

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

Հատոր 77

N 2 2024

ԱՊՐԵԼ – ՀՈՒՆԻՍ

ԵՐԵՎԱՆ 2024

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Том 77

N 2 2024

АПРЕЛЬ – ИЮНЬ

ЕРЕВАН 2024

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

Volume 77

N 2 2024

APRIL - JUNE

YEREVAN 2024

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՝ Խաչատրյան Ա.Ժ., ֆմ.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.Զ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Գռնեյմա Մ., տ.գ.թ., Եգիպտոս
Գրիմբլաթ Վ., տ.գ.թ., Չիլի
Դոկիչ Բ., տ.գ.դ., Բոսնիա և Հերցեգովինա
Զորյան Ե., տ.գ.թ., ԱՄՆ
Իյուշենկո Ա.Ֆ., Բելառուսի ԳԱԱ թղթ. անդամ, տ.գ.դ., պրոֆ., Բելառուս
Լան Չ., տ.գ.թ., Չինաստան
Կրասնիկով Գ.Յ., ՌԴ ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ., ՌԴ
Կուրտուա Բ., տ.գ.թ., Ֆրանսիա
Հախումյան Ա.Ա., ՀՀ ԳԱԱ թղթ. անդամ, ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Հակոբյան Վ.Ն., ֆ.-մ.գ.դ., ՀՀ
Հահանով Վ.Ի., Կիրառական ռադիոէլեկտրոնիկայի Ուկրաինայի ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., պրոֆ.,
Ուկրաինա
Ղույան Ա.Գ., ՀՀ ԳԱԱ ակադեմիկոս, ֆ.-մ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Մանդալիկա Մ., տ.գ.թ., Հնդկաստան
Մարուխյան Ո.Զ., տ.գ.թ., պրոֆ., ՀՀ
Միխայլենիչ Ա.Ա., տ.գ.դ., պրոֆ., Բելառուս
Շիխտման Ու., տ.գ.թ., Գերմանիա
Չանգ Ֆ., Թայվանի ԳԱԱ ակադեմիկոս, տ.գ.դ., Թայվան
Չապլիզին 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 Մ., տ.գ.թ., ԱՄՆ
Միմոնյան Ս.Հ., տ.գ.դ., պրոֆ., ՀՀ
Ստեփանովսկի 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 Մ., 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 Хачатрян А.Ж., д.ф.-м.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

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

Михайлевич 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

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: Khachatryan A.Zh., Dr. of Phys-math Sci., 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

Ghoneima M., Ph.Dr., Egypt

Ghulyan A.G., Academician of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia

Grimblatt V., Ph.Dr., Chile

Hahanov V.I., Academician of Academy of Sciences of Ukraine in Applied Radioelectronics, Sci.Dr., Prof., Ukraine

Hakhumyan A.A., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia

Hakobyan V.N., Sci.Dr., Armenia

Ilyushenko A.F., Corr.member of NAS of Belarus, Sci.Dr., Prof., Belarus

Krasnikov G.Y., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia

Lan Ch., Ph.Dr., China

Mandalika S., Ph.Dr., India

Marukhyan V.Z., Ph.Dr., Prof., Armenia

Mikhaylevich A.A., Sci.Dr., Prof., Belarus

Petrosyan O.H., Sci.Dr., Prof., Armenia

Petrosyants K.O., Sci.Dr., Prof., Russia

Sapatnekar S., Ph.Dr., USA

Schlichtmann U., Ph.Dr., Germany

Simonyan S.H., Sci.Dr., Prof., Armenia

Stempkovski A.L., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia

Tikhomirov G.V., Sci.Dr., Russia

Tsanova S., Sci.Dr., Bulgaria

Ubar R., Academician of Academy of Sciences of Estonia, Sci.Dr., Prof., Estonia

Usanov V.I., Sci.Dr., Prof., Russia

Vorobyov A.Y., Sci.Dr., Prof., Russia

Zorian Y., Ph.Dr., USA

Հրատ. խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

Ժ.Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

© Издательство НПУА

Известия НАН РА и НПУА (сер. Техн. наук), 2024

Ս.Գ. ԱՂԲԱԼՅԱՆ, Վ.Ա. ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ, Հ.Հ. ՄԿՐՏՉՅԱՆ,
Տ.Ն. ՍԱՖԱՐՅԱՆ, Ա.Ս. ԱՂԲԱԼՅԱՆ

ԱՄՐԱՆԱՎՈՐՎԱԾ ՁՈՒԼՄԱՆ ԱԼՅՈՒՄԻՆԱՅԻՆ ԴԵՖՈՐՄԱՑՎՈՂ
ՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՑՆԵՐԻ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Հետազոտվել է տաք արտամղման ժամանակ ամրանավորված ձուլման ալյումինային դեֆորմացվող համաձուլվածքների մետաղաթելային կառուցվածքը, երբ կոմպոնենտները չեն լուծվում իրար մեջ: Մասնավորապես՝ ուսումնասիրվել են դեֆորմացիաների և մետաղաթելերի կողմնորոշման գործընթացները: Որպես մայրակի նյութ վերցվել է A5E մակնիշի ալյումինային համաձուլվածքը (ГОСТ 11069-74), որը լեգիրվել է (5,7...6,5)% Cu-ով և ամրանավորվել պողպատ-40 մակնիշի $d=60$ մկմ/տրամագիծ ունեցող լարերով:

Հետազոտվել է տաք արտամղումից հետո կոմպոզիտային նյութի մետաղաթելային կառուցվածքը՝ թելքերի տարբեր նախնական կողմնորոշվածությունների դեպքում: Արտածվել են համապատասխան օրինաչափություններ և կախվածություններ՝ համաձայն որոնց արտամղման գործակցի մեծացմանը զուգընթաց տեղի է ունենում ամրային հատկությունների աճ, որը պայմանավորված է պողպատյա թելքերի դեֆորմացմամբ: Որոշվել է թելքերի կողմնորոշման ելակետային լավարկված անկյան չափը՝ ($\varphi_0=60^\circ$), որի դեպքում ստացվում է թելքի ամենամեծ դեֆորմացիան:

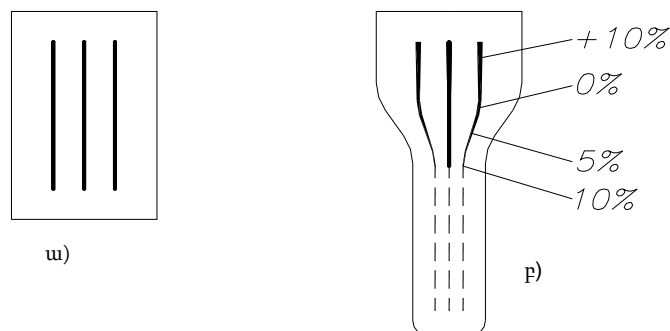
Առանցքային բառեր. ձուլում, ալյումինային համաձուլվածք, ամրանավորում, մետաղաթելք, տաք արտամղում, արտամղման գործակցից, դեֆորմացիա:

Ներածություն: 21-րդ դարում տեխնիկական առաջընթացն անհնար է պատկերացնել առանց նոր նյութերի ստեղծման, որոնք կարող են աշխատել արտակարգ պայմաններում՝ բարձր ու ցածր ջերմաստիճաններում, քիմիապես ագրեսիվ միջավայրերում, ստատիկ ու դինամիկ բեռնվածությունների տակ և այլն: Բարձր տեսակարար ամրությամբ, հրամրությամբ, պլաստիկությամբ և այլ արժեքավոր հատկություններով օժտված նոր նյութերի ստեղծման բնագավառում մեծ հետաքրքրություն են ներկայացնում դիսպերս մասնիկներով կարծրացող, դիսպերս հատիկներով ամրացվող և մետաղական թելքերով ամրանավորված կոմպոզիտային նյութերը, ինչպիսիք են, օրինակ, պողպատյա թելքերով ամրանավորված ձուլման ալյումինային դեֆորմացվող համաձուլվածքները: Այս նյութերում մետաղական թելքերի տրամագիծը տատանվում է մեկ մկմ-ի մասերից մինչև մի քանի տասնյակ և հարյուր մկմ, իսկ ծավալային պարունակությունը՝ մի քանի %-ից մինչև 70 ծավ. %

և ավելի: Նշված նյութերի ստացումը ձուլման տեխնոլոգիաներով ապահովում է ոչ միայն անծակոտկեն կառուցվածք, այլ նաև բարձր քիմիական մաքրություն:

Ելնելով վերոհիշյալից՝ աշխատանքի նպատակն է հետազոտել պողպատյա թելքերով ամրանավորված բարձրամուր ձուլման ալյումինային դեֆորմացվող համաձուլվածքների տաք արտամղման տեխնոլոգիան և ուսումնասիրել կառուցվածքի ու հատկությունների ձևավորման գործընթացը:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Մետաղների դեֆորմացման գործընթացի հետազոտման համար կիրառվում են բազմազան փորձնական և, առանձին դեպքերում, վերլուծական հետազոտություններ: Այս եղանակները հնարավորություն են տալիս սահմանել արտամղվող մետաղի ծավալի տարրական մասնիկների փոխադարձ տեղափոխությունները, այդ տեղափոխությունները որոշող որակական և քանակական կախվածությունները և, հետևաբար նաև, արտամղվող մետաղի դեֆորմացման լարվածային վիճակը: Փորձերը կատարվել են $\Phi 25$ մմ/և $h=50$ մմ չափսերով A5E+(5,7...6,5)%Cu բաղադրությամբ ալյումինային համաձուլվածքից ձուլված զլանական և կիսազլանական նմուշների վրա: Որպես մայրակի նյութ վերցվել է A5E մակնիշի ալյումինային համաձուլվածքը (ГОСТ 11069-74), որը լեգիրվել է (5,7...6,5)% Cu-ով և ամրանավորվել պողպատ-40 մակնիշի $d=60$ մմ/տրամագիծ ունեցող լարերով: Ընտրված կոմպոնենտներն իրար մեջ չեն լուծվում ոչ միայն պինդ, այլ նաև հեղուկ վիճակում [1]: Փորձերը կատարվել են փուլերով: Առաջին փուլում կատարվել է պողպատյա թելքերով ամրանավորված մոդելային նմուշների տաք արտամղում, երբ մետաղաթելքերը դասավորված են զուգահեռ տաք արտամղման առանցքին, իսկ երկրորդ փուլում մետաղաթելքերն ունեցել են տարբեր կողմնորոշվածություններ: Ալյումինային զլանաձև նմուշը ($D=25$ մմ, $H=50$ մմ) պատրաստվել է երկու կեսից, որոնցից յուրաքանչյուրի ձուլումը կատարվել է առանձին: Նրանց մեջտեղում, արտամղման առանցքին զուգահեռ, դասավորվել են մետաղաթելքերը: Մետաղաթելքերի սկզբնական կողմնորոշման անկյունը՝ $\phi_0=0$ (նկ. 1 ա):



Նկ. 1. Պողպատյա թելքերով նախօրոք դասավորված ալյումինային կոմպոզիտային նյութի (ա) և տաք արտամղված նմուշի (բ) սխեմաները

Արգոնի միջավայրում $530...540^{\circ}\text{C}$ տաքացումից հետո նմուշները արտամղվել են $2\alpha=110^{\circ}$ անկյուն ունեցող կոնաձև մայրակով: Արտամղման գործակիցը վերցվել է $\lambda=4$: Տաք արտամղումից հետո կեսերը բաժանվել են իրարից, որից հետո կատարվել է հետազոտվող մակերևույթում մետաղաթելքերի դեֆորմացիայի բնութագրի հետազոտում: Ինչպես հայտնի է [2-10] աշխատանքներից, գործընթացի սկզբում կատարվում է նախապատրաստվածքի նստեցում «նախապատրաստվածք – կոնտեյներ» բացակի հաշվին: Հետևապես, նստեցվել են նաև մետաղաթելքերը, որոնց հարաբերական լայնացումը կազմել է 10%, ինչպես նաև տեղի է ունեցել մետաղաթելքի ծոմում իրենց առանցքի շուրջ, որն արդյունք է այլումինե մայրակի և պողպատյա թելքերի ամրային հատկությունների կտրուկ տարբերության:

Տաք արտամղման ջերմաստիճանում բաղադրիչները, չլուծվելով իրար մեջ և ունենալով տարբեր պլաստիկություն, արտամղվում են՝ ենթարկվելով տարբեր օրինաչափությունների: Փորձերը ցույց են տալիս, որ նույն արտամղման գործակցի դեպքում այլումինային մայրակի դեֆորմացման աստիճանը $\sigma_{\text{պող}}/\sigma_{\text{ժԱլ}}$ անգամ մեծ է պողպատյա թելքերի դեֆորմացման աստիճանից: Հետևապես՝ տարբեր են նաև նրանց դեֆորմացման արագությունները: Սակայն մեխանիկական կառչման պատճառով, որն արդյունք է պողպատյա մետաղաթելքերի ծոմվածության, նրա դեֆորմացման արագությունը մեծանում է՝ գրեթե հավասարվելով այլումինային մայրակի դեֆորմացման արագությանը: Արդյունքում պողպատյա մետաղաթելքերը (նկ. 1 բ) դեֆորմացվելով խզվում են հավասար երկարությամբ (4,0...4,5 մմ) մասերի, իսկ նրանց միջև եղած հեռավորությունը ստացվում է $l=1...2$ մմ, ընդ որում, 1-ն ավելի փոքր է կենտրոնական մասում՝ առանցքի մոտ: Ինչպես նախատեսվում էր, մետաղաթելքերի երկարացումը սկսվում է այլումինային մայրակի սեղմման գոտում՝ մուտքի մոտ, և վերջանում է ելքի մոտ: Մետաղաթելքերի երկարացման գործընթացում բազմակողմանի և հավասարաչափ սեղմումը ստեղծում է նպաստավոր պայմաններ սահքի դեֆորմացիայի համար, որը հանգեցնում է ձգման դեֆորմացիայի առաջացմանը:

Համատեղ սահքի դեֆորմացիայի և սեղմող լարումների ազդեցության տակ ապահովվում է մանրահատիկ կառուցվածքի ստացումը, և տեղի է ունենում միկրոարատների վերացում: Երկրորդ փուլում մետաղաթելքի նախնական կողմնորոշման անկյունը վերցվել է $\varphi_0=30, 60, 90, 120$ և 150° : Պողպատյա թելքերով ամրանավորված և տաք արտամղված այլումինային մայրակով փորձանմուշների մակրոկառուցվածքները, մետաղաթելքերի տարբեր նախնական կողմնորոշվածությունների դեպքում, բերված են նկ. 2-ում: Փորձի արդյունքները, տաք արտամղումից հետո, բերված են նկ. 3-ում:

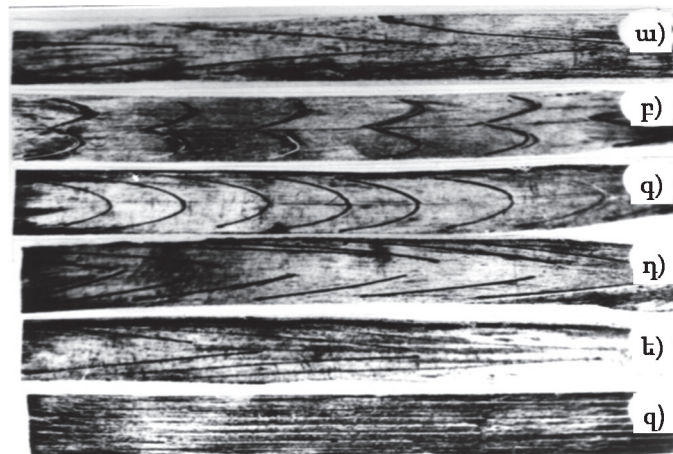
Մետաղաթելքերի հարաբերական կողմնորոշումը որոշվել է հետևյալ բանաձևով՝ $0^{\circ}<\varphi_0<90^{\circ}$ ելակետային կողմնորոշման անկյան համար.

$$\theta_1 = \frac{\varphi_u - \varphi_w}{\varphi_u} \cdot 100\%,$$

իսկ $90^\circ < \varphi_u < 180^\circ$ էլակետային կողմնորոշման անկյան համար.

$$\theta_1 = \frac{(\pi - \varphi_u) - (\pi - \varphi_w)}{\pi - \varphi_u} \cdot 100\%,$$

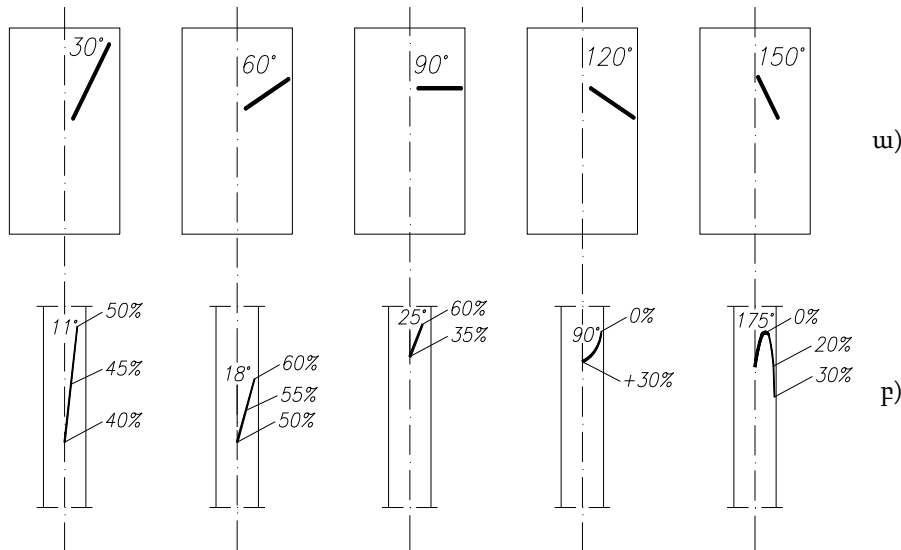
որտեղ φ_w -ը մետաղաթելքի նախնական կողմնորոշման անկյունն է, իսկ φ_u -ն՝ մետաղաթելքի կողմնորոշման անկյունը տաք արտամղումից հետո: θ -ի արժեքը բնութագրում է մետաղաթելքի կողմնորոշումը նմուշում տաք արտամղումից հետո: Օրինակ, ենթադրենք մետաղաթելքի նախնական անկյունը $\varphi_u = 30^\circ$, տաք արտամղումից հետո ստացվել է $\varphi_w = 11^\circ$, հետևաբար՝ մետաղաթելքի հարաբերական կողմնորոշումը կլինի 63%: Մետաղաթելքի համար, որն ունի $\varphi_u = 60^\circ$ և $\varphi_w = 18^\circ$ էլակետեր, ստացվում է $\theta = 70\%$:



Նկ. 2. Պողպատյա մետաղաթելքերով ամրանավորված և տաք արտամղված ալյումինային մայրակով փորձանմուշների մակրոկառուցվածքները՝ φ_u , աստ. $w = 0^\circ$, $p = 30^\circ$, $q = 60^\circ$, $r = 90^\circ$, $t = 120^\circ$, $q = 150^\circ$

Ինչպես երևում է նկ. 2-ից և նկ. 3-ից, մետաղաթելքի դեֆորմացիան ավելի հավասարաչափ և բարձր է ստացվում $\varphi_u = 60^\circ$ արժեքի դեպքում: Այս բոլորից կարելի է եզրակացնել, որ գոյություն ունի կողմնորոշման էլակետային φ_u անկյան օպտիմալ արժեք, որի դեպքում մետաղաթելքի երկարացումը հասնում է առավելագույնի՝ φ_w -ի նվազագույն արժեքի դեպքում: Վերլուծելով փորձի արդյունքները, նկատվում է մետաղաթելքի հարաբերական երկարացման փոքրացում 180-ից մինչև 0%: Մետաղաթելքերը դեֆորմացվում են անհավասարաչափ, երբ այն տեղավորված է

$\varphi_u=90^\circ$ տակ: Մոտ գտնվելով տաք արտամղման առանցքին, նրանք ծովում են շրջանային սեղմող լարումների շնորհիվ, որի հետևանքով կատարվում է տրամագծի մեծացում: Տեղական երկարացումը և սեղմումը, ինչպես նաև ծռումը փոքրացնում են մետաղաթելքի ամրանային բնութագիրը, և մեծանում է միկրոճաքերի առաջացման հնարավորությունը:



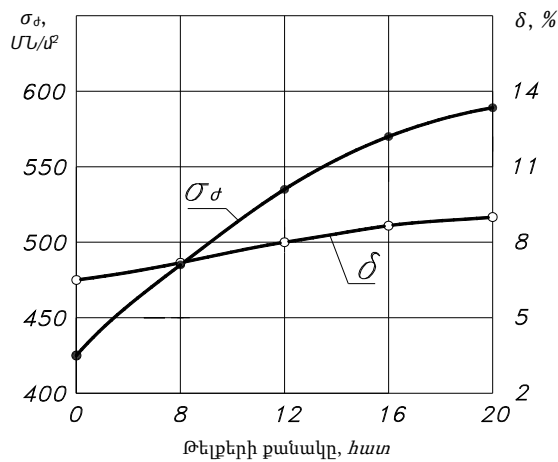
Նկ. 3. Նախօրոք դասավորված պողպատյա մետաղաթելքերով ամրանավորված ալյումինային նախապատրաստվածքների (ա) և տաք արտամղված ($t_w=530\dots540^\circ\text{C}$; $\lambda=4$; $2\alpha=110^\circ$) նմուշների (բ) սխեմաները (թվերը ցույց են տալիս հարաբերական նեղացումները տոկոսներով)

Անհավասարաչափ դեֆորմացում է դիտվում նաև $\varphi_u=120^\circ$ և 150° անկյունով կողմնորոշված մետաղաթելքերում: Մետաղաթելքի կողմնորոշման անկյան մեծացման $\varphi_u=90^\circ \rightarrow 180^\circ$, կամ փոքրացման $\varphi_u=90^\circ \rightarrow 0^\circ$ հետ տեղի է ունենում մետաղաթելքի կորացում (գոգավորում) կենտրոնից դեպի մակերևույթ: Նկ. 3-ը թույլ է տալիս կատարել եզրակացություն, որ ամրության բարձրացման ամենամեծ արդյունք ապահովում են այն մետաղաթելքերը, որոնք հավասարաչափ դեֆորմացվում են ամբողջ երկարությամբ: Ելնելով այս դատողությունից, մետաղաթելքի օպտիմալ անկյան ելակետային կողմնորոշումը կարող ենք ընդունել $\varphi_u \leq 60^\circ$: Այսպիսով՝ տաք արտամղման գործընթացում մետաղաթելքային կոմպոզիտային նյութի առանձնահատկությունը, երբ բաղդրիչներն իրար մեջ չեն լուծվում, պետք է լինի մետաղաթելքի և մայրակի պլաստիկությունների մոտավոր հավասարությունը:

Ընտրելով համապատասխան պլաստիկությամբ մետաղաթելքային նյութ, իմանալով տաք արտամղման ռեժիմները (ջերմաստիճան, տաքացման տևողություն,

դեֆորմացիայի արագություն), դեֆորմացման օրինաչափությունները և մետաղաթելքերի կողմնորոշումը, կարելի է որոշել ամենամեծ ամրացմամբ կոմպոզիտային նյութի հատկությունները: Տաք արտամղման գործընթացում գերալաստիկության էֆեկտը թույլ է տալիս ստանալ մետաղաթելքի ավելի փոքր I/d հարաբերությամբ (փոքր 80...100), բարձր ամրությամբ կոմպոզիտային նյութեր:

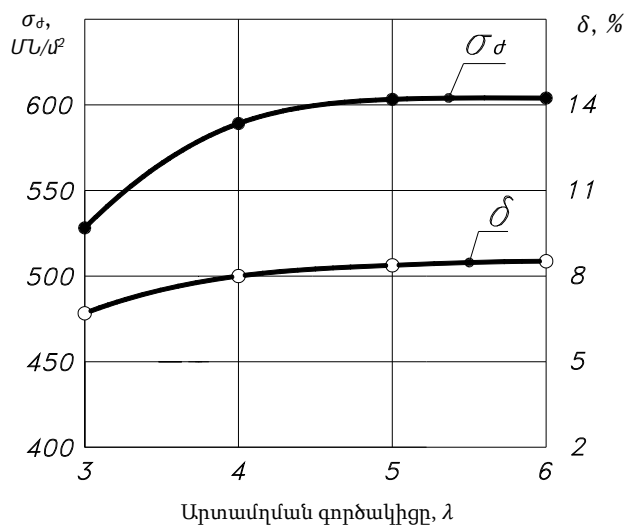
Հետազոտության արդյունքները: Այլումինի հիմքով ամրանավորված ձուլման դեֆորմացվող համաձուլվածքների տաք արտամղման գործընթացի հետազոտման և թելքերի օպտիմալ քանակի ընտրման համար փորձերը կատարվել են երկու փուլով: Առաջին փուլում հետազոտվել է ձուլման միջոցով ստացված և տաք արտամղված այլումինային կոմպոզիտային նյութերի մեխանիկական հատկությունների կախվածությունը թելքերի քանակից: Այս նպատակով A5E մակնիշի ալյումինային համաձուլվածքը լեգիրվել է 6% պղնձով և ամրանավորվել համապատասխանաբար 8, 12, 16 և 20 հատ թելքերով: Ձուլվածքները ենթարկվել են հոմոգենացնող թրծման ($T_{\text{հոմ}}=500\pm 10^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{պահմ}}=10\text{ ժամ}$), որից հետո տաքացվել են մինչև 530°C արգոնի միջավայրում և արտամղվել $2\alpha=110^{\circ}$ կոնական մայրակով՝ $\lambda=4$ արտամղման գործակցով: Արտամղված նմուշները, ներքին լարումների վերացման նպատակով, ենթարկվել են թրծման 500°C -ում 5 ժամ պահմամբ: Այնուհետև պատրաստվել են մեխանիկական հատկությունների փորձարկման նմուշներ, որոնք ենթարկվել են ջերմային մշակման նախապես ընտրված լավարկված ռեժիմներով, այն է միմյան ($T_{\text{միմ}}=530^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{պահմ}}=15\text{ րոպե}$) և արհեստական ծերացման ($T_{\text{ծեր}}=80\pm 10^{\circ}\text{C}$, $\tau_{\text{պահմ}}=36\text{ ժամ}$): Փորձարկման արդյունքները ցույց են տրված նկ. 4-ում: Ինչպես երևում է նկարից, թելքերի թվի ավելացումը կտրուկ մեծացնում է համաձուլվածքի ամրային հատկությունները, որը և սպասվում էր:



Նկ. 4. «Al+6%Cu+պողպատյա մետաղաթելք» կոմպոզիտային նյութի ամրության և հարաբերական երկարացման կախվածությունը թելքերի քանակից

Փորձերի հաջորդ փուլում կատարվել է արտամղման գործակցի լավարկում: Դրա համար 20 հատ պողպատյա թելքերով ամրանավորված ձուլվածքները ենթարկվել են հոմոգոնացնող թրժման, որից հետո դրանք ենթարկվել են տաք արտամղման 530°C -ից տարբեր արտամղման գործակցով ($\lambda=3, 4, 5, 6$): Կոնական մայրակի թեքության անկյունը վերցվել է $2\alpha=110^{\circ}$: Այնուհետև արտամղված նմուշները ենթարկվել են թրժման, միման և արհեստական ծերացման:

Մեխանիկական հատկությունների կախվածությունն արտամղման գործակցից բերված է նկ. 5-ում:



Նկ. 5. «Al+6%Cu+պողպատյա մետաղաթելք» կոմպոզիտային նյութի ամրության և հարաբերական երկարացման կախվածությունը արտամղման գործակցից

Ինչպես երևում է նկարից, արտամղման գործակցի մեծացումը կտրուկ մեծացնում է համաձուլվածքի ամրային հատկությունները, որը և սպասվում էր: $\lambda \geq 6$ արժեքների դեպքում ամրային հատկությունները չեն աճում և նույնիսկ կարող են իջնել թելքերի խզման և ոչ հավասարաչափ դեֆորմացման պատճառով: Դրանով է բացատրվում արտամղման գործակցի լավարկված արժեքի ($\lambda=4 \dots 5$) ընտրումը:

Եզրակացություն: Հետազոտվել է տաք արտամղումից հետո ամրանավորված ձուլման ալյումինային դեֆորմացվող համաձուլվածքների մետաղաթելքային կառուցվածքը՝ թելքերի տարբեր նախնական կողմնորոշվածությունների դեպքում: Արտածվել են համապատասխան օրինաչափություններ և կախվածություններ՝ համաձայն որոնց արտամղման գործակցի մեծացմանը զուգընթաց տեղի է ունենում ամրային հատկությունների աճ, որը պայմանավորված է պողպատյա թելքերի դեֆորմացմամբ: Որոշվել է թելքերի կողմնորոշման ելակետային լա-

վարկված անկյան չափը՝ $\varphi_u=60^\circ$, որի դեպքում ստացվում է թելքի ամենամեծ դեֆորմացիան:

Բացահայտվել է տաք արտամղման գործընթացում, երբ կոմպոնենտները չեն լուծվում իրար մեջ, մետաղաթելքային կոմպոզիտային նյութի հիմնական առանձնահատկությունը, համաձայն որի արտամղման ջերմաստիճանում մետաղաթելքի և մայրակի պլաստիկությունները պետք է լինեն իրար մոտավորապես հավասար:

Հետազոտությունները կատարվել են Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի «Նյութագիտություն և մետալուրգիա» բազային գիտահետազոտական լաբորատորիայում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Мондольфо Л.Ф.** Структура и свойства алюминиевых сплавов.- М.: Металлургия, 1979.- 640 с.
2. **Перлин И.Л., Райтбарг Л.Х.** Теория прессования металлов. - М.: Металлургия, 1975.- 467с.
3. **Петросян Г.Л.** Пластическое деформирование порошковых материалов.- М.: Металлургия, 1988. -153с.
4. **Աղբալյան Ս.Գ., Ստեփանյան Ա.Մ.** Վոլֆրամամոլիբդենային արագահատ պողպատներ և դրանց ջերմամշակումը. Մենագրություն.- Երևան, 2006.- 123 էջ:
5. **Джонсон В., Кудо Х.** Механика процесса выдавливания металла / Пер. с англ.- М.: Металлургия, 1965. – 174 с.
6. **Гун Г.Я., Полухин П.И., Полухин В.П., Прудовский Б.А.** Пластическое формоизменение металлов. - М.: Металлургия, 1965. - 174с.
7. **Агбалин С.Г., Асланян В.Дж., Сосян М.Е.** Исследование получения полых изделий экструзией // Композиционные материалы и их обработка. - Ереван, 1985.- С.33-38.
8. Горячая экструзия титановой губки / **В.А. Павлов, В.В. Щербина, В.П. Токарев и др.** // Порошковая металлургия.- 1974.- N 9.- С. 153-158.
9. **Радомысльский И.Д., Щебран Н.И., Скальчук А.А.** О некоторых закономерностях экструзии из спеченных магниевых порошков // Порошковые конструкционные материалы.- Киев, 1980.- С. 85-87.
10. **Агбалин С.Г., Асланян В.Д., Куроедов В.А.** Технология изготовления труб малого диаметра экструзией // Структура и свойства порошковых материалов. – Ереван, 1988. - С. 24-28.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 21.11.2023:

**С.Г. АГБАЛЯН, В.А. БАГДАСАРЯН, Г.Г. МКРТЧЯН,
Т.Н. САФАРЯН, А.С. АГБАЛЯН**

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ГОРЯЧЕГО ВЫДАВЛИВАНИЯ ЛИТИЕВЫХ АЛЮМИНИЕВЫХ ДЕФОРМИРОВАННЫХ СПЛАВОВ

Исследована металловолоконистая структура алюминиевых деформированных сплавов, упрочненных при горячем выдавливании, когда компоненты не растворяются друг в друге. В частности, изучены процессы деформирования и ориентации металлического волокна. В качестве основного материала был принят алюминиевый сплав типа А5Е (ГОСТ 11069-74), легированный (5,7...6,5)% Cu и армированный волокнами марки Ст40 диаметром $d=60$ мкм.

