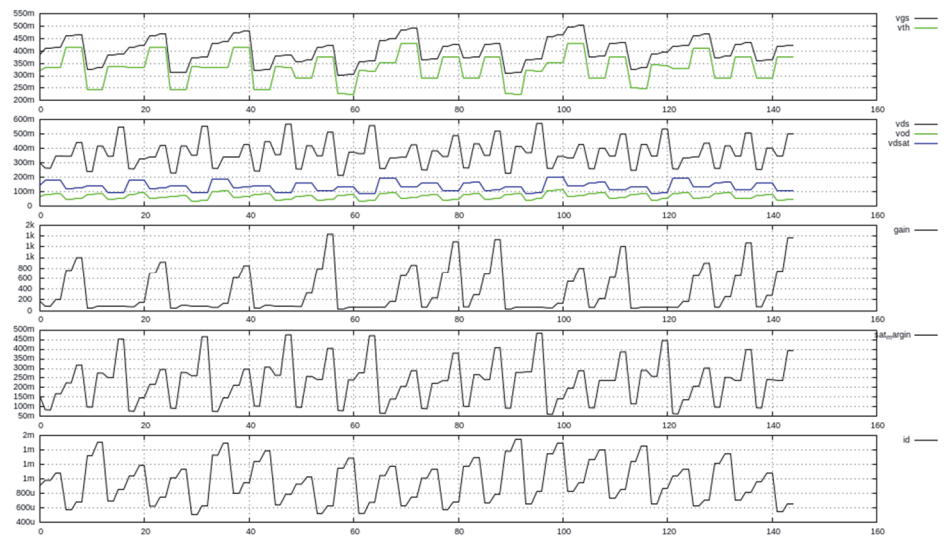
ԱԳՀՄ-ի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների պարամետրերը մեթոդի կիրառումից հետո

M _s /M ₀	gm _{id}	gain	sat margin	gds	gm	vod	vdsat	vth	vds	vgs	id
MAX	32.64	1.43k	0.48	0.72m	28.23m	114.40m	203.40m	0.43	0.57	0.51	1.55m
MIN	13.12	33.79	60.50m	11.64u	13.80m	34.66m	86.45m	225.80m	212.00m	301.50m	0.51m
AVERAGE	21.29	0.36k	233.76m	192.57u	19.21m	67.74m	136.71m	0.33	0.37	0.40	0.96m
STD	5.47	0.40k	115.05m	174.10u	3.44m	19.72m	32.62m	58.37m	94.52m	52.55m	295.04u

ԱԳՀՄ-ի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների պարամետրերի արժեքները առավել մանրամասն ներկայացված են գրաֆիկական տեսքով (նկ. 6):



ա)



բ)

Նկ. 6. UCC25U-ի հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների պարամետրերը մեթոդի կիրառումից առաջ (ա) և հետո (բ)

Համակարգի ուժեղացման գործակցի և գծայնության փոփոխության գնահատման նպատակով կատարվել է նաև հաճախականային և ժամանակային մոդելավորում: Արդյունքներն ամփոփված են աղ. 3-ում:

Համակարգի ամփոփ արդյունքները

	Մեթոդի կիրառումից առաջ	Մեթոդի կիրառումից հետո	Տարբերություն
Ուժեղացման գործակիցի նվազագույն արժեքը 5 ԳՀ-ում (ՊԲ)	6,35	6,04	-0,31 (-4,8%)
Ուժեղացման գործակիցի նվազագույն արժեքը 4 ԳՀ-ում (ՊԲ)	6,86	6,7	-0,16 (-2,3%)
Ուժեղացման գործակիցի նվազագույն արժեքը 10 ՄՀ-ում (ՊԲ)	-1,81	-3,2	1,39 (-76,7%)
1 ՊԲ սեղմման կետում ելքային ազդանշանի մակարդակը (ՄԿ)	146,8	164,3	17,5 (+11,9%)

Աղ. 3-ում բերված արժեքները վկայում են, որ համակարգի ուժեղացման գործակիցի նվազագույն արժեքը փոքրացել է 76%-ով, իսկ ուժեղացման գործակիցը՝ աշխատանքային հաճախություններում շուրջ 5%-ով: Մեծացել է նաև համակարգի գծայնությունը շուրջ 12%-ով:

Եզրակացություն: Հաստատուն հաղորդականությամբ հոսանքի աղբյուրի և հաջորդական դիմադրությունների համակարգում առաջարկվող բացասական հետադարձ կապի ներդրմամբ լուծվում է ԱԳՀՄ-ում առկա հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների հագեցման պայմանի ապահովման խնդիրը, որը հանգեցնում է ընդհանուր համակարգի ուժեղացման գործակցի նվազմանը ցածր հաճախություններում և ուժեղարարի գծայնության մեծացմանը: Մեթոդի կիրառմամբ հնարավոր է դարձել համակարգի ուժեղացման գործակիցը ցածր հաճախություններում նվազեցնել ~76,7%-ով՝ աշխատանքային հաճախություններում համակարգի ուժեղացման գործակցի շուրջ 4,8% փոքրացման հաշվին:

Հետազոտությունն իրականացվել է ՀՀ Գիտության կոմիտեի ֆինանսական աջակցությամբ՝ 21T-2B002 ծածկագրով գիտական թեմայի շրջանակներում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Boye J., Mizes A., Funk L.** 11b/14b Encoding—A Fault Tolerant, DC-Balanced Line Code for AC-Coupled Channel Link Transceivers // 2019 IEEE Aerospace Conference. – 2019. - P. 1-11.
2. 2019. Universal Serial Bus 3.1 Specification, Revision 1.0. – 2013. - 631p. https://manuals.iessanclemente.net/images/b/bc/USB_3_1_r1.0.pdf (accessed on 14.03.2019).
3. 16 Gb/s receiver with DC wander compensated rail-to-rail AC coupling and passive linear-equalizer in 22 nm CMOS / **P.A. Francese, T. Toifl, M. Brändli, et al** // ESSCIRC 2014-40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). – 2014. -P. 435-438
4. **Shen, Y., Zhang, R.** Constant-gm bias circuit without off-chip components // 2016 13th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). – 2016. -P. 1309-1311
5. Two Stage CTLE For High Speed Data Receiving / **M.T. Grigoryan, A.A. Atanesyan, G.H. Hakobyan, et al** // 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2020. – P. 374-377.
6. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Small Systems Simulation Symposium. - 2018. - P. 37-41.
7. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide, Synopsys Inc. - 2014. -236p.
8. HSPICE Reference Manual, Synopsys Inc.- 2018. -968p.

«Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.12.2022:

М.Т. ГРИГОРЯН, А.С. СААКЯН

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ОБЩЕЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СХЕМЫ ЭКВАЛАЙЗЕРА В ПРИЕМНОМ УЗЛЕ

Представлен метод построения системы настройки общей составляющей входного сигнала, расположенной в приемнике высокоскоростной системы передачи данных. Введена отрицательная обратная связь между источником тока с постоянной проводимостью и матрицей последовательных резисторов, позволяющая стабилизировать изменение уровня входного напряжения схемы асинхронного линейного эквалайзера. Транзисторы источника тока, обеспечивая высокий уровень напряжения, работают в режиме насыщения, что позволяет обеспечить низкий коэффициент усиления в диапазоне низких частот. Экспериментальные данные подтверждают, что в случае использования предложенного метода усиление системы на низких частотах уменьшилось примерно на 76% за счет снижения коэффициента усиления на рабочих частотах примерно на 4,8%.

Ключевые слова: отрицательная обратная связь, общая составляющая входного напряжения, источник постоянного тока проводимости.

M.T. GRIGORYAN, A.S. SAHAKYAN

**A SYSTEM FOR REGULATING THE COMMON COMPONENT OF THE
INPUT VOLTAGE IN A RECEIVER**

A method of building a system for adjusting the common mode variation of the input signal of the receiver in SERDES systems is presented. A negative feedback connection between the current source with constant conductivity and the matrix of series resistors is introduced, which allows to decrease the variation of common mode voltage level of the continuous time linear equalizer circuit. By providing a high voltage level, the current source transistors operate in the saturation mode and provide a low gain in the low frequency range. The simulation results show that in the case of using the proposed method, the amplification of the system at low frequencies decrease by approximately 76% due to the reduction of the amplification factor at working frequencies by about 4.8%.

Keywords: negative feedback, common input voltage component, constant conductance current source.

S.G. MARTIROSYAN, J.E. TORIKYAN

SOME PECULIARITIES OF THE SCHMITT TRIGGER

It has been shown that the use of an additional reference voltage at the input of Schmitt inverting and non-inverting triggers and an analog switch at the output increases the accuracy of the threshold and output voltages, regulates the position of the hysteresis curve on the horizontal axis. Hysteresis does not depend on reference voltage. General formulas have been derived for determining the threshold values for inverting and non-inverting triggers, where the two threshold voltages and the two output voltages, depending on the problem setting, can be positive and negative, or unipolar positive or unipolar negative. Those are presented in the form of the sum of stable and unstable components, by increasing the stable component, it is possible to improve the accuracy of threshold voltage values in classical schemes. The necessity of using additional reference voltage is justified. In the proposed scheme, the output parameters of the triggers do not depend on the parameters of the microchip working as a comparator. A guideline of recalculation for increasing the accuracy of threshold voltages using a reference voltage has been developed. A graph is constructed that allows to quickly calculate the relative accuracy increase in the threshold voltages when the reference voltage is applied. This is obtained by increasing the ratio of positive feedback resistances. The reverse problem can also be solved using that graph. New designations of threshold voltages that facilitate the visual understanding of threshold voltage equations have been proposed.

Keywords: Schmitt trigger, analog switch, comparator, threshold voltage, reference voltage, accuracy.

Introduction. The Schmitt trigger is an inverting or non-inverting comparator that converts an input analog signal into a logic signal, depending on the direction of crossing two preselected threshold voltages: high or low. Due to the noise generated on the signal at the moments of overcoming the threshold voltages, the output voltage of the comparator constantly oscillates, accepting its high and low values. To avoid this, hysteresis, which is the difference in threshold voltages, is created by positive feedback. In the reviewed literature, there are various formulas for calculating the input threshold voltages of inverting or non-inverting triggers that operate in a certain voltage range. Different versions of these formulas confuse the user, and the hysteresis curve is placed either in the first quadrant or in all four quadrants simultaneously. The case of two threshold and two output voltages of the

triggers being only positive or only negative at the same time is not discussed. The necessity and role of using an additional reference voltage source in increasing the accuracy of the threshold voltages is not discussed either.

Problem setting. Our investigation aims:

- 1) to find new schematic and technical solutions to increase the accuracy of input and output voltages;
- 2) to find general formulas applicable to any conditions for inverting and non-inverting triggers and justify their advantages;
- 3) to justify the need to apply the U_z reference voltage in order to increase the accuracy of the threshold values in classical trigger circuits;
- 4) to develop a methodological guide for the calculation of the increase in the accuracy of the threshold voltages.

For a workable trigger, such a calculation is considered a direct problem. As a basis, we chose the circuit of the inverting trigger with an analog switch proposed in [1], to which we added a reference voltage U_z . The circuit of non-inverting trigger is also developed in the same way, which is missing in [1]. The constant voltages $U_{out} = U_{out}^1$ and $U_{out} = U_{out}^0$ controlling the hysteresis satisfy only one condition: $U_{out}^1 > U_{out}^0$ (as in the classical circuit) to ensure positive feedback.

As hysteresis control parameters, we have chosen voltages with stable and accurate values such as $U_{out} = U_{out}^1$ and $U_{out} = U_{out}^0$ which must satisfy only one condition: $U_{out}^1 > U_{out}^0$ (as in the classical scheme) to ensure positive feedback. They can be placed on the coordinate plane in three ways:

- 1) $U_{out}^1 \geq 0, U_{out}^0 \leq 0$ (positive and negative voltages).
- 2) $U_{out}^1 > 0, U_{out}^0 \geq 0$ (unipolar positive voltages).
- 3) $U_{out}^1 \leq 0, U_{out}^0 < 0$ (unipolar negative voltages).

In this case, the hysteresis curve is placed in any of 1/4, or 2/4, or 4/4 of the coordinate planes. That is, the two threshold voltages and the two output voltages, depending on the problem setting, can be positive and negative, or unipolar positive, or unipolar negative.

1. Inverting Schmitt trigger. Fig. 1.1 shows the proposed Schmitt trigger with an inverting comparator. The external voltage sources U_{out}^0 or U_{out}^1 are applied to the circuit with positive feedback resistors $R1$ and $R2$ with a switch depending on the magnitude of the input voltage. The analog switch placed at the output of the circuit is logically controlled by a comparator with all possible forms of communication, electrical and non-electrical.