Исследована металловолоконистая структура композиционного материала после горячего выдавливания при различной исходной ориентации волокон. Выведены соответствующие закономерности и зависимости, согласно которым прочностные свойства повышаются за счет деформации стальных волокон наряду с увеличением коэффициента экструзии. Определен исходный улучшенный угол ориентации волокна ($\varphi_c=60^\circ$), при котором получается наибольшая деформация волокна.

Ключевые слова: литье, алюминиевый сплав, армирование, металлические волокна, горячее выдавливание, коэффициент выдавливания, деформация.

**S.G. AGBALYAN, V.A. BAGDASARYAN, Г.Г. MKRTCHYAN,
T.N. SAFARYAN, A.S. AGBALYAN**

INVESTIGATING THE HOT EXTRUSION PROCESSES OF CAST ALUMINUM DEFORMED ALLOYS

The metal-fiber structure of aluminum deformed alloys strengthened by hot extrusion when the components do not dissolve in each other is studied. In particular, the processes of deformation and orientation of the metal fiber are studied. Aluminum alloy of the type A5E (GOST 11069-74), alloyed with (5,7...6,5)% Cu and reinforced with steel-40 fibers with a diameter of $d=60 \mu m$ was used as the main material.

The metal - fiber structure of the composite material after hot extrusion with different initial fiber orientation is studied. Corresponding regularities and dependencies have been deduced, according to which the strength properties are increased due to the deformation of steel fibers along with the increase in the extrusion coefficient. The initial improved fiber orientation angle ($\varphi_c=60^\circ$), at which the largest fiber deformation is obtained is determined.

Keywords: casting, aluminum alloy, reinforcement, metallic fibers, hot extrusion, extrusion coefficient, deformation.

Լ.Ա. ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ, Կ.Վ. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ

**ՊԱՌԿԱԾ ՊՈԶԵՐԻ ՎԵՐԱՄՇԱԿՄԱՆ ՀԵՌԱՆԿԱՐՆԵՐԻ ԳՆԱՀԱՏՈՒՄԸ ՈՂՋԻ
ԳԵՏԻ ԿԻՐՃՈՒՄ ԿԱԶՄԱՎՈՐՎԱԾ «ԶԱՆԳԵԶՈՒՐԻ ՊՄԿ» ՓԲԸ ՊՈԶԱՄԲԱՐԻ
ՕՐԻՆԱԿՈՎ**

Օգտակար հանածոների հարստացման ժամանակ առաջացող հանքահարստացման պոչերը պարունակում են տարբեր տեսակի մետաղներ, քիմիական տարրեր և միներալային միացություններ: Միևնույն ժամանակ, հանքային հումքի նկատմամբ տարեցտարի աճող պահանջարկը ստիպում է աշխարհի տարբեր երկրներում գործունեություն ծավալող լեռնահանքային ընկերություններին շահագործել հանքային մարմնի ավելի բարդ տեղադրման պայմաններով և օգտակար հանածոների ավելի ցածր պարունակությամբ հանքավայրեր: Մինչդեռ հայտնի է, որ տարբեր տեսակի օգտակար հանածոներով հարուստ տեխնածին ծագում ունեցող թափոնները կարող են հումքի լրացուցիչ և կայուն աղբյուր հանդիսանալ:

Ներկայացված են հանքահարստացման պոչերի վերամշակման համաշխարհային փորձի վերլուծություններ, ինչպես նաև «Զանգեզուրի ՊՄԿ» ՓԲԸ Ողջի գետի կիրճում տեղադրված և ներկայումս կոնսերվացված պոչամբարի պառկած պոչերից վերցրված նմուշների քիմիական անալիզի արդյունքների վերլուծությունը:

Առանցքային բառեր. հանքահարստացման պոչեր, պոչամբար, ֆլոտացիա, վերամշակում, պղինձ, մոլիբդեն, տեխնոլոգիական սխեմա:

Ներածություն. Լեռնահանքային ձեռնարկության գործունեության արդյունքում առաջացող պոչերի պահեստավորումը պոչամբարներում և դրանց հետագա պահպանությունը բավականին ծախսատար են: Հարկ է նաև նշել, որ պոչերի կուտակման ու երկարատև պահպանման գործընթացները բնապահպանական մեծ ռիսկեր են պարունակում շրջակա միջավայրի աղտոտման տեսանկյունից:

Պոչամբարներում հանքահարստացման պոչերի ծավալների անընդհատ աճի պայմաններում արդիական են դառնում հարստացման պոչերի վերամշակման ներկա տեխնոլոգիաների զարգացումն ու ավելի մեծ ծավալով պոչերի ներառումը դրանցից մետաղների և քիմիական այլ տարրերի ստացման գործընթացներում:

Տարբեր երկրների լեռնահանքային արդյունաբերության ոլորտում հանքահարստացման պոչերի վերամշակման հետ կապված խնդիրների լուծման հեռա-

նկարները վերջին մի քանի տասնամյակներում ավելի պահանջված են դարձել՝ կապված օգտակար հանածոների պաշարների արդյունավետ օգտագործման ու թափոնների նվազեցմանն ուղղված ծրագրերի մշակման հետ [1, 2]:

Խնդրի դրվածքը. Գիտատեխնիկական գրականության վերլուծությունը ցույց է տվել, որ ներկայումս բազմաթիվ են հանքահարստացման պոչերի և այլ թափոնների վերամշակմանը նվիրված աշխատանքները: Այս արդիական խնդրի վերաբերյալ տարբեր ժամանակներում և աշխարհի տարբեր երկրներում մասնագետների կողմից իրականացվել են ուշագրավ և հեռանկարային ուսումնասիրություններ: Կան բազմաթիվ օրինակներ, որոնք նկարագրում են թափոնների վերամշակման հետ կապված տարբեր տեսակի խնդիրներն ու դրանց լուծման հնարավոր տարբերակները: Ուսումնասիրությունների ժամանակ հաշվի են առնվել ինչպես պոչամբարներում պոչերի տեղադրման առանձնահատկությունները, որոնցով պայմանավորված է պոչամբարի մարմնում այս կամ այն օգտակար բաղադրիչներով հարուստ գոտիների ձևավորումը, այնպես էլ հանքահարստացման եղանակների կիրառման հարցերը, որոնց դեպքում բացահայտվել են օգտակար բաղադրիչների կորուստների հիմնական պատճառները:

Ստորև բերված է մոտակա և հեռավոր արտասահմանյան երկրներում պոչերի վերամշակմանն առնչվող մի շարք ուսումնասիրությունների վերլուծությունը:

Ռուսաստանի Դաշնության (ՌԴ) Բաշկորտոստանի Հանրապետության ոսկու արդյունահանմամբ զբաղվող ընկերության լցակայանում պահեստավորված արտահաշվեկշռային հանքաքարի, պոչամբարում պահեստավորված հարստացման պոչերի և այլ տեսակի թափոնների վերամշակման նպատակով իրականացվել են ուսումնասիրություններ ու արտադրական փորձարկումներ: Թափոնների յուրաքանչյուր տեսակի վերամշակման համար մշակվել են առանձին տեխնոլոգիական սխեմաներ [3]: Ուսումնասիրություններով պարզվել է, որ այդ ընկերության կոնսերվացված պոչամբարում ընդհանուր առմամբ կուտակվել են մոտավորապես 2,6 միլիոն *տ* քանակությամբ պոչեր, որոնց մեջ ոսկու միջին պարունակությունը կազմել է 3,2 տոննա՝ 1,23 *գ/տ* միջին պարունակությամբ: Պոչամբարի շահագործման ընթացքում նրա մեջ ձևավորվել են մի քանի երկրաբանական գոտիներ՝ տեխնածին ծագում ունեցող ոսկու տարբեր հատկություններով:

Կատարված ուսումնասիրությունների արդյունքում պարզվել է, որ ոսկին հիմնականում կենտրոնացած է եղել պոչամբարի լողափային գոտիներում, և նրա կորզումը նպատակահարմար է իրականացնել հարստացման գրավիտացիոն եղանակով՝ կիրառելով ավազային կազմի պոչերի երկաստիճան մանրացման սխեման: Ընտրված մեթոդների և սարքավորումների արդյունավետությունը հաստատվել է փորձարարական-արդյունաբերական շահագործման փուլում:

Ռուսաստանի Դաշնության Չիտայի մարզի Բոմ-Գորխոնի վոլֆրամի հանքավայրի պոչամբարում կուտակված պոչերի վերամշակման հեռանկարները գնահատելու նպատակով կատարվել են ուսումնասիրություններ: Ուսումնասիրությունների արդյունքում հաստատվել է վոլֆրամի, ուղեկցող քիմիական տարրերի և դրանց հատիկաչափական կազմի միջև կապը [4]: Փորձնական ճանապարհով հաստատվել է նաև պոչերի մանրացման անհրաժեշտությունը մինչև մասնիկների 0,2...0,25 մմ, որի արդյունքում հնարավոր էր պոչերից վոլֆրամի կորզման աստիճանը բարձրացնել 2 և ավելի անգամ՝ ի տարբերություն հարստացման ընդունված մեթոդների կիրառման:

Վոլֆրամի հանքավայրերի մշակումից առաջացած հարստացման պոչերի վերամշակման արդյունավետությունը բացատրվել է նաև նրանով, որ այդ պոչամբարներում, վոլֆրամից բացի, եղել են նաև ոսկի, արծաթ, կոբալտ, նիկել, ցինկ և այլ արժեքավոր մետաղներ [5]:

Հանքահարստացման պոչերի տարրալուծման եղանակով վերամշակման ժամանակ ընտրված տեխնոլոգիական պարամետրերի և մետաղների կորզման արդյունավետության միջև կախվածությունը բացահայտելու նպատակով Ռուսաստանի Դաշնության Հյուսիսային Օսիայի Հանրապետության Սադոնսկի բազմամետաղային հանքավայրի հարստացման պոչերով կատարվել են ուսումնասիրություններ [6]: Կատարված հետազոտություններով հիմնավորվել է տարրալուծման եղանակով պոչերի վերամշակման տեխնոլոգիայի արդյունավետությունը, որի արդյունքում 0,015% արծաթի, 0,18% պղնձի, 0,95% ցինկի 0,84% կապարի ու այլ մետաղների պարունակությամբ պոչերի վերամշակումը հնարավորություն է տալիս նոր հումքային բազա ստեղծել լեռնամետալուրգիական ճյուղի կայուն զարգացման համար:

ՌԴ Հյուսիսային Օսիայի Միգուրի հարստացուցիչ ֆաբրիկայի ցինկ և կապար պարունակող պոչամբարի վերամշակման հեռանկարները գնահատելու համար իրականացված ուսումնասիրությունները ևս հաստատել են, որ պոչերից հնարավոր է մետաղների կորզումը, մասնավորապես, վերը նշված պոչամբարի պոչերից գրավիտացիոն եղանակով կորզվել են 56,57% կապար, 60,30% ցինկ 28,15% ոսկի [7]:

Բազմաթիվ են ոսկի պարունակող պոչամբարների վերամշակման վերաբերյալ ուսումնասիրությունների օրինակները, որոնցից կարելի է առանձնացնել Ուզբեկստանի Հանրապետությունում կատարված աշխատանքները: Հետազոտությունների արդյունքում մշակվել է պոչերի գրավիտացիոն եղանակով վերամշակման սխեմա, ինչի շնորհիվ պոչերի վերամշակումից ստացվել է 5,34...6,93 գ/տ ոսկու պարունակությամբ խտանյութ [8]:

Հետազոտվել են հարստացման հիդրոմետալուրգիական մեթոդների կիրառության հնարավորությունները ոսկի պարունակող պոչերի վերամշակման գործընթացում: Բարձր արդյունքներ են ստացվել պոչերի տարրալուծման եղանակով վերամշակման ժամանակ, երբ լուծույթում ցիանիդի պարունակությունը կազմել է 0,05%: Այստեղ ոսկու կորզման գործակիցը կազմել է 92,79%, ընդ որում, ցույց է տրվել, որ լուծույթում ցիանիդի պարունակության մինչև 0,01% նվազեցման դեպքում ոսկու կորզման գործակիցը նվազում է 32,9%-ով [9]:

ՌԴ Սիբիրի Դաշնային Համալսարանի և Ռուսաստանի Ազգային ակադեմիայի Սիբիրի բաժանմունքի Քիմիայի և քիմիական տեխնոլոգիաների ինս-տիտուտի մասնագետների կողմից ուսումնասիրվել են հարստացման պոչերի ֆլոտացիայի եղանակով վերամշակման հեռանկարները: Ուսումնասիրությունների ժամանակ որպես հետազոտման օբյեկտներ դիտարկվել են ՌԴ հարավային Ուրալի երկրամասում գտնվող «Մուսին Լոգ», Չելյաբինսկի մարզի «Արտյոմի» անվան հարստացուցիչ ֆաբրիկայի, Կրասնոյարսկի մարզի «Արտյոմովսկի» ոսկու կորզման ֆաբրիկայի, Չուկոտկայի ինքնավար շրջանի «Պոյարնինսկի» լեռնահարստացման կոմբինատի, Մագադանի մարզի «Բելովի» անվան ֆաբրիկայի, Խակասիայի Հանրապետության «Բալախչինսկի» և մի շարք այլ հարստացուցիչ ֆաբրիկաների պոչամբարները [10]:

Վերը թվարկած պոչամբարներից մեկում ավելի քան 20 տարի պահեստավորվել են ֆլոտացիայի և հիդրոմետալուրգիայի թափոնները, որոնք ձևավորվել են տարբեր տեսակի առաջնային և օքսիդացված հանքաքարերի վերամշակման արդյունքում: Ոսկու միջին պարունակությունը պոչերում տատանվել է 0,4...1,2 գ/տ: Պոչամբարում պահեստավորված թափոնների ընդհանուր քանակությունը կազմել է 76 մլն տ: Այս պոչամբարն իր մեծությամբ և պաշարների քանակով համարժեք է միջին չափի ոսկու հանքավայրին: Ոսկուց բացի, տվյալ պոչամբարը պարունակել է նաև արծաթ, վոլֆրամ, ծարիր և այլ օգտակար տարրեր: Հետազոտությունների կատարման ժամանակ պոչային նմուշները վերամշակվել են ֆլոտացիայի եղանակով, ինչի արդյունքում ոսկու կորզման գործակիցը կազմել է 29,0...45,4%: Վերջինիս տատանումը պայմանավորված է եղել օգտագործված հակազդիչների տեսակից և քանակից:

Ռեսուրսների խնայողությանն ու շրջակա միջավայրի պահպանմանն ուղղված տեխնոլոգիաների զարգացման առումով համապատասխան աշխատանքներ են կատարվում նաև Ղազախստանի Հանրապետությունում [11]: Այստեղ ուսումնասիրվել են Պավլոդարի շրջանի «Մայկայինսկի» հարստացուցիչ ֆաբրիկայի պոչերը, որոնցում ոսկու պարունակությունը կազմել է 1,46 գ/տ: Ուսումնասիրվող նմուշներում սուլֆիդային միներալների պարունակությունը կազմել է մինչև 28,2%, որոնց հիմնական մասը կազմել է պիրիտը՝ 10%: Ուսումնասիրությ-

յունները ցույց են տվել, որ ոսկու զգալի մասը՝ մոտավորապես 42%, մանր ներփակվածքների տեսքով, գտնվել է սուլֆիդների, ինչպես նաև 12,7% ապար կազմող հիմնական միներալների մեջ: Իրականացված փորձերի արդյունքում հաստատվել է ֆլուտացիայի եղանակով պոչերի վերամշակման արդյունավետությունը, որի արդյունքում, ընտրելով համապատասխան հակազդիչներ, հնարավոր է դառնում ստանալ խտանյութ՝ 9,39 գ/տ ոսկու պարունակությամբ և 82,39% ոսկու կորզման գործակցով:

Պոչերի վերամշակման ուսումնասիրություններ են իրականացվել նաև պղնձի և պղնձամոլիբդենային հանքաքարերի մշակումից առաջացած պոչամբարներում:

Պղնձամոլիբդենային հանքավայրի մշակումից առաջացած պոչամբարի վերամշակման հեռանկարները գնահատվել են Ուզբեկստանի Հանրապետությունում տեղակայված պոչամբարների օրինակով: Միայն Ալմալիկի և Նավոյիսկի լեռնամետալուրգիական կոմբինատների պոչամբարներում կուտակվել են ավելի քան 1 մլրդ տ պոչեր պղնձի 0,17% միջին պարունակությամբ: Դիտարկվել է Ալմալիկի լեռնամետալուրգիական կոմբինատի պոչամբարներից մեկը, որում պահեստավորվել են մոտավորապես 500 մլն տ պոչեր [12, 13]: Պոչամբարի 100 մլայնությամբ լողափային գոտու նմուշարկման աշխատանքները ցույց են տվել, որ նշված գոտում մետաղների միջին պարունակությունը կազմել է 0,18...0,2% պղինձ, 0,0029...0,0033% մոլիբդեն, 0,3...0,4 գ/տ ոսկի և 1,0-1,8 գ/տ արծաթ: Ուսումնասիրություններով պարզվել է նաև, որ մանրահատիկ կազմի պոչերը ավելի հեշտ են ենթարկվում վերամշակման: Կատարված աշխատանքների արդյունքում պարզվել է, որ վերամշակման համար պոչերում -0,074 մմ չափամասի պարունակությունը պետք է կազմի մոտավորապես 76%: Կատարված տեխնոլոգիական փորձարկումների ժամանակ տարրալուծման եղանակով ստացվել են խտանյութեր, որոնցում մետաղների պարունակությունը կազմել է 35...70% պղինձ, 400...800 գ/տ ոսկի, 400...1600 գ/տ արծաթ: Մետաղների կորզումն իրականացվել է 52,5% պղնձի, 48,7% ոսկու և 25,0% արծաթի համար:

Պոչամբարների վերամշակման հեռանկարները դիտարկվել են նաև որպես Եվրոպական Միության արդյունաբերության զարգացման հնարավոր ուղիներից մեկը: Ընդ որում, որպես պոչերի հնարավոր հարստացման եղանակ ուսումնասիրվել է հարստացման տարրալուծման եղանակը [14]: Իրականացված հետազոտության նպատակն է եղել պարզել տարրալուծման մեթոդների արդյունավետությունը Եվրոպայում գտնվող պղնձի հանքավայրերի մշակումից առաջացած պոչամբարներում առկա մնացորդային մետաղների կորզման համար: Դիտարկվող պոչամբարում պիրիտը կազմել է մոտավորապես 60%, որն իր հերթին պարունակել է 0,06% կոբալտ և 0,95 գ/տ ոսկի: Իրականացված փորձարկումների արդյունքներն օգտագործվել են պոչերի վերամշակման համընդհանուր սխեմայի մշակման և նա-

խագծի տեխնիկատնտեսական ցուցանիշները գնահատելու նպատակով: Ընտրված մեթոդի կիրառման արդյունքում պոչերից կորբալտի կորզման գործակիցը հասցվել է մինչև 90%:

Եվրոպական Միության երկրներից Կոսովոյում և Սերբիայում առանձնացվել են մեծ տարածքներ զբաղեցնող «Գոռնոյե Պոլե» կոչվող և Սերբիայի Բոր հանքային շրջանում տեղակայված պոչամբարները, որոնցում ընդհանուր առմամբ կուտակված են մոտավորապես 3,3 մլն մ³ ծավալով հանքահարստացման պոչեր [15]: Ուսումնասիրություններով պարզվել է, որ Սերբիայի Բոր հանքային շրջանում տեղակայված պոչամբարում մետաղների պարունակությունները կազմել են 0,41% պղինձ, 0,8 գ/տ ոսկի և 2,4 գ/տ արծաթ: Լաբորատոր պայմաններում իրականացվել են էլեկտրաքիմիական տարրալուծման եղանակով օգտակար բաղադրիչների կորզման փորձարկումներ, որոնց ժամանակ հնարավոր է եղել հեղուկ ֆազից պինդ ֆազի մեջ կորզել պղինձի 91,7%, ոսկու 92,1% և արծաթի 86,8%, և ինչպես ցույց են տվել հետագա հաշվարկները, ստացված խտանյութը տնտեսապես ձեռնտու է ուղարկել մետալուրգիական վերամշակման: Պոչերի վերամշակման առաջարկված եղանակը, բացի տնտեսապես ձեռնտու լինելուց, հեռանկարային է համարվել նաև բնապահպանական խնդիրների լուծման տեսանկյունից:

Սերբիայի Բոր հանքային շրջանում տեղակայված մեկ այլ պոչամբարում իրականացված հերթական ուսումնասիրությունը վերաբերել է պոչերից ֆլոտացիայի եղանակով պղնձի կորզման հնարավորություններին [16]: Փորձարկումների ժամանակ ուսումնասիրվել են հարստացման միջավայրի pH-ի և ֆլոտացիայի ժամանակի ազդեցությունը պղնձի կորզման աստիճանի վրա, որի մեծությունը հասցվել էր մինչև 60%:

Հունաստանում իրականացվել են ուսումնասիրություններ, որոնց դեպքում փորձ է արվել հարստացման պոչերից կորզել պղինձ, մոլիբդեն, վանադիում և ուրան [17]: Հետազոտությունների ժամանակ կիրառվել է հարստացման տարրալուծման եղանակը: Կատարված աշխատանքի արդյունքները ցույց են տվել, որ առաջարկվող եղանակով պոչերից հնարավոր է կորզել մոտավորապես 65% վանադիում, 80% պղինձ, 60...90% մոլիբդեն և 18...75% ուրան:

Պոչամբարների վերամշակման հեռանկարների և դրանցից պղնձի կորզման հնարավորությունների հետ առնչվող հարցերի ուսումնասիրություններ են իրականացվել նաև Չիլիում: Ուսումնասիրվել են 1930-ական թվականներից շահագործված պոչամբարի պոչերը, որոնք առաջացել են խոշոր պղինձ-պորֆիրային հանքավայրի մշակման արդյունքում [18]: Ուսումնասիրությունների ժամանակ պարզվել է, որ պղնձի միջին պարունակությունը պոչերում կազմել է 0,11. . . 0,33%: Պղնձի հիմնական միներալներն են խալկոզինը, խալկոպիրիտը, կովելինը և բորնիտը: Պոչերի վերամշակման համար աշխատանքում առաջարկվել է հարստաց-

ման հիդրոմետալուրգիական մեթոդը, որի կիրառման արդյունքում պղնձի կորզման գործակիցը կազմել է 50% և ավելի:

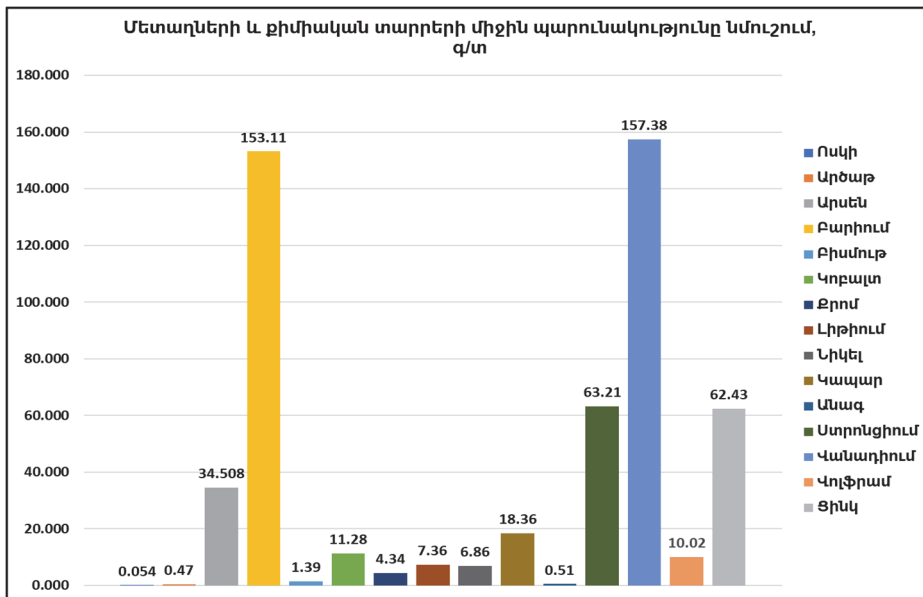
Չնայած վերևում նկարագրված օրինակներին, որոնցում ուսումնասիրվել են հանքահարստացման պոչերից տարբեր տեսակի մետաղների կորզման հեռանկարները, այնուամենայնիվ, պոչամբարները շատ դեպքերում դուրս են մնում լեռնահանքային ընկերությունների զարգացման ընդհանուր ծրագրերից [19]: Պոչամբարներում կուտակված զգալի քանակի թափոններն ունեն բավականին մեծ տնտեսական պոտենցիալ նորագույն տեխնոլոգիաների կիրառմամբ վերջիններիս վերամշակման դեպքում: Մասնավորապես, ուսումնասիրությունները ցույց են տվել, որ հանքահարստացման տարրալուծման եղանակի կիրառման դեպքում հնարավոր է տարբեր տեսակի հարստացման պոչերից կորզել այնպիսի մետաղներ, ինչպիսիք են պղինձը, ցինկը, երկաթը, կոբալտը և այլն:

Հետազոտության արդյունքները. Հայաստանի Հանրապետության հանքարդյունաբերական ընկերությունների գործունեության արդյունքում պոչամբարներում կուտակվող մեծ քանակությամբ պոչերը նույնպես կարող են հանդիսանալ լրացուցիչ և կայուն եկամուտի աղբյուր ինչպես այդ ձեռնարկությունների, այնպես էլ պետության տնտեսության զարգացման համար: Միայն ՀՀ խոշոր լեռնահանքային ձեռնարկության՝ «Զանգեզուրի ՊՄԿ» ՓԲԸ գործունեության արդյունքում կոնսերվացված երեք պոչամբարներում կուտակված են մոտավորապես տասնյակ միլիոնավոր 10^6 հարստացման պոչեր:

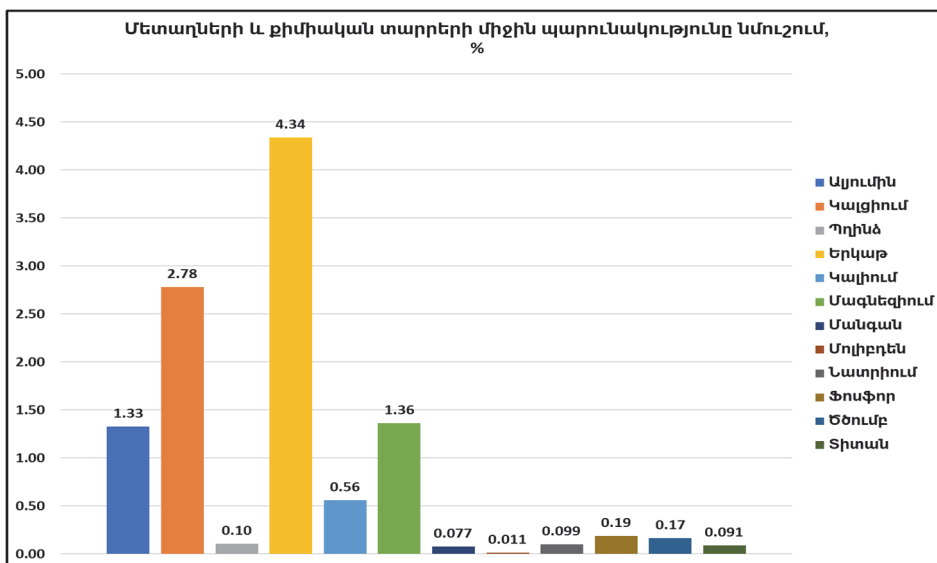
Այդ պոչամբարներից Ողջի գետի կիրճում կազմավորված համանուն պոչամբարի տարածքում 2022 թ. մայիս-հուլիս ամիսներին իրականացվել են նմուշարկման աշխատանքներ: Մասնավորապես, պոչամբարի մակերևույթի վրա նրա ամբողջ երկայնքով՝ հարավ-արևմուտքից դեպի հյուսիս-արևելք անցկացված խրամից իրարից մոտավորապես 100 10^6 հեռավորության վրա վերցվել են նմուշներ: Նմուշառման միջին խորությունը կազմել է պոչամբարի ռեկուլտիվացիայի շերտի ստորին հատվածից 0,5 և 1,1 10^6 մ: Վերցրված նմուշներում որոշվել են մետաղների և այլ քիմիական տարրերի բաղադրությունները, որոնց արդյունքներն ամփոփված են նկ. 1 և 2-ում:

Ուսումնասիրությունների ժամանակ կատարվել են նաև պառկած պոչերի ֆլոտացիայի եղանակով հարստացման փորձեր: Փորձերի անցկացման համար ընտրվել են պոչամբարի տարբեր տեղամասերից վերցված նմուշները:

Պոչերի հանքահարստացման փորձերն իրականացվել են՝ համաձայն նախապես մշակված տեխնոլոգիական սխեմայի, որի համար որպես հիմք է հանդիսացել ընկերության հարստացուցիչ ֆաբրիկայում գործող հարստացման տեխնոլոգիական սխեման:



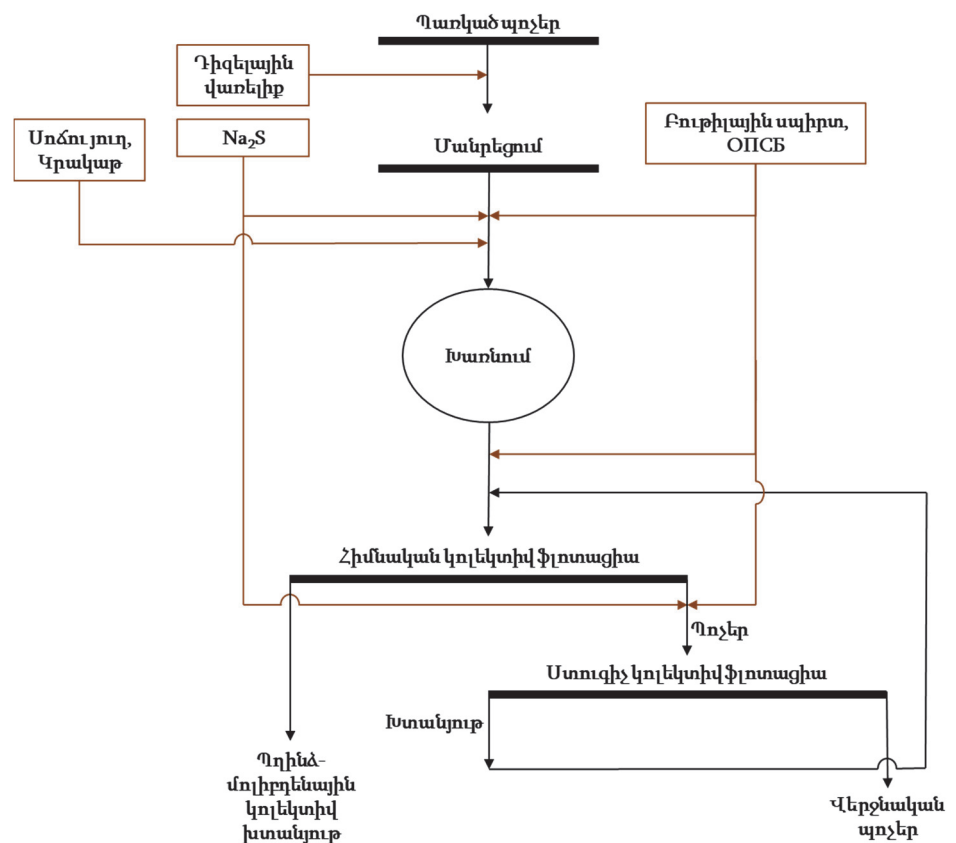
Նկ. 1. Ողջի պղծամբարի պատկած պղծերից վերցրված նմուշներում մետաղների և քիմիական տարրերի պարունակությունները՝ արտահայտված q/տ-ներով



Նկ. 2. Ողջի պղծամբարի պատկած պղծերից վերցրված նմուշներում մետաղների և քիմիական տարրերի պարունակությունները՝ արտահայտված %-ներով

Պղծանքային նմուշներն անցել են նախնական մանրացման և խառնման փուլերով, որից հետո՝ հիմնական և ստուգիչ ֆլոտացիայի փուլերով: Արդյունքում ստացվել է համալիր խտանյութ: Մետաղների բարձր կորզում ապահովելու

Պատկած պոչերի վերամշակման փորձնական տեխնոլոգիական սխեման
բերված է նկ. 3-ում:



Նկ. 3. Ողջիկի պաշարներից վերցրված պառկած պոչերի Ֆլուտացիայի եղանակով
փորձարկումների տեխնոլոգիական սխեման

Աղ. 1-ում ներկայացված են Ֆլոտացիայի փորձերի հիմնական տեխնոլոգիական պարամետրերը:

Ողջիի պոչամբարի նմուշներով իրականացված ֆլոտացիայի փորձերի հիմնական տեխնոլոգիական պարամետրերը

Փորձի համարը	Տեխնոլոգիական փուլ	Տևողությունը, րոպ	Միջավայրի pH	Հակագոյիչներ					
				Բուֆիլային սպիրտ	Պրոպիլենի օքսիդ	Na ₂ S	Դիզելային վառելիք	Սոճույուլ	Կրակաթ CaO – 10,3%
				գ/տ	գ/տ	գ/տ	գ/տ	գ/տ	գ/տ
1	Մանրացում	16	8,7	-	-	-	40,0	-	-
	Խառնում	3		10,0	70,0	1,5	-	2,5	12,0
	Հիմնական կոլեկտիվ ֆլոտացիա	6		6,0	16,0	-	-	-	-
	Սուուգիչ կոլեկտիվ ֆլոտացիա	7		4,0	2,0	1,5	-	-	-
	Ընդամենը			20,0	88,0	3,0	40,0	2,5	12,0

Ֆլոտացիայի փորձերի արդյունքում ստացված խտանյութում հաշվարկվել են պղնձի և մոլիբդենի կորզման գործակիցները հետևյալ բանաձևով [20].

$$\varepsilon = \frac{\beta(\alpha - \theta)}{\alpha(\beta - \theta)} \times 100\%, \quad (1)$$

որտեղ α -ն մետաղի պարունակությունն է վերամշակվող պոչերում (%), β -ն՝ այդ նույն մետաղի պարունակությունը խտանյութում (%), θ -ն՝ այդ նույն մետաղի պարունակությունը վերամշակված պոչերում (%):

Աղ. 2-ում ներկայացված են պատկած պոչերում և ստացված խտանյութում պղնձի և մոլիբդենի պարունակություններն ու դրանց կորզման գործակիցները:

Պոչերում և խտանյութում մետաղների պարունակություններն ու դրանց կորզման գործակիցները

Փորձի համարը	Մետաղների պարունակությունը				Կորզման գործակից, %	
	պատկած պոչերում, %		կոլեկտիվ խտանյութում, %			
	Cu	Mo	Cu	Mo	Է _{Cu}	Է _{Mo}
1	0,064	0,0032	0,65	0,036	28,63	20,21
2	0,100	0,0031	0,70	0,022	31,21	28,82
3	0,176	0,0327	3,45	0,750	46,76	65,24
4	0,212	0,0257	3,28	0,787	49,78	70,73
5	0,167	0,0169	2,10	0,250	49,37	66,66
6	0,109	0,0066	1,70	0,160	44,75	63,11
7	0,127	0,0172	1,97	0,300	31,34	44,48
8	0,127	0,0172	1,74	0,290	37,99	53,27

Եզրակացություն.

1. Պոչամբարների վերամշակման համաշխարհային փորձի վերլուծությունը ցույց է տվել, որ այս արդիական խնդրի վերաբերյալ կան պոչերից մետաղների կորզման բազմաթիվ օրինակներ:

2. Ողջի գետի կիրճում տեղադրված համանուն կոնսերվացված պոչամբարից վերցրված նմուշների քիմիական անալիզի արդյունքների վերլուծությունը հաստատում է պատկած պոչերում բազմաթիվ թանկարժեք և հազվագյուտ մետաղների առկայությունը:

3. Ֆլոտացիայի եղանակով պատկած պոչերի հարստացման փորձերի արդյունքում պարզվել է, որ փոխելով ֆլոտացիայի տեխնոլոգիական պարամետրերը՝ հնարավոր է հասնել պղնձի և մոլիբդենի կորզման գործակիցների զգալի աճի:

4. Ողջի գետի կիրճում տեղադրված պոչամբարից վերցված նմուշների համար կատարված փորձերի արդյունքում պղնձի կորզման գործակիցը գտնվել է 28,63%...49,78%, իսկ մոլիբդենի կորզման գործակիցը՝ 20,21%...70,73% միջակայքում:

5. Վերը նշված արդյունքները ստացվել են հիմնականում պոչերի մանրացման աստիճանի ավելացման շնորհիվ:

6. Հակազդիչների չափաքանակների փոփոխության և կորզման գործակիցների միջև այս փուլում կատարված աշխատանքների դեպքում որևէ կապ չի հայտնաբերվել:

7. Ողջի գետի կիրճում տեղակայված պոչամբարի պատկած պոչերի վերամշակման ուսումնասիրությունների արդյունքները հաստատում են պոչամբարի պոչերի ուսումնասիրման աշխատանքները շարունակելու անհրաժեշտությունը, որոնք կարող են հիմք հանդիսանալ ՀՀ լեռնահանքային ձեռնարկությունների կողմից հանքա հարստացումից առաջացած պոչերի վերամշակման ուղղությունը զարգացնելու համար:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Tuokuua F.X.D., Kpinpuob S.D., Hinsonc R.E.** Sustainable development in Ghana's gold mines: Clarifying the stakeholder's perspective //Journal of Sustainable Mining.- 2019.- Vol. 18, issue 2. – P. 77-84, ISSN 2300-3960.
2. **Borujeni M.P., Gitinavard H.** Evaluating the sustainable mining contractor selection problems: An imprecise last aggregation preference selection index method//Journal of Sustainable Mining.- 2017.-Vol. 16, issue 4. – P. 207-218, ISSN 2300-3960.
3. **Shadrunova I.V., Gorlova O.E., Zhilina V.A.** The new paradigm of environmentally-driven resource saving technologies for processing of mining // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering.- 2019.- 687 066048.
4. **Frolova I.V., Tikhonov V.V., Nalesnik O.I., Streltsova A.A.** The Enrichment of Stale Tailings of Bom-gorhon Tungsten Ore Deposits //Procedia Chemistry.- 2014.- Vol. 10.- P. 364-368, ISSN 1876-6196.

5. **Msumange D.A., Msumange J.A., Bru K., Bourgeois F.** Tungsten tailings issues and reprocessing solutions//Minerals and Mineral Materials.- 2023.- 2.-P. 14 -21, ISSN 2832-269X.
6. **Голик В.И., Разоренов Ю.И., Бригида В.С., Бурдзиева О.Г.** Механохимическая технология добычи металлов из хвостов обогащения//Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов.- 2020.- Т. 331, № 6.- С. 175–183.
7. **Евдокимов С.И., Евдокимов В.С.** Переработка лежалых хвостов свинцово-цинковой обогатительной фабрики // Известия ВУЗов. Цветная металлургия.- 2015 (3).- С. 3–11.
8. **Носиров Н.И., Суяров Ж.У.** Изучение обогатимости золотосодержащих хвостов // Central Asian Journal of Theoretical and Applied Science.- 2021.- Vol. 2, issue 4.- P. 11-16, ISSN 2660-5317.
9. **Фетодов П.К., Сенченко А.Е., Федотов К.В., Бурдонов А.Е.** Переработка хвостов обогащения золотосодержащей руды гидрометаллургическими методами // Известия ТулГУ. Науки о Земле.- 2023.- Вып. 4.- С. 293–304.
10. Исследование на обогатимость флотационным методом лежалых золотосодержащих хвостов/ **В.И. Брагин, Е.А. Бурдакова, А.А. Кондратьева и др.** // РАН, Сибирское отделение, Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых.- 2018.- №4.- С. 152-160.
11. Доизвлечение золота в концентрат из лежалых хвостов методом флотации/ **Н.Н. Абдылдаев, А.К. Койжанова, Э.М. Камалов и др.** // Обогащение полезных ископаемых. Комплексное использование минерального сырья.- 2018.- Том 307, №4.-С. 11-19, ISSN 2616-6445.
12. **Санакулов К., Санакулов У.К.** Об оценке переработки отвальных хвостов флотации медно-молибденовых руд Кальмакырского рудника //Горный вестник Узбекистана: Научно-технический и производственный журнал.- 2021.- Вып. №3 (86).- С. 32-36.
13. **Хакимов К.Ж., Каюмов О.А., Эшонкулов У.Х., Соатов Б.Ш.** Техногенные отходы – перспективное сырье для металлургии Узбекистана в оценке отвальных хвостов фильтрации медно-молибденовых руд //Universum: Технические науки, электронный научный журнал.- 2020.- №12(81).- С. 54-59.
14. **Guezennec A.G., Delclaud M., Savreux F., Patrick d’Hugues J.J.** The Use of Bioleaching Methods for the Recovery of Metals Contained in Sulfidic Mining Wastes //Hydrometallurgy.- 2014.- Victoria Canada hal-00988746.- P 7.
15. **Panayotova M., Panayotov V.** Recovery of valuable metals from mining and mineral processing waste //E3S Web Conf.- 2020.-Vol. 211, 02009, The 1st JESSD Symposium: International of Earth, Energy, Environmental Science and Sustainable Development.- 2020.- 8 p.
16. Copper Upgrading and Recovery Process from Mine Tailing of Bor Region, Serbia Using Floatation/ **H. Baisui, B. Altansukh, K. Haga, Z. Stevanovic, et al** //International Journal of the Society of Materials Engineering for Resources.- 2014.- Vol. 20, issue 2.- P. 225-229, ISSN 1884-6629.

17. Solvent extraction of Cu, Mo, V and U from leach solution of copper ore and floatation tailings/T. Smolinski, D. Wawszczak, A. Deptula, W. Lada, et al; Institute of Nuclear Chemistry and Technology (INCT), 03-195//Journal of Radioanalytical and Nuclear Chemistry.- Warsaw, Poland, 2017.- 314(3).- P. 69-75.
18. Alcalde J., Kelm U., Vergara D. Historical assessment of metal recovery potential from old mine tailings: A study case for porphyry copper tailing //Chile, Minerals Engineering.- 2018.-Vol. 127.- P. 334-338. ISSN 0892-6875.
19. Maltrana V., Morales J. The Use of Acid Leaching to Recover Metals from Tailings: A Review // Metals, MDPI.- 2023.- 13, №11, 1862.- P. 17.
20. Богданов О.С., Ревнивцева В.И. Справочник по обогащению руд.- 2-е издание, перераб. и доп.- М.: Недра, 1983.-384 с.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան, «Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատ» ՓԲԸ: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 20.03.2024:

Л.А. МАНУКЯН, К.В. АРУТЮНЯН

ОЦЕНКА ПЕРСПЕКТИВ ПЕРЕРАБОТКИ ЛЕЖАЛЫХ ХВОСТОВ НА ПРИМЕРЕ СФОРМИРОВАННОГО В УЩЕЛЬЕ РЕКИ ВОХЧИ ХВОСТОХРАНИЛИЩА ЗАО “ЗАНГЕЗУРСКИЙ ММК”

Отходы, образующиеся при обогащении руд, содержат различные виды металлов, химических элементов и минеральных соединений. В то же время растущий с каждым годом спрос на минеральное сырье вынуждает горнодобывающие компании, развивающие свою деятельность в разных странах мира, эксплуатировать месторождения с более сложными условиями залегания рудного тела и с более низким содержанием полезных ископаемых. Между тем известно, что богатые разными полезными ископаемыми техногенные отходы могут служить дополнительным и устойчивым источником сырья.

В статье проведены оценка результатов химического анализа проб, отобранных из лежалых хвостов хвостохранилища ЗАО “Зангезурский ММК”, расположенного в ущелье реки Вохчи и законсервированного в настоящее время, а также описание проведенных испытаний по обогащению хвостов и анализ полученных результатов. Осуществлен также анализ мирового опыта переработки хвостов обогащения.

Ключевые слова: хвосты обогащения, хвостохранилище, флотация, переработка, медь, молибден, технологическая схема.

L.A. MANUKYAN, K.V. HARUTYUNYAN

**ASSESSMENT OF PROSPECTS FOR PROCESSING STALE TAILINGS
ON THE EXAMPLE OF TAILING DAM OF “ZANGEZUR CMC” CJSC
FORMED IN THE GORGE OF THE VOGHJI RIVER**

Tailings generated during ore processing contain various types of metals, chemical elements, and mineral compounds. At the same time, the growing demand for mineral raw materials every year forces the mining companies operating around the world to develop deposits with more difficult ground conditions and lower content of minerals. It is known that the mineral-rich technogenic wastes can be recycled as a source of additional and sustainable raw materials.

The assessment of results of chemical analysis of samples taken from stale tailings of the dam of “Zangezur CMC” CSJC, located in Voghji river gorge and currently abandoned, as well as description of the tests carried out on enrichment tailings and analysis of the results obtained are provided in this article. An analysis of the world experience of processing the concentration tailings is carried out.

Keywords: concentration tailings, tailing dam, flotation, reprocessing, copper, molybdenum, technological scheme.

И.Р. БАГДАСАРЯН

**ВОСТРЕБОВАННАЯ НЕОБХОДИМОСТЬ АКУСТИЧЕСКОЙ СРЕДЫ
В ПРОЕКТИРУЕМЫХ ЗДАНИЯХ И СООРУЖЕНИЯХ**

Рассматриваются вопросы обеспечения акустического "комфорта" при проектировании современных зданий и сооружений. В работе учитываются условия распространения "структурной" звукопередачи по смежным конструкциям. Предложены каменные материалы, отличающиеся по упругости и плотности от жестких материалов конструкций, чтобы осуществить разрыв в конструкциях, с помощью которого можно устранить "структурный" звук в зданиях. Для достижения данной цели в статье предлагается увеличить толщину пористого материала или предусмотреть воздушный промежуток между поглотителем и отражающей конструкцией. Акцентируется также внимание на таких физических явлениях, как звук, упругие (звуковые) колебания и, конечно же, волны в разных средах, их возбуждение и восприятие, распространение, взаимодействие со средой и разнообразное применение.

Ключевые слова: акустика зданий, строительные материалы, базальтовая вата, каменная вата, звукоизоляция, "структурный" звук, звуковые колебания, звуковые волны.

Строительное материаловедение достигло определенных успехов в создании композиционных материалов. Такие композиты обеспечивают безопасность зданий и сооружений, их защиту от определенных природных, техногенных воздействий. Поэтому одной из главных проблем при строительстве здания и сооружения является обеспечение акустического "комфорта", снижение шума в зданиях. Таким образом, возникает необходимость высокой звукоизоляции ограждающих конструкций при проектировании. При решении данного вопроса учитываются не только их конструктивные параметры, но и условия распространения структурной звукопередачи по смежным конструкциям.

На основе результатов экспериментальных исследований С. Лифшица, Дж. Констебля, Е. Мейера, П. Паркина, Г. Оберста и др. представлены два вида прохождения звука: "*воздушный*" и "*структурный*", т.е. *по конструкциям* – это двойные перегородки или звукоизоляционный материал между слоями многослойных конструкций, или изоляция помещений по методу "комната в комнате". Согласно предложенным вариантам, положительного результата в повышении звукоизоляции не произошло. Положительной динамикой поднятия акустики оказался метод, предложенный профессором физиком-акустиком

Верн Оливер Кнудсенom: для предотвращения "структурного" звука необходимо произвести **разрыв в конструкциях**. Разрывы должны быть заполнены такими материалами, которые отличаются по упругости и плотности от жестких материалов конструкций (минеральные каменные ваты, которые возникают из огненно-жидкого расплава изверженных габбро-базальтовых горных пород, в результате чего получают тепло- и звукоизоляционные материалы в виде каменной ваты) [1,2]. В строительстве массивные конструкции имеют более высокую звукоизоляцию, чем облегченные конструкции зданий и сооружений. Объединение несущего каркаса здания с легкими ограждающими панелями значительно увеличило уровень звука в помещениях по причине распространения "структурного" звука по смежным конструкциям.

Акустические материалы бывают *звукоизолирующие* (отражают звук и не позволяют ему пройти сквозь стены - гипсокартон, бетон, кирпич др.) и *звукопоглощающие* (материалы на основе минеральной (каменной) ваты, стекловолокно, пенополиуретан и др., которые максимально приглушают шумы и не дают им отразиться обратно (см. табл.)). Конечно же, комбинирование двух типов решений представляет собой надежный метод, но каменная вата обладает рядом преимуществ (рис.2 и 3):

- отличная звукоизоляция: уровень шума снижается на 43...62 Db;
- низкая теплопроводность;
- высокая устойчивость воздействию высоких (до $t=1000^{\circ}\text{C}$) температур: каменная вата не плавится, не дымит, не горит;
- материалы на основе каменной ваты не деформируются, сохраняют качества в течение эксплуатации, т.е. долговечны;
- экологически чистый (состоит из природных материалов, безвреден для человека) материал;
- высокая биостойкость: каменная вата отлично справляется с такими биологическими факторами, как плесень или гниение.

Каменная вата - материал недорогой с низкой степенью теплопроводности (ею утепляют кровли, перекрытия, стены и т.д.). В современном строительстве каменная вата считается одним из наиболее эффективных утеплителей конструкций [3,4]. Из нее (горизонтально-слоистой, вертикально-слоистой, пространственной или гофрированной структуры), кроме плит и матов, изготавливают также формованные изделия (цилиндры, сегменты). Изделия из каменной ваты обладают тепло- и звукоизоляционными свойствами благодаря открытой *пористости*. Коэффициент теплопроводности каменной ваты находится в пределах 0,035...0,039 Вт/мК. Сама вата не горючая, но при $t=600 \dots 700^{\circ}\text{C}$ может распадаться, образуя горячую пыль [1, 2, 5, 6]. Воздух в

порах ваты обладает низкой теплопроводностью, находится в статичном состоянии. Именно этот фактор определяет её отличные теплоизоляционные качества [5, 7]. Из-за наличия открытых пор каменная вата *паропроницаема* ($0,25...0,35 \text{ мд/м}^2\text{чПа}$). Плотность ее колеблется от 30 кг/м^3 до 220 кг/м^3 , поэтому жёсткие плиты выдерживают распределённую нагрузку до 70 кПа . Изделия из ваты могут выпускаться с покрытием из алюминиевой фольги, крафт-бумаги, стеклохолста и т.д.



Рис.1. Базальтовая вата в плитах

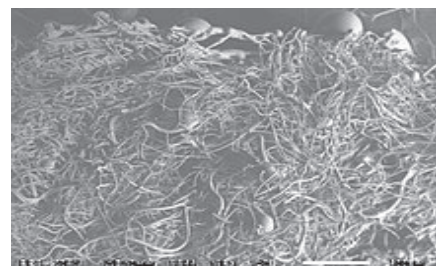


Рис.2. Каменная вата

В современном строительстве для звукоизоляции в зданиях и сооружениях базальтовую вату (рис.1) применяют в следующих конструкциях: в стенах (в вентилируемых фасадных системах, в фасадах с тонким или толстым штукатурным слоем, в лёгких внешних каркасных конструкциях, трёхслойных кирпичных стенах, стеновых железобетонных панелях, в металлических сэндвич - панелях, панелях поэлементной сборки); в перегородках; для утепления полов по лагам (рис.2) или плитам перекрытия с возможностью устройства стяжек; в скатных и в плоских кровлях (укладка утеплителя по железобетонным плитам или профилированному настилу с дальнейшей гидроизоляцией битумными материалами или ПВХ-мембранами); в стальных несущих колоннах и балках, воздуховодах, железобетонных перекрытиях, в трубных и кабельных проходах. Благодаря негорючести и высокой температуре плавления волокон каменная вата может применяться для изоляции поверхности при $t = 700 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Деревянные полы не такие шумные, как каменные, тем не менее необходимы воздушные зазоры, т.е. акустические резонаторы, которые обеспечивают вентиляцию деревянному полу и предотвратят гниение и сушку материала (рис.3). В волокнистых строительных материалах рассеивание энергии колебания воздуха происходит на нескольких физических уровнях (рис.4):

1) вследствие вязкости воздуха (его очень много в межволоконном пространстве) колебание частиц воздуха внутри поглотителя приводит к трению;

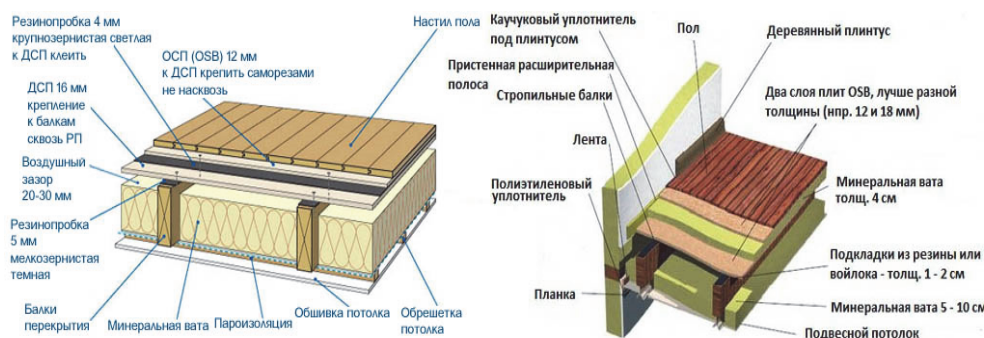


Рис. 3. Вентиляция на деревянном перекрытии

2) происходит трение воздуха о волокна, поверхность которых тоже велика;

3) волокна трутся друг о друга, из-за трения кристаллов самих волокон происходит рассеивание энергии. Поэтому на средних и низких частотах волнокнистые материалы имеют высокий коэффициент звукопоглощения.

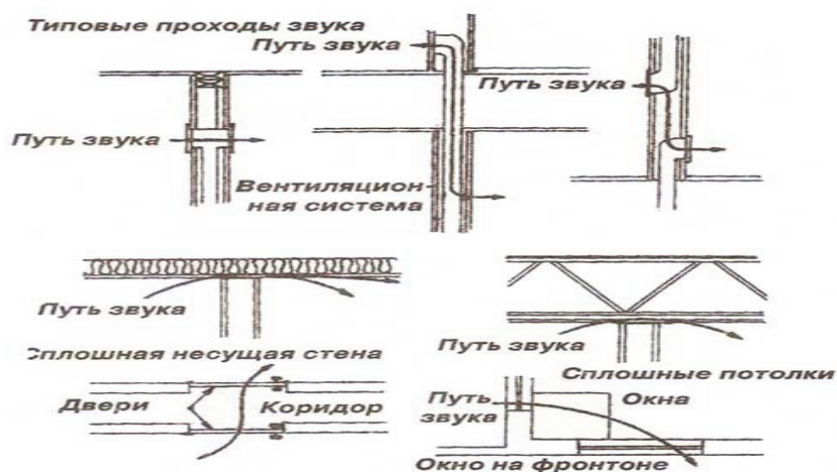


Рис. 4. Участки проникновения звука и шума

Сама акустика (от греч. - слуховой) является наукой о звуке, т.е. это область физики (механики) и техники, изучающая упругие (звуковые) колебания и волны в разных средах, их возбуждение и восприятие, распространение, взаимодействие со средой, а также разнообразное применение [8, 9]. Звуковые колебания рассматриваются от самых низких (условно от $\Gamma_{\text{ч}}$) до высоких частот.

В работах некоторых учёных звук в 1100 Db (децибел, (1)) полностью уничтожит вселенную в "черной дыре". Нормой, воспринимаемой человеческим ухом при ощущении боли, является интенсивность в 120...130 Db (рис.5):

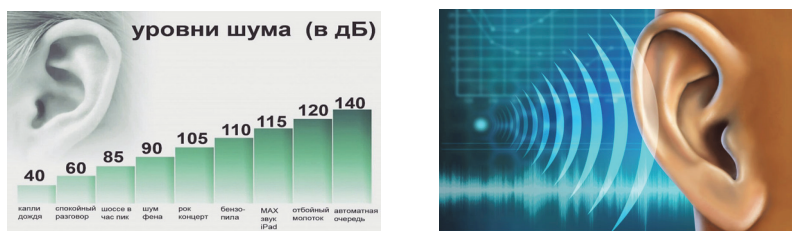


Рис. 5. Уровни шума

$$1Db = 20 \lg \frac{p}{20 \text{ мкПа}}, \quad (1)$$

где p - измерительное звуковое давление; 20 МПа - минимальное звуковое давление, при котором человек слышит звук.

Смерть человека наступает при 200 Db [10].

Механические колебания звука движутся вперед с помощью волнового движения (отдельные частицы материала - молекулы воздуха, возвращаются в исходное положение, а звуковая энергия движется вперед). Движение волны распространяется одинаково во всех направлениях, если на него не влияет объект или другой материал на своем пути. Звуковые волны могут распространяться через твердые тела, жидкости и газы, но не через вакуум. Звуковые волны подобны любому другому волновому движению и определяются с точки зрения длины волны, частоты, скорости:

$$V = v\lambda, \quad (2)$$

где V - скорость волны, т.е. расстояние, перемещаемое за секунду в фиксированном направлении, м/с ; v - частота волны, т.е. количество циклов вибрации в секунду, Гц ; λ - длина волны (расстояние в пространстве между двумя соседними волнами), м ;

$$\lambda = c / T = c \cdot f, \quad (3)$$

для человека $\lambda = 0,0017 \dots 17$.

При каждой вибрации источника звука волна перемещается вперед на одну длину волны. Следовательно, количество вибраций в секунду указывает на общую длину, пройденную за 1 с - то же самое, что и скорость. Это соотношение справедливо для всех волновых движений (1).

Звуковая волна распространяется от источника со скоростью 344 м/с при измерении в сухом воздухе при $t=20^\circ\text{C}$. Это приличная скорость в помещении, но достаточно медленная над землей, чтобы мы могли заметить задержку между тем, как видим источник звука, например удаленный фейерверк, и последующим

слухом о взрыве. Скорость звука не зависит от скорости возникновения звуковых колебаний, следовательно, частота звука не влияет на его скорость. На скорость звука влияют изменения атмосферного давления, например, вызванные погодой, а также свойства материала, через который он распространяется (см.табл.). Скорость распространения звука зависит от плотности среды и изменяется в широких пределах [5,11,12]. Встречая на своем пути препятствие, звуковая волна может отражаться и преломляться (рис. 6). Время запаздывания прихода отраженной волны относительно волны, идущей прямо, является реверберацией. При прохождении через отверстие (окно, дверь и т.п.) наблюдается явление дифракции звуковой волны (рис. 7).

Акустический расчет на основе имеющихся данных позволяет заранее узнать, как будет "звучать" помещение, расчет производится с помощью специализированных программ: Yamaha CISSCO, Nexo NS-1.