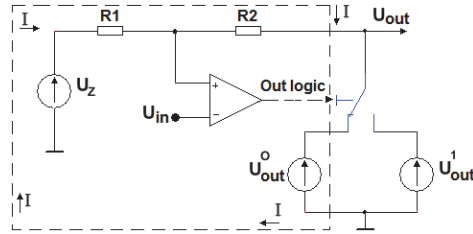


Fig.1.1. The circuit with inverting Schmitt trigger

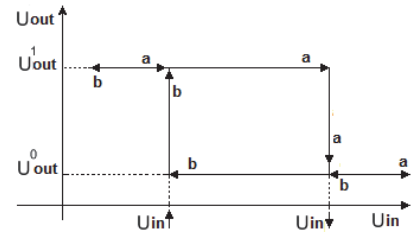


Fig.1.2. The dependence of $U_{out} = f(U_{in})$

Such a circuit also includes the classical form of trigger connection, where $R2$ is directly connected to the output of the comparator. In Fig.1.1 I is the contour current flowing through the closed circuit in the direction indicated by the arrow. Fig.1.2 shows the dependence $U_{out} = f(U_{in})$. The point of intersection of the coordinate axes is not specifically indicated because the equations must be of a general form regardless of the position of the hysteresis curve in the plane. Threshold values $U_{in} \downarrow$ and $U_{in} \uparrow$ are indicated on the input voltage U_{in} axis. Such a designation of threshold voltages is introduced to facilitate the visual perception of the input-output functional connection. $U_{in} \downarrow$ indicates that the U_{out} -voltage takes from high U_{out}^1 value to low U_{out}^0 value and $U_{in} \uparrow$ indicates that U_{out} -voltage takes from low U_{out}^0 value to high U_{out}^1 value. It can be seen from Fig.1.2 that $U_{in} \uparrow < U_{in} \downarrow$. The hysteresis will be: $\Delta U = U_{in} \downarrow - U_{in} \uparrow$. The dependence $U_{out} = f(U_{in})$ is called the hysteresis curve. It consists of two broken curves: a and b , with a indicates the increase in voltage U_{in} direction and b indicates the direction of decrease of U_{in} voltage. At the transition moments the non-inverting input voltage of comparator is equal to the voltage of inverting input: $U_{in} = U_{in} \downarrow$ or $U_{in} = U_{in} \uparrow$. For a closed circuit, from the Kirchhoff's law we have $IR1 + IR2 = U_z - U_{out}$ and $U_{in} = U_z - IR1$. From these equations we can find the threshold voltage U_{in} , assuming that quantities $R1$, $R2$, U_z , U_{out} ($a. U_{out} = U_{out}^0$, $b. U_{out} = U_{out}^1$) are known, and given in [2]:

$$U_{in} = U_z + (U_{out} - U_z) \frac{R1}{R1+R2}. \quad (1.1)$$

From (1.1) we get:

$$U_{in} = \frac{U_z R2 + U_{out} R1}{R1+R2}. \quad (1.2)$$

This equation is given in [3, 4]. From (1.2) we get:

$$U_{in} = U_z \frac{R2}{R1+R2} + U_{out} \frac{R1}{R1+R2}. \quad (1.3)$$

Equation (1.3) is a general equation for determining the threshold voltages. Here, the first summation depends only on the U_z component and the $R2/(R1 + R2)$

ratio, and the second one-only on the U_{out} component and the $R1/(R1 + R2)$ ratio [5, 6]. From equations (1.1), (1.2) and (1.3), only (1.3) shows the dependence of the threshold voltage U_{in} on the voltages U_z and U_{out} separately. Equation (1.3) is applicable to any choice of threshold and output voltages and allows easier selection of U_z and U_{out} voltages. From (1.3), we find the threshold values $U_{in} \uparrow$ and $U_{in} \downarrow$, which are determined by the output voltages of the comparator before the jumping moment: $U_{in} \uparrow$ -corresponds to U_{out}^0 voltage, $U_{in} \downarrow$ -corresponds to U_{out}^1 voltage [3, 5]:

$$U_{in} \downarrow = U_z \frac{R2}{R1+R2} + U_{out}^1 \frac{R1}{R1+R2} \text{ (high threshold),} \quad (1.4)$$

$$U_{in} \uparrow = U_z \frac{R2}{R1+R2} + U_{out}^0 \frac{R1}{R1+R2} \text{ (low threshold).} \quad (1.5)$$

From equations (1.4), (1.5) given in [3, 5], it can be seen that the threshold voltages can be located with respect to the constant component $U_z R2/(R1 + R2)$ in three ways, depending on the magnitudes and signs of the voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 . Both thresholds at the same time can be greater than, less than $U_z R2/(R1 + R2)$, or placed on both sides of it. The hysteresis will be:

$$\Delta U = (U_{out}^1 - U_{out}^0) \frac{R1}{R1+R2}. \quad (1.6)$$

From (1.6) it can be seen that ΔU does not depend on U_z . This allows the hysteresis curve to shift the along the horizontal axis only by selecting U_z .

If $U_z = 0$, then from (1.4), (1.5) simplified equations are obtained:

$$U_{in} \downarrow = U_{out}^1 \frac{R1}{R1+R2} \text{ (high threshold) [1, 7-9],} \quad (1.7)$$

$$U_{in} \uparrow = U_{out}^0 \frac{R1}{R1+R2} \text{ (low threshold) [7, 8].} \quad (1.8)$$

In [2-6], U_z -additional reference voltage is applied without justifying the use of it.

Comparator output voltages are often used as output voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 , which depend on the supply voltage and comparator output voltages, output and load resistances, ambient temperature. The accuracy of the Hysteresis parameters also depends on these parameters. Due to the reference voltage U_z used in the scheme of Fig. 1.1, a stable component appears in equation (1.3). As a result, the influence of unstable U_{out}^1 and U_{out}^0 parameters on threshold voltages and hysteresis parameters is reduced, increasing their accuracy and stability. The proposed solutions were tested with the Multisim program, with classic circuit diagram, and the LM7332 chip. Four combinations of VCC, VEE supply voltages and U_z reference voltage were used: $VCC = 10V$, $VEE = 0V$, $VEE = -10V$, $U_z = 2V$, $U_z = 0V$ and the same $R1 = 2k\Omega$, $R2 = 20k\Omega$ resistors. We considered that $U_{out}^1 = VCC$, $U_{out}^0 = VEE$.

In Fig.1.3, the circuit diagram of the comparator with the first combination is shown. In Fig.1.4, the hysteresis curves of the inverting trigger for four combinations is shown, the threshold and reference voltages are given on the x-axis and the output voltages of the comparator on the y-axis for each hysteresis curve separately.

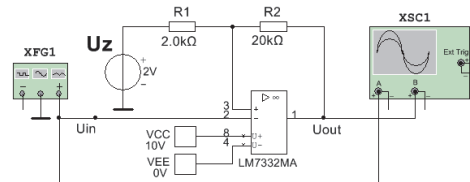


Fig.1.3. The diagram with first combination

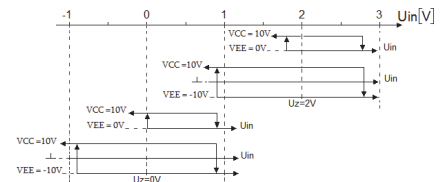


Fig.1.4. Hysteresis curves for four combinations

It can be seen from Fig. 1.4 that by choosing the sign and magnitude of the U_z voltage, the hysteresis curve can be shifted to the range of both positive and negative threshold voltages. When $U_z = 0V$, the circuit is deprived of the ability to easily shift the hysteresis curve.

2. Non-inverting Schmitt trigger. Fig.2.1 shows the proposed circuit of Schmitt trigger with a non-inverting comparator and an analog switch. The switch is logically controlled by a comparator in the same way as in the inverting trigger.

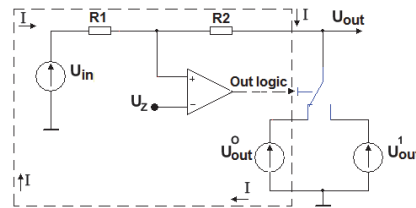


Fig.2.1. The circuit with non-inv. Schmitt trigger

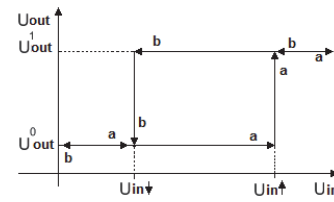


Fig.2.2. The dependence of $U_{out} = f(U_{in})$

Fig.2.2 shows the dependence of $U_{out} = f(U_{in})$. When the input voltage reaches the threshold values $U_{in} \uparrow$ and $U_{in} \downarrow$ indicated on the axis of the input voltage U_{in} , there are jumps in the output voltage: $U_{in} \uparrow$ indicates that the voltage U_{out} from a low value U_{out}^0 takes a higher U_{out}^1 value, and $U_{in} \downarrow$ indicates that the voltage U_{out} , starting from a high value U_{out}^1 , takes a low value U_{out}^0 . Fig.2.2 shows the high threshold for non-inverting trigger $U_{in} \downarrow < U_{in} \uparrow$. Therefore the hysteresis will be: $\Delta U = U_{in} \uparrow - U_{in} \downarrow$. In the transient moments the non-inverting input voltage of the comparator is equal to the inverting input voltage: $U_{in} = U_{in} \downarrow$ or $U_{in} = U_{in} \uparrow$.

From the Kirchhoff equation for a closed circuit we obtain $U_{in} - IR1 = U_{out} + IR2$, where, on both sides of the equation is the voltage of the non-inverting input of the comparator. At the inverting input of the comparator at

transient moments, it is equal to the voltage U_z . Let's find the threshold voltage U_{in} , assuming that quantities $R1, R2, U_z, U_{out}$ (a. $U_{out} = U_{out}^0$, b. $U_{out} = U_{out}^1$) are known [2]:

$$U_{in} = U_z - (U_{out} - U_z) \frac{R1}{R2}. \quad (2.1)$$

From (2.1) we get the equations, given in [3] for two thresholds:

$$\begin{aligned} U_{in} \uparrow &= \{(R1 + R2)U_z - R1U_{out}^0\}/R2, \\ U_{in} \downarrow &= \{(R1 + R2)U_z - R1U_{out}^1\}/R2. \end{aligned} \quad (2.2)$$

From (2.2) we get an equation with separate summables, as in the case of the inverting trigger:

$$U_{in} = U_z \frac{R1+R2}{R2} - U_{out} \frac{R1}{R2}. \quad (2.3)$$

Equation (2.3) is a general equation for determining the threshold voltages. Here, the first summation depends only on the U_z component and the $\frac{R1+R2}{R2}$ ratio, and the second one-only on the U_{out} component and the $\frac{R1}{R2}$ ratio.

From equations (2.1), (2.2), (2.3), only (2.3) clearly shows the dependence of the threshold voltage U_{in} on the voltages U_z and U_{out} separately. An equation of this form is applicable to any choice of threshold and output voltages and allows easier selection of U_z and U_{out} voltages. From (2.3) let's find the threshold voltages $U_{in} \uparrow$ and $U_{in} \downarrow$, which are determined by the output voltages of the comparator before the jump, $U_{in} \uparrow$ -corresponds to U_{out}^0 , $U_{in} \downarrow$ -corresponds to U_{out}^1 :

$$U_{in} \uparrow = U_z \frac{R1+R2}{R2} - U_{out}^0 \frac{R1}{R2} \text{ (high threshold),} \quad (2.4)$$

$$U_{in} \downarrow = U_z \frac{R1+R2}{R2} - U_{out}^1 \frac{R1}{R2} \text{ (low threshold).} \quad (2.5)$$

The hysteresis will be:

$$\Delta U = (U_{out}^1 - U_{out}^0) \frac{R1}{R2}. \quad (2.6)$$

From (2.6) it can be seen that ΔU does not depend on U_z . This allows the hysteresis curve to be shifted by selecting U_z only. If in (3.4) and (3.5) $U_z = 0$, then

$$U_{in} \uparrow = -U_{out}^0 \frac{R1}{R2} \text{ (high threshold),} \quad (2.7)$$

$$U_{in} \downarrow = -U_{out}^1 \frac{R1}{R2} \text{ (low threshold).} \quad (2.8)$$

Equations (2.3), (2.4), (2.5) are missing in the investigated literature, and in [1] are given only equations (2.7) and (2.8).

In the scheme of Fig.2.3 an additional U_z reference voltage source was used to increase the accuracy and stability of $U_{in} \uparrow$, $U_{in} \downarrow$, ΔU parameter values. By reducing the influence of unstable U_{out}^1 and U_{out}^0 parameters on threshold voltages and hysteresis parameters, their accuracy and stability increases.

The proposed solutions were tested by the Multisim program, with classic circuit diagram, and the LM7332 chip. Four combinations of supply and reference voltages were used: $VCC = 10V$, $VEE = 0V$, $VEE = -10V$, $U_z = 2V$, $U_z = 0V$ and the same $R1 = 2k\Omega$, $R2 = 20k\Omega$ resistors. We considered that $U_{out}^1 = VCC$, $U_{out}^0 = VEE$.

In Fig. 2.3 shows the electric circuit with the first combination.

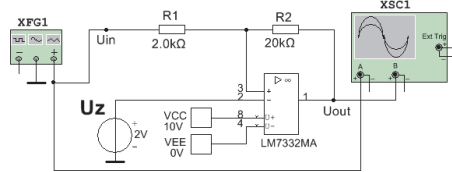


Fig.2.3. The diagram with first combination

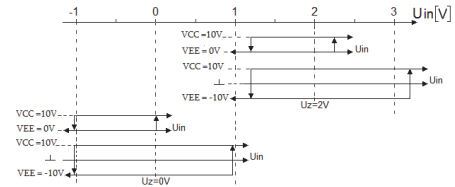


Fig.2.4. Hysteresis curves for four combinations

Fig.2.4 shows the hysteresis curves for all four combinations. In this figure, the threshold and reference voltages are given on the x -axis and the output voltages-on the y -axis for each curve separately. It can be seen from Fig. 2.4 that by choosing the sign and magnitude of U_z , the hysteresis curve can be shifted to the range of both positive and negative threshold voltages. When $U_z = 0V$, the circuit is deprived of the ability to easily shift the hysteresis curve.

3. The effect of U_z voltage on Schmitt trigger parameters. Let's show that by applying the U_z voltage, it is possible to increase the accuracy of the threshold voltage. For this, in equation (1.3), let's assign: $K = \frac{R2}{R1}$ (feedback coefficient), in this case we get. Let's show that by applying the U_z voltage, it is possible to increase the accuracy of the threshold voltage. For this, in equation (1.3), let's assign: $K = \frac{R2}{R1}$ (feedback coefficient similar to an operational amplifier), we get:

$$U_{in} = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out} \frac{1}{1+K}. \quad (3.1)$$

For two thresholds we will have:

$$U_{in} \downarrow = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out}^1 \frac{1}{1+K} \text{ (high threshold),} \quad (3.2)$$

$$U_{in} \uparrow = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out}^0 \frac{1}{1+K} \text{ (low threshold)}. \quad (3.3)$$

Let's consider that the resistors used in the circuit and the additional reference voltage, have very high accuracy and stability. When $U_z = 0V$, the threshold voltage $U_{in} = U_{out} \frac{1}{1+K}$ depends only on the output voltage, therefore the relative volatility of its value is as much as the volatility of U_{out} . When using U_z -reference voltage, the instability of the voltage U_{in} depends only on the second component- U_{out} . By choosing the magnitude of the stable component to be much larger than the magnitude of the unstable component, the effect of the transient voltage U_{out} on U_{in} will be much smaller than it would be in the absence of U_z . For this it is necessary:

- 1) when $U_z = 0V$, with (3.2) and (3.3) the calculate the values of the high and low threshold voltages for a certain value $K1 = \frac{R2}{R1}$;
- 2) to estimate their percentage changes depending on the output voltage changes,
- 3) as a threshold requiring a stable value, to choose either the high or the low threshold and consider its value unchanged;
- 4) in order to soften the unstable component of the threshold voltage selected in (1.3) to the necessary extent, to select a new larger value of K ($K2 = \frac{R2}{R1}$);
- 5) from (3.2) or (3.3) to calculate the necessary U_z voltage, that will provide the selected threshold voltage;
- 6) to recalculate the new value of the other unknown threshold having the voltage U_z .

Using equations (3.2) and (3.3), let's show the necessity and features of applying U_z -reference voltage with example of a circuit with bipolar power supply. The following initial parameters are given: $U_{out}^1 = 10V$, $U_{out}^0 = -10V$, $U_z = 0V$, $K1 = 9$, voltage error: +10%, permissible error of threshold voltage: 1%. By carrying out steps 1-4 of the guide, we choose $K2 = 99$ and complete the calculation. The results are presented in the Table below.

The same method is used to calculate in the case of a non-inverting trigger. In cases where the changes in the second threshold voltage and hysteresis, due to the use of the classic scheme are not satisfactory, the circuits with the analog switch given in Fig. 1.1 and Fig. 2.1 should be used. A partial solution can be the use of a bidirectional, parametric stabilizer of the output voltage in a classical circuit.

Calculations results of initial and final values of the threshold voltages and their errors

Initial data without ref. voltage				Calculation data		Initial data for recalculation				Recalculation data	
U_{out}^1	U_{out}^0	U_z	$K1$	$U_{in} \downarrow$	$U_{in} \uparrow$	U_{out}^1	U_{out}^0	U_z	$K2$	$U_{in} \downarrow$	$U_{in} \uparrow$
+10V	-10V	0V	9	1V	-1V	+10V	-10V	0,909V	99	1V	0,7999V
+11V	-11V	0V	9	1.1V	-1,1V	+11V	-11V	0,909V	99	1,0099V	0,7899V
10%err	10%err	-	-	10%err	10%err	10%err	10%err	0%err	-	1%err	1,25%err

Using equations (3.2) and (3.3), let's calculate the dependence of the threshold voltage change on the output voltage change, when applying U_z .

The change in the threshold voltage is directly proportional to the change in the output voltage: $\Delta U_{in} = \Delta U_{out} \frac{1}{1+K}$. Assume the ratio of the threshold voltage change (ΔU_{in}) and the output voltage change (ΔU_{out}) is $A = \frac{\Delta U_{in}}{\Delta U_{out}} = \frac{1}{1+K}$.

$A1 = \frac{1}{1+K1}$, where $K1 = \frac{R2}{R1}$ (first feedback coefficient), when $U_z = 0V$,

$A2 = \frac{1}{1+K2}$, where $K2 = \frac{R2}{R1}$ (new feedback coefficient), when $U_z \neq 0V$.

Let's calculate the accuracy coefficient, $N = \frac{A1}{A2}$, which shows how many times the accuracy of the threshold voltage increases when the reference voltage U_z is applied, or how many times the error depending on ΔU_{out} decreases. $N = \frac{A1}{A2} = \frac{1+K2}{1+K1}$.

Let's assume that $K2 = nK1$, then

$$N = \frac{1+nK1}{1+K1} = \frac{1}{1+K1} + n \frac{K1}{1+K1}. \quad (3.4)$$

This is a linear equation or graph as a function of n for fixed values of $K1$, where n -indicates how many times the initial $K1$ coefficient must be increased in order to increase the accuracy of the threshold voltage by the necessary N -times.

In equation (3.4) n shows how many times the initial $K1$ coefficient should be increased in order to increase the accuracy of the threshold voltage by the necessary N -times. In Fig.3.1, the table on the basis of which the graph of Fig.3.2 is constructed. The table is constructed for several fixed values of $K1$ and n (a-point and b-points) calculated using equation (3.4). For any value of $K1$, when $n = 1$, the set of lines $N = f(n)$ intersects at the point $N = n = 1$ (Fig. 3.2, point a), when $K1 \gg 1$, then $N \approx n$. This graph allows to calculate the amount of increase (N) in the relative accuracy of the threshold voltages when applying U_z , which is obtained when the ratio $\frac{R2}{R1}$ is increased n -times. Using the graph, it is also possible to solve the opposite problem. For this, N must be calculated, having in advance the numbers $A1$ and $A2$ (the resulting and permissible error sizes). Then, using N and the known curve $K1$, the required n must be found.

	a		b	
K1	n	N	n	N
1	1	1	12	6,5
2	1	1	10	7
3	1	1	9	7
5	1	1	10	8,5
10	1	1	12	11
>>10	1	1	12	12

Fig.3.1. Calculation data

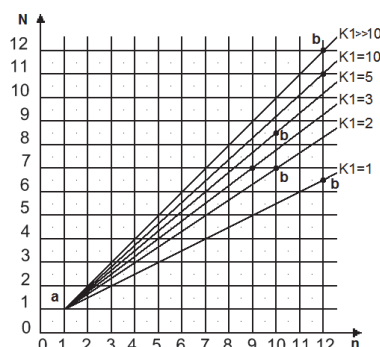


Fig.3.2. Graph of the function $N=f(n)$

Conclusion. It is shown that the use of an additional reference voltage at the input of inverting and non-inverting triggers, and an analog switch at the output increases the accuracy of the threshold and output voltages, adjusts the position of the hysteresis curve on the (horizontal) axis of the input voltage. The magnitude of the hysteresis does not depend on U_z . It is shown that threshold and output voltages of the triggers do not depend on the supply and output voltages of the microcircuit used.

The use of general formulas (1.3) and (2.3) for determining the threshold voltages of triggers under any conditions presented as the sum of stable and unstable components is justified. The need to use additional reference voltage in triggers is justified. By increasing the dose of the stable U_z component in equations (1.3) and (2.3), the accuracy of the threshold voltages in classical circuits can be increased. It is shown that the hysteresis curve can be placed in any 1/4, or 2/4, or 4/4 of the coordinate plane. That is, the two threshold voltages and the two output voltages, depending on the problem setting, can be positive and negative, or unipolar positive, or unipolar negative.

A guideline of recalculation for increasing the accuracy of threshold voltages using a reference voltage is developed. The calculation process by example of the inverting trigger is shown.

An accuracy increase factor- N , showing how many times the accuracy of the threshold voltage increases when applying the reference voltage is introduced. It is shown that (3.4) is a linear equation depending on n : $N = f(n)$. The graph of this dependence, where n shows how many times the initial $K1$ coefficient of positive feedback should be increased in order to increase the accuracy of the threshold voltage by the necessary N -times is built. The opposite problem is also solved with the same graph.

With the proposed designations of threshold voltages, it is possible to determine what kind of trigger is used in the comparator scheme: inverting or non-inverting. They facilitate the visual understanding of threshold voltage equations.

REFERENCES

1. **Tietze U., Schenk. Ch.** Halbleiter-schaltungstechnik.- Springer-Verlag Berlin, Heidelberg New York, 1980; Moscow, Mir, 1982.- 512p. (in Russian).
2. **Trump B.** Comparators - what's all the chatter?, 2013, p.1, <https://e2e.ti.com/blogs/archives/b/thesignal/posts/comparators-what-s-all-the-chatter>.
3. **Moghimi. R.** Curing Comparator Instability with Hysteresis//Journal Analog Dialogue.- 2000.-34-7.- P.30-32. <http://www.autex.spb.su/download/analogdialogue/volume34.pdf>.
4. **Soclof S.** Analog Integrated Circuits.- California State University, Los Angeles, 1985 by Prentice Hall (Inc., Englewood Cliffs, NJ 07632); Moscow: Mir, 1988.- 583p. (in Russian).
5. **Bacharowski W.** Understanding precision comparator applications, Journal Planet Analog, March 4, 2008 <https://www.planetanalog.com/understanding-precision-comparator-applications-part-1-of-2/>, <https://russianelectronics.ru/voprosy-primeneniya-precizionnyh-komparatorov/> (in Russian).
6. **Frenzel L.** Beyond the Op Amp - Designing With IC Comparators, Electronic Design 2017/12 Texas Instruments Precision Labs, training series on op amps., Lesson 14 c.
7. **Faulkenberry L.M.** An Introduction To Operational Amplifiers With Linear IC Applications. Second edition.- Texas State Technical Institute, John Wiley & Sons 1982; Moscow: Mir, 1985.- 572p. (in Russian).
8. **Senturia S.D., Wedlock B.D.** Electronic Circuits And Applications, Massachusetts Institute of Technology.- John Wiley & Sons, 1975; Moscow: Mir, 1977.- 600p. (in Russian).
9. Op-amp Comparator, Electronics-tutorials: <https://www.electronics-tutorials.ws/opamp/op-amp-comparator.html>.

Institute of Radiophysics & Electronics National Academy of Sciences of RA. The material is received on 07.12.2022.