Рис.6. Пути прямой и отраженных звуковых волн



Рис. 7. Дифракция звуковой волны

Без предварительного анализа акустических характеристик помещения даже дорогостоящее профессиональное оборудование не оправдает тех ожиданий, которые на него возлагают, поскольку интеграция оборудования имеет не меньшее значение для конечного результата, чем качество техники [13].

Таблица

Скорость звука некоторых твердых стройматериалов

Строительные материалы	Продольная волна, м/с	Поперечная волна, м/с	Норм. волна (волна Лэмба), м/с
Бетон	3700	3200	-
Древесина	3960	-	-
Гранит	5950	-	-
Железо	5950	3240	5120
Кирпич	4200	-	3600
Стекло (кварцевый песок)	5100	2840	3720
Резина	1830	-	-
Сталь	5940	3220	5180
Чугун	4994	2809	4480

В отличие от *газов* в воздухе, *звук* распространяется быстрее в жидкостях и *твердых телах* из-за влияния плотности и эластичности этих материалов. Частицы таких материалов быстрее реагируют на вибрации и поэтому передают вибрации давления с большей скоростью. Например, сталь очень эластична, и звук распространяется через сталь примерно в 14 раз быстрее, чем через воздух. Если производящий звуковые волны объект вибрирует, например, 100 раз в секунду, то частота такой звуковой волны будет равна 100 Гц. Человеческое ухо воспринимает это как звук определенной высоты.

Высота звука - это частота звука, воспринимаемая человеческим слухом (рис.1). Низкие ноты вызываются низкочастотными звуковыми волнами, а высокие - высокочастотными волнами. Большинство звуков, слышимых в повседневной жизни, представляют собой смесь более чем одной частоты, хотя, когда можно распознать конкретную "ноту", преобладает самая низкая основная частота.

В природе звуковой волны вибрация волны имеет попеременные изменения амплитуды (фаз). Если волновая вибрация в одном направлении встретит равную и противоположную вибрацию, то они погасятся. Эффект фазы звуковых волн заключается в отсутствии звука, а также дает возможность шумоподавления (ANR). Каждый объект имеет собственную частоту, например, звук брошенного на пол металлического стержня можно отличить от звука брошенного деревянного бруска. Собственная частота объекта зависит от таких факторов, как форма, плотность и жесткость объекта, а резонанс возникает, когда собственная частота объекта совпадает с частотой любых вибраций, приложенных к объекту. Результатом резонанса являются очень сильные вибрации на этой частоте. Он возникает во многих механических системах, например, это может привести к дребезгу незакрепленных частей автомобиля на определенных скоростях, когда они резонируют с вибрациями двигателя [14]. Менее драматично, но имеет практическое применение в зданиях то, что резонанс влияет на передачу и поглощение звука внутри перегородок.

Заключение

Разрывы в конструкциях должны быть заполнены такими материалами, которые отличаются по упругости и плотности от жестких материалов конструкций (базальтовая вата). Это наиболее эффективный метод предотвращения "структурного" звука. Именно каменные ваты пригодны для такой роли, т.к. они обладают экологичностью, долговечностью, биологической стойкостью, акустотеплоизолирующей способностью.

Доказано, что на скорость звука влияют перемена атмосферного давления, например, изменения, вызванные изменением погоды, а также свойства материала, через который он распространяется.

Для усиления звукопоглощения на низких частотах необходимо увеличить толщину пористого материала или предусмотреть воздушный промежуток между поглотителем и отражающей конструкцией.

Выбор строительных материалов с соответствующими акустическими и энергоэффективными свойствами имеет важное значение в современном проектировании зданий и сооружений. Хорошо спроектированная и эффективно построенная конструкция не только улучшает жизнь ее обитателей, но и способствует устойчивому будущему.

Одни и те же акустические процессы в помещениях рассматриваются тремя теориями: волновой, статистической и геометрической. Все три метода имеют значительную взаимосвязь, дополняя друг друга, и, как показывает опыт, только одним методом не удаётся решить конкретную задачу: *геометрическая (лучевая) теория* акустических процессов в помещениях основана на законах геометрической оптики, т.е. движение звуковых волн рассматривают подобно движению световых лучей, и характер отражений зависит от формы отражающей поверхности; *волновая теория* основывается на источнике звука, где звуковые волны распространяются в различных направлениях. Спектр сложного звукового (музыкального) сигнала может содержать частоты, которые отсутствуют или которых мало в спектре собственных колебаний воздуха, находящегося в помещении, что и вызывает ответное (резонанс) колебание воздушной среды на частотах, совпадающих с частотами источника. *Статистическая теория* заключается в том, что источники неодинаково удалены от различных плоскостей, поэтому невозможно считать равной вероятность падения звуковых волн на различные участки плоскостей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Воробьев В.А.** Строительные материалы.- М., 1967.-464 с.
2. **Воробьев В.А., Комар А.Г.** Строительные материалы.- М., 1971.- 496 с.
3. **Горлов Ю.П., Меркин А.П., Устенко А.А.** Технология теплоизоляционных и акустических материалов и изделий.- М.: Стройиздат, 1980.- 399 с.
4. Теория звукоизоляции ограждающих конструкций/ **С.Д. Ковригин, А.В. Захаров** и др.- 2 изд.- М., 1969.- 328 с.
5. **Рахимов Р.З., Шелихов Н.С., Смирнова Т.В.** Теплоизоляция из каменной ваты: Учебное пособие.- М., 2010.- 311 с.
6. Строительные материалы и изделия: Учебное пособие/ **В.С. Руднов, Е.В. Владимирова и др.** - Екатеринбург, 2018.- 208 с.
7. **Заборов В.И.** Теория теплоизоляции ограждающих конструкций.- М., 1969.-187 с.
8. **Прохоров А.М.** Строительная акустика. Большая Советская энциклопедия.- 3-е изд.- М., 1978.- 18960 с.

9. **Прохоров А.М.** Советская энциклопедия: Словарь.- М., 1989.- 1632 с.
10. <https://dzen.ru/a/xpbdf7rutw0wv334>
11. **Заборов В.И., Клячко Л.Н.** Борьба с шумом методом звукоизоляции.- М., 1964.- 123 с.
12. **Самойлюк Е.П.** Борьба с шумом в градостроительстве.- Киев, 1975.- 128с.
13. <https://inout.by/blog/reviews/8323-akusticheskiy-raschet>
14. <https://www.parkerjonesacoustics.com/insights/in-depth/physics-of-sound-and-acoustics>

Институт прикладной механики НАН РА. Материал поступил в редакцию 29.02.2024.

Ի.Ռ. ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ

ԱԿՈՒՍՏԻԿ ՄԻՋԱՎԱՅՐԵՐԻ ԿԱՐԵՎՈՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ՆԱԽԱԳԾՎՈՂ ՇԵՆՔԵՐՈՒՄ ԵՎ ԿԱՌՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ

Դիտակվում են ակուստիկական «հարմարավետության» հարցերը ժամանակակից շենքեր և շինություններ նախագծելիս: Աշխատանքում հաշվի են առնվում հարակից կառույցներով ձայնի «կառուցվածքային» հաղորդման տարածման պայմանները: Առաջարկվում են քարե նյութեր, որոնք առաձգականությամբ և կոշտ կառուցվածքային խտությամբ տարբերվում են կոշտ կառուցվածքային նյութերից ժամանակակից արդյունավետ մեթոդով կառույցներում ճեղքված առաջացնելու համար, որով շենքերում կանխվում է «կառուցվածքային» ձայնը: Այս նպատակին հասնելու համար առաջարկվում է ավելացնել ծակոտկեն նյութի հաստությունը կամ ապահովել օդային բացը կլանիչի և ռեֆլեկտիվ կառուցվածքի միջև: Ուշադրություն է դարձվել նաև այնպիսի ֆիզիկական երևույթներին, ինչպիսիք են ձայնը, առաձգական (ձայնային) տատանումները, ալիքները տարբեր միջավայրերում, դրանց գրգռումը և ընկալումը, տարածումը, շրջակա միջավայրի հետ փոխազդեցությունը և տարբեր կիրառությունները:

Առանցքային բառեր. շենքերի ակուստիկա, շինարարական նյութեր, բազալտի բամբակ, քարե բամբակ, ձայնամեկուսացում, «կառուցվածքային» ձայն, ձայնային տատանումներ, ձայնային ալիքներ:

I.R. BAGHDASARYAN

**THE DEMANDED NEED FOR ACOUSTIC ENVIRONMENT IN
DESIGNED BUILDINGS AND STRUCTURES**

Issues on ensuring the acoustic "comfort" in the design of modern buildings and structures are considered. The work takes into account the conditions for the propagation of "structural" sound transmission over adjacent structures. Stone materials differing in elasticity and density from rigid structural materials are proposed in order to make a gap in the structures, with the help of which to eliminate "structural" sound in buildings. To achieve this goal, the article proposes to increase the thickness of the porous material or provide an air gap between the absorber and the reflective structure. Attention is also focused on such physical phenomena as sound, elastic (sound) vibrations, and, indeed waves in different media, their excitation and perception, propagation, interaction with the environment and a variety of applications.

Keywords: building acoustics, construction materials, basalt wool, stone wool, soundproofing, "structural" sound, sound vibrations, sound waves.

A.S. SARGSYAN, N.H. HAMBARDZUMYAN, L.M. MARGARYAN

**DESIGN OF A THREE-DIMENSIONAL MODEL OF THE ROT-54/2.6
RADIO-OPTICAL TELESCOPE**

To define and verify the geometric and radio technical parameters of the ROT-54/2.6 radio-optical telescope antenna, currently, in a preserved state, within a virtual environment, and to virtualize various additional technical tests, a decision has been made to design an accurate three-dimensional model of the antenna using the SOLID WORKS software. This software application enables the calculation of antenna parameters based on input data. Consequently, estimating the work required to revitalize this antenna becomes straightforward, and similar calculations can be performed for other comparable antennas in a virtual environment. This article details the research focused on creating a three-dimensional model of the ROT-54/2.6 radio-optical telescope antenna and the preparation process informed by the research findings. The study has utilized data from the antenna's technical passport recorded during its construction, and actual measurements of several geometric parameters of the preserved antenna structure conducted between 2019 and 2021. The three-dimensional modeling process was executed in the SOLID WORKS software, typically employed for creating mechanical models.

Keywords: antenna, radio-optical telescope, ROT-54/2.6, SOLID WORKS, three-dimensional model.

Introduction. The ROT-54/2.6 radio-optical telescope constructed between 1980 and 1987 (Fig. 1), boasts the world's largest double-reflector spherical antenna. This remarkable instrument has been pivotal in researching this unique type of antenna. Over the years, it has demonstrated its versatility by exploring space, and for future it can be used for facilitating deep space communications and monitoring space debris.

The ROT-54/2.6 antenna's precision allows it to operate at extremely short wavelengths, down to 1 mm. Its primary advantages include the highest accuracy of mirror surfaces (50 microns), high gain at the shortest wavelength (approximately 70 dB for 1 mm), and an exceptionally low level of self-noise (2.7 K), indicating its high sensitivity. The antenna's unique optical design prevents diffraction rays from the edges of the reflectors from reaching the focus point, effectively shielding it from the surrounding high temperatures (around 300 K). Consequently, the antenna maintains a very low level of self-noise [1-4].

Since 2012, the ROT-54/2.6 radio-optical telescope has remained in a preserved state primarily due to financial constraints. Being in a canned state for a long time has probably led to a deviation of some antenna parameters [5].

To calculate and refine the ideal physical, geometric, and radio technical parameters, it is essential to have access to the ROT-54/2.6 radio-optical telescope's technical passport, which details its complete specifications at the time of construction [6,7]. Additionally, to estimate the scope of work for its configuration, a three-dimensional model of the antenna must be created. This model will allow for virtual measurements and parameter adjustments, effectively simulating the assembly work before its actual implementation and serving as a guiding tool throughout the process. Besides the three-dimensional model, a software is currently being created using the C++ programming language. This software will allow users to provide starting information—which includes geometric and radio engineering aspects—and carry out automated calculations concerning the antenna by applying the known formulas.

Despite the antenna being in a preserved state, experiments were conducted to demonstrate its operability in this condition. These experiments highlighted the need to de-convert the antenna for use in various space research activities. In particular, recordings of the sky signal around the time of the passage of the Cygnus region were conducted. The first recording was made, and the second one followed 13 days later. Without any direct source identification, this data should allow us to detect the time shift of the pattern between the two dates. Remarkable structures, probably originating from astronomical sources, appear time-shifted between the two epochs of recording.

Problem statement and justification of the methodology. It is evident that the ROT-54/2.6 antenna requires repairs, including lubrication and inspection of its portable mechanisms. It also needs to be equipped with modern digital control systems, restoration of certain services, and comprehensive adjustments. There is a project aimed at revitalizing the ROT-54/2.6, transforming it into a fully operational instrument and establishing the Herouni Space Center (HUSC) on-site.

Considering several factors, particularly the current inability to perform real measurements due to the mismanagement by CJSC National Authority for Standardization and Metrology, which currently owns the ROT-54/2.6, and the necessity to virtualize various scientific studies as new technologies develop, a decision was made to simulate various parameters of the ROT-54/2.6 radio-optical telescope using an accurate three-dimensional model. Creating a model in the SOLID WORKS software environment allows to conduct various tests in the same software environment, as well as process and analyze the test results using a

computer. In order to build the model accurately, it is necessary to coordinate the software environment. In order to ensure greater accuracy of the system of units of measurement provided to the software environment, as well as to avoid additional conversion of actual measurement results, the SOLID WORKS program was switched from the standard IPS system (inches, pounds, seconds) to the MMGS system (millimeters, grams, seconds). The MMGS system is more effective for special cutting, grouping of elements, and building precise inclined planes (such as the plane of the antenna's large reflector)[8].

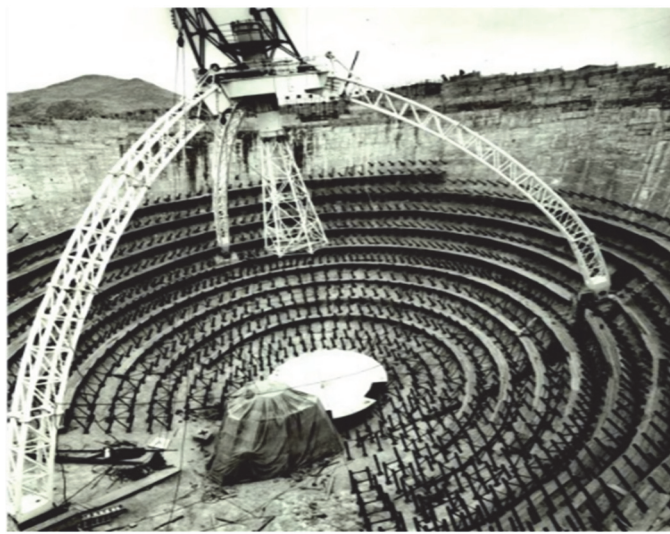


Fig. 1. The manufacturing process of the ROT-54/2□6 radio-optical telescope

Table 1

Panel lines of the surface of antenna's large reflector

Line number	Quantity	Panel form
0	1	Hexagon
1	6	Trapezoid
2	12	Trapezoid
3	12	Trapezoid
4	24	Trapezoid
5	48	Trapezoid
6	48	Trapezoid
7	96	Trapezoid
8	96	Trapezoid
9	96	Trapezoid
10	96	Trapezoid
11-27	192	Trapezoid

Results and analyses. Firstly, in order to manufacture the model, it was necessary to conduct an accurate study and calculation of the design of the radio-optical telescope. The information gathered from actual measurements of the structure conducted from 2019 to 2021 was supplemented by calculations using various archival images during the model's creation. To provide a clear and comprehensible description of the preparation process and the mathematical calculations, a substantial number of photographs from the SOLID WORKS software environment were utilized.

In the initial stage of measurements, the number of panels on the surface of the antenna's large reflector was determined, along with their surface area and arrangement in rows. Subsequently, a table was compiled detailing the rows and panel structures. To accurately construct a three-dimensional model, starting from the upper - first row of the antenna's large reflector panels, the lengths of the circles formed by the rows of panels were calculated by reducing the radius by 1 meter at each step, using the formula (1) to calculate the circumference:

$$l = 2\pi r. \quad (1)$$

The following relevant results were obtained for each lap.

The calculation of the circle lengths begins at 26.5 meters instead of 27 meters because the height of the panels in each row is 1 meter, while the width of the upper and lower parts of the panel varies. For this reason, half the height of the panel was taken as the average width data. Having the data from Table 2 and using the ratio of this data to the number of panels listed in Table 1 (2), by row, we get the size of panels in each row:

$$W = \frac{l}{Q} = 2\pi r / Q, \quad (2)$$

where W is the average width of each panel of line, l is the length of the circle from Table 2, and Q is the quantity of panels in each line.

Table 2

Circumferences of the surface of antenna's large reflector for each meter of radius

Radius (m)	Length of the circle (m)
26,5	166,4995
25,5	160,2165
24,5	153,9335
23,5	147,6505
22,5	141,3675
21,5	135,0845
20,5	128,8015
19,5	122,5185
18,5	116,2355
17,5	109,9525
16,5	103,6695
15,5	97,3865
14,5	91,1035
13,5	84,8205
12,5	78,5375
11,5	72,2545
10,5	65,9715
9,5	59,6885
8,5	53,4055
7,5	47,1225
6,5	40,8395
5,5	34,5565
4,5	28,2735
3,5	21,9905
2,5	15,7075
1,5	9,4245
0,5	3,1415

Table 3

Average width of panels of each line

Line number	Average width of each panel (m)
27	0.8671
26	0.8344
25	0.8017
24	0.769
23	0.7362
22	0.7035
21	0.6708
20	0.6381
19	0.6053
18	0.5726
17	0.5399
16	0.5072
15	0.4744
14	0.4417
13	0.409
12	0.3763
11	0.3436
10	0.6217
9	0.5563
8	0.4908
7	0.4254
6	0.72
5	0.589
4	0.9162
3	1.309
2	0.7853
1	0.5236

Using the data from the previous three Tables, the large reflector of the antenna was assembled. The total number of panels on the model, consistent with the actual count, amounted to 3,799.

After constructing the antenna's large reflector (Fig. 2), the next task was to accurately build the tripod. To this end, actual measurements provided the cross-sectional diameters of cylindrical tubes from various sections of the tripod's metal structure. These data are essential for the construction process:

- the diameter of the large iron pipes forming the quadrangle of the tripod legs is 150 mm;

- the distance between 2 opposite tubes is 1000 mm;
- the diameter of the stepped legs on the legs is 30 mm;
- the distance between the legs is 300 mm;
- the number for each leg is 95;
- the diameter of large pipes of the tripod legs is 100 mm;
- the distance between them is 780 mm;
- the number on each leg is 19;
- the absolute value of the slope of the legs is 17204.94 mm.

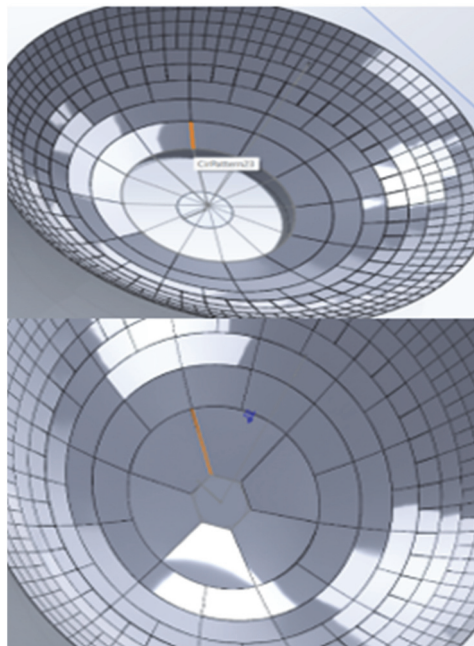


Fig. 2. The process of carrying out the antenna's large reflector

Once this information as gathered, detailed effort was put into the SOLID WORKS graphics platform to craft the tripod with equal precision. To make the tripod bases, various sections from the antenna's large reflector's panels were cut out, and the exposed portion of the tripod legs started from these areas.

After making the tripod (Fig. 3), the next step is to make a small reflector and an optical telescope (Fig. 4). Here are the data used to create this structure.

- the diameter of the small reflector is 5000 mm;
- the length of the small reflector-bearing structure, counting from the central crossbar, is 14,500 mm;
- the crossbar diameter is 6000 mm;
- the height of the crossbar is 1500 mm;

- the diameter of the main rods of the small mirror-bearing structure is 200 mm;
- the diameter of the additional rods connecting the main rods of the structure carrying a small mirror is 100 mm;
- the height of the supporting structure of the optical telescope is 9850 mm;
- the length of the optical telescope body is 5200 mm;
- the diameter of the optical telescope is 2600 mm;
- the total diameter of the observation deck is 5500 mm;
- the height of the fence posts of the observation deck is 1000 mm;
- the number of fence posts of the observation deck is 100;
- the diameter of the main rods of the optical telescope 's supporting structure is 200 mm;
- the diameter of the additional rods connecting the main rods of the supporting structure of the optical telescope is 100 mm.

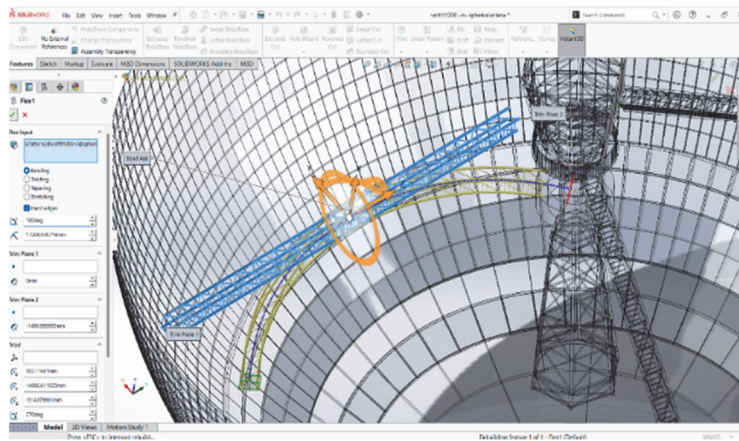


Fig. 3. The process of making tripod legs

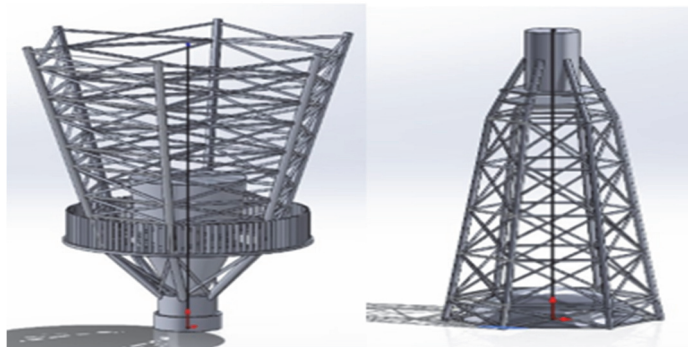


Fig. 4. The process of making a supporting structure of optical telescope and small reflector

Conclusion. The process of preparing a three-dimensional model of the ROT-54/2.6 radio-optical telescope have necessitated numerous additional measurements (Fig.5). The extensive data collection have revealed valuable information about the antenna's structure, which can serve as a supplementary addition to the telescope's technical passport. The process of building the three-dimensional model has also provided extensive experience in the physical aspects of designing and assembling similar antennas.

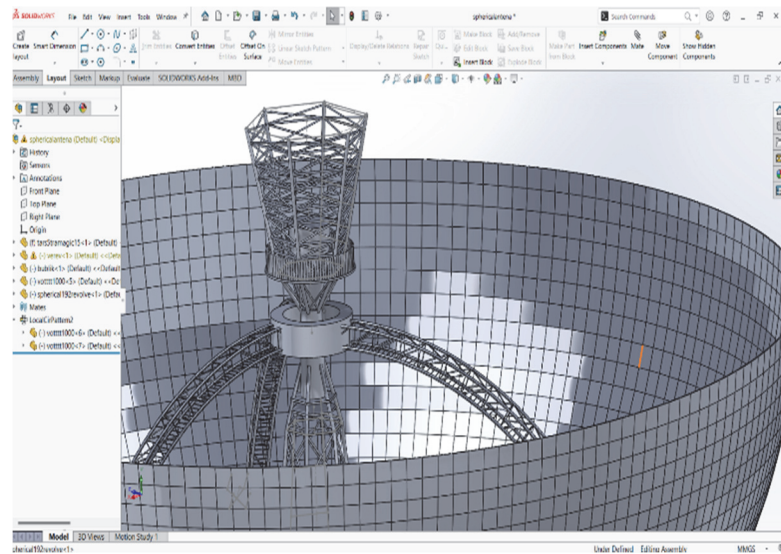


Fig. 5. The final view of ROT-54/2.6 three-dimensional model

Once created, the three-dimensional model will be utilized for remote, virtual execution of various physical and radio engineering measurements. This will significantly contribute to the process of configuring and integrating the antenna.

REFERENCES

1. **Herouni P.M.** The First Radio-Optical Telescope// Trans. of Sixth International Conference on Antennas and Propagation ICAP 89/ IEEE-URSI. – 1989□-Vol.1.-P. 540-546.
2. **Herouni P.M., Oskanian V.S.** Radio Flare at Eta Gemini Star // Proc. of Flare Stars IAU 137th Symposium.- Byurakan, 1989,- P. 145-146.
3. **Herouni P. M.** Construction and Operation of Radio-Optical Telescope ROT-32/54/2,6 // Trans. of the URSI International Meeting of Mirror Antenna Construction.- Riga, 1990.- P. 34-41.
4. **Геруни П.М.** Измерения характеристик РОТ-54/2.6// ВКАИ-5.-1990.-С. 22-26.
5. 1st Report of the Advisory Group of the Herouni Mirror Radio Optical Telescope (ROT-54/2.6)/A. **Sargsyan, U. Bach, K. Van'T Klooster, L. Gurvitz, et. al.-** 2021 [Online]. Available: URL:http://www.jive.eu/jivewiki/doku.php?id=husc:husc_armenia

6. **Саргсян А.С.** Современное состояние и перспективы восстановления антенны зеркального радиотелескопа Геруни // Радиотехника.-2023.-Т. 87, № 1.-С. 158–166. DOI:<https://doi.org/10.18127/j00338486-202301-12>
7. **Геруни П.М.** Всесоюзный научно-исследовательский институт радиопизических измерений. Первый радиооптический телескоп, препринт ВНИИРИ, 1989 г.-С. 161.
8. **Zeid I.** Mastering Solid Works the design approach.-Second edition. Northeastern University, 2015.- P. 25.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 05.08.2024.

Ա.Ս. ՄԱՐԳՍՅԱՆ, Ն.Հ. ՀԱՄԲԱՐՉՈՒՄՅԱՆ, Լ.Մ. ՄԱՐԳԱՐՅԱՆ

ՌՕԴ-54/2.6 ՌԱԴԻՈՊՏԻԿԱԿԱՆ ԴԻՏԱԿԻ ԵՌԱԶԱՓ ՄՈԴԵԼԻ ՍՏԵՂԾՈՒՄԸ

Հաշվի առնելով, որ ՌՕԴ-54/2.6 ռադիոօպտիկական դիտակը գտնվում է կոնսերվացված վիճակում, դրա վերագործարկման, վիրտուալ միջավայրում երկրաչափական և ռադիոտեխնիկական պարամետրերի հաշվարկի կատարման, ինչպես նաև տարբեր լրացուցիչ տեխնիկական փորձարկումների վիրտուալացման նպատակով որոշվել է ստեղծել անտենայի ճշգրիտ եռաչափ մոդել SOLID WORKS ծրագրային միջավայրում: Նույն նպատակով ստեղծվում է ծրագրային համալիր՝ հավելվածի տեսքով, որը թույլ է տալիս հաշվարկել անտենայի պարամետրերը՝ կախված մուտքային տվյալներից: Այս աշխատանքների արդյունքում բավականին հեշտ կլինի գնահատել ՌՕԴ-54/2.6 ռադիոօպտիկական դիտակի վերագործարկման աշխատանքների ծավալը, իսկ նմանատիպ այլ անտենաների դեպքում հնարավոր կլինի վիրտուալ միջավայրում կատարել բազմաթիվ հաշվարկներ: Հողվածում նկարագրված են ուսումնասիրություններ, որոնք ուղղված են ՌՕԴ-54/2.6 ռադիոօպտիկական դիտակի անտենայի եռաչափ մոդելի ստեղծման գործընթացին՝ կախված տարբեր պարամետրերի չափումներից ստացված տվյալներից և մի շարք հետազոտությունների արդյունքներից: Հետազոտությունն իրականացվել է անտենայի կառուցման ժամանակ կազմված տեխնիկական անձնագրի տվյալների և 2019-2021 թվականներին անտենայի կոնսերվացված վիճակում իրականացված մի շարք երկրաչափական պարամետրերի իրական չափումների արդյունքների հիման վրա: Եռաչափ մոդելի ստեղծման գործընթացն իրականացվել է SOLID WORKS ծրագրային միջավայրում, որն օգտագործվում է մեխանիկական մոդելների ստեղծման դեպքում:

Առանցքային բառեր. անտենա, ռադիոօպտիկական դիտակ, ՌՕԴ-54/2.6, SOLID WORKS, եռաչափ մոդել:

А.С. САРГСЯН, Н.А. АМБАРЦУМЯН, Л.М. МАРГАРЯН
СОЗДАНИЕ ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ РАДИООПТИЧЕСКОГО
ТЕЛЕСКОПА РОТ-54/2.6

В настоящее время для расчета геометрических и радиотехнических параметров антенны радиооптического телескопа РОТ-54/2.6, находящегося в законсервированном состоянии, а также для виртуализации различных дополнительных технических испытаний было решено создать точную трехмерную модель антенны в программной среде SOLID WORKS. С этой целью создается программный комплекс в виде приложения, который позволяет рассчитать параметры антенны в зависимости от входных данных. В результате этих работ будет довольно легко оценить объем работ по восстановлению этой антенны, а в случае других аналогичных антенн можно будет выполнить множество расчетов в виртуальной среде. В статье описаны исследования, направленные на создание трехмерной модели антенны радиооптического телескопа РОТ-54/2.6, и сам процесс подготовки в зависимости от результатов исследования. Исследование проводилось на основе данных из технического паспорта антенны, зафиксированных при ее строении, и результатов фактических измерений нескольких геометрических параметров конструкции антенны в законсервированном состоянии, проведенных в 2019-2021 годах. Процесс создания трехмерной модели выполнялся в программной среде SOLID WORKS, используемой для создания механических моделей.

Ключевые слова: антенна, радиооптический телескоп, РОТ-54/2.6, SOLID WORKS, трехмерная модель.

А.С. НЕРСИСЯН

**ВОЗБУДИТЕЛЬ МОДЫ E_{01} В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ ДЛЯ ЕГО
ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ**

Представлены результаты исследования изготовленного, простого и надежного в работе в естественных условиях возбудителя моды E_{01} в круглом волноводе на центральной частоте $f_0 = 5,4 ГГц$ ($\lambda_0 = 55,7 мм$). Возбудитель предназначен для построения антенны на круглом волноводе с поперечными щелями при рабочей моде E_{01} с целью исследования диаграмм направленностей такой антенны при различных щелях. Он изготовлен на основе пересчета известной конструкции возбудителя с запитывающим его прямоугольным одномодовым волноводом с волной H_{10} , выполняющим возбуждение моды E_{01} в круглом волноводе с помощью двух щелей, симметричных относительно середины широкой стенки прямоугольного волновода. Приведены также конструкции и измеренные характеристики изготовленных вспомогательных узлов для намечаемых исследований отмеченной антенны.

Ключевые слова: возбудитель моды E_{01} в круглом волноводе, волноводные нагрузка и короткозамыкатель, щелевая антенна.

Введение. Для мобильной наземной связи, подвижных служб для различных гражданских услуг (такси, скорая помощь и т.д.) требуются всенаправленные в азимутальной (горизонтальной) плоскости антенны, поскольку абонент подвижной связи может находиться в любой угловой координате по азимуту относительно базовой станции, где и устанавливается ее всенаправленная антенна. Такие наземные системы связи обычно проектируют на максимальные расстояния до 20...30 км, что обеспечивается при достаточной мощности до 50 Вт.

В [1-6] предложены всенаправленные антенны с подобной диаграммой направленности (ДН) в азимутальной плоскости относительно продольной оси антенны. Это коаксиальные антенны на рабочей ТЕМ моде и антенны на круглом волноводе на рабочей моде H_{11} , имеющие ряд ярусов вдоль продольной оси антенны, на которых расположены поперечные щели различных длин.

Для образования подобной ДН интересна задача построения простой по конструкции щелевой антенны на круглом волноводе с использованием его аксиально-симметричной моды E_{01} . Для возбуждения этой моды известны различные возбудители коаксиального и волноводного исполнений. Однако выбранный тип возбудителя для антенны должен быть прост в изготовлении и надежен в работе. С этой точки зрения при низких мощностях (для необходимых 50 Вт весьма пригоден известный возбудитель моды E_{01} с возбуждающими щелями, симметричными относительно середины широкой стенки прямоугольного одномодового волновода с основной рабочей H_{10} . В [7] выполнен расчет такого возбудителя для построения и исследования ДН антенны на круглом волноводе с модой E_{01} и центральной частотой $f_0 = 5,4 \text{ ГГц}$ ($\lambda_0 = 55,7 \text{ мм}$).

Целью работы является описание и исследование изготовленных вспомогательных узлов – согласованной нагрузки прямоугольного волновода, короткозамыкателя (КЗ) и согласованной нагрузки круглого волновода, а также возбудителя моды E_{01} в нем для построения щелевой антенны на круглом волноводе и намечаемых исследований ее ДН при различных щелях.

Постановка задачи и обоснование методики. Конструкции согласованных нагрузок, короткозамыкателя круглого волновода и возбудителя моды E_{01} . На рис. 1 представлено фото изготовленной нагрузки для прямоугольного волновода с внутренним сечением $40 \times 20 \text{ мм}^2$.

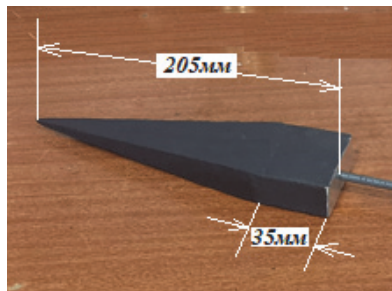


Рис. 1. Поглощающая нагрузка прямоугольного волновода

Нагрузка представляет собой пенопластовую пирамиду с прямоугольным основанием. Вдоль широкой стенки пирамиды по ее середине с расстояния в 15 мм от острия клина и до основания пирамиды отфрезерован сквозной паз шириной 4 мм . Паз заполнен поглощающей смесью порошка карбо-

нильного железа с поливинилацетатной эмульсией. Такой же смесью покрыта и вся поверхность нагрузки.

На рис. 2 представлено фото изготовленной нагрузки для круглого волновода с внутренним диаметром $D = 55$ мм.

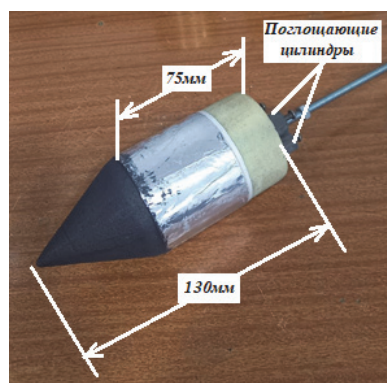


Рис. 2. Поглощающая нагрузка круглого волновода

Нагрузка представляет собой также покрытый смесью порошка карбонильного железа с поливинилацетатной эмульсией пенопластовый конус с цилиндрическим основанием. В пенопласт вставлены заостренные ферроэпоксидные поглощающие 7 цилиндров диаметром 12 мм и длиной 60 мм, смещенные вдоль их длины на величину четверти волны в круглом волноводе, соответствующей центральной частоте. Такое смещение обеспечивает взаимную компенсацию отражений от поглощающих цилиндров.

Фото изготовленного КЗ круглого волновода с пружинящими контактами из берилловой бронзы представлено на рис. 3. Короткозамыкатель имеет полу-волновой короткозамкнутый дроссель с конечной выточенной канавкой в корпусе длиной в четверть длины волны и обеспечивает между его корпусом и волноводом узкий (в 1 мм) зазор длиной в четверть волны.



Рис. 3. Короткозамыкатель круглого волновода

На рис. 4а изображен эскиз прямоугольного волновода рассчитанного щелевого возбуждателя моды E_{01} в круглом волноводе, а на рис. 4б - эскиз возбуждателя при виде сверху.

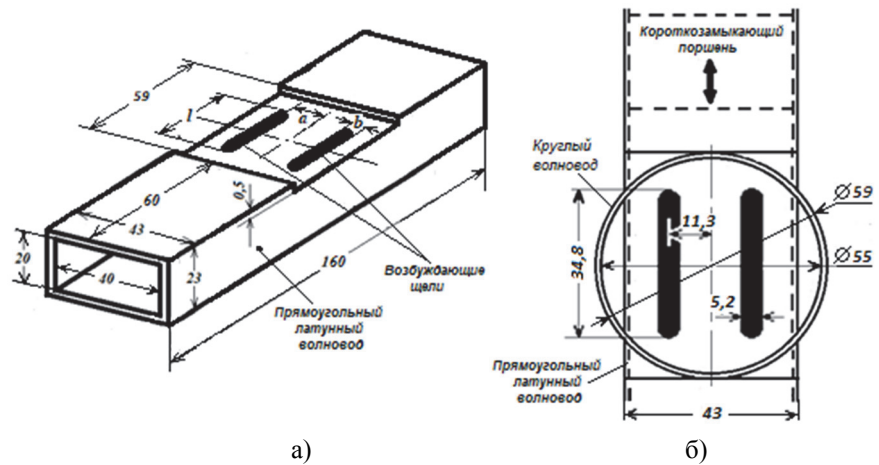


Рис. 4. Эскиз прямоугольного волновода рассчитанного возбуждателя (а); эскиз возбуждателя при виде сверху (б)

На рис. 5а показаны аксонометрия щелевого возбуждателя моды E_{01} и его габаритные размеры, а на рис. 5б представлено фото изготовленного экземпляра возбуждателя.

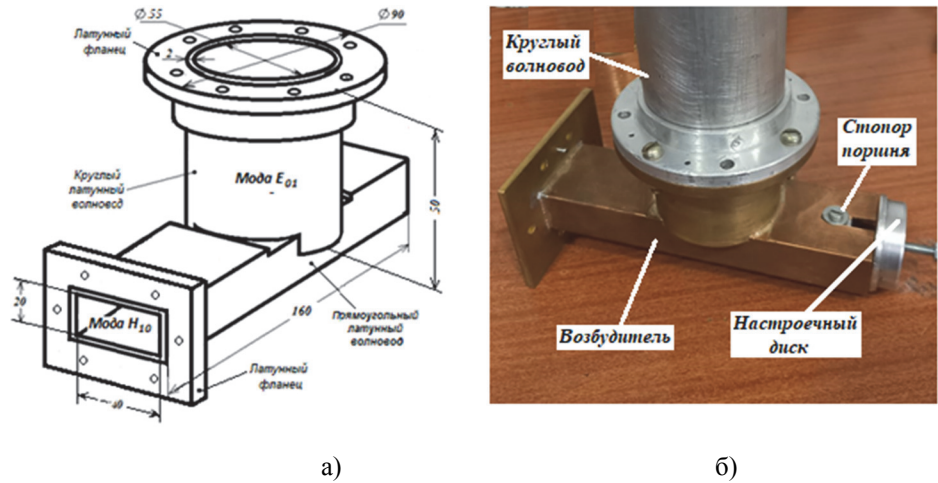


Рис. 5. Аксонометрия возбуждателя моды E_{01} (а); фото изготовленного возбуждателя (б)

В окончании прямоугольного волновода возбуждателя находится настроечный короткозамыкающий поршень. Его перемещение при настройке осуще-

ствляется настроечным диском, навинченным на резьбовой шток поршня, а фиксация его положения осуществляется стопорным винтом.

Исследование вспомогательных узлов и возбuditеля моды E_{01} в круглом волноводе. Для исследования возбuditеля моды E_{01} в круглом волноводе измерен коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) коаксиально-волноводного перехода (КВП) от измерительной коаксиальной линии (Р1-18-) к прямоугольному волноводу возбuditеля. Измерения проводились на стенде, блок-схема которого изображена на рис. 6.

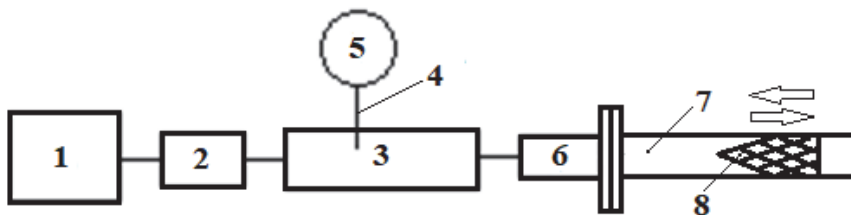


Рис. 6. Блок-схема стенда измерений: 1 – сверхвысокочастотный (СВЧ) генератор Г4-81, 2 – вентиль, 3 – коаксиальная измерительная линия Р1-34, 4 – зонд линии, 5 – индикатор, 6 – КВП, 7 – прямоугольный волновод с внутренним сечением $40 \times 20 \text{ мм}^2$, 8 – изготовленная поглощающая нагрузка прямоугольного волновода

Методом подвижной нагрузки [8] измерялся КСВН изготовленной поглощающей согласованной нагрузки прямоугольного волновода в полосе частот $\Delta f = (5,2 \dots 5,5) \text{ ГГц}$. Измеренный КСВН не превышал значения 1,1. Затем на этом же стенде измерялся КСВН имеющихся двух КВП. Они по значению КСВН оказались практически идентичными и на центральной частоте $f_0 = 5,4 \text{ ГГц}$ рассчитанного возбuditеля моды E_{01} имели $\text{КСВН} \approx 2$. Заметим, что дальнейшие усилия по улучшению КСВН КВП не предпринимались исходя из их удовлетворительности для намеченных дальнейших исследований ДН антенны на круглом волноводе с модой E_{01} .

Исследования изготовленного возбuditеля моды E_{01} в круглом волноводе выполнялись на стенде, блок-схема которого изображена на рис. 7.

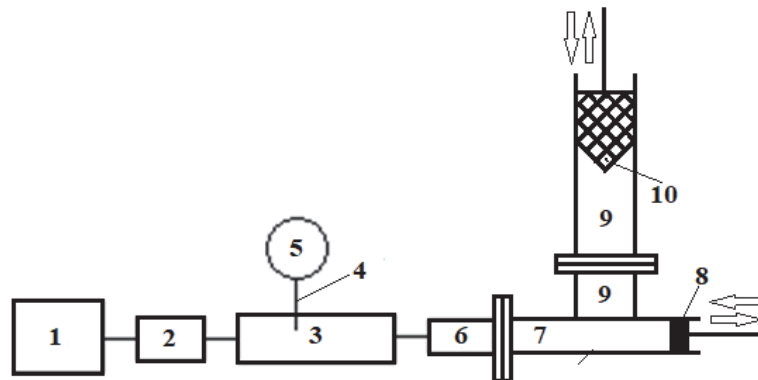


Рис. 7. Блок-схема стенда измерений: 1 – СВЧ генератор Г4-81, 2 – вентиль, 3 – коаксиальная измерительная линия Р1-34, 4 – зонд линии, 5 – индикатор, 6 – КВП, 7 – возбуждатель моды E_{01} в круглом волноводе, 8 – настроечный КЗ поршень прямоугольного волновода, 9 – круглый волновод, 10 – нагрузка круглого волновода

Опять же методом подвижной нагрузки измерялся КСВН изготовленной согласованной поглощающей нагрузки круглого волновода в полосе частот $\Delta f = (5,2 \dots 5,5) \text{ ГГц}$. Измеренный КСВН не превышал значения 1,17. Измеренный же КСВН КЗ круглого волновода имел значение не менее 12.

На этом же стенде производилась настройка возбуждателя с помощью перемещения КЗ поршня его прямоугольного волновода. При настройке возбуждателя на центральной частоте $f_0 = 5,4 \text{ ГГц}$ его КЗ поршнем для измеренного КСВН узла, находящегося после измерительной линии и состоящего из КВП и возбуждателя моды E_{01} с согласованной нагрузкой в круглом волноводе, не удалось получить значение менее 1,9, соответствующее приблизительно значению КСВН КВП. Это свидетельствует о приемлемо сравнительно малом КСВН возбуждателя. В противном случае, при перемещении поршня ощутимое отражение от КВП скомпенсировалось бы сравнительно большим отражением от возбуждателя.

Заключение. В статье описаны изготовленные узлы - возбуждатель аксиально-симметричной рабочей моды E_{01} в круглом волноводе, его КЗ и поглощающая нагрузка, предназначенные для построения щелевой антенны на круглом волноводе с отмеченной рабочей модой. Представлены результаты исследования описанных узлов. Полученные результаты удовлетворяют требованиям для выполнения исследования направленных свойств построенной антенны СВЧ с различными щелями для ее применения в качестве всенаправленной антенны в маломощных базовых станциях систем подвижной связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент Российской Федерации №2071156, МПК H01Q 13/20-1996.
2. **Kiang J.F.** Analysis of linear coaxial antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation.- May 1998.- Vol. 46.- P. 636-642.
3. Հայաստանի Հանրապետության արտոնագիր №2523A, ՄԱԴ H01Q 13/20. Համառոտացրած ձեռքարկին անտենա/ **Վ.Հ. Ավետիսյան, Մ.Վ. Մարկոսյան, Ս.Ռ. Գաբրիելյան** .- 2011:
4. Հայաստանի Հանրապետության արտոնագիր, ՄԱԴ H01Q 13/20. Համադրորդված ձեռքարկին անտենա/ **Մ.Վ. Մարկոսյան, Ա.Ա. Մարտիրոսյան, Ա.Գ. Ահարոնյան, Վ.Հ. Ավետիսյան**.- 2018:
5. **Markosyan M.V., Martirosyan A.A., Aharonyan A.K., Avetisyan V.H.** Investigation of the circular waveguide radiating slotted structures using polarization degeneration of the main mode wave// Journal of Contemporary Physics. -2018.
6. Multitier Omnidirectional Antenna on The Circular Waveguide with The Paired Slots on The Tiers/ **A.K. Aharonyan, V.H. Avetisyan, R.A. Davtyan, M.V. Markosyan, et al** // Imnter. Conf. on Radiation and Scattering of Electromagnetic waves (RSEMW - 2019), June 24-28.- Divnomorskoe, Russia, IEEE Xplore Digital Library, 2019.- P.- 156 – 159.
7. **Нерсисян А.С., Давтян Р.А., Агаронян А.К., Аветисян В.Г.** Построение всенаправленной антенны на круглом волноводе с простым возбудителем рабочей моды E_{01} // Известия НАН РА и НПУА. Серия Техн. науки. – 2023.-Том.-76, №1. - С. 42-51.
8. **Валитов Р.А., Стретенский В.Н.** Радиотехнические измерения. – М.: Сов. радио, 1970. -712 с.

Цахкадзорская средняя школа. Материал поступил в редакцию 07.03.2024.

Ա.Ս. ՆԵՐՍԻՍՅԱՆ

ԿԼՈՐ ԱԼԻՔՍԱՐԻ ԱՌԱՆՑՔԱՅԻՆ ԱՆՏԵՆԱՅԻ ՀԱՄԱՐ E_{01} ՄՈՂՈՎ ԳՐԳՈՒՉ

Ներկայացված են կենտրոնական հաճախականությամբ կլոր ալիքատարում ստեղծված պարզ և հուսալի ռեժիմի գրգռիչի ուսումնասիրության արդյունքները: Շարժիչը նախատեսված է աշխատանքային ռեժիմում լայնակի ձեղքերով կլոր ալիքատարի վրա ալեհավաք կառուցելու համար, որպեսզի ուսումնասիրվեն նման ալեհավաքի ճառագայթման օրինաչափությունները տարբեր ձեղքերում: Այն պատրաստված է գրգռիչի հայտնի դիզայնի վերահաշվարկի հիման վրա՝ ուղղանկյուն ալիքատարով, որը սնուցում է այն ալիքով, որը գրգռում է ռեժիմը կլոր ալիքատարում՝ օգտագործելով լայն պատի միջին մասի նկատմամբ համաչափ երկու ձեղք: Տրված են նաև նշված ալեհավաքի ուսումնասիրությունների համար պահանջվող չափումների և գծագրերի բնութագրերը:

Առանցքային բառեր. կլոր ալիքատարում E_{01} մոդի գրգռիչ, ալիքատարի բեռնվածություն և կարճ միացում, առանցքային ալեհավաք:

A.S. NERSISYAN

**THE MODE EXCITER IN A CIRCULAR WAVEGUIDE FOR ITS
SLOT ANTENNA**

The results of a studying of a fabricated, simple and reliable mode exciter in a circular waveguide at the central frequency are presented. The actuator is designed to build an antenna on a circular waveguide with transverse at the operating mode E_{01} in order slots to study the radiation patterns of such an antenna at various slots. It is made based on a recalculation of the well-known design of the exciter with a rectangular single-mode waveguide with a wave feeding it, which excites the mode in a round waveguide using two slots symmetrical with respect to the middle of the wide wall of the rectangular waveguide. The designs and measured characteristics of the manufactured auxiliary units for the planned studies of the noted antenna are also given.

Keywords: mode exciter in a circular waveguide, waveguide load and short circuter, slot antenna.

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԱԼՍՏՅԱՆ, Ա.Մ. ԴԱՆԻԵԼՅԱՆ, Հ.Հ. ՄԱՀԱԿՅԱՆ,
Վ.Ա. ՄԱՀԱԿՅԱՆ, Ռ.Մ. ՍՈՂՈՍՈՆՅԱՆ

ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ԽՈՐ ՈՒՍՈՒՑՄԱՆ ՄՈՂԵԼԻ ԿԻՐԱՌՄԱՄԲ ԻՆՏԵԳՐԱԼ
ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ՄԻՆԲՐՈԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԾԱՌԻ ՖԻԶԻԿԱԿԱՆ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ
ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ

Հայտնի է, որ սինքրոազդանշանային ծառի կառուցումն ինտեգրալ սխեմաների ֆիզիկական նախագծման հիմնական փուլերից է, քանի որ այն բարձր արագագործությամբ ինտեգրալ սխեմաներում կարող է սպառել ընդհանուր էներգիայի 50%-ը: Այդ շղթաների բարելավումը կնվազեցնի ոչ միայն էներգասպառումը, այլ նաև կլուծի ժամանակային պարամետրերի և ընթացակարգի մյուս փուլերում առաջացող ծրագծելիության խնդիրները:

Ուստի սինքրոազդանշանային ծառի նախագծման գործիքները կարող են բարձրացնել նախագծի արդյունավետությունը, քանի որ հաճախ նախագծման ընթացքը ժամանակատար է և հաշվողական ռեսուրսների առումով անարդյունավետ: Առաջարկվող մոտեցումը, հիմնված լինելով մեքենայական ուսուցման մոդելի վրա, թույլ է տալիս՝ կանխատեսելու հաջորդական տարրերի վատթարացված պարամետրերը, և ըստ կանխորոշման արդյունքների, կիրառելով տարրերի խմբավորված տեղաբաշխումը, լավարկվում են սինքրոազդանշանային ծառի պարամետրերը:

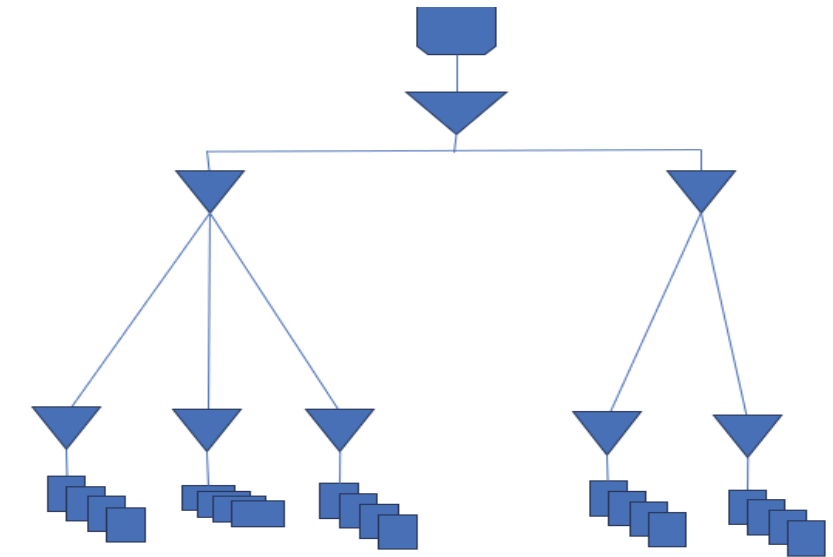
Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, մեքենայական ուսուցում, սինքրոազդանշանային ծառ, ֆիզիկական նախագիծ, արհեստական նեյրոնային ցանց:

Ներածություն: Ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) նախագծման բարդության աճի շնորհիվ՝ դրանցում տարրերի քանակն աճում է ավելի արագ, քան Մուրի օրենքում [1]: ԻՄ-երի ներկայիս զարգացումները հանգեցրել են արագագործության կտրուկ մեծացման՝ թվային միկրոսխեմաներում սինքրոազդանշանը հասել է մինչև տասնյակ *QZ*-ի, տարրերի չափերի փոքրացման՝ մինչև մեկ կամ մի քանի *nm*-երի, խտության մեծացման՝ մինչև մոտավորապես 150 միլիոն տրանզիստորի 1 *mm*² մակերեսում: Արագագործության մեծացման հետ փոքրանում է ազդանշանների փոխանցատման ժամանակը, իսկ խտության մեծացումը հանգեցնում է իրար մոտ, զուգահեռ լարերի միջև հեռավորության փոքրացման: Վերջինս հանգեցնում է ԻՄ-ում ունակությունների մեծացմանը [2]:

Սինքրոազդանշանային ծառի (ՄՕ) ֆիզիկական նախագծումը կարևոր գործընթացներից է ԻՄ-երի ժամանակային պարամետրերը և էներգասպառումը որոշելու համար: Հայտնի է, որ սինքրոազդանշանը կիրառվում է հաջորդական

տարրերին, որի նպատակը համակարգի համաժամանակեցումն է: Մինչ ազդանշանը կհասնի հաջորդական տարրին, տեղի է ունենում ժամանակային ուշացում: Ասինքրոնացումը տեղի է ունենում տրամաբանական տարրերի ժամանակային պարամետրերի ուշացման, մետաղալարերի երկարության և այլ ֆիզիկական պատճառներով: Հետևաբար, ՄԾ-ի նախագծումը որոշիչ փուլ է ավտոմատացված նախագծման ընթացակարգերում՝ հաշվի առնելով այս բացասական երևույթներից:

Արդի ՄԾ-ի նախագծման ամենահայտնի տարբերակը բազմադրյուր ծառի վրա է հիմնված, որտեղ գլոբալ միջմիացումները «H» տեսակի կառուցվածքն ունեն (նկ. 1) [3]:



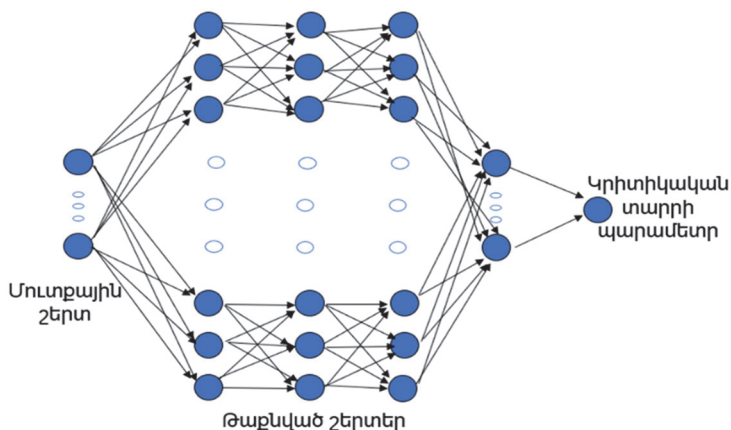
Նկ. 1. ՄԾ-ի արդի կառուցվածքը

ՄԾ-ի վերջնակետը ենթաձառերի հաջորդական տարրերն են: H կառուցվածքի այս տեսակը արդյունավետորեն նվազեցնում է սինքրոնազդանշանի ժամանման տարբերությունները, քան ստանդարտ տեսակը, սակայն ժամանակի վերլուծությունը ավելի բարդ է, և այն ավելի շատ էներգիա է սպառում բեռնվածության պատճառով: ՄԾ-ի «տերմների» կամ հաջորդական տարրերի տեղորոշումը կատարվում է տեղաբաշխման ժամանակ: Բազմադրյուր ՄԾ-ի նախագծման կրկնությունը տարատեսակ շրջիչների, բուֆերների կամ հաջորդական տարրերի ֆիզիկական տեղաբաշխման համար պահանջում է հաշվողական մեծ ռեսուրսներ: Հաջորդական տարրերը խմբավորվում են, որպեսզի նվազեցվեն տարրերի միջև գոյություն ունեցող ժամանակային տարբերությունները [4]:

Մխեմանների բարդությունների առաջընթացով և մեկ ԻՄ-ում միլիարդավոր տրանզիստորների ինտեգրմամբ՝ ավտոմատացված նախագծման ընթացակար-

գերը կարևոր դեր են խաղացել: Գոյություն ունեցող սինթետիկ և նախագծման տեխնիկան ունի մի քանի սահմանափակումներ, ներառյալ ծախսերը և սխեմաների մասշտաբայնությունը: Այդ զարգացումներն ապահովել են ԻՄ-երի հաճախությունների շարունակական մեծացումը, պայմանավորելով ՄԾ-ի նախագծման դժվարացումներ [5,6]: Օրինակ՝ Apple-ի A սերիայի պրոցեսորներն ունեն ավելի շատ տրանզիստորներ, քան երբ 2021 թվականին դրանք ունեին 15 միլիարդ A15-ի համար՝ 2018-ին A12-ի 7 միլիարդի դիմաց [7]: Նման աճը սովորաբար նշանակում է ավելի երկար նախագծման ժամանակ և երթուղու կրկնություններ: Մխեմայի ճշգրիտ և արագ կանխատեսումները նվազեցնում են ԻՄ-ի շրջադարձային ժամանակների ավելացման խնդիրը:

Ներկայացվում է հաջորդական տարրերի պարամետրերի կանխատեսման, կախված տարրերի թե ֆիզիկական և թե ժամանակային պարամետրերից, և դրա հիման վրա՝ խմբավորման նոր մոտեցում, որը հիմնված է մեքենայական խոր ուսուցման արհեստական նեյրոնային ցանցերի (նկ. 2) [8] մոդելի վրա:



Նկ.2. Առաջարկվող մոտցման նեյրոնային ցանցի պարզ կառուցվածքը

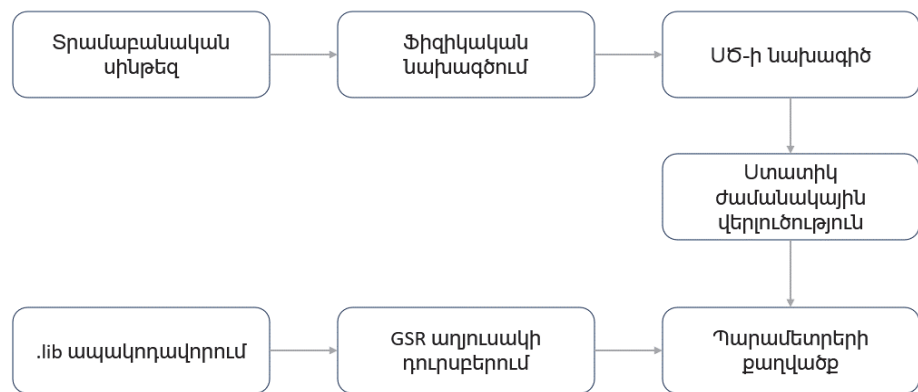
Հաջորդական տարրերի պարամետրերի կանխորոշման և դրանց ճշգրիտ ֆիզիկական տեղորոշման խնդիրը կարևոր է, քանի որ ԻՄ-երի հաճախության շարունակական և դրանց ֆունկցիոնալության մեծացմանը զուգընթաց՝ այն բարդացել է: Հետևաբար, դրանց կանխատեսման և տեղաբաշխման անհրաժեշտությունը նախագծման վաղ փուլերում շատ մեծ է:

Այս խնդիրների լուծման նպատակով մշակվել են նախագծման մեթոդներ [8-10], որոնք կիրառվում են բարձր հաճախություններում աշխատող ԻՄ-երում՝ դրանց տեղաբաշխումը լավարկելու նպատակով:

Այդ մեթոդներից է մինչ ծրագծումը միկրոսխեմայում յուրաքանչյուր հաջորդական տարրին միացող լարի հապաղումը հաշվելը [8,9], ապա ըստ այդ

հաշվարկի՝ ժամանակային պաշարը գտնելը: Այս տարբերակի առավելություններից ճշգրտության մեծացումն է, սակայն թերություններից է երեք անգամ ավելի շատ հաշվողական ռեսուրսի ծախսումը, քան այն ֆիզիկական նախագծման գործիքները, որոնք կատարում են այդ կանխատեսումները մինչ ծրագծումը: Մյուս առկա մոտեցումը [10], որը հայտնի է գրականությունից, կենտրոնացված է ՄԾ-ի նախագծում իրականացնելուց հետո ժամանակային պարամետրերը կանխատեսելուն, որը համեմատաբար հեշտ խնդիր է, սակայն այս տարբերակը հնարավորություն է տալիս կրճատելու նախագծումից մինչ արտադրություն ժամանակահատվածը: Այս տարբերակները (նկ. 3) [8-10] հիմնված են ռեգրեսիոն մոդելների վրա, այդ պատճառով ամենամեծ ԻՄ-ն, որի վրա կատարվել է աշխտանքի թեստավորումը, մոտավորապես, երեք հարյուր հազար տրամաբանական տարր է, որը այդքան էլ շատ չէ ներկա ժամանակներում:

Առաջարկվող մոտեցման առավելությունները կարելի է նշել այսպես.