Ս.Գ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ, Զ.Է. ԹՈՐԻԿՅԱՆ

ՇՄԻՏՏԻ ՏՐԻԳԵՐԻ ՈՐՈՇ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՄԱՍԻՆ

Ցույց է տրվել, որ Շմիտտի շրջող և չշրջող տրիգերների մուտքում լրացուցիչ հենակային լարման, իսկ ելքում անալոգային փոխանցատիչի օգտագործումը մեծացնում է երկու շեմային և երկու ելքային լարումների ճշտությունը, կարգավորում է հիստերեզիսի կորի դիրքը մուտքային լարման առանցքի վրա: Հիստերեզիսը կախված չէ հենակային լարումից: Ցույց է տրվել, որ շեմային և ելքային լարումները կախված չեն օգտագործվող միկրոսխեմայի սնուցման և ելքային լարումներից: Հիմնավորվել է ցանկացած պայմանների դեպքում տրիգերների շեմային լարումների որոշման ընդհանուր բանաձևերի կիրառումը, որոնք ներկայացվել են կայուն և անկայուն բաղադրիչների գումարի տեսքով: Հիմնավորված է

տրիգերներում լրացուցիչ հենակային լարման օգտագործման անհրաժեշտությունը: Ընդհանուր հավասարումներում կայուն բաղադրիչի չափաբաժինը մեծացնելիս դասական սխեմաներում մեծանում է շեմային լարումների ճշտությունը: Ցույց է տրվել, որ հիստերեզիսի կորը կարող է տեղաբաշխվել կոռորդինատային հարթության ցանկացած մեկ քառորդում կամ երկու քառորդում, կամ չորս քառորդում, իսկ շեմային երկու լարումներն ու ելքային երկու լարումները կարող են լինել դրական և բացասական, կամ միաբևեռ դրական, կամ միաբևեռ բացասական: Մշակվել է հենակային լարման կիրառմամբ շեմային լարումների ճշտության բարձրացման վերահաշվարկի ուղեցույց: Շրջող տրիգերի օրինակով ցույց է տրվել հաշվարկի ընթացքը: Ներմուծվել է ճշտության մեծացման գործակից, որը ցույց է տալիս, թե քանի անգամ է ավելանում շեմային լարման ճշտությունը հենակային լարման կիրառման ժամանակ: Նրա միջոցով կառուցվել է գրաֆիկ, որն օգտագործվում է շեմային լարումների հարաբերական ճշտությունը՝ անհրաժեշտ չափով մեծացնելու համար կատարվող հաշվարկների ժամանակ: Նույն գրաֆիկի միջոցով լուծվում է նաև հակառակ խնդիրը: Առաջարկվել են շեմային լարումների նոր նշանակումներ, որոնք հեշտացնում են շեմային լարման հավասարումների տեսողական ընկալումը:

Առանցքային բառեր. Շմիտտի տրիգեր, անալոգային փոխանջատիչ, կոմպարատոր, շեմային լարում, հենակային լարում, ճշտություն:

С.Г. МАРТИРОСЯН, Дж.Э. ТОРИКЯН

О НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЯХ ТРИГГЕРА ШМИТТА

Показано, что при использовании дополнительного опорного напряжения на входе инвертирующего и неинвертирующего триггеров Шмитта и аналогового ключа на выходе повышается точность двух пороговых и двух выходных напряжений, корректируется положение кривой гистерезиса на оси входного напряжения. Гистерезис не зависит от опорного напряжения. Установлено, что пороговое напряжение и выходное напряжение не зависят от питающего и выходного напряжений используемой микросхемы. Обосновано использование общих формул для определения пороговых напряжений триггеров при любых условиях, которые представлены в виде суммы стабильной и нестабильной составляющих. Обоснована также необходимость использования дополнительного опорного напряжения в триггерах. При увеличении доли стабильной составляющей в общих уравнениях в классических схемах возрастает точность определения пороговых напряжений. Показано, что кривую гистерезиса можно расположить в любом одном квадранте, или двух, или четырех квадрантах координатной плоскости, а два пороговых напряжения и два выходных напряжения могут быть положительными и отрицательными, либо однополярными положительными или однополярными отрицательными. Разработано руководство по пересчету для повышения точности пороговых напряжений с использованием опорного напряжения. Процесс расчета показан на примере инвертирующего триггера. Введен коэффициент увеличения точности, который показывает, во сколько раз увеличивается точность поро-

гового напряжения при приложении опорного напряжения. С его помощью построен график, который используется при расчетах для повышения относительной точности пороговых напряжений. Противоположная задача решается с помощью того же графика. Предложены новые обозначения пороговых напряжений, с помощью которых можно определить, какой триггер используется в схеме компаратора: инвертирующий или неинвертирующий. Они облегчают визуальное понимание уравнений пороговых напряжений.

Ключевые слова: триггер Шмитта, аналоговый ключ, компаратор, пороговое напряжение, опорное напряжение, точность.

Ս.Հ. ՄԻՄՈՆՅԱՆ, Ա.Վ. ՆՈՒԲԱՆՅԱՆ, Ա.Վ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Մ.Գ. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ
ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԸՆԴՀԱՆՐԱՑՎԱԾ ՊԱԼԻՆԴՐՈՄԱՅԻՆ ԽՆԴԻՐՆԵՐԻ
ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԻ ՎԵՐԱԲԵՐՑԱԼ

Դիտարկվել են միապարամետրական ընդհանրացված պալինդրոմային խնդիրների լուծման համար մշակված եղանակների և դրանց հիման վրա Python լեզվով գրված քումփյութերային ծրագրի կիրառման հարցերը: Ներկայացվել են մեկ մոդելային օրինակի լուծման արդյունքները, և ցույց է տրվել մշակված միջոցների հաշվողական արդյունավետությունը:

Առանցքային բառեր. միապարամետրական ընդհանրացված պալինդրոմային խնդիրներ, դիֆերենցիալ ձևափոխություններ, հաջորդական և զուգահեռ հաշվողական ընթացակարգեր, քումփյութերային ծրագիր, մոդելային օրինակ:

Ներածություն: [1] աշխատանքում դիտարկվել է

$$A(t)_{n \times n} \cdot X(t)_{n \times 1} = \lambda(t)_{1 \times 1} \cdot B(t)_{n \times n} \cdot X(t)_{n \times 1}$$

միապարամետրական ընդհանրացված պալինդրոմային խնդիրը, որտեղ $B(t)$ -ն որոշ չվերասերված մատրից է; $\lambda_i(t), i = \overline{1, n}$ -երը՝ խնդրի սեփական արժեքներ-ֆունկցիաները; $X_i(t), i = \overline{1, n}$ -երը՝ դրանց համապատասխան սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաները: Խնդրի լուծման համար առաջարկվել են հաջորդական և զուգահեռ հաշվողական ընթացակարգեր: Հաշվարկների բոլոր փուլերում որպես հիմնական մաթեմատիկական ապարատ են ծառայել դիֆերենցիալ ձևափոխությունները [2]:

[3] աշխատանքում դիտարկվել է կարևոր դեպք, երբ $B(t) = A^T(t)$, ինչպես նաև մոդելային օրինակ, որի լուծումը ստացվել է անալիտիկ և թվա-անալիտիկ եղանակներով: Ցույց է տրվել այդ եղանակներով ստացված լուծումների ընդունելի համընկնումը $t_\gamma = 1$ թեյլորյան մոտարկման կենտրոնի շրջակայքում:

[4] աշխատանքում թվային խնդիրների համանմանությամբ դիտարկվել է $B(t) = A^*(t)$ պայմանի դեպքում միապարամետրական ընդհանրացված պալինդրոմային խնդիրը: Վերջինս լուծվում է երեք փուլով. առաջին փուլում խնդիրը կերպարվում է նրան համարժեք սովորական ընդհանրացված տարրապատկերային խնդրի՝ որոշակի մոտարկող մատրիցով, երկրորդում որոշվում են այդ մո-

տարկող մատրիցի սեփական արժեքներ-ֆունկցիաները, երրորդում՝ համապատասխան սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաները: Հաշվարկների բոլոր փուլերում որպես հիմնական մաթեմատիկական ապարատ հանդես են եկել դիֆերենցիալ ձևափոխությունները, որոնք թույլ են տվել համեմատաբար հեշտությամբ իրականացնել նախնական անընդհատ խնդրի լուծումը տեղեկատվական տեխնոլոգիաների ժամանակակից միջոցներով:

Վերոհիշյալ [1] աշխատանքում ստացված տեսական արդյունքների հետ մեկտեղ չեն դիտարկվել առաջարկված հաշվողական ընթացակարգերի օգտագործման կիրառական տեսանկյունները, որոնք առաջանում են կոնկրետ խնդիրների լուծման ժամանակ: Ուստի [5] աշխատանքում դիտարկվել է մոդելային օրինակ ($B(t) \neq A(t)$), որի լուծումներն ստացվել են անալիտիկ և թվա-անալիտիկ եղանակներով: Ցույց է տրվել այդ լուծումների ընդունելի համընկնումը $t_\gamma = 0$ մակլորենյան մոտարկման կենտրոնի շրջակայքում:

[6] աշխատանքում դիտարկվել են ուսումնասիրվող հիմնախնդրի լուծման կիրառական տեսանկյունները: Սույն աշխատանքը ևս վերաբերում է այդ տիրույթին, որում տեղ են գտել լուծման հաշվողական սխեման, դրա հիման վրա մշակված քոմպյուտերային ծրագրի որոշ մանրամասներ և դրա օգտագործմամբ ստացված մեկ մոդելային օրինակի լուծման արդյունքները:

Հաշվողական սխեման: Ներկայացված է նկ. 1-ում, որտեղ ընդգրկված են վերոհիշյալ երեք մասնավոր դեպքերը:

Ակնհայտ է, որ՝

$$1) \text{ եթե } B(t) \neq A(t), \text{ ապա } D_1(t)_{\text{ան}} = B^{-1}(t) \cdot A(t) \text{ կամ } A(t) = B(t) \cdot D_1(t)_{\text{ան}},$$

$$2) \text{ եթե } B(t) = A^T(t), \text{ ապա } D_2(t)_{\text{ան}} = [A^T(t)]^{-1} \cdot A(t) \text{ կամ } A(t) = A^T(t) \cdot D_2(t)_{\text{ան}},$$

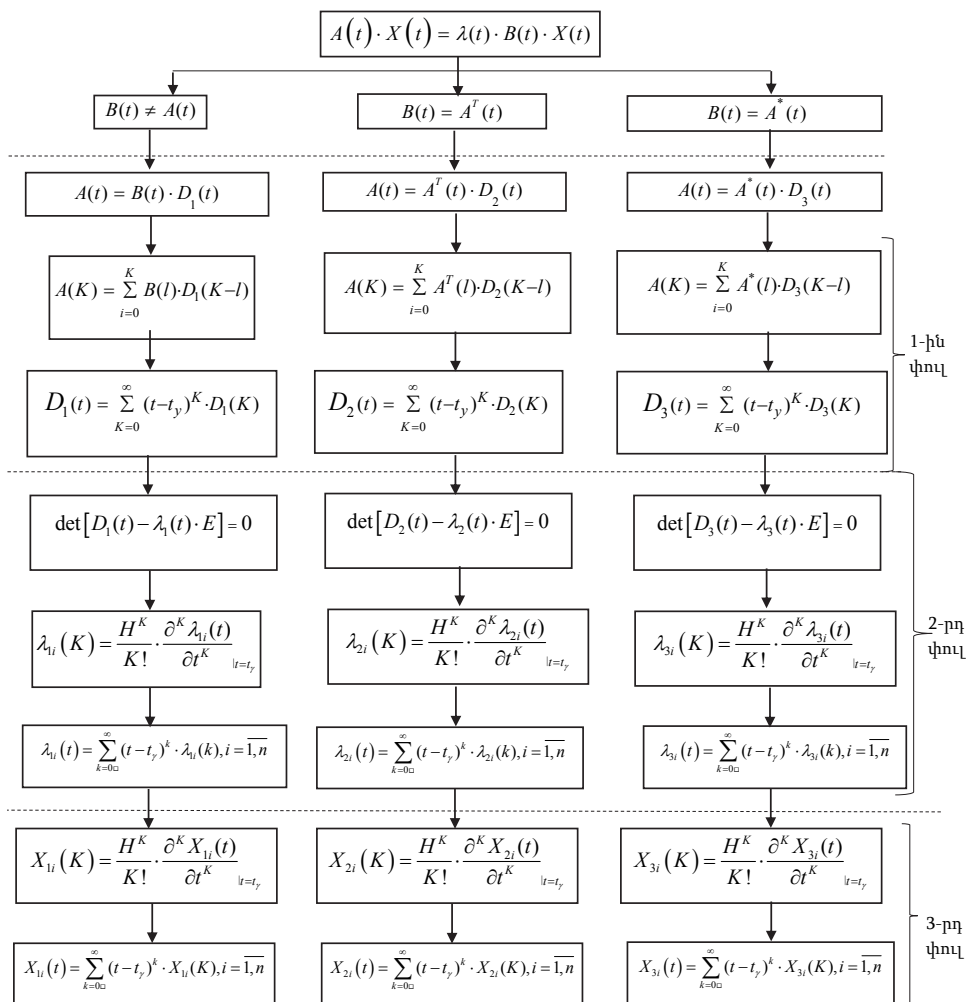
$$3) \text{ եթե } B(t) = A^*(t), \text{ ապա } D_3(t)_{\text{ան}} = [A^*(t)]^{-1} \cdot A(t) \text{ կամ } A(t) = A^*(t) \cdot D_3(t)_{\text{ան}},$$