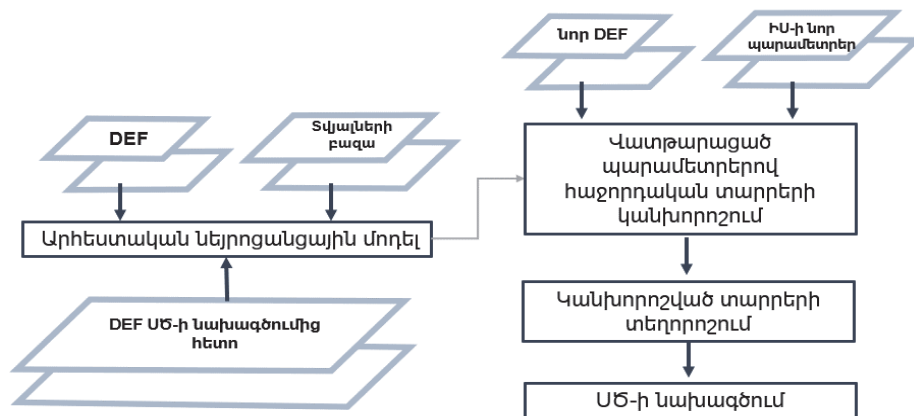


Նկ. 3. Ժամանակային պարամետրերի կանխատեսման առկա մոտեցումը

- Այս տարբերակը չի հաշվառում միայն ժամանակային պարամետրական խնդիրները, ներառում է նաև ֆիզիկական և էլեկտրական խնդիրները ԻՄ-երում:
- Ժամանակային պարամետրերի կանխորոշումը ռեգրեսիոն խնդիր է, իսկ առաջարկվածը չի վերաբերում այդ խնդրի շարքին, որի շնորհիվ հաջորդական տարրերի պարամետրերի կանխորոշումը հնարավոր է լինում կատարել ավելի կարճ ժամկետներում:
- Առկա տարբերակներով ՄՈՒ մոդելների կրկին ուսուցումը ավելի ժամանակատար է, քան այս մոտեցմամբ:

Առաջարկվող մեթոդիկա: Աշխատանքի նպատակն է հաջորդական տարրերի վատթարացված պարամետրերի կանխորոշումը: Այն կախված է տարատեսակ ֆիզիկական, էլեկտրական և ժամանակային պարամետրերից և այդ տարրերի արդյունավետ խմբավորված տեղաբաշխման՝ ՄԾ-ի լավարկումից (նկ. 4):

Առաջարկված մոտեցումն իրականացնելու համար, կիրառումն ապահովելու նպատակով, նախ և առաջ ստեղծվել է այն (նկ. 4): Մոդելի համար մեծ ու էական նշանակություն ունի տվյալների ճշգրիտ հավաքագրումը: Առաջարկված տարբերակի նորույթը, ՄՈԻ մոդելի կիրառմամբ և տվյալների հավաքագրման նոր մոտեցմամբ, հաջորդական տարրերի պարամետրերի կանխորոշումն է՝ մինչ ՄՕ-ի նախագծումը:



Նկ. 4. Առաջարկվող մեթոդի պարզ կառուցվածքը

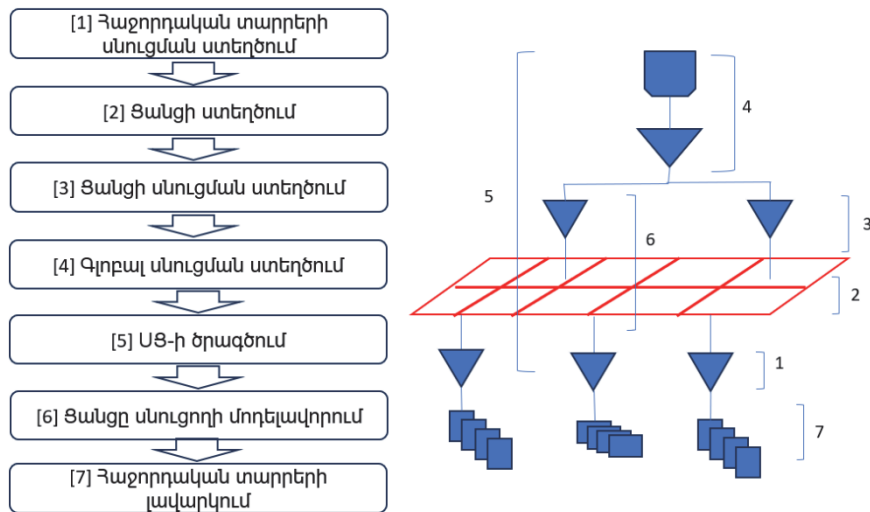
Հաջորդական տարրերի պարամետրերի ՄՕ-ի նախագծման ընթացքում, կանխորոշելու համար տվյալների հավաքագրումը, կատարվել է հետևյալը:

Աշխատանքի ընթացքում հավաքվել են տվյալները՝ հաջորդական տարրերի միջմիացումների համար, որոնք կարելի է բաժանել էլեկտրական, ֆիզիկական և տրամաբանական խմբերի: Տարրերի համար հավաքագրվել են դրանց ազդանշանային և սինքրոնազդանշանային մուտքերի ծրագծման խտացվածության աստիճանը, հաջորդական տարրերի տեղաբաշխման խտացվածության աստիճանը, հաջորդական տարրի մուտքի տեղակայման ժամանակները, տրամաբանական մակարդակները, տարրերի բեռնվածության աստիճանը, տարրերին բաժին ընկնող լարման անկումը, ՄՕ-ի նախագծումից հետո հաջորդական տարրերի ժամանակային պաշարները, ազդանշանային և սինքրոնազդանշանային մուտքերի ճակատների տևողությունները, սինքրոնազդանշանային միջմիացումների ժամանակային հապաղումները, տեղային ժամանակային տարբերությունները և այլն (նկ. 5):

1	REG-1_D_PIN_DENSITY	REG-2_D_PIN_DENSITY	REG-1_CELL_DENSITY	REG-2_CELL_DENSITY	DESIGN_CELL_UTILIZATION	SETUP TIME CONSTRAINTS
2	0.066789193	0.412262082	0.407707002	0.577575237	0.124225954	0.912347572
3	0.950504338	0.718728552	0.938304485	0.298034798	0.628165052	0.05543084
4	0.587371185	0.204466307	0.819174117	0.351169284	0.797154037	0.718779172
5	0.278659451	0.922871286	0.246944315	0.658266816	0.930864676	0.250674691
6	0.730516495	0.28899362	0.946792696	0.288415149	0.543906644	0.400613435
7	0.755087532	0.743205483	0.603184485	0.412956489	0.093730324	0.600452803
8	0.881911494	0.293472256	0.930200119	0.812729335	0.49287499	0.583454028
9	0.032534095	0.131300422	0.954214198	0.44779022	0.814067076	0.785998571
10	0.368672887	0.536806441	0.091155426	0.49929764	0.963328851	0.4027701
11	0.6908982	0.251453083	0.385137473	0.018326153	0.914664932	0.704262237
12	0.840618275	0.392756375	0.359656437	0.973985024	0.783355542	0.76292007
13	0.036310676	0.940372572	0.804144078	0.049468817	0.964222111	0.684044316
14	0.427393834	0.115504245	0.589523472	0.748409847	0.779280603	0.018321951
15	0.168289062	0.789387276	0.123276157	0.558735136	0.019136939	0.217482804
16	0.232247803	0.694156116	0.636312282	0.359827949	0.361111717	0.955728581
17	0.995571357	0.955356247	0.415383685	0.133281102	0.615843335	0.086855508
18	0.173471957	0.356046	0.18049286	0.907257531	0.163822164	0.950542427
19	0.050096247	0.876961382	0.763787603	0.359867988	0.085168006	0.332261715
20	0.277569596	0.039228074	0.043234551	0.488466299	0.52126269	0.861578084
21	0.891867799	0.533309639	0.316609808	0.043614491	0.867464082	0.162075941
22	0.799256813	0.759033886	0.150030092	0.268848554	0.743675089	0.159567263
23	0.348124914	0.93218092	0.723817087	0.641417648	0.406259428	0.061911287
24	0.616902074	0.273468716	0.769679048	0.551181195	0.326167506	0.630933308
25	0.3035685	0.220941938	0.98886581	0.119983754	0.013562754	0.534765551

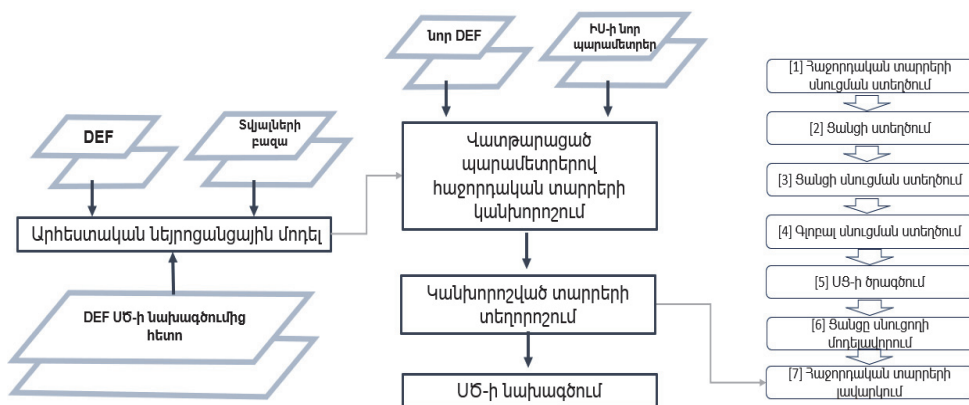
Նկ. 5. Հավաքագրված տվյալների բազայից հատված

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ավտոմատացված նախագծման ընթացակարգով ՄՕ-ի նախագծում իրականացնելիս հատակագծի պլանավորումը, սնուցման ցանցի նախագծումը, ստանդարտ բջիջների տեղաբաշխումը և դրանց լավարկումը սխեմաներում հաշվի են առնվում՝ խուսափելու համար ՄՕ-ի նախագծման ընթացքում ֆիզիկական և ժամանակային պարամետրերի խախտումներից: Առաջարկվող մեթոդի էությունն է. նոր մոտեցմամբ հստակեցվում է ՄՕ-ի կառուցման ընթացակարգը՝ հաշվի առնելով հաջորդական տարրերի պարամետրերի որոշումը և տրամաբանական բջիջների տեղորոշումը կատարելով ավելի վաղ փուլերում: Առաջարկվող տարբերակով ավտոմատացված նախագծման երթուղում հնարավոր է մինչ ՄՕ-ի նախագծումը հայտնաբերել վատարացած պարամետրերով հաջորդական տարրերը և տեղորոշելով դրանք խմբավորված մոտեցմամբ՝ ունենալ արդյունավետ ֆիզիկական նախագիծ: ՄՕ-ի ֆիզիկական նախագծման արդյունավետության գնահատման համար գնահատվելիք պարամետրերն են գլոբալ ժամանակային տարբերությունը, ժամանակային պաշարը և էներգասպառումը: Ծրագրային գործիքներով [11] նախագծումը հիմնականում կատարվում է հետևյալ փուլերով, որը սովորաբար բաղկացած է յոթ քայլերից (նկ. 6) [6]: Առաջարկվող մոտեցմամբ կենտրոնացումը դրվում է վերջին քայլում՝ հաջորդական տարրերի լավարկումն իրականացնելու նպատակով:



Նկ. 6. ՄՏ-ի նախագծման ընթացքը ծրագրային գործիքում

Առաջարկվող մեթոդով (նկ. 7) գործիքին տրվում են կանխորոշված պարամետրերով հաջորդական տարրերի տեղաբաշխման ֆիզիկական սահմաններ՝ ոչ միայն նախագծումը ժամանակային և ֆիզիկական պարամետրերի տեսանկյունից արդյունավետ դարձնելու, այլ նաև ֆիզիկական նախագծման գործընթացի ժամկետները կրճատելու համար:



Նկ. 7. Առաջարկվող մեթոդի ընթացակարգը

Առաջարկվող մեթոդի երթուղին հետևյալն է. ՄՈԻ մոդելի [12] կիրառմամբ, մինչ ՄՏ-ի նախագծումը, կանխորոշվում են այն հաջորդական տարրերը, որոնք կարող են ինչպես ժամանակային և ֆիզիկական, այնպես էլ էլեկտրական խնդիրների առաջացման պատճառ դառնալ ԻՍ-երում: Կանխորոշումից հետո ստեղծվում է հաջորդական տարրերի համար խմբավորման միջակայք ֆիզիկական

սահմանների սխեմայի տեղաբաշխման հատվածում, և դրանից հետո կատարվում է ՄԾ-ի ֆիզիկական նախագծման լավարկումը:

Ստացված արդյունքները: Աշխատանքում ուշադրություն է դարձվել հաջորդական տարրերի կրտիկականության որոշմամբ և դրանց տեղաբաշխումը տեղորոշմամբ ազդեցությանը ՄԾ-ի ֆիզիկական նախագծման ինչպես ֆիզիկական և ժամանակային պարամետրերի, այնպես էլ նախագծման գործընթացի ժամկետի վրա: Աշխատանքում գործնական կիրառություն է ստացել ՄԾ-ի կառուցման երկու տարբերակ՝ տվյալների լարերին զուգահեռ ՄԾ-ի նախագծումը՝ որպես առկա մոտեցումը, և առաջարկվող տարբերակը: Նախագծվել են հինգ տարբեր ԻՍ-երը ՄԱՈՒԴ 14 նմանական գրադարաններով [13] երկու մոտեցումների դեպքում, ՄԾ-ի նախագծումից հետո ստացված պարամետրերը (էներգասպառում, հաջորդական տարրի մուտքի տեղակայման (ՀՏՄՏԺ) և մուտքի պահպանման ժամանակների (ՀՏՄՊԺ) համար) ներկայացված են աղ. 1 և 2-ում:

Աղյուսակ 1

ԻՍ-ի պարամետրերի արժեքները՝ առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ, վատթարացած պարամետրերով հաջորդական տարրերի կանխորոշմամբ

ԻՍ	Առկա մոտեցում / Նոր մոտեցում		
	ՀՏՄՏԺ (պվ)	ՀՏՄՊԺ (պվ)	Էներգասպառում (մՎտ)
ԻՍ 1	-8 / -6	-2 / 0	0.967 / 0.923
ԻՍ 2	-11 / -9	-22 / -19	1.125 / 1.101
ԻՍ 3	-2 / 0	-7 / -5	0.905 / 0.894
ԻՍ 4	-4 / -2	-7 / -4	0.935 / 0.917
ԻՍ 5	-5 / -3	-3 / -2	1.219 / 1.204

Աղյուսակ 2

ԻՍ-ի նախագծման ժամանակը՝ առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ, վատթարացած պարամետրերով հաջորդական տարրերի կանխորոշմամբ

ԻՍ	Առկա մոտեցում / Նոր մոտեցում	
	Նախագծման ժամանակ (ժամ)	ՄԾ-ի նախագծման ժամանակ (ժամ)
ԻՍ 1	6 / 5.5	2 / 1.5
ԻՍ 2	7 / 6.5	2.2 / 1.8
ԻՍ 3	7 / 6.7	2.4 / 2.2
ԻՍ 4	4 / 3.7	1.5 / 1.2
ԻՍ 5	5 / 4.8	1.6 / 1.25

Այս մոտեցման արդյունավետությունը հիմնավորելու համար կատարվել են տարատեսակ նախագծեր: Իրականացված փորձարարական արդյունքները

ցույց են տալիս, որ այս մոտեցմամբ նախագծումներ իրականացնելիս միկրոսխեմաներում հաջորդական տարրերի ժամանակային, էլեկտրական և ֆիզիկական պարամետրերի կանխորոշմամբ լուծվում են տարատեսակ խնդիրներ:

Եզրակացություն: Առաջարկվող եղանակով կառուցվել է ՄԾ-ը տարատեսակ ԻՄ-երի համար: Այս մոտեցումը՝ 1) բարելավում է ՄԾ-ի էներգասպառումը 3,5%-ով, 2) 5%-ով ժամանակային պաշարը, և 3) նախագծման գործընթացի ժամանակը կրճատվում է շուրջ 7%-ով՝ շնորհիվ մինչ ՄԾ-ի նախագծումը հաջորդական տարրերի պարամետրերի կանխատեսման: Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ առաջարկվող տարբերակով ՄԾ-ի նախագծման դեպքում ոչ միայն ժամանակային պարամետրերն են ԻՄ-երում բարելավվում, այլ նաև նախագծումից մինչ արտադրություն նախագծման գործընթացի ժամկետներն են կրճատվում: Այսպիսով, այս տարբերակով ՄԾ-ի կառուցումը կարող է կիրառվել ներկայումս անգստրենական հոսքուղու երկարություն ունեցող ԻՄ-երի նախագծման ընթացքում:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Schaller R.** Moore's law: past, present and future // IEEE Spectrum. - June 1997. - Vol. 34, no. 6. - P. 52-59, doi: 10.1109/6.591665.
2. **DeBenedictis E.P.** It's Time to Redefine Moore's Law Again // Computer - Feb. 2017.- Vol. 50, no. 2. - P. 72-75, doi: 10.1109/MC.2017.34.
3. **Chong A.B.** Hybrid Multisource Clock Tree Synthesis // 2021 28th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS). - Dubai, United Arab Emirates, 2021. - P. 1-6, doi: 10.1109/ICECS53924.2021.9665516.
4. Obstacle Avoiding and Slew-Constrained Clock Tree Synthesis with Efficient Buffer Insertion / **Y. Cai, C. Deng, C. N. Sze, et al** // IEEE Transactions on Very Large-Scale Integration (VLSI) Systems. - Jan. 2015. - Vol. 23, no. 1. - P. 142-155.
5. **Vishnu P.V., Priyarenjini A.R., and Kotha N.** Clock Tree Synthesis Techniques for Optimal Power and Timing Convergence in SoC Partitions // 2019 4th International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). - Bangalore, India, 2019. - P. 276-280, doi: 10.1109/RTEICT46194.2019.9016727.
6. **Dong-Jin L., and Igor L. M.** Obstacle-aware Clock-Tree Shaping During Placement // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. - Feb. 2012.
7. Enabling CMOS Scaling Towards 3nm and Beyond / **A. Mocuta, P. Weckx, P. Demuyneck, et al** // 2018 IEEE Symposium on VLSI Technology. - Honolulu, HI, USA, 2018. - P. 147-148, doi: 10.1109/VLSIT.2018.8510683.
8. **Yang T., He G. and Cao P.** Pre-Routing Path Delay Estimation Based on Transformer and Residual Framework // 27th Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC). - Taipei, Taiwan, 2022. - P. 184-189, doi: 10.1109/ASP-DAC52403.2022.9712484.

9. Path-Based Pre-Routing Timing Prediction for Modern Very Large-Scale Integration Designs / **L. -W. Chen, Y. -N. Sui, T. -C. Lee, et al** // 23rd International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED). - Santa Clara, CA, USA, 2022. - P. 1-6, doi: 10.1109/ISQED54688.2022.9806225.
10. A Timing Engine Inspired Graph Neural Network Model for Pre-Routing Slack Prediction / **Z Guo, M. Liu, J. Gu, et al** // Proceedings of the 59th Annual Design Automation Conference. – San Francisco, CA, USA, 2022. - P. 1207-1212, doi: 10.1145/TCAD. 3489517.3530597.
11. IC Compiler™ II Design Planning User Guide.- Synopsys Inc., 2022. – 440 p.
12. **Gulli A. and Pal S.** Deep learning with Keras. - Packt Publishing Ltd, 2017.
13. **Melikyan V., Martirosyan M., Melikyan A., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Small Systems Simulation Symposium. - Niš, Serbia, 12th-14th February 2018. - P. 37-41.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան, Երևանի պետական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 03.10.2024:

**В.Ш. МЕЛИКЯН, А.А. ГАЛСТЯН, А.М. ДАНИЕЛЯН, Г.Г. СААКЯН,
В.А. СААКЯН, Р.М. СОГОМОНЯН**

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЗИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДЕРЕВА СИНХРОСИГНАЛОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ГЛУБОКОГО МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

Известно, что построение дерева тактовых сигналов является одним из основных этапов физического проектирования интегральных схем, поскольку оно может потреблять 50% от общей мощности в высокоскоростных интегральных схемах. Улучшение этих схем не только снизит потребление энергии, но и решит проблемы синхронизации и маршрутизации на других этапах процедуры.

Поэтому инструменты для проектирования дерева тактовых сигналов могут повысить его эффективность, поскольку процесс проектирования часто является трудоемким и неэффективным с точки зрения вычислительных ресурсов. Предложен подход, основанный на модели машинного обучения, который позволяет прогнозировать ухудшенные параметры элементов и, применяя кластерное размещение элементов в соответствии с результатами прогнозирования, улучшить параметры дерева тактовых сигналов.

Ключевые слова: интегральная схема, машинное обучение, дерево синхросигналов, физическое проектирование, искусственная нейронная сеть.

**V.Sh. MELIKYAN, A.A. GALSTYAN, A.M. DANIELYAN,
H.H. SAHAKYAN, V.A. SAHAKYAN, R.M. SOGHOMONYAN**

**A METHOD FOR IMPROVING THE EFFICIENCY OF PHYSICAL
DESIGN OF THE CLOCK TREE IN INTEGRATED CIRCUITS USING A
MACHINE LEARNING MODEL**

It is known that the construction of the clock tree is one of the main stages of the physical design of integrated circuits, because it can consume 50% of the total power in high-speed integrated circuits. Improving these circuits will not only reduce energy consumption, but also solve timing and routability problems in other stages of the procedure.

Therefore, tools for designing a clock tree can increase its efficiency, since the design process is often time-consuming and inefficient in terms of computational resources. An approach based on a machine learning model is proposed, which makes it possible to predict the degraded parameters of the sequential elements, and by applying the cluster placement of the elements according to the prediction results, it makes it possible to improve the parameters of the clock tree.

Keywords: integrated circuit, machine learning, clock tree, physical design, artificial neural network.

UDC 621.374.3

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2024.v77.2-190

S.G. MARTIROSYAN, J.E. TORIKYAN

CALCULATION OF SCHMITT TRIGGERS DEPENDING ON INPUT THRESHOLD VOLTAGES, THE INVERSE PROBLEM

The way and features of solving the inverse problem of calculating inverting and non-inverting classical Schmitt triggers are presented. Equations have been derived in which the input threshold voltages are known as the **main and constant** parameters, while the other parameters are secondary to the threshold voltages. All the other unknown parameters of the trigger circuit are calculated. The dependences of these errors on the output voltages of the triggers and on their relative errors are shown. The equations for calculating the relative errors of the threshold voltages are derived. It has been proved that each of these equations is a linear function depending on the output voltages when the difference between these voltages is constant. A methodological guideline for relative error calculation of threshold voltages has been developed. The graphs of dependence of relative errors of the input threshold voltages on output voltages are constructed. It is shown that for the construction of each curve, it is sufficient to select only one pair of output voltages. A guideline to using the graphs has been developed. A moving ruler has been proposed, by which, without preliminary calculations a pair of output voltages that will ensure accuracy meeting the requirements of the problem is chosen. Solutions have been proposed to reduce the relative errors for both thresholds simultaneously in the conditions of the existing errors of the output voltages. With the proposed methods, it is possible to calculate a new Schmitt trigger, avoiding errors that may occur during the calculation of the direct problem, when the choices of reference voltage, output voltages and feedback factor are not justified. The proposed methods justify the choice of technical parameters of the triggers, which will increase their quality.

Keywords: Schmitt trigger, inverse problem, comparator, threshold voltage, reference voltage, output voltage, relative errors of voltages.

Introduction. One of the most common schematic solutions in radio engineering is the Schmitt trigger. It is an inverting or non-inverting comparator that converts the input analog signal into a logic one (analog-digital converter ADC) depending on the direction of overcoming two pre-selected high (higher) or low (lower) threshold voltages. The accuracy of the phase synchronization of digital signals in the ADC and, as a result, the accuracy of information transmission depends on the stability of the threshold voltage. In the studied literature, formulas for calculations of the input threshold voltages triggers are presented in different forms

[1-7]. In [1], the need to use the formula of only one general form is justified. For a trigger running on any device, this kind of computation is considered a **direct problem**. That is, the parameters of all the active and passive elements of the trigger, the supply voltages are known, and the threshold voltages are unknown, which must be calculated. More often, when developing a new device, it is necessary to solve **the inverse problem**: to develop a new Schmitt trigger to convert the analog signal to digital. In this case, the parameters of the input signal and the values of the **two threshold voltages** (high and low) are known, at the moment of overcoming, which the analog signal is converted to digital. It is required to calculate all the remaining unknown magnitudes of the trigger circuit. The formulas for calculating the inverse problem are not mentioned in the studied literature, the choices of parameters are not justified, the issues of improving the quality of the technical parameters of the triggers are not discussed either, expected errors are not estimated. [2-7]. In [2-4], only the calculations of threshold voltages (direct problem) are given, using voltage dividers to obtain the reference voltage. In [5-8], the solution to the inverse problem is given, where the threshold voltages are given, but the supply voltages, the reference voltage and the calculation of the passive elements are not justified.

Problem setting. Our investigation aims at finding a clear way to solve the inverse problem, to highlight the features. For that, it is necessary:

- 1) to derive formulas for solving the inverse problem of calculating triggers;
- 2) to find the dependence of the relative errors of the input threshold voltages on the output high or low voltages of the trigger and their relative errors, separately;
- 3) to develop a methodological guide for the calculation of the increase in the accuracy of the threshold voltages;
- 4) to propose justified solutions to increase the quality of parameters of the trigger.

As a basis, we adopted the general formulas derived in [1] for calculating the threshold voltages. We used all designations of [1]: supply- V_{CC} and V_{EE} , output- U_{out}^1 and U_{out}^0 , reference- U_z , and thresholds- $U_{in} \downarrow$ and $U_{in} \uparrow$. The arrows show the directions of jumps in output voltages when the input analog voltage exceeds a given threshold. As a feedback coefficient, we accepted $K=R_2/R_1$, where R_1 and R_2 are the positive feedback resistances, through which the threshold voltages are formed from the output voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 of the comparator (Fig. 1.1). The voltages V_{CC} and V_{EE} can have positive, negative and zero values. The trigger output voltages **must satisfy the condition** $U_{out}^1 > U_{out}^0$ to ensure positive feedback. Depending on the choice of the microchip, it is possible to satisfy the

conditions $VCC=U_{out}^1$ and $VEE=U_{out}^0$. In the inverse problem, the input threshold voltages are given as the **main** and **constant parameters**, all other parameters are secondary and can be changed.

1. Inverting Schmitt trigger. In Fig.1.1, the classical Schmitt trigger with an inverting comparator tested with *Multisim* program is shown. In Fig.1.2, the dependence of $U_{out} = f(U_{in})$ (the curve of hysteresis) is shown. Threshold values $U_{in} \downarrow$ and $U_{in} \uparrow$ are indicated on the input voltage U_{in} axis:

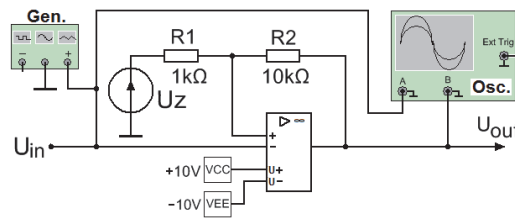


Fig.1.1. The circuit with inverting Schmitt trigger

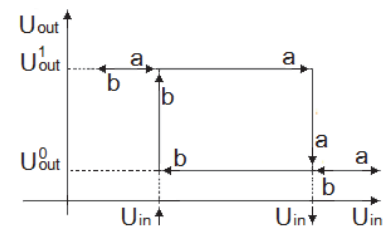


Fig.1.2. The dependence of $U_{out} = f(U_{in})$

From Fig.1.2 it can be seen that $U_{in} \uparrow < U_{in} \downarrow$. To solve the inverse problem of calculating the inverting trigger, let's use the equation for determining the threshold voltages given in [1]. To solve the inverse problem, let's write the threshold voltage equation from [1].

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

Putting the feedback factor $K = R2/R1$ in (1.1), we get:

$$U_{in} = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out} \frac{1}{1+K}. \quad (1.2)$$

For high and low thresholds we will have:

$$U_{in} \downarrow = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out}^1 \frac{1}{1+K} \text{ (high)}, U_{in} \uparrow = U_z \frac{K}{1+K} + U_{out}^0 \frac{1}{1+K} \text{ (low)}. \quad (1.3)$$

From equations (1.3), it can be seen that the voltage $U_{in} \downarrow$ (high threshold) depends on the voltage U_{out}^1 , and the voltage $U_{in} \uparrow$ (low threshold) depends on the voltage U_{out}^0 . For simplicity, we can choose: $U_{out}^1 = VCC$ and $U_{out}^0 = VEE$. In equations (1.3) two unknowns remain: K and U_z . In (1.3), by subtracting the low threshold voltage from the high threshold voltage, we get K :

$$K = \frac{U_{out}^1 - U_{out}^0}{U_{in} \downarrow - U_{in} \uparrow} - 1. \quad (1.4)$$

In fact, the (vertical) height of the hysteresis rectangular curve is written in the numerator, and the (horizontal) width in the denominator. In (1.3), by adding the low threshold voltage to the high threshold voltage, we get U_z :

$$U_z = \frac{U_{in\downarrow} + U_{in\uparrow}}{2} \frac{1+K}{K} - \frac{U_{out}^1 + U_{out}^0}{2} \frac{1}{K}. \quad (1.5)$$

Choosing a certain pair U_{out}^1 and U_{out}^0 , only the values U_z and K the respective to that pair can be calculated. Since the number of this pairs and the number of K -is unlimited, it is necessary to find criteria to limit their number. That's why it should be taken into account that:

- 1) the voltages $U_{in\uparrow}$ and $U_{in\downarrow}$ are given as the main and constant;
- 2) K -is a calculated quantity for trigger circuit;
- 3) the output voltages are selected, they depend on the supply voltages.

If we consider the height of the hysteresis curve to be constant: $U_{out}^1 - U_{out}^0 = C$, then it can be seen from (1.4) that for a given C , for a large group of output voltages, K will also be constant. In that case, choosing the pairs of voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 in the ranges we need, we can calculate for each pair its U_z voltage using equation (1.5). By choosing another C , we will have another K and nother groups of output voltages. To limit the number of groups, there is a need find another criterion. We choose such output voltages, whose influence of instability (aging of parts, thermal effects, supply voltage fluctuations, etc.) on the input threshold voltages is smaller than the amount allowed by the technical requirements. Let's find the dependence of the threshold voltage change (error) on the output voltage change (instability or error). Using equation (1.2), for the input threshold voltage we can write:

$$\Delta U_{in} = \Delta U_{out} \frac{1}{1+K}. \quad (1.6)$$

Now let's find the dependence of the relative error of the input threshold voltage $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}$ on the relative error of the output voltage. From (1.6) and (1.2), we will get:

$$\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} = \frac{\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z K}{U_{out}} + 1}, \quad \frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} = \frac{\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z K}{U_{out}^1} + 1} \text{ (high)}, \quad \frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}} = \frac{\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z K}{U_{out}^0} + 1} \text{ (low)}. \quad (1.7)$$

It can be seen from (1.2) and (1.6), that if $U_{out} = 0$, then $\Delta U_{out} = 0$, $\Delta U_{in} = 0$ and $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} = 0$. If $U_z = 0$, we get: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} = \frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}$, as in [1]. In (1.7), we see that the relative error of the input threshold voltage depends on three variables: U_z , K and U_{out} . To show that, we conditionally choose any reasonable constant value

of the relative error of the output voltage: $A_1 = \frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}$. Recalculating the result for other values is not difficult. In the equation (1.5), let's denote the term independent of U_{out} by the constant A_2 : $A_2 = \frac{U_{in\downarrow} + U_{in\uparrow}}{2} \frac{1+K}{K}$. If we put the designations in equations (1.7), then the relative errors of the input threshold voltages will be:

$$\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} = \frac{2A_1}{2KA_2+C} U_{out}^1, \frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}} = \frac{2A_1}{2KA_2-C} U_{out}^0. \quad (1.8)$$

These equations are linear equations depending on the output voltages. This allows to construct dependence graphs (1.7) for any C , using several ($2 \div 5$) values.

1.1. The methodical guideline to calculating the relative error of the input threshold voltage. In modern operational amplifiers, the entire range of allowable positive and negative voltages can be used from VCC to VEE . For calculation it is necessary:

1) to select the value of the vertical gap of the hysteresis curve in equation (1.5) and consider it constant in this example: $U_{out}^1 - U_{out}^0 = C$. In this case, K will have one constant value for different pairs of U_{out}^1 and U_{out}^0 ;

2) to select several pairs of voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 that satisfy the condition $U_{out}^1 - U_{out}^0 = Cn$ ($n=1, 2, \dots$). For this, the window of the given hysteresis curve should be shifted along the vertical axis, from the highest value of VCC to the lowest value of VEE , keeping the coordinates of the threshold voltages $U_{in\uparrow}$ and $U_{in\downarrow}$. For simplicity, assume that $VCC = U_{out}^1$ and $VEE = U_{out}^0$;

3) calculate K from (1.5) for the selected C , select $R1$, calculate $R2$ ($R2 = KR1$);

4) for each pair of voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 , calculate U_z -by (1.6);

5) having any pair of U_{out}^1 and U_{out}^0 , and the respective U_z , K , test the circuit shown in Fig.1.1 as a direct problem [1] by *Multisim* program. Compare the obtained threshold voltage values with the required values. In our examples, the measurement error of threshold voltages is less than 1%, which is acceptable;

6) choose some constant value of output voltage relative error, for example: 0,1 (10%), or a smaller are based on the requirements of the problem;

7) for $C1$, calculate the relative errors of threshold voltages using (1.8);

8) select another value of C ($C2, C3, \dots$), and repeat the calculation steps 1÷7;

9) construct the graph of equation (1.7) for each C .

1.2. Calculations according to the guide. Calculations of unipolar, asymmetric bipolar, symmetric bipolar input threshold voltages are performed. We have chosen a microchip LT1366 and $-25V \div +25V$ voltage range. The values of U_z are given as a fraction with the same denominator. It is convenient to choose such values of C -s that their curves do not cover each other on the graph.

1.2.1. Unipolar input threshold voltage:

Table 1.1

Calculation results when $U_{in} \downarrow = +1V$, $U_{in} \uparrow = +0,5V$

$C1 = 5V; K = 9$					$C2 = 12V; K = 23$			
Data	Data 1	Data 2	Data 3	Data 4	Data 5	Data 6	Data 7	Data 8
$U_{out}^1; U_{out}^0 [V]$	15; 10	10; 5	5; 0	0; -5	24; 12	12; 0	8; -4	0; -12
$U_z [V]$	-5/9	0	5/9	10/9	0	12/23	16/23	24/23
$\Delta U_{in}/U_{in} \downarrow$	15	10	5	0	10	5	3,33	0
$\Delta U_{in}/U_{in} \uparrow$	20	10	0	-10	10	0	-3,33	-10

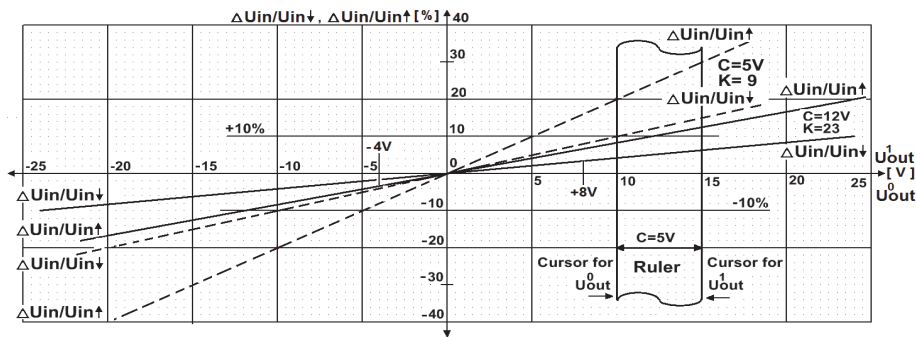


Fig.1.3. The graphs for unipolar input threshold voltage: $U_{in} \downarrow = 1V$, $U_{in} \uparrow = 0,5V$

In Table 1.1, the graphs of Fig.1.3 are constructed, which are straight lines passing through the point 0;0 of coordinate axis: the horizontal axis shows U_{out} , and the vertical one the relative errors of the input threshold voltages in %. Curves with parameters $C1 = 5V$ and $K = 9$ are shown by dashed lines, curves with parameters $C2 = 12V$ and $K = 23$ by solid lines.

1.2.2. Bipolar asymmetric input threshold voltage

Table 1.2

Calculation results when $U_{in} \downarrow = +1,5V$, $U_{in} \uparrow = -0,5V$

$C1 = 5V; K = 1,5$					$C2 = 10V; K = 4$			
Data	Data1	Data2	Data3	Data4	Data5	Data6	Data7	Data8
$U_{out}^1; U_{out}^0 [V]$	10; 5	5; 0	3,75; -1,25	2,5; -2,5	15; 5	7,5; -2,5	5; -5	0; -10
$U_z [V]$	-12,5/3	-2,5/3	0	2,5/3	-15/8	0	5/8	15/8
$\Delta U_{in}/U_{in} \downarrow$	26,66	13,3	10	6,66	20	10	6,66	0
$\Delta U_{in}/U_{in} \uparrow$	-40	0	10	20	-20	10	20	40

In Fig. 1.4, the graphs are constructed based on. the Table 1.2.

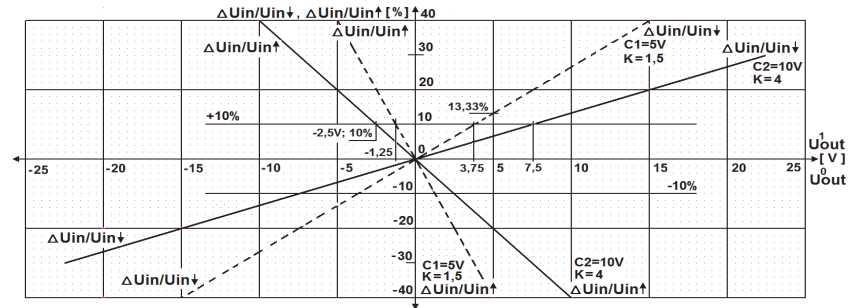


Fig.1.4. The graphs for bipolar asymmetric input threshold voltage: $U_{in} \downarrow = +1,5V$,
 $U_{in} \uparrow = -0,5V$

In Fig.1.4, curves with parameters $C1 = 5V$ and $K = 1,5$ are shown by dashed lines, and curves with parameters $C2 = 10V$ and $K = 4$ -by solid lines.

1.2.3. Bipolar symmetric input threshold voltage

Table 1.3

Calculation results when $U_{in} \downarrow = +0,5V$, $U_{in} \uparrow = -0,5V$

$C1 = 5V; K = 4$					$C2 = 10V; K = 9$			
Data	Data1	Data2	Data3	Data4	Data5	Data6	Data7	Data8
$U_{out}^1; U_{out}^0 [V]$	10; 5	5; 0	2,5; -2,5	-5; -10	10; 0	5; -5	0; -10	-5; -15
$U_z [V]$	-15/8	-5/8	0	15/8	-5/9	0	5/9	10/9
$\Delta U_{in}/U_{in} \downarrow$	40	20	10	-20	20	10	0	-10
$\Delta U_{in}/U_{in} \uparrow$	-20	0	10	40	0	10	20	30

In Fig.1.5 the graphs are constructed based on Table 1.3. Curves with parameters $C1 = 5V$ and $K = 4$ are shown by dashed lines and curves with parameters $C2 = 10V$ and $K = 9$ -by solid lines.

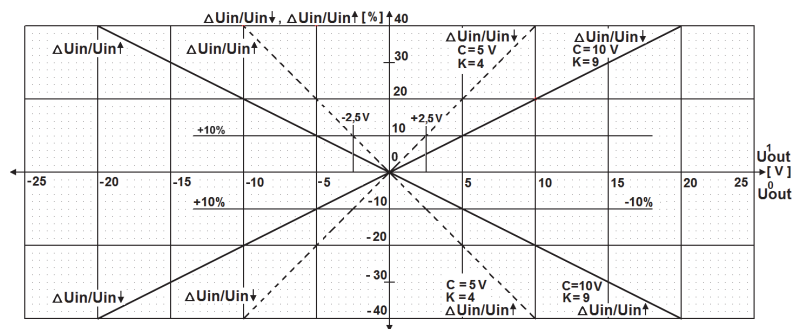


Fig. 1.5. The graphs for bipolar asymmetric input threshold voltage: $U_{in} \downarrow = +0,5V$,
 $U_{in} \uparrow = -0,5V$

It can be seen from all the graphs that as C increases, K also increases and the angle formed by the U_{out} axis and the the respective curves of the graph decreases. The range of output voltages with error of less than 10% increases.

1.3. A guide to using graphs. The Graphs make it possible to replace complex mathematical calculations with the results obtained by construction methods characteristic of nomograms. The Graphs are constructed by computer software or on A4 (or larger) *mm* paper to ensure relatively high accuracy in use. That's why:

1) for each C , we prepare a movable vertical ruler, the width of which is equal to the linear size of the selected C on the graph, expressed in *mm*, and the other dimension is equal to the vertical height of the graph;

2) based on the technical requirements of the problem, we select the necessary range of relative errors of any C ($C1$, $C2$ or $C3$);

3) The right edge of the ruler (U_{out}^1 cursor) should coincide with any U_{out}^1 voltage on the U_{out} axis (for example, the maximum). At that position, the left border (U_{out}^0 cursor) will show the U_{out}^0 value corresponding to the given U_{out}^1 on the graph. In this case, the vertical edge lines (cursors) of the ruler intersect with the $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}}$ curves and show the respective relative errors: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}}$ and $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}}$, expressed as percentages (take into account point 9 of 1.1).

For any C , it is necessary to move its ruler parallel to itself, corresponding to the selected pair U_{out}^1 and U_{out}^0 , and record the relative error new values on the vertical axis at the point of intersection of the cursor and graph curves. For example, at the unipolar threshold voltage, for $C1 = 5V$, if we set the right edge of the ruler on $U_{out}^1 = 15V$, then the left edge will coincide with $U_{out}^0 = 10V$. The corresponding relative error values at the points of intersection with the graph curves will be: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} = 15\%$ и $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}} = 20\%$ (*Table 1.1*, Data1; *Fig.1.3*): By moving the ruler along the U_{out} axis to the left, it is possible to select pairs of voltages any U_{out}^1 and U_{out}^0 , in which case the relative error is smaller than $|\pm 10\%|$. If we choose another pair of voltages, we need to calculate the voltage U_z corresponding to it (1.5).

1.3.1. Some features of the graph curves. It can be seen from the Tables and the graphs, that:

1) For **unipolar threshold voltages**, for example, when $C1 = 5V$, the range of relative error $\Delta U_{in}/U_{in} \leq |\pm 10\%|$ includes from the pair $U_{out}^1 = +10V$, $U_{out}^0 = +5V$ (*Table 1.1*, Data1) to the pair of voltages $U_{out}^1 = 0V$, $U_{out}^0 = -5V$ (*Table 1.1*, Data4). When moving the ruler to the left or the right from this range, the relative error increases from $|\pm 10\%|$ **for at least one threshold**. Within this range, with the help of a ruler, we can already select a pair of supply voltages for a

given C that will provide the accuracy required by the problem. In the case of unipolar threshold voltages, it is possible to **simultaneously** reduce the relative errors of both thresholds. In the direct problem of classical trigger calculation, the relative error was reduced to the necessary extent for the first time in [1] for only one threshold. When choosing a larger C and larger output voltage pairs, the range, where the relative errors are smaller than $|\pm 10\%|$, increases. From *Table 1.1*, Data7, it can be seen that at $C2 = 12V$, $U_{out}^1 = 8V$ and $U_{out}^0 = -4V$, the respective relative errors are the smallest: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} = 3,33\%$, $\Delta U_{in}/U_{in\uparrow} = -3,33\%$, ensuring a 3-fold diminution in threshold voltage errors, under conditions of 10% error of output voltages (*Fig. 1.3*).

2) For **bipolar input threshold voltages**, when $U_z = 0V$, the minimum relative error for both thresholds **simultaneously** is 10% only, for example, in the case of **asymmetric** input threshold voltages, for the voltages pairs Data3 ($U_{out}^1 = 3,75V$ and $U_{out}^0 = -1,25V$) and Data6 ($U_{out}^1 = 7,5V$ and $U_{out}^0 = -2,5V$) of *Table 1.2* (see *Fig. 1.4*). And when $U_z \neq 0V$, then when choosing another pair of voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 , the error of one of the thresholds increases by $|\pm 10\%|$, and the other decreases. If we move the ruler the respective to the movable $C1 = 5V$ from its original position to the right, select the pair of voltages $U_{out}^1 = 5V$ and $U_{out}^0 = 0V$ (*Table 1.2*, Data2), then the error of the low threshold decreases, becomes equal to $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}} = 0\%$, and the high threshold error exceeds the allowable amount: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} = 13,3\%$ (see also *Fig. 1.4*). This is a consequence of influence of all parameters (K , C , U_{out} , U_z) on the formation of the relative error. For both threshold voltages, in order to simultaneously provide a relative error smaller than $|\pm 10\%|$, a change in the technical solutions of the problem should be made. For this there is a need to use a VCC power supply with a smaller error. If we use a supply voltage with an error of 3% instead of 10%, then the relative error of the corresponding threshold voltage will be $\frac{13,3 \cdot 3}{10} \approx 4\%$. Thus, using only one $VCC=5V$ power supply with smaller error, and $U_z = -2.5/3 = -0.83V$ reference voltage (*Table 1.2*, Data2), we provide smaller relative error **for both thresholds**: $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\uparrow}} = 0\%$, $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in\downarrow}} \approx 4\%$. And using a higher precision stabilizer (for example LM4041) and a voltage polarity converter (to have a negative reference voltage, for example TC1220) will ensure higher accuracy and smaller error.

3) In the case of **bipolar symmetrical threshold voltages**, we proceed in the same way.

2. Non-inverting Schmitt trigger. *Fig. 2.1* shows the non-inverting trigger. In *Fig. 2.2* the dependence of $U_{out} = f(U_{in})$ (the hysteresis curve), where $U_{in\downarrow} < U_{in\uparrow}$ are shown.

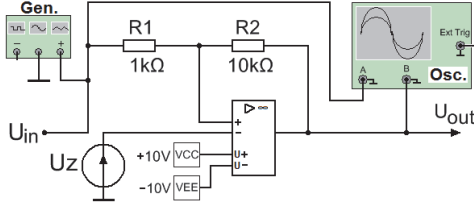


Fig.2.1. The circuit with non-inv. Schmitt trigger

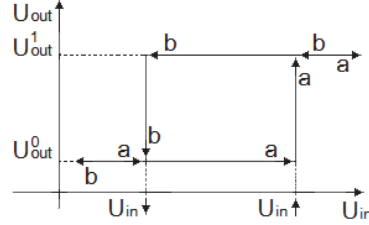


Fig.2.2. The dependence of $U_{out} = f(U_{in})$

The general equations are taken from [1]. Due to size limitations in the article, the equations for non-inverting triggers are given without comments, and only the graphs are presented:

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

$$U_{in} = U_z \frac{1+K}{K} - U_{out} \frac{1}{K}, \quad (2.2)$$

$$U_{in} \uparrow = U_z \frac{1+K}{K} - U_{out}^0 \frac{1}{K} \text{ (high)}; U_{in} \downarrow = U_z \frac{1+K}{K} - U_{out}^1 \frac{1}{K} \text{ (low)}, \quad (2.3)$$

$$K = \frac{U_{out}^1 - U_{out}^0}{U_{in} \uparrow - U_{in} \downarrow}, \quad (2.4)$$

$$U_z = \frac{U_{in} \uparrow + U_{in} \downarrow}{2} \frac{K}{1+K} + \frac{U_{out}^1 + U_{out}^0}{2} \frac{1}{1+K}, \quad (2.5)$$

$$\Delta U_{in} = -\Delta U_{out} \frac{1}{K}, \quad (2.6)$$

$$\frac{\Delta U_{in}}{U_{in}} = \frac{-\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z(1+K)}{U_{out}} - 1}, \frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \uparrow} = \frac{-\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z(1+K)}{U_{out}^0} - 1} \text{ (high)}; \frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \downarrow} = \frac{-\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}}}{\frac{U_z(1+K)}{U_{out}^1} - 1} \text{ (low)}, \quad (2.7)$$

$$\frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \uparrow} = \frac{-2A_1}{2A_2(1+K)+C} U_{out}^0; \frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \downarrow} = \frac{-2A_1}{2A_2(1+K)-C} U_{out}^1. \quad (2.8)$$

Unlike an inverting trigger, here $U_{in} \uparrow$ (high threshold) voltage depends on U_{out}^0 voltage, and $U_{in} \downarrow$ (low threshold) depends on U_{out}^1 . We calculated and constructed the corresponding graphs of the relative errors of the threshold voltages, as was the case with the inverting trigger, taking into account that $U_{out}^1 > U_{out}^0$. For each voltage pair, we calculate the unknown voltage U_z using formula (2.5).

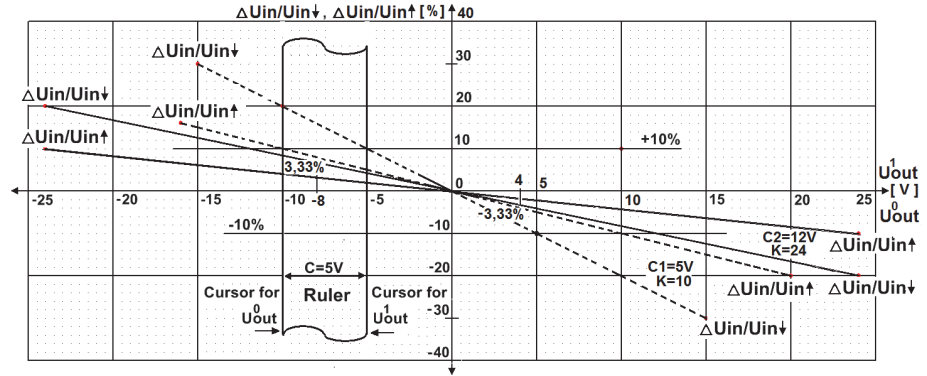


Fig.2.3. The graphs for unipolar input threshold voltage: $U_{in} \uparrow = +1V$, $U_{in} \downarrow = +0,5V$

In Fig.2.3, curves with parameters $C1 = 5V$ and $K = 10$ are shown by dashed lines, and curves with parameters $C2 = 12V$ and $K = 24$ by solid lines.

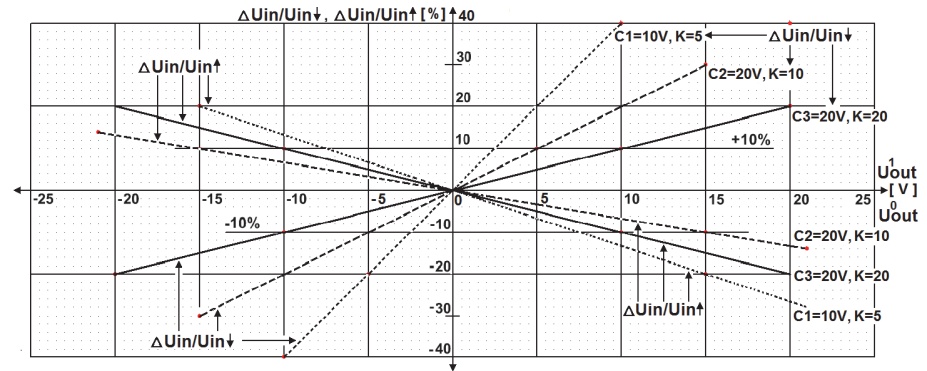


Fig.2.4. The graphs for bipolar asymmetric input threshold voltage: $U_{in} \uparrow = 1,5V$, $U_{in} \downarrow = -0,5V$, for symmetric input threshold voltage: $U_{in} \uparrow = +0,5V$, $U_{in} \downarrow = -0,5V$

In Fig.2.4, for bipolar asymmetric input threshold voltage, curves with parameters $C1 = 10V$ and $K = 5$ are shown by dotted-dashed, curves with parameters $C2 = 20V$ and $K = 10$ by dashed lines. For symmetric input threshold voltage, curves with parameters $C2 = 20V$; $K = 20$ are shown by solid lines.

2.1. Some features of the graph curves:

1) for **unipolar threshold voltages**, similarly to an inverting trigger, place the movable ruler in the position of voltages: $U_{out}^1 = -5V$ and $U_{out}^0 = -10V$. In that position, the lines $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \downarrow}$ and $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \uparrow}$ intersect with the horizontal +10% line simultaneously. If we move the ruler to the right and place it in the position corresponding to the pair $U_{out}^1 = 5V$ and $U_{out}^0 = 0V$, we will see that $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \downarrow} = -10\%$, $\frac{\Delta U_{in}}{U_{in} \uparrow} = 0\%$ (see Fig2.3., curves with parameters $C1 = 5V$ and

$K = 10$). In the range of these two pairs of output voltages, the relative errors of the threshold pair voltages are simultaneously smaller than $|\pm 10\%|$, as in the inverting trigger. When moving the ruler to the left or the right from this range, the relative error increases from $|\pm 10\%|$ **for at least one threshold**;

2) for **bipolar input threshold** voltages, the minimum relative error for both thresholds simultaneously is 10% only when $U_z = 0V$, just like in the inverting trigger. And when $U_z \neq 0V$ choosing another pair of voltages U_{out}^1 and U_{out}^0 , the error of at least one of the thresholds increases from $|\pm 10\%|$, and the other one decreases. In order to ensure a relative error smaller than $|\pm 10\%|$ for two threshold voltages simultaneously, we make a change in the technical solutions of the task, similar to an inverting trigger.

Conclusion: For solving the inverse problem of calculating Schmitt inverting and non-inverting triggers:

1) we derived equations in which the input threshold voltages are known as the main and constant parameters, and all other parameters are secondary;

2) we have shown that if K and U_z are constant, then the relative errors of threshold voltages depending on output voltages are linear functions passing through the point of intersection of the coordinate axes, for the construction of which it is sufficient to choose only one pair of output voltages for each C .

1. In the case of **unipolar input threshold voltages**:

1) when $U_z \neq 0V$, we can **always** choose such pairs of output voltages, in which the relative errors of threshold voltages are smaller than $|\pm 10\%|$;

2) in case of a certain error of the output voltages, we simultaneously reduce the errors of both threshold voltages by the necessary amount.

2. In the case of **bipolar input threshold voltages**:

1) the minimum relative error for both thresholds is 10% simultaneously, when $U_z = 0V$, and when $U_z \neq 0V$, the relative error of at least one of thresholds can always be ensured in the range of $0 \div |\pm 10\%|$;

2) in order to reduce simultaneously the relative error values below $|\pm 10\%|$, we have proposed new solutions using **only one power supply** with a smaller error.

When calculating a Schmitt trigger with our proposed methods, we avoid the errors that occur of the direct problem, when the choices of parameters U_z , U_{out}^1 , U_{out}^0 and K are not justified. With our methods, the choices of the technical parameters of the triggers are justified, by which their quality standards can be improved. We have proposed solutions, to reduce the relative errors for **both thresholds simultaneously** to the necessary extent, in the conditions of the existing errors of the output voltages.

REFERENCES

1. **Martirosyan S.G., Torikyan J.E.** Some peculiarities of the Schmitt trigger// Proceedings of the Republic of Armenia NAS & NPU of Armenia, Series of Technical Sciences.- Yerevan, 2022.- V. 75, N 4.-P. 558-570.
2. **Soclof S.** Analog Integrated Circuits// California State University Los Angeles.-1985 by Prentice Hall (Inc., Englewood Cliffs, NJ 07632).-583p.
3. **Gift S.J., Maundy B.J.** Electronic Circuit Design and Application-Springer, Electrical and Computer Engineering University of Calgary.-Calgary, AB, Canada, 2022.-676 p.
4. Schmitt triggers on opamp, studfile. <https://studfile.net/preview/1760399/page:5/>.
5. **Bishop O.** Electronics Circuits and Systems.- Saratov, 2017.- 576 p. (in Russian).
6. **Kay A., Claycomb T.** Comparator with Hysteresis Reference Design, p.23, https://www.ti.com/lit/ug/tidu020a/tidu020a.pdf?ts=1717997163775&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
7. **Scherz P., Monk S.** Practical Electronics for inventors.- 4-edition.- БХВ-Петербург, 2018.- 1170 p. (in Russian).
8. Online Inverting Schmitt Trigger Calculator <https://www.random-science-tools.com/electronics/inverting-schmitt-trigger-calculator.htm>.

Institute of Radiophysics & Electronics National Academy of Sciences of RA. The material is received on 10.06.2024.