որտեղ $D_1(t)_{\text{ան}}$ -ն, $D_2(t)_{\text{ան}}$ և $D_3(t)_{\text{ան}}$ -ն տրանսֆորմացնող անալիտիկ մատրիցներն են համապատասխան դեպքերի համար: Նկատենք, որ բոլոր երեք հիմնախնդիրների թվա-անալիտիկ լուծումները գտնվում են հաշվարկների երեք փուլերով. առաջին փուլում գտնվում են տրանսֆորմացնող մատրիցների մատրիցային դիսկրետները, իսկ այնուհետև վերականգնվում են $D_1(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն, $D_2(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն և $D_3(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն, երկրորդ փուլում՝ այդ մատրիցների սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների վեկտորական դիսկրետները, իսկ այնուհետև վերականգնվում են $\lambda_1(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն, $\lambda_2(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն և $\lambda_3(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն, երրորդ փուլում՝ վերջիններին համապատասխան սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների վեկտորական դիսկրետները, իսկ այնուհետև վերականգնվում են $X_1(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն, $X_2(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն և $X_3(t)_{\text{թվ-ան}}$ -ն: Վերականգնումների համար բոլոր դեպքերում օգտագործվել են թելլորյան ներկայացումներով հակադարձ դիֆերենցիալ ձևափոխությունները:

Քոմփյութերային ծրագիրը գրվել է «Python» լեզվով [7]: Օգտագործվել են հետևյալ գրադարանները.

- SymPy-ը, որը փոփոխականներով հաշվարկներ կատարելու համար նախատեսված գրադարան է: Դա քոմփյութերային համակարգ է, որը կարող է գործել ինչպես ինքնուրույն հավելված, այնպես էլ գրադարան՝ այլ հավելվածների համար:

- NumPy-ը գիտական հաշվարկներ կատարելու հիմնական փաթեթն է: Դա գրադարան է, որն ապահովում է բազմաչափ զանգվածների օբյեկտների և տարբեր ածանցյալ օբյեկտների (օրինակ՝ վեկտորներ և մատրիցներ) հետ մաթեմատիկական, տրամաբանական, տեսակավորման և այլ գործողությունների արագ կատարումը:



Նկ.1. Երեք մասնավոր դեպքերն ընդգրկող հաշվողական սխեման

Այս գրադարաններն օգտագործվում են հետևյալ երեք հիմնական նպատակներով.

1. Սահմանվելու համար մուտքային տվյալները, որի համար օգտագործվում են հետևյալ մեթոդները՝

ա) `sympy.Symbol()` – սահմանում է t և H փոփոխականները,

բ) `sympy.Function()` – սահմանում է $\lambda(t)$ և $X(t)$ ֆունկցիաները:

2. Տեսանելի լինեն ֆունկցիաները. SymPy-ը JupyterNotebook միջավայրում տեսանելի է դարձնում ֆունկցիաները, ինչը թույլ է տալիս օգտագործողին մանրամասնորեն տեսնել միջանկյալ արդյունքները:

3. Իրականացվեն անալիտիկ և թվա-անալիտիկ հաշվարկներ, և ստեղծվի համեմատման հարթակ: SymPy-ը և NumPy-ն ունեն մի շարք հնարավորություններ մատրիցների հետ աշխատելու համար, ինչպիսիք են՝

ա) `Matrix.transpose()` – վերադարձնում է տրված մատրիցի տրանսպոնացումից ստացվող մատրիցը,

բ) `Matrix.inv()` – վերադարձնում է տրված մատրիցի հակադարձ մատրիցը,

գ) `Equation.subs()` – հավասարման մեջ փոփոխականին տրվում է համապատասխան արժեք,

դ) `Equation.diff()` – հաշվարկվում է հավասարման ածանցյալն ըստ տրված փոփոխականի,

ե) `Sympy.solve()` – լուծվում է հավասարումը:

Թվա-անալիտիկ մեթոդով հաշվարկների համար իրականացվում են հետևյալ գործողությունները.

1. Հաշվարկվում է $D(t)$ տրանսֆորմացնող մատրիցը՝ անալիտիկ և թվա-անալիտիկ եղանակներով:

2. Հաշվարկվում են սեփական արժեքներ-ֆունկցիաները՝ անալիտիկ և թվա-անալիտիկ եղանակներով:

3. Հաշվարկվում են սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաները՝ անալիտիկ և թվա-անալիտիկ եղանակներով:

Ծրագիրը կարող է օգտագործվել A և B մատրիցներով, տարբեր t_γ մոտարկման կենտրոններով և K պարամետրի տարբեր արժեքներով հաշվարկներ կատարելու համար:

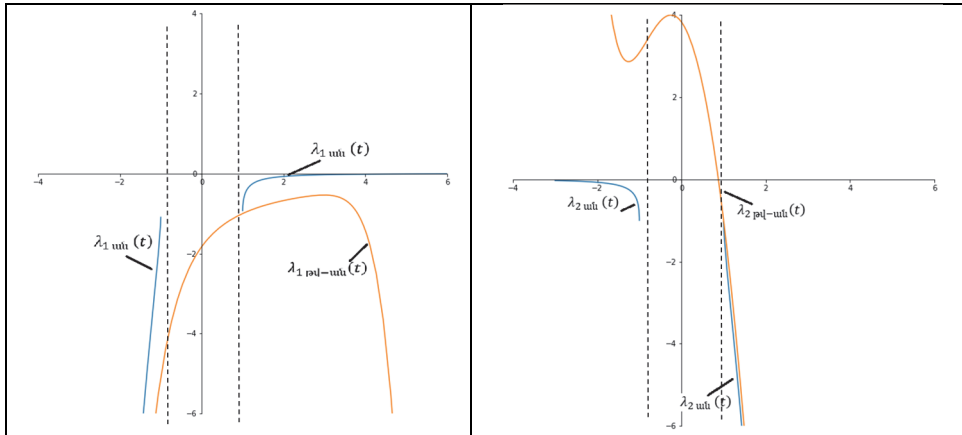
Ստորև ներկայացված են հաշվարկների արդյունքները՝

$$B(t) = A^T(t) = \begin{bmatrix} 1 & t \\ -t & 1 - t^2 \end{bmatrix}$$

մատրիցով պալինդրոմային խնդրի համար: Հաշվարկները կատարվել են $t_\gamma = 1$ մոտարկման կենտրոնի և K ամբողջաթիվ արգումենտի 10, 30, 50 և 100 արժեքների

դեպքում: Նկ. 2-17-ում ներկայացված են $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ և $X_1(t)$, $X_2(t)$ առնչությունների անալիտիկ և թվա-անալիտիկ կախվածությունները: Ակնհայտ են խնդրի լուծման ընդունելի արդյունքները $t_\gamma = 1$ մոտարկման կենտրոնի շրջակայքում:

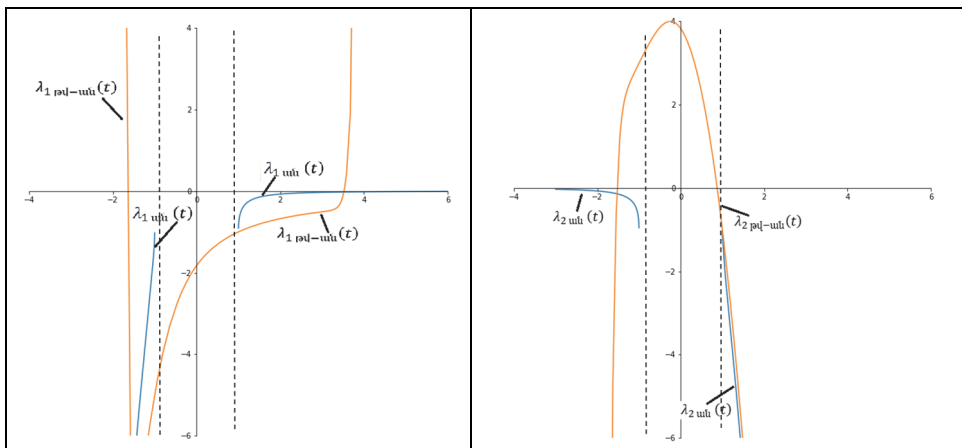
$$t_\gamma = 0, K = 10$$



Նկ. 2. $\lambda_1(t)$ և $\lambda_1(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 3. $\lambda_2(t)$ և $\lambda_2(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

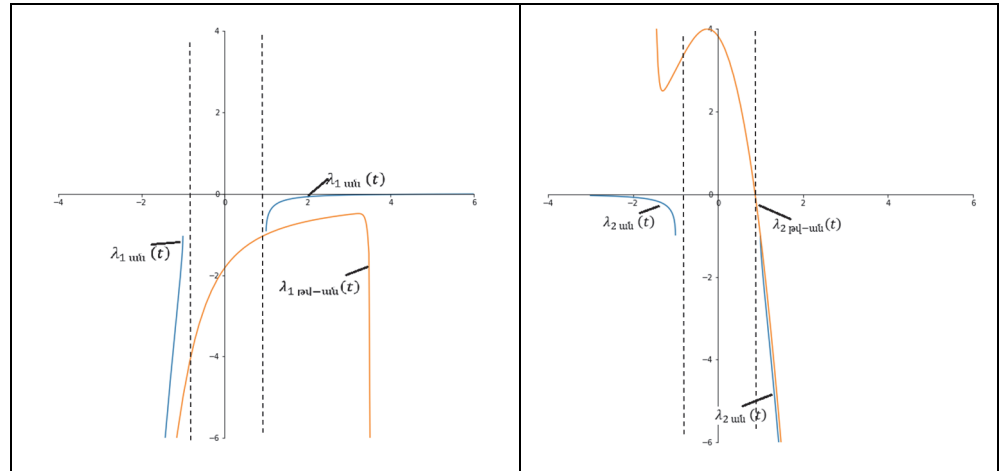
$$t_\gamma = 0, K = 30$$



Նկ. 4. $\lambda_1(t)$ և $\lambda_1(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 5. $\lambda_2(t)$ և $\lambda_2(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

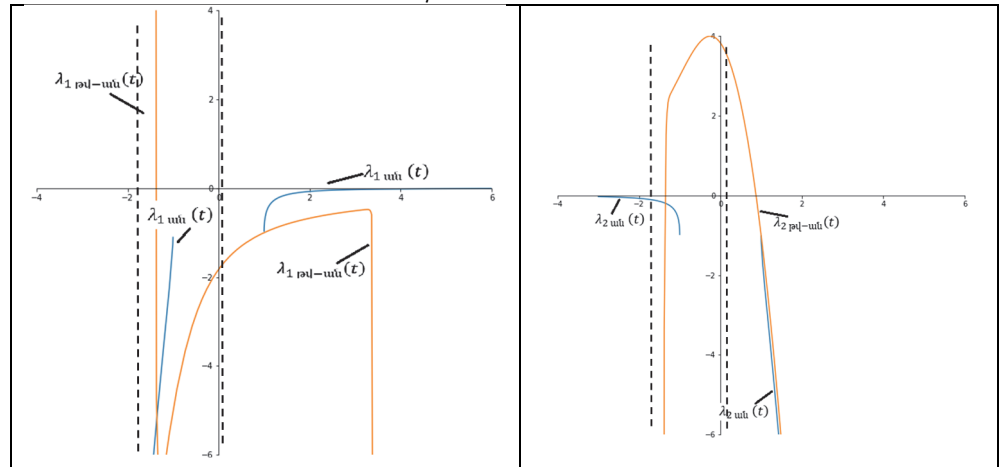
$$t_\gamma = 0, K = 50$$



Նկ. 6. λ_1 $w(t)$ և $\lambda_{1 \text{ real}}(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 7. λ_2 $w(t)$ և $\lambda_{2 \text{ real}}(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

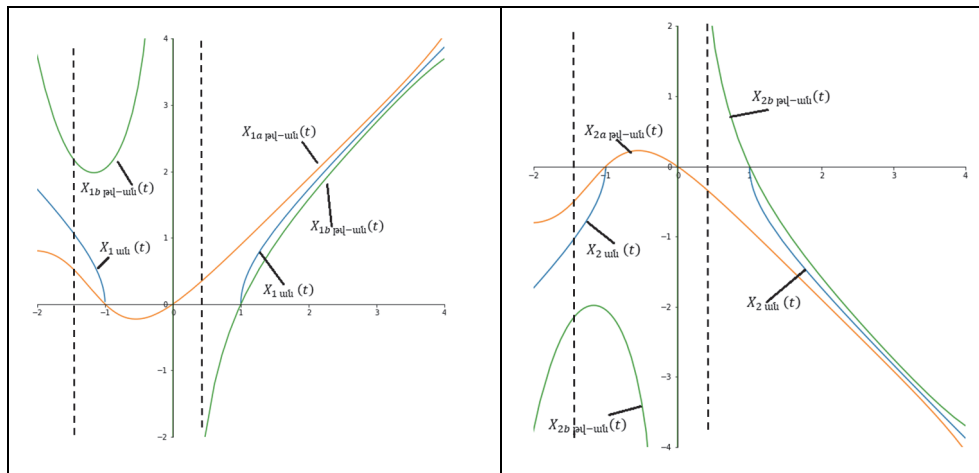
$$t_\gamma = 0, K = 100$$



Նկ. 8. λ_1 $w(t)$ և $\lambda_{1 \text{ real}}(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 9. λ_2 $w(t)$ և $\lambda_{2 \text{ real}}(t)$ սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

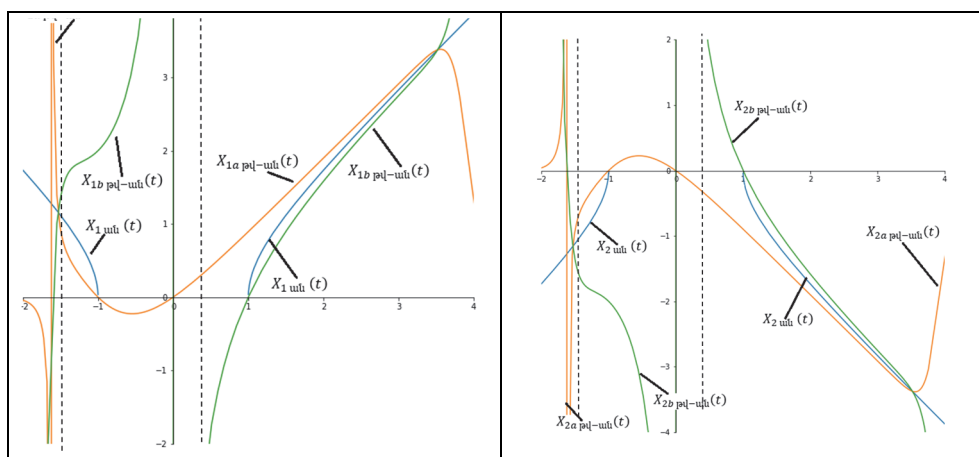
$$t_\gamma = 1, K = 10$$



Նկ. 10. X_1 ան(t), X_{1a} թվ-ան(t) և X_{1b} թվ-ան(t) սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 11. X_2 ան(t), X_{2a} թվ-ան(t) և X_{2b} թվ-ան(t) սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

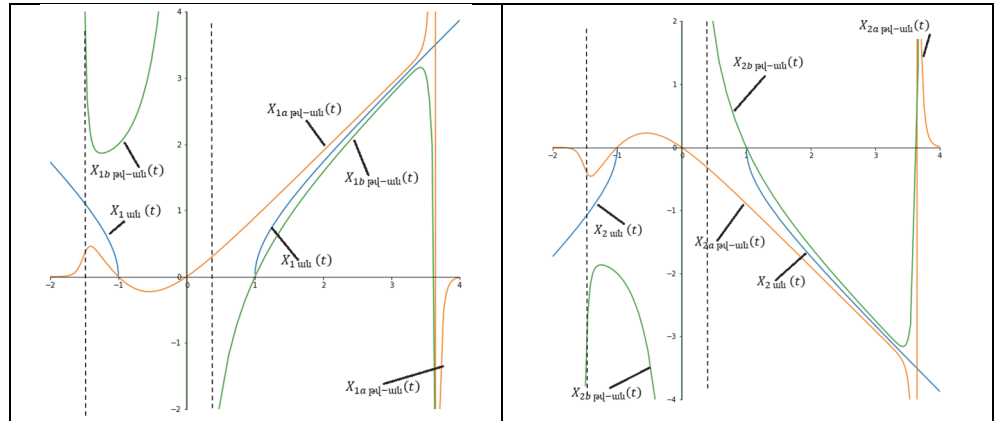
$$t_\gamma = 1, K = 30$$



Նկ. 12. X_1 ան(t), X_{1a} թվ-ան(t) և X_{1b} թվ-ան(t) սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 13. X_2 ան(t), X_{2a} թվ-ան(t) և X_{2b} թվ-ան(t) սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

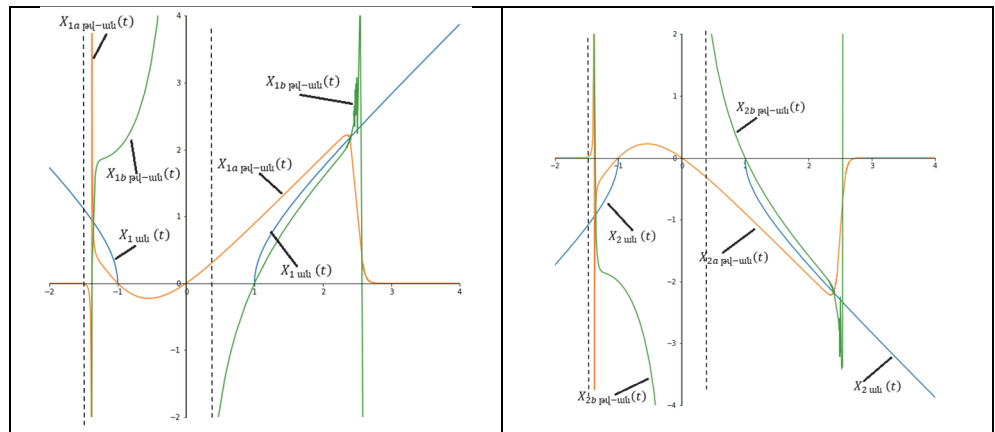
$$t_\gamma = 1, K = 50$$



Նկ. 14. $X_{1\text{ ան}}(t)$, $X_{1a\text{ քվ-ան}}(t)$ և $X_{1b\text{ քվ-ան}}(t)$ սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 15. $X_{2\text{ ան}}(t)$, $X_{2a\text{ քվ-ան}}(t)$ և $X_{2b\text{ քվ-ան}}(t)$ սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

$$t_\gamma = 1, K = 100$$



Նկ. 16. $X_{1\text{ ան}}(t)$, $X_{1a\text{ քվ-ան}}(t)$ և $X_{1b\text{ քվ-ան}}(t)$ սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Նկ. 17. $X_{2\text{ ան}}(t)$, $X_{2a\text{ քվ-ան}}(t)$ և $X_{2b\text{ քվ-ան}}(t)$ սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների գրաֆիկները

Շգրակացություն: Սեփական արժեքներ-ֆունկցիաների և սեփական վեկտորներ-ֆունկցիաների միապարամետրական ընդհանրացված պալինդրոմային խնդիրների լուծման համար նախկինում մշակված մեթոդների հիման վրա կազմվել է մեքենայական ծրագիր Python լեզվով, որի կիրառմամբ լուծվել է մեկ մոդելային օրինակ: Վերջինիս համակողմանի հետազոտությամբ հիմնավորվել է մշակված միջոցների հաշվողական արդյունավետությունը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Симонян С.О., Адамян Г.В., Адамян М.А.** Последовательные и параллельные численно-аналитические методы решения однопараметрической обобщенной проблемы собственных значений-функций и собственных векторов-функций // Вестник ИАА.- 2015.- Т. 12, №3.- С. 533-538.
2. **Пухов Г.Е.** Дифференциальные преобразования функций и уравнений.– Киев: Наукова думка, 1984.- 420 с.
3. **Симонян С.О.** К решению однопараметрической обобщенной матричной палиндромной задачи типа $A(t) \cdot X(t) = \lambda(t) \cdot A^T(t) \cdot X(t)$ // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника. – 2021.- №1.- С. 16-25.
4. **Симонян С.О.** К решению однопараметрической обобщенной матричной палиндромной задачи типа $A(t) \cdot X(t) = \lambda(t) \cdot A^*(t) \cdot X(t)$ // Известия НАН РА и НПУА. Сер. Техн. наук.- 2021.- Т. LXXIV, №3.- С. 342-350.
5. **Симонян С.О., Нурджанян А.В.** К прикладным аспектам решения однопараметрической обобщенной проблемы собственных значений-функций и собственных векторов-функций // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника.- 2022.- №1.- С. 9-20.
6. **Симонян С.О., Меликян А.В., Хачатрян М.Г., Нурджанян А.В.** К решению однопараметрической обобщенной проблемы собственных значений-функций и собственных векторов-функций // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника.- 2022.- №2.- С. 9-22.
7. **Kong Q., Siau T., Bayen A.** Python Programming and Numerical Methods: A Guide for Engineers and Scientists. – 1st Edition.- Academic Press, 2021.- 445 p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 15.11.2022:

С.О. СИМОНЯН, А.В. НУРДЖАНИЯН, А.В. МЕЛИКЯН, М.Г. ХАЧАТРЯН **К РЕШЕНИЮ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОБОБЩЕННЫХ** **ПАЛИНДРОМНЫХ ЗАДАЧ**

Рассмотрены вопросы применения компьютерной программы, созданной на языке “Python” на основе разработанных методов для решения однопараметрических обобщенных палиндромных задач. Представлены результаты решения одного модельного примера и показана вычислительная эффективность разработанных средств.

Ключевые слова: однопараметрические обобщенные палиндромные задачи, дифференциальные преобразования, последовательные и параллельные вычислительные процедуры, компьютерная программа, модельный пример.

**S.H. SIMONYAN, A.V. NURJANYAN, A.V. MELIKYAN,
M.G. KHACHATRYAN**

**SOLUTION OF ONE-PARAMETER GENERALIZED PALINDROMIC
PROBLEMS**

The issues on applying a computer program created on the language "Python" on the basis of the developed methods for solving one-parameter generalized palindromic problems are considered. The results of solving one model example are presented, and the computational efficiency of the developed tools is shown.

Keywords: one-parameter generalized palindromic problems, differential transformations, sequential and parallel computing procedures, computer program, model example.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ՎԱՍԻԼՅԱՆ Գ.Ա., ՄԻՄՈՆՅԱՆ Վ.Ա.

ΠC-H18K10M5Re ՄԱԿՆԻՇԻ ՄԱՐՏԵՆՍԻՏԱՅԻՆ ԾԵՐԱՑՈՂ ՊՈՂՊԱՏԱՓՈՇՈՒՑ
ՊԱՏՐԱՍՏՎԱԾ ԾԱԿՈՏԿԵՆ ՄԱՍԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՆ ԵՎ
ԶԵՐՄԱՅԻՆ ՄՇԱԿՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՅՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ 473

ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Ա.Հ., ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ Ա.Թ., ՄԱՀԱԿՅԱՆ Ն.Հ., ԲԱՐՍԵՂՅԱՆ Ա.Գ.

ՓՈՔՐ ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՄԲ ՀԱՆՔԱՅԻՆ ՄԱՐՄԻՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՕՊՏԻՄԱԼ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԸՆՏՐՈՒԹՅՈՒՆԸ 490

ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ Օ.Գ., ՇԻՐԻՆՅԱՆ Պ.Հ., ԿԱՐՈՅԱՆ Գ.Ս.

ՄԻՆՔՐՈՆ ՇԱՐԺԻՉՆԵՐԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ
ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ ԵՎ ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ԱՊԱՀՈՎՈՒՄԸ 498

ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Է.Ա.

ԶԳԱՑՄՈՒՆՔՆԵՐԻ ՀԱՅՏՆԱԲԵՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՆԿԱՏՄԱՄԲ ՊԱՀԱՆՋՆԵՐԻ
ԶԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ 508

ԳԱԼՍՏՅԱՆ Դ.Մ.

ԺԵՍՏԵՐԻ ԼԵԶՎԻ ՀԱՅՏՆԱԲԵՐՄԱՆ ՊԱՀԱՆՋՆԵՐԻ ԶԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ 519

ՄԵԼԻՔՅԱՆ Վ.Շ., ՂՈՒԿԱՍՅԱՆ Ս.Ա., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Ս.Ս., ԿՈՍՏԱՆՅԱՆ Հ.Տ., ՈՍԿԱՆՅԱՆ Գ.Ա.

ԲԱՐԱԿ ՕՔՄԻԴԻ ՇԵՐՏՈՎ ՏՐԱՆՁԻՍՏՈՐՆԵՐՈՎ ՕՊԵՐԱՅԻՆ
ՈՒԺԵՂԱՐԱՐՆԵՐԻ ԾԵՐԱՑՄԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ
ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ 527

ԲԱԲԱԶԱՆՅԱՆ Հ.Ա., ԽՈՒԴԱՎԵՐԴՅԱՆ Ս.Խ.

ՑԱԾՐԻՑ ԲԱՐՁՐ ՄՆՈՒՑՄԱՆ ԼԱՐՄԱՆ ՓՈԽԱՆՑՄԱՄԲ ԱՍՏԻՃԱՆԱՅԻՆ
ՓՈԽԱՐԿՉԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԱՐԿՈՒՄԸ 539

ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Մ.Տ., ՄԱՀԱԿՅԱՆ Ա.Ս.

ԸՆԴՈՒՆԻՉ ՀԱՆԳՈՒՅՑՈՒՄ ՀԱՄԱՀԱՐԹԵՑՄԱՆ ՄԽԵՄԱՅԻ ՄՈՒՏՔԱՅԻՆ
ԼԱՐՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ԲԱՂԱԴԻՐՉԻ ԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ 548

ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ս.Գ., ԹՈՐԻԿՅԱՆ Զ.Է.

ՇՄԻՏՏԻ ՏՐԻԳԵՐԻ ՈՐՈՇ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՄԱՍԻՆ 558

ՄԻՄՈՆՅԱՆ Ս.Հ., ՆՈՒՐՋԱՆՅԱՆ Ա.Վ., ՄԵԼԻՔՅԱՆ Ա.Վ., ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Մ.Գ.

ՄԻԱՊԱՐԱՄԵՏՐԱԿԱՆ ԸՆԴՀԱՆՐԱՅՎԱԾ ՊԱԼԻՆԴՐՈՄԱՅԻՆ ԽՆԴԻՐՆԵՐԻ
ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԻ ՎԵՐԱԲԵՐՅԱԼ 571

СОДЕРЖАНИЕ

АГБАЛЯН С.Г., ВАСИЛЯН Г.А., СИМОНЯН В.А. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ГОРЯЧЕЙ ЭКСТРУЗИИ И ТЕРМООБРАБОТКИ ПОРИСТЫХ ПРЕССОВОК, ИЗГОТОВЛЕННЫХ ИЗ МАРТЕНСИТНО-СТАРЕЮЩИХ СТАЛЬНЫХ ПОРОШКОВ МАРКИ ПС-Н18К10М5Re	473
ОГАНЕСЯН А.Г., БАГДАСАРЯН А.Т., СААКЯН Н.Г., БАРСЕГЯН А.Г. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ РАЗРАБОТКИ МАЛОМОЩНЫХ РУДНЫХ ТЕЛ.....	490
ГЕВОРГЯН О.Г., ШИРИНЯН П.А., КАРОЯН Г.С. АЛГОРИТМ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ.....	498
АРУТЮНЯН Э.А. ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К МЕТОДАМ ДЕТЕКЦИИ ЭМОЦИЙ	508
ГАЛСТЯН Д.М. ФОРМИРОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ЯЗЫКА ЖЕСТОВ	519
МЕЛИКЯН В.Ш., ГУКАСЯН С.А., АРУТЮНЯН С.С., КОСТАНИЯН А.Т., ВОСКАНЯН Г.А. МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ВЛИЯНИЯ СТАРЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ТОНКИЕ ОКСИДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	527
БАБАДЖАНИЯН А.А., ХУДАВЕРДЯН С.Х. МИНИМИЗАЦИЯ ВЫХОДНЫХ ШУМОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УРОВНЯ С ПЕРЕХОДОМ ОТ НИЗКОГО ИСТОЧНИКА НАПРЯЖЕНИЯ ДО ВЫСОКОГО	539
ГРИГОРЯН М.Т., СААКЯН А.С. СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ОБЩЕЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ СХЕМЫ ЭКВАЛАЙЗЕРА В ПРИЕМНОМ УЗЛЕ.....	548
МАРТИРОСЯН С.Г., ТОРИКЯН Дж.Э. О НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЯХ ТРИГГЕРА ШМИТТА	558
СИМОНЯН С.О., НУРДЖАНИЯН А.В., МЕЛИКЯН А.В., ХАЧАТРЯН М.Г. К РЕШЕНИЮ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОБОБЩЕННЫХ ПАЛИНДРОМНЫХ ЗАДАЧ	571

CONTENTS

AGHBALYAN S.G., VASILYAN G.A., SIMONYAN V.A.	
INVESTIGATING THE PROCESSES OF HOT EXTRUSION AND HEAT TREATMENT OF POROUS PRESSED METAL MADE FROM MARTENSITE AGING STEEL POWDERS OF THE ПС-Н18К10М5Re TRADE	473
HOVHANNISYAN A.H., BAGHDASARYAN A.T., SAHAKYAN N.H., BARSEGHYAN A.G.	
SELECTING AN OPTIMAL DEVELOPMENT SYSTEM OF LOW-CAPACITY ORE BODIES	490
GEVORGYAN O.G., SHIRINYAN P.H., KAROYAN G.S.	
AN ALGORITHM AND SOFTWARE OF THE SYNCHRONOUS MOTOR SPEED IMPULSE CONTROL	498
HARUTYUNYAN E.A.	
FORMING THE REQUIREMENTS FOR EMOTION DETECTION METHODS	508
GALSTYAN D.M.	
FORMING THE REQUIREMENTS FOR SIGN LANGUAGE DETECTION	519
MELIKYAN V.SH., GHUKASYAN S.A., HARUTYUNYAN S.S., KOSTANYAN H.T., VOSKANYAN G.A.	
THE AGING INFLUENCE MINIMIZATION METHOD FOR OPERATIONAL AMPLIFIERS WITH THIN OXIDE TRANSISTORS	527
BABAJANYAN H.A., KHUDAVERDYAN S.KH.	
THE OUTPUT NOISE REDUCTION OF A LOW-TO-HIGH SUPPLY VOLTAGE LEVEL-SHIFTER	539
GRIGORYAN M.T., SAHAKYAN A.S.	
A SYSTEM FOR REGULATING THE COMMON COMPONENT OF THE INPUT VOLTAGE IN A RECEIVER	548
MARTIROSYAN S.G., TORIKYAN J.E.	
SOME PECULIARITIES OF THE SCHMITT TRIGGER	558
SIMONYAN S.H., NURJANYAN A.V., MELIKYAN A.V., KHACHATRYAN M.G.	
SOLUTION OF ONE-PARAMETER GENERALIZED PALINDROMIC PROBLEMS	571

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

- | | |
|-------------------------------|---|
| 1 Աղբալյան Սուրեն Գևորգի | տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - metalsur@polytechnic.am |
| 2 Բաբաջանյան Հայկ Ալեքսանդրի | ասպիրանտ, «Էլեկտրոնիկա, միկրո- և նանոէլեկտրոնիկա» մասնագիտացմամբ երկրորդ կարգի հետազոտման և նախագծման ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - hbabajanyan1997@gmail.com |
| 3 Բաղդասարյան Արամ Թորգոմի | տ.գ.թ., դոցենտ, Լեռնամետալուրգիայի և քիմիական տեխնոլոգիաների ինստիտուտ, «Լեռնային գործ և շրջակա միջավայրի պահպանություն» ամբիոնի վարիչի պ/կ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - aram_bagdasaryan@list.ru |
| 4 Բարսեղյան Արտավազդ Գագիկի | մագիստրանտ, Լեռնամետալուրգիայի և քիմիական տեխնոլոգիաների ինստիտուտ, «Լեռնային գործ և շրջակա միջավայրի պահպանություն» ամբիոն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - artavazdbarsegyan@gmail.com |
| 5 Գալստյան Դավիթ Մարատի | ասպիրանտ, «Ավտոմատացման համակարգեր» ամբիոն, ՀԱՊՀ, «Օփեն Սոֆթ Քոնսալթ» ընկերության ծրագրավորող,
Էլ. հասցե - galstyandavid1998@gmail.com |
| 6 Գրիգորյան Մանվել Տիգրանի | տ.գ.թ., «Մինոփսիս Արմենիա», 2-րդ կարգի վերահսկող ինժիներ,
Էլ. հասցե - manvelg@synopsys.com |
| 7 Գևորգյան Օլեգ Գուրգենի | տ.գ.թ., դոցենտ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - oleg.gevorgyan@polytechnic.am |
| 8 Թորիկյան Զուլիետա Էվանոսի | ինժեներ, ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ,
Էլ. հասցե – j.torikyan@gmail.com |
| 9 Խաչատրյան Մանե Գագիկի | տ.գ.թ., դոցենտ, «Կապի համակարգեր» ամբիոն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - mane.khachatrian@gmail.com |
| 10 Խուդավերդյան Սուրիկ Խաչիկի | տ.գ.դ., պրոֆեսոր, Կապի համակարգերի ամբիոնի, վարիչի պաշտոնակատար, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - xudaver13@mail.ru |
| 11 Կարոյան Գեղամ Սարգսի | տ.գ.թ., դոցենտ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - gegham.karoyan@polytechnic.am |

- 12 Կոստանյան Հարություն Տիգրանի ասպիրանտ, անալոգային և խառը ազդանշանային համակարգերի ավագ կարգի ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - harutyk@synospsys.com
- 13 Հարությունյան Էդուարդ Անդրանիկի ասպիրանտ, «Ավտոմատացման համակարգեր» ամբիոն, ՀԱՊՀ, «Կրիսպ» ընկերության ավագ ծրագրավորող,
Էլ. հասցե - eduard.harutyunyan.1999@gmail.com
- 14 Հարությունյան Սերգո Սմբատի ասպիրանտ, անալոգային և խառը ազդանշանային համակարգերի II կարգի ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - sergo@synospsys.com
- 15 Հովհաննիսյան Արմեն Հենրիկի տ.գ.դ., պրոֆեսոր, Լեռնամետալուրգիայի և քիմիական տեխնոլոգիաների ինստիտուտի տնօրեն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - hov_armen@mail.ru
- 16 Ղուկասյան Սևակ Արշակի ասպիրանտ, անալոգային և խառը ազդանշանային համակարգերի II կարգի ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - ghukasya@synospsys.com
- 17 Մարտիրոսյան Ստեփան Գեղամի գիտաշխատող, ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ,
Էլ. հասցե - stepan@irphe.am
- 18 Մելիքյան Անուշ Վազգենի տ.գ.թ., դոցենտ, «ՏՏ և Ա» ամբիոն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - anush-melikyan@yandex.ru
- 19 Մելիքյան Վազգեն Շավարշի տ.գ.դ. պրոֆեսոր, ՀՀ ԳԱԱ թղթակից անդամ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - vagenm@synospsys.com
- 20 Նուրջանյան Արփինե Վարդանի կրտսեր գիտաշխատող, «Համակարգային վերլուծություն» գիտահետազոտական լաբորատորիա, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - arpinenurjanyan@gmail.com
- 21 Շիրինյան Պետրոս Հմայակի դոցենտ, էլեկտրոնիկայի, կենսաբժշկական և չափիչ համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - micro.user2020@yandex.com
- 22 Ոսկանյան Գառնիկ Արմենի ասպիրանտ, անալոգային և խառը ազդանշանային համակարգերի II կարգի ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - garnikv@synospsys.com

- 23** Սահակյան Արթուր Ստեփանի տ.գ.թ., «Ատլաս Մագնեթիքս Թեքնոլոջի» ավագ ճարտարագետ,
Էլ. հասցե - art.sah.stp@gmail.com
- 24** Սահակյան Նարե Հենրիկի հայցորդ, Լեռնամետալուրգիայի և քիմիական տեխնոլոգիաների ինստիտուտ, «Լեռնային գործ և շրջակա միջավայրի պահպանություն» ամբիոնի լաբորատորիայի վարիչ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - nare.sahakyan1994@gmail.com
- 25** Սիմոնյան Սարգիս Հովհաննեսի տ.գ.դ., պրոֆ., «SS և Ա» ամբիոնի վարիչ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - ssimonyan@seua.am
- 26** Սիմոնյան Վիգեն Արմենի ասպիրանտ, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - vigensimonyan2017@gmail.com
- 27** Վասիլյան Գայանե Արտաշի տ.գ.թ., դոցենտ, Մետալուրգիայի և նյութագիտության ամբիոն, ՀԱՊՀ,
Էլ. հասցե - gayavasi@gmail.com

СПИСОК АВТОРОВ

- | | | |
|----|------------------------------|---|
| 1 | Агбалян Сурен Геворкович | д.т.н., профессор, кафедра Металлургии и материаловедения, НПУА,
Эл. почта - metalsur@polytechnic.am |
| 2 | Арутюнян Серго Смбатович | аспирант, НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - sergo@synopsys.com |
| 3 | Арутюнян Эдуард Андраникович | аспирант, кафедра Систем автоматизации, НПУА; старший программист компании “Крисп”,
Эл. почта - eduard.harutyunyan.1999@gmail.com |
| 4 | Бабаджян Аик Александрович | аспирант, НПУА; инженер 2-й категории по исследованию и разработке, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - hbabajanyan1997@gmail.com |
| 5 | Багдасарян Арам Торгомович | к.т.н., доцент, кафедра Горного дела и охраны окружающей среды Института горной металлургии и химических технологий, НПУА,
Эл. почта - aram_bagdasaryan@list.ru |
| 6 | Барсегян Артавазд Гагикович | магистрант, кафедра Горного дела и охраны окружающей среды Института горной металлургии и химических технологий, НПУА,
Эл. почта - artavazdbarsegyan@gmail.com |
| 7 | Василян Гаяне Арташевна | к.т.н., доцент, кафедра Металлургии и материаловедения, НПУА,
Эл. почта - gayavasi@gmail.com |
| 8 | Восканян Гарник Арменович | аспирант, НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - garnikv@synopsys.com |
| 9 | Галстян Давид Маратович | аспирант, кафедра Систем автоматизации, НПУА; программист компании “Опен Софт Консалт”,
Эл. почта - galstyandavid1998@gmail.com |
| 10 | Геворгян Олег Гургенович | к.т.н., доцент, НПУА,
Эл. почта - oleg.gevorgyan@polytechnic.am |
| 11 | Григорян Манвел Тигранович | к.т.н., ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - manvelg@synopsys.com |
| 12 | Гукасян Севак Аршакович | аспирант, НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - ghukasya@synopsys.com |
| 13 | Кароян Гегам Саргисович | к.т.н., доцент, НПУА,
Эл. почта - gegham.karoyan@polytechnic.am |
| 14 | Костанян Арутюн Тигранович | аспирант, НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - harutyk@synopsys.com |
| 15 | Мартirosян Степан Гегамович | н.с., Институт Радиофизики и Электроники НАН РА,
Эл. почта - stepan@irphe.am |
| 16 | Меликян Ануш Вазгеновна | к.т.н., доцент, кафедра Информационных технологий и автоматизации, НПУА,
Эл. почта - anush-melikyan@yandex.ru |

- | | |
|----------------------------------|---|
| 17 Меликян Вазген Шаваршевич | д.т.н., профессор, член-корреспондент НАН РА, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - vazgenm@synopsys.com |
| 18 Нурджанян Арпине Вардановна | младший сотрудник научно-исследовательской лаборатории “Системный анализ”, НПУА,
Эл. почта - arpinenurjanyan@gmail.com |
| 19 Оганесян Армен Генрикович | д.т.н., профессор, директор Института горной металлургии и химических технологий, НПУА,
Эл. почта - hov_armen@mail.ru |
| 20 Саакян Артур Степанович | к.т.н., старший инженер, “Атлас Магнетикс Технолоджи”,
Эл. почта - art.sah.stp@gmail.com |
| 21 Саакян Наре Генриковна | соискатель, зав. лаб., кафедра Горного дела и охраны окружающей среды Института горной металлургии и химических технологий, НПУА,
Эл. почта - nare.sahakyan1994@gmail.com |
| 22 Симонян Виген Арменович | аспирант, НПУА,
Эл. почта - vigensimonyan2017@gmail.com |
| 23 Симонян Саргис Оганесович | д.т.н., проф., зав. кафедрой Информационных технологий и автоматизации, НПУА,
Эл. почта - ssimonyan@seua.am |
| 24 Торикиан Джульетта Эвяносовна | инженер, Институт Радиофизики и Электроники НАН РА,
Эл. почта - j.torikyan@gmail.com |
| 25 Хачатрян Мане Гагиковна | к.т.н., доцент, кафедра Систем связи, НПУА,
Эл. почта - mane.khachatrian@gmail.com |
| 26 Худавердян Сурик Хачикович | д.т.н., профессор, НПУА,
Эл. почта - худaver13@mail.ru |
| 27 Ширинян Петуш Амаякович | доцент, кафедра Электроники, биомедицинских и измерительных систем, НПУА,
Эл. почта - micro.user2020@yandex.com |

LIST OF THE AUTHORS

- 1 Aghbalyan Suren Geworg Dr. of tech. sci., Prof., NPUA,
E-mail - metalsur@polytechnic.am
- 2 Babajanyan Hayk Aleksandr Post-graduate student of NPUA in “Electronics, micro- and nano-electronic” Second level research and development engineer in “Synopsys Armenia” company.
E-mail - hbabajanyan1997@gmail.com
- 3 Baghdasaryan Aram Torgom Cand. of tech. Sci., associate Prof., acting Head of the Department of Mining and Environmental Protection, Institute of Mining Metallurgy and Chemical Technologies, NPUA,
E-mail - aram_bagdasaryan@list.ru
- 4 Barseghyan Artavazd Gagik Graduate student of Mining and Environmental Protection, Institute of Mining Metallurgy and Chemical Technologies, NPUA,
E-mail - artavazdbarseghyan@gmail.com
- 5 Galstyan David Marat Post-graduate student of the Chair of Automation Systems, NPUA, developer at “Open Soft Consult”
E-mail - galstyandavid1998@gmail.com
- 6 Gevorgyan Oleg Gurgen Cand. of tech. sci., Assoc. Prof., NPUA, Deputy Director of the Institute of Information and Communication Technologies and Electronics
E-mail - oleg.gevorgyan@polytechnic.am
- 7 Ghukasyan Sevak Arshak Post-graduate student of NPUA, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Engineer II “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail- ghukasya@synopsys.com
- 8 Grigoryan Manvel Tigran Cand. of tech. sci., “Synopsys Armenia”, CJSC,
E-mail - manvelg@synopsys.com
- 9 Harutyunyan Eduard Andranik Post-graduate student of the Chair of automation Systems, NPUA, senior developer at “Krisp”
E-mail-eduard.harutyunyan.1999@gmail.com
- 10 Harutyunyan Sergo Smbat Post-graduate student of NPUA, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Engineer II “Synopsys Armenia” CJSC
E-mail - sergo@synopsys.com
- 11 Hovhannisyan Armen Henrik Dr. of tech. Sci., Prof., Director of the Institute of Mining and Metallurgy and Chemical Technologies, NPUA,
E-mail - hov_armen@mail.ru
- 12 Karoyan Gegham Sargis Cand. of tech. sci., Assoc. Prof., NPUA, Deputy Director of the Institute of Information and Communication Technologies and Electronics
E-mail - gegham.karoyan@polytechnic.am
- 13 Khachatryan Mane Gagik Cand. of Tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Communication Systems”, NPUA,
E-mail - mane.khachatrian@gmail.com

14 Khudaverdyan Surik Khachik	Dr. of tech. sci. Prof., Acting Head of the Chair of Communication Systems E-mail - xudaver13@mail.ru
15 Kostanyan Harutyun Tigran	Post-graduate student of NPUA, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Senior Engineer “Synopsys Armenia” CJSC E-mail - harutyk@synopsys.com
16 Martirosyan Stepan Gegham	RW, Institute of Radiophysics and Electronics of NAS RA, E-mail - stepan@irphe.am
17 Melikyan Anush Vazgen	Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Information Technologies and Automation”, NPUA, E-mail - anush-melikyan@yandex.ru
18 Melikyan Vazgen Shavarsh	Dr. of tech. sci., Prof., Corresponding Member of the RA NAS, Director of the Educational Department of “Synopsys Armenia” CJSC, E-mail - vazgenm@synopsys.com
19 Nurjanyan Arpine Vardan	Junior researcher of the scientific laboratory “System Analysis”, NPUA, E-mail - arpinenurjanyan@gmail.com
20 Sahakyan Arthur Stepan	Cand. of tech. sci., Senior engineer, “Atlas Magnetics Technology”, E-mail - art.sah.stp@gmail.com
21 Sahakyan Nare Henrik	Head of the Laboratory of the Chair of Mining and Environmental Protection, Competitor, Institute of Mining Metallurgy and Chemical Technologies, NPUA, E-mail - nare.sahakyan1994@gmail.com
22 Shirinyan Petush Hmayak	Assoc. Prof. of the Chair “Electronics, Biomedical and Measurement Systems”, NPUA E-mail - micro.user2020@yandex.com
23 Simonyan Sargis Hovhannes	Dr. of tech. sci., Prof., Head of the Chair “Information Technologies and Automation”, NPUA, E-mail - ssimonyan@seua.am
24 Simonyan Vigen Armen	Post-graduate student of the Chair “Metallurgy and Material Science”, NPUA, E-mail - vicensimonyan2017@gmail.com
25 Torikyan Julieta Evyanos	Engineer, Institute of Radiophysics and Electronics of NAS RA, E-mail - j.torikyan@gmail.com
26 Vasilyan Gayane Artash	Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Metallurgy and Material Science”, NPUA, E-mail - gayavasi@gmail.com
27 Voskanyan Garnik Armen	Post-graduate student of NPUA, PhD candidate, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Engineer II “Synopsys Armenia” CJSC E-mail - garnikv@synopsys.com

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ՀԱՂՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով, համակարգչային շարվածքը՝ Microsoft Office Word: Հոդվածի ծավալը կարող է լինել մինչև 10 էջ, հաղորդումներինը՝ մինչև 4 էջ: Տեքստը շարադրվում է A4 չափսի թղթի վրա, աշխատանքային դաշտը՝ Top-5սմ, Bottom-5,1սմ, Left-5,75սմ, Right-1,75սմ, Footer-4,6սմ, միջտողային տարածությունը (Line spacing)՝ 1,1, պարբերությունը (First line)՝ 0,75 սմ: Հայերեն լինելու դեպքում նյութը շարադրվում է Sylfaen տառատեսակով, տառաչափը՝ 10, իսկ ռուսերեն կամ անգլերեն լինելու դեպքում՝ Times New Roman տառատեսակով, տառաչափը՝ 11:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Материал представляется в редакцию в соответствии со следующими правилами:

1. Статья в двух экземплярах и файл статьи в формате Microsoft Office Word. Объем статьи не должен превышать 10 страниц, объем сообщений – до 4-х страниц. Формат страницы – А4. Рабочее поле: Top – 5cm, Bottom – 5,1cm, Left – 5,75cm, Right – 1,75cm, Footer – 4,6cm, межстрочный интервал (Line spacing) – 1,1, красная строка (First line) – 0,75cm. Для статьи, написанной на армянском языке, применяется шрифт Sylfaen (размер шрифта - 10), а на русском и английском – Times New Roman (размер шрифта – 11).

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

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

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

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

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

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

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

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

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

RULES FOR PREPARATION OF MANUSCRIPTS

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

1. The authors are requested to submit two hard copies, and also the electronic version of the manuscript by Microsoft Office Word. The volume of scientific paper is limited to 10 pages, and to 4 pages for short communications. The text should be printed on A4 sized paper. The text margins should be: Top – 5cm, Bottom – 5.1 cm, Left – 5.75 cm, Right – 1.75 cm, Footer – 4.6 cm, Line-spacing – 1.1 cm, the first line – 0.75 cm. Texts in Armenian should be printed by the Sylfaen, font size 10, and the texts in by Times New Roman, in font size 10 .

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

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

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

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

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

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

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

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

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