Ս.Գ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ, Զ.Է. ԹՈՐԻԿՅԱՆ

ՇՄԻՏՏԻ ՏՐԻԳԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿԸ՝ ԿԱԽՎԱԾ ՍՈՒՏՔԱՑԻՆ ՇԵՄԱՅԻՆ ԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻՑ, ՀԱԿԱՂԱՐՁ ԽՆԴԻՐ

Ներկայացված են Շմիտտի շրջող և չշրջող դասական տրիգերների հաշվարկի հա-
կադարձ խնդրի լուծման ճանապարհը և առանձնահատկությունները: Արտածվել են նոր
հավասարումներ, որոնցում հայտնի են մուտքային շեմային լարումները՝ որպես **գլխավոր
և անփոփոխ** պարամետրեր, իսկ մյուս պարամետրերը երկրորդական են շեմային լարում-
ների համեմատ: Հաշվարկվել են տրիգերի սխեմայի մնացած բոլոր անհայտ պարամետ-
րերը: Արտածվել են հավասարումներ՝ շեմային լարումների հարաբերական սխալների հաշ-
վարկի համար: Գնահատվել է էլքային լարումների սխալների ազդեցությունը շեմային
լարումների սխալների վրա: Հաշվարկվել են մուտքային շեմային լարումների (վերևի,
ներքևի) հարաբերական սխալների կախվածությունները տրիգերի էլքային լարումների
հարաբերական սխալներից: Ապացուցվել է, որ այդ հավասարումներից յուրաքանչյուրը,
էլքային լարումներից կախված, գծային ֆունկցիա է այն դեպքում, երբ այդ լարումների
տարբերությունը հաստատուն է: Մշակվել է մեթոդական ուղեցույց մուտքային շեմային
լարումների հարաբերական սխալների հաշվարկների համար: Նրա միջոցով կատարվել
են հաշվարկներ շեմային լարումների երեք տարբերակների դեպքում՝ միաբևեռ, երկբևեռ
ասիմետրիկ և երկբևեռ սիմետրիկ: Հաշվարկային աղյուսակների հիման վրա կառուցվել
են էլքային լարումներից մուտքային շեմային լարումների հարաբերական սխալների կախ-
վածության գրաֆիկները: Ցույց է տրվել, որ ամեն մի կորի կառուցման համար բավարար է
ընտրել էլքային լարումների միայն մեկ զույգ: Մշակվել է գրաֆիկներից օգտվելու ուղե-

ցույց: Առաջարկվել է շարժական քանոն, որով հեշտությամբ (առանց հաշվարկների) կարելի է ընտրել ելքային լարումների այնպիսի զույգ, որը կապահովի խնդրի պահանջներին բավարարող ճշտություն: Լուծումներ են առաջարկվել երկու շեմերի համար միաժամանակ նվազեցնելու հարաբերական սխալները՝ ելքային լարումների առկա սխալների պայմաններում: Առաջարկված մեթոդներով կարելի է հաշվարկել Շմիտտի նոր տրիգեր՝ զերծ մնալով այն սխալներից, որոնք կարող են առաջանալ ուղիղ խնդրի հաշվարկի ժամանակ, երբ հենակային լարման, ելքային լարումների և հետադարձ կապի գործակցի մեծության ընտրությունները հիմնավորված չեն: Առաջարկված մեթոդները հիմնավորում են տրիգերների տեխնիկական պարամետրերի ընտրությունը, ինչը կբարելավի դրանց որակը:

Առանցքային բաներ. Շմիտտի տրիգեր, հակադարձ խնդիր, կոմպարատոր, շեմային լարում, հենակային լարում, ելքային լարում, լարումների հարաբերական սխալներ:

С.Г. МАРТИРОСЯН, Дж.Э. ТОРИКЯН

РАСЧЕТ ТРИГГЕРА ШМИТТА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПОРОГОВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ. ОБРАТНАЯ ЗАДАЧА

Представлены путь и особенности решения обратной задачи расчета инвертирующих и неинвертирующих классических триггеров Шмитта. Получены уравнения, в которых входные пороговые напряжения известны как **основные и постоянные** параметры, а остальные параметры являются вторичными по отношению к пороговым напряжениям. Рассчитаны все остальные неизвестные параметры триггерной схемы. Выведены уравнения для расчета относительных погрешностей пороговых напряжений. Показаны зависимости этих погрешностей от выходных напряжений триггеров и их относительных погрешностей. Доказано, что эти уравнения в отдельности являются линейными функциями от выходных напряжений в том случае, когда разность этих напряжений постоянна. Разработаны методические указания по расчетам относительных погрешностей пороговых напряжений. Построены графики зависимости относительных погрешностей входных пороговых напряжений от выходных напряжений. Показано, что для построения каждой кривой достаточно выбрать только одну пару выходных напряжений. Разработано руководство по использованию графиков. Предложена подвижная линейка, с помощью которой без предварительных расчетов можно подобрать такую пару выходных напряжений, которая обеспечит удовлетворяющую требованиям задачи точность. Предложены решения, позволяющие одновременно снизить относительные погрешности для обоих порогов в условиях существующих погрешностей выходных напряжений. С помощью предложенных методов можно рассчитать новый триггер Шмитта, избежав ошибок, которые могут возникнуть при расчете прямой задачи, когда выборы значений опорного напряжения, выходных напряжений и коэффициента обратной связи не обоснованы. Предложенными методами обосновывается выбор технических параметров триггеров, что позволит повысить их качество.

Ключевые слова: триггер Шмитта, обратная задача, компаратор, пороговое напряжение, опорное напряжение, выходное напряжение, относительные погрешности напряжений.

UDC 621.3.049.77

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2024.v77.2-204

S.A. KHACHATRYAN, A.S. GABOYAN

THE UNDERSHOOT AND OVERSHOOT MINIMIZATION METHOD IN VOLTAGE REGULATORS

As in modern data transfer circuits data rate and clock frequency continue to increase, the contribution of jitter to the overall timing error becomes increasingly significant in high-speed interfaces.

The main techniques of jitter minimization are usage of decaps and supply voltage regulation. There are two main groups of voltage regulators: linear and switching. In high-speed transceivers linear voltage regulators are often used, especially low-dropout regulators (LDOs). The main advantages of linear voltage regulators are small area and power consumption compared to switching regulators. LDO provides regulated output voltage to sensitive analog circuits for different load currents with the help of negative feedback. Another advantage of LDO is big power supply rejection compared with other regulators.

In this paper, a method of overshoot voltage reduction in LDOs during load switching is proposed.

Keywords: voltage regulator, low-dropout regulator, LDO, overshoot, negative feedback, ripple, fast loop.

Introduction. The architecture of a typical electronic microsystem consists of several on-chip voltage sources for regulation [1]. In modern circuits LDOs are used to supply noise-sensitive loads, such as voltage or current mode drivers, analog equalizers, delay-locked loops, etc. These voltage regulators should be independent of the load current and process variation. The basic architecture of a voltage regulator is shown in Fig.1.

It consists of an error amplifier (EA) which is used for controlling the pass transistor gate to provide a regulated output voltage. Error amplifiers are often based on folded cascode and active load operational amplifiers (opamp). The folded cascode structure can achieve a high open loop gain with one stage. This topology uses a differential pair at the input for rejection of common mode and power supply noise. Therefore, the folded cascode offers an auto-compensation of phase margin, great common mode range on the input and a two-stage amplifier gain. Moreover, this topology has a better Power Supply Rejection Ratio (PSRR) is compared to the two-stage amplifier and a telescopic amplifier, since there is no pole splitting [2]. Op Amp based on an active load amplifier has a simple architecture with high gain and good stability parameters.

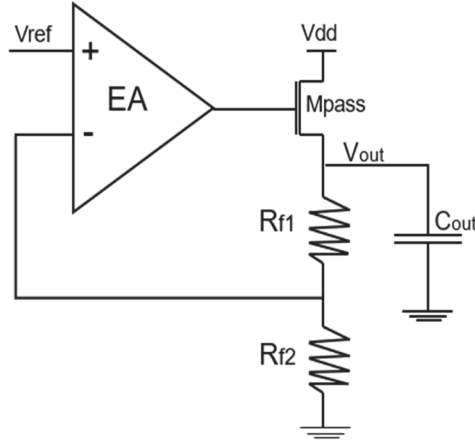


Fig.1. Voltage regulator architecture

The amplification factor for voltage regulator is defined by following equation:

$$A_v = V_{ref} \left(\frac{R_{f1}}{R_{f2}} + 1 \right) [3]. \quad (1)$$

As shown in the above equation the voltage regulator amplification can be controlled by changing R_{f1} and R_{f2} resistor values.

For improving the voltage regulator's PSRR, a technique with adding a capacitor between regulator output and AC ground is commonly used, which changes the dominant pole [3]. The output capacitor is being charged during a period when more current flows through the pass gate than required for load driving. When the pass gate cannot provide the necessary current for load driving, the capacitor starts to discharge, which minimizes the undershoot. By increasing the output capacitor value, the output ripple of the voltage regulator will decrease, but it will have an impact on response time. In addition, there is also a limiting factor for increasing the capacitor such as area.

Problem description. A voltage regulator circuit using folded cascode architecture Fig.2 [4] has been designed by SAED14 nm FinFet technology [5], and HSPICE simulations have been performed.

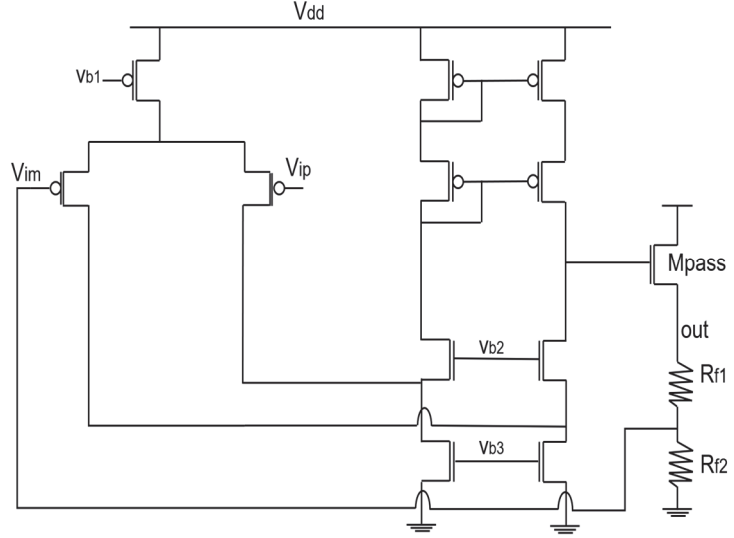


Fig.2. A voltage regulator based on folded cascode opamp

An output Mpass transistor is designed for driving up to 1 mA current and middle point of feedback resistors called Vfb.

In the first step of circuit verification, HSPICE simulation is performed for TT (Vdd=0.9V, T=25°C), FF (Vdd=0.945V, T=40°C), SS (Vdd=0.838V, T=125°C) cases and voltage regulator stability parameters are checked. Results are shown in Fig. 3 and in Table 1.

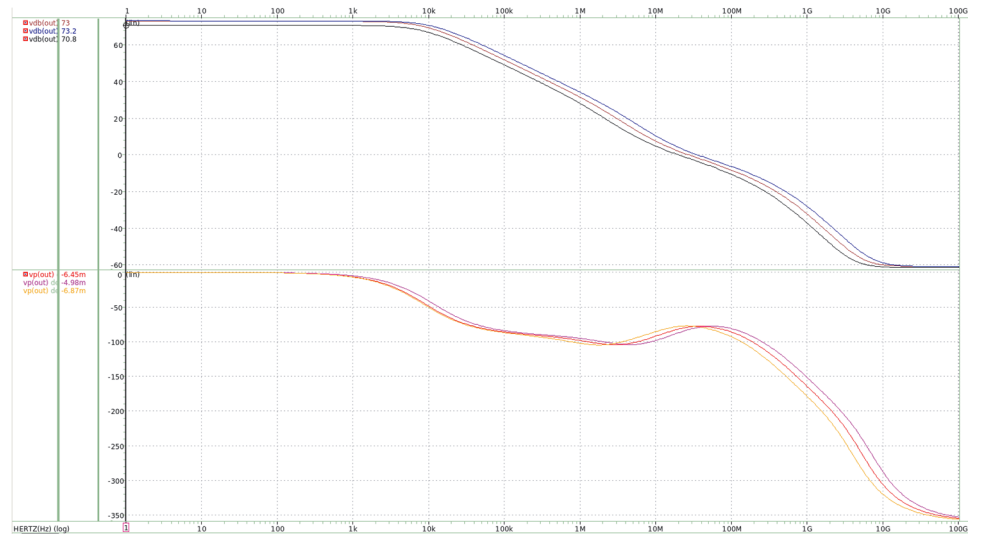


Fig.3. AC characteristics of nmos fast loop voltage regulator stability results.

Table 1.

The main voltage regulator stability parameters

Measurement	SS	TT	FF
PM (deg)	74	76	78
GM (dB)	36,2	37,1	37,7
UGB (MHz)	19,6	26,9	35
Gain at low frequency (dB)	70,8	73	73,2

During the simulations, the 3 pF output capacitor was used, and the output load has changed so that the output current value increased from 0 to 1 mA during 20 pS which caused a huge undershoot and 18 nS settling time for TT case. The output current value was decreased from 1 mA to 0 mA which caused a huge overshoot as shown in Fig. 4, Fig. 5 and on Table 2 for TT, FF, SS corners.

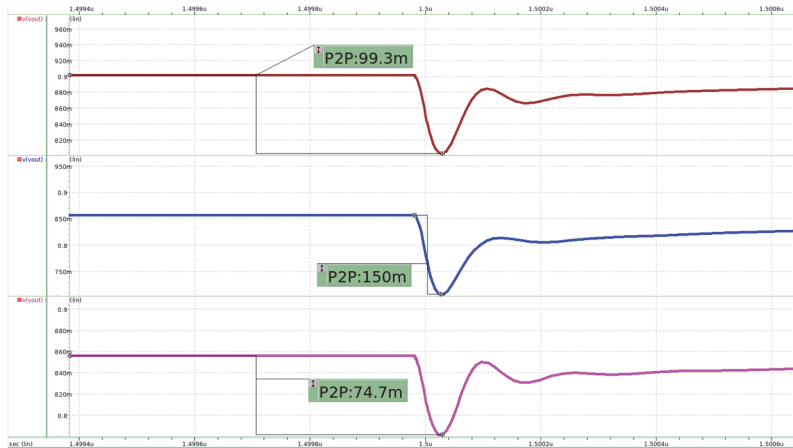


Fig.4. A voltage regulator output undershoot

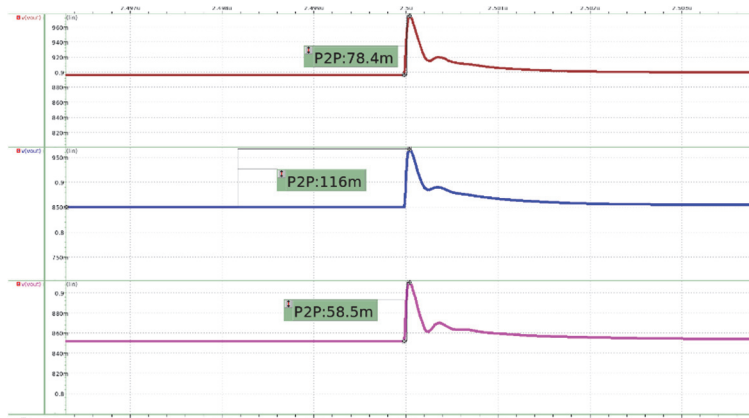


Fig.5. A voltage regulator output overshoot

Table 2

The voltage regulator output measurement results

Measurement	SS	TT	FF
P2P undershoot (mV)	150	99.3	74,7
Settling time undershoot (nS)	24	18	17
P2P overshoot (mV)	116	78,4	58,5
Settling time overshoot (nS)	19	17	14,7

As shown in Fig.4, the output voltage of the voltage regulator drops from 900 mV to 838 mV due to load changing, which is unacceptable, because it can lead to high jitter in clock path circuits or data errors in transceivers, because modern high-speed critical circuits are designed to work with $\pm 5\%$ range of voltage supply. In modern designs, power supply Induced Jitter (PSIJ) is one of the major contributors which limits the timing budget of high-speed systems [6].

The proposed solution. Two voltage regulators are added (Fig.6) in parallel to the main voltage regulator to provide higher bandwidth and shorter response time.

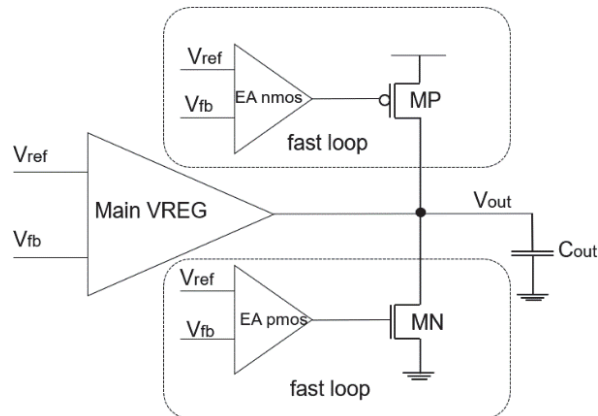


Fig.6. Main and fast loop voltage regulators

Added voltage regulators are called ‘fast loop’. Because the fast loop and main voltage regulator are connected to each other parallelly as shown in Fig. 6, PSRR requirements for the main voltage regulator are stricter, but it’s necessary to design fast loop regulators to have less than 0 dB PSRR.

The operating principle of the fast loop voltage regulators is as follows: when the main voltage regulator is not able to provide a necessary current for driving the load, MP transistor provides the missing part of the needed current and if the main voltage regulator gives more current than necessary for load driving, the excess current discharges through the MN transistor. Besides using fast loop

regulators as a charge and discharge paths, they also give an opportunity to reduce the settling time due to a higher bandwidth (800 MHz) compared to the main regulator (100 MHz).

Error amplifier (nmos and pmos) is opamp which can be a folded cascode as used in the main voltage regulator or another type of operational amplifier. In the proposed architecture, an opamp is used based on active load configuration (Fig.7). This circuit has good features in terms of self-bias capability, common-mode rejection, voltage gain, and the gain-bandwidth product [7].

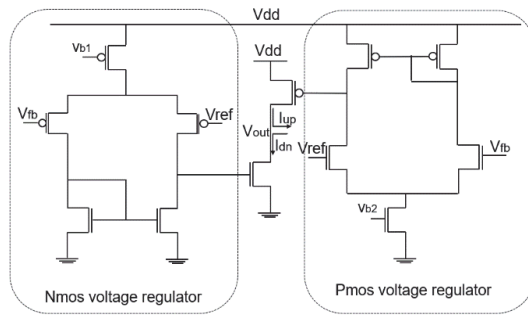


Fig.7. Fast loop voltage regulator architecture based on active load OTA

Error amplifiers used in fast loop have poor phase margin and are able to use the proposed architectures of LDOs without any kind of external compensation. It is necessary to implement an internal compensation that ensures stability under all load conditions. This may be accomplished by using pole split techniques based on the Miller effect, where the compensation network consists of a current buffer as a differentiator that sets the dominant pole at an internal node. Other Miller compensation techniques for multistage amplifiers can also be used, as proposed in Fig. 8 [8] □

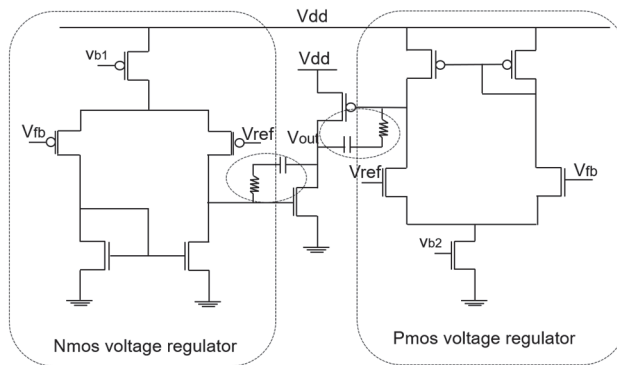


Fig.8. Fast loop voltage regulator architecture based on active load OTA with Miller compensation circuit

Internal compensation causes a higher output voltage ripple, it can be reduced by charging/discharging the current available to charge and discharge the gate capacitance of the pass transistor, thus improving the settling time of the regulator. This sets a trade-off between transient response and power consumption because, according to the results, a reduction in power consumption penalizes the capacity to handle the gate capacitance of the power transistor.

Results. In the first step of the method verification, HSPICE simulation carried out and the fast loop voltage regulator's stability parameters were checked. The results are shown in Fig. 9 and Fig. 10 and in Table 3 for TT,SS and FF corners.

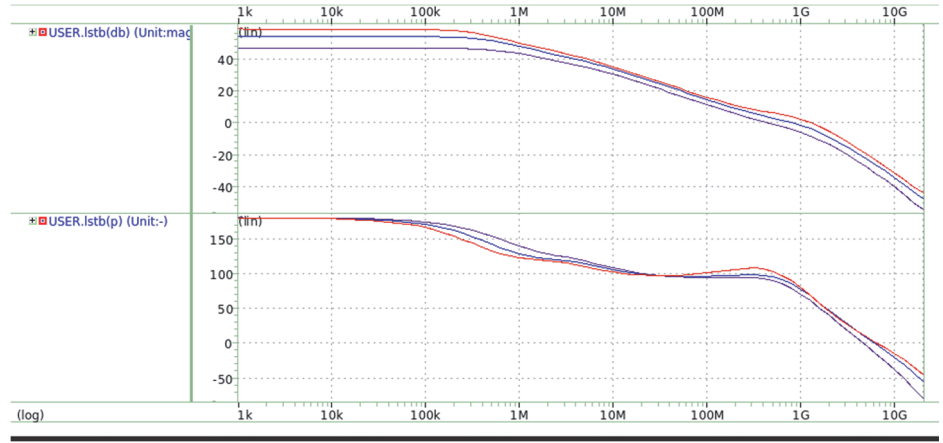


Fig.9. AC characteristics of pmos fast loop voltage regulator

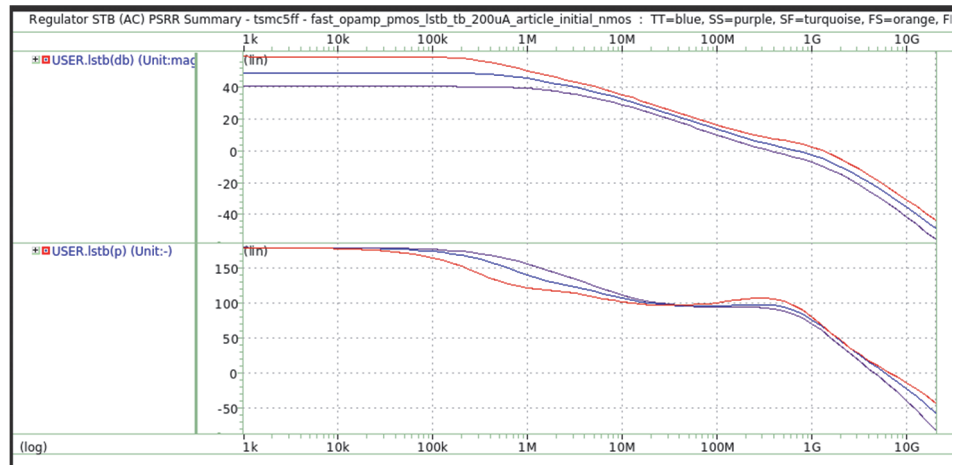


Fig.10. AC characteristics of nmos fast loop voltage regulator stability results

Table 3

The voltage regulators stability parameters

Type	Corner	PM (deg)	GM (dB)	UGB (MHz)	Gain at low frequency (dB)
PMOS voltage regulator	SS	92,4	26,06	374,6	46,8
	TT	88,9	25,3	683,8	53,9
	FF	73,8	23,4	1141,1	58,6
NMOS voltage regulator	SS	93,4	26,6	322,2	40,6
	TT	91,4	25,7	596,6	49,2
	FF	71,6	23,3	1203,4	59,5

In the second phase, HSPICE simulation was performed to check the proposed method with transient analysis. During the simulation, the output current value changes from 0 to 1mA and is measured undershoot, settling time values as shown in Fig. 11 , and changes from 1mA to 0 and measured overshoot, settling time values as shown in Fig.12 and in Table 4.

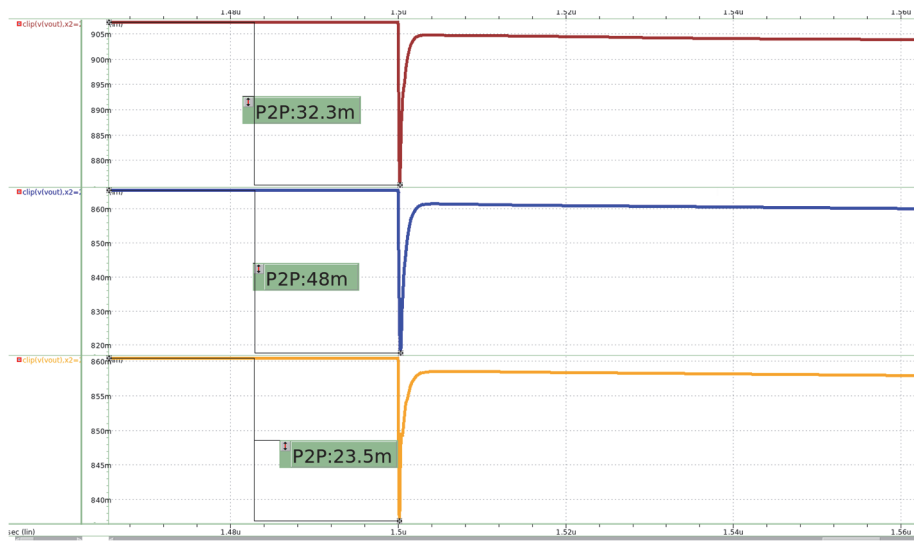


Fig.11. Voltage regulator output voltage with proposed architecture



Fig.12. Voltage regulator output voltage with proposed architecture

Table 4

The voltage regulators output measurement results comparison

Measurement	SS	TT	FF
P2P undershoot (mV)	38	32,3	23,5
Settling time undershoot (nS)	2,87	2,17	1,95
P2P overshoot (mV)	51	34,6	24,6
Settling time overshoot (nS)	3,07	2,8	2,47

As shown in Table 4, with the proposed version, the drop is three and the settling time is approximately nine times less than in the voltage regulator based on folded cascode opamp.

Conclusion. A voltage regulator based on folded cascode operational amplifier has been designed with the SAED 14 nm FinFet technology. A huge voltage drop is observed.

An architecture update has been proposed to reduce the voltage drop. According to the results, the voltage drop is reduced 3 times. But the circuit area and power consumption increase slightly because two stabilizers are added, but this increase is acceptable for the desired results.

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

REFERENCES

1. **Aminzadeh Z.H., Nabavi M.R. and Serdijn W.A.** Low-Dropout Voltage Source: An Alternative Approach for Low-Dropout Voltage Regulators //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs.- June 2014.- Vol. 61, no. 6.- P. 413-417. doi: 10.1109/TCSII.2014.2319952. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6805172>
2. High PSRR Folded Cascode OTA for Neural Signal Applications/ **M. López-Solis, et al**//2021 IEEE 3rd International Conference on Circuits and Systems (ICCS).- Chengdu, China, 2021.- P. 185-189, doi: 10.1109/ICCS52645.2021.9697157. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9697157>
3. **Razavi BB.** The Design of An LDO Regulator [The Analog Mind]" // IEEE Solid-State Circuits Magazine Spring.- 2022.- Vol. 14, no. 2.- P. 7-17, doi: 10.1109/MSSC.2022.3167308. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9805648>
4. **Gupta H., Mishra G. K., Rizvi N. Z. and Patnaik S. K.,** Design of high PSRR folded cascode operational amplifier for LDO applications// 2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT).- Chennai, India, 2016.-P. 4617-4621, doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7755591. <https://ieeexplore.ieee.org/document/7755591>
5. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14 nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future// Small Systems Simulation Symposium. – 2018. – P. 37-41. aut Yerevan State University
6. **Singh D., Tripathi J.N. and Achar R.** Modeling Power Supply Induced Jitter in a Voltage-Mode Driver with Long Transmission Lines //2020 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC- 2020).- Cali, Colombia, 2021.- P. 1-4, doi: 10.1109/LAMC50424.2021.9602531. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9602531>
7. **Butkovic Z. and Szabo A.** Analysis of the CMOS differential amplifier with active load and single-ended output //Proceedings of the 12th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (IEEE Cat. No.04CH37521).- Dubrovnik, Croatia, 2004.- Vol.1.- P. 417-420 doi: 10.1109/MELCON.2004.1346900. <https://ieeexplore.ieee.org/document/1346900>
8. Comparison of Two Internal Miller Compensation Techniques for LDO Regulators/ **F. Montalvo-Galicia, G. Diaz-Arango, C. Ventura-Arizmendi, B. Calvo and M. T. Sanz-Pascual** //2019 16th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE).- Mexico City, Mexico, 2019.- P. 1-4, doi: 10.1109/ICEEE.2019.8884571. <https://ieeexplore.ieee.org/document/8884571>

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 08.06.2024.

Ս.Ա. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ, Ա.Ս. ԳԱԲՈՅԱՆ

ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐՈՒՄԻՆԵՐՈՒՄ ԹԵՐՑԱՏՎԻ ԵՎ ԳԵՐՑԱՏՎԻ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Ներկայումս տվյալների փոխանցման արագագործ հաղորդիչ-ընդունիչ հանգույցներում տվյալների և տակտային ազդանշանի հաճախության մեծացմանը զուգընթաց ազդանշանի թրթռոցի դերը ժամանակային սխալանքի մեջ դառնում է նշանակալից:

Ազդանշանի թրթռոցի նվազարկման հիմնական եղանակներից են կապագերծող ունակությունների օգտագործումը և սնուցման լարման կարգավորումը: Գոյություն ունեն լարման կարգավորման համակարգերի երկու հիմնական խմբեր՝ գծային և փոխանջատվող: Արագագործ փոխանցման գծերում հիմնականում կիրառվում են լարման կարգավորման գծային համակարգերը, մասնավորապես՝ ցածր անկման կարգավորիչները (Low-dropout regulators): Լարման կարգավորման գծային համակարգերի հիմնական առավելություններն են փոքր մակերեսը և ցածր էներգասպառումը՝ ի համեմատ լարման կարգավորման փոխանջատվող համակարգերի: LDO-ները կարգավորված էլքային լարումը տրամադրում են զգայուն անալոգային սխեմաներին՝ տարբեր բեռի հոսանքների համար, բացասական հետադարձ կապի միջոցով: LDO-ների մյուս առավելությունը բարձր և ցածր հաճախականային սնման աղմուկների ճնշման մեծ գործակիցն է՝ համեմատած լարման կարգավորման այլ համակարգերի:

Առաջարկված է բեռի փոփոխման պայմաններում LDO-ներում գերլարման նվազարկման մեթոդ:

Առանցքային բառեր՝ հաղորդիչ-ընդունիչ հանգույց, լարման կարգավորման համակարգ, LDO, ազդանշանի թրթռոց, կապագերծող ունակություն :

С.А. ХАЧАТРЯН, А.С. ГАБОЯН

МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ПРОСАДКИ И ПЕРЕРЕГУЛИРОВКИ В РЕГУЛЯТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Поскольку в современных схемах передачи - приема данных скорость передачи данных и тактовая частота продолжают расти, дрожание сигнала в общей ошибке синхронизации становится все более значительным в высокоскоростных интерфейсах.

Основными методами минимизации джиттера являются использование деаплирующих конденсаторов и регулирование напряжения питания. Существуют две основные группы регуляторов напряжения: линейные и импульсные. В высокоскоростных приемопередатчиках часто используются линейные регуляторы напряжения, особенно регуляторы с малым падением напряжения (LDO). Основными преимуществами линейных регуляторов напряжения являются малая площадь и энергопотребление по сравнению с импульсными регуляторами. LDO обеспечивает регулируемое выходное напряжение для чувствительных аналоговых схем для различных токов нагрузки с помощью отрицательной обратной связи. Другим преимуществом LDO по сравнению с другими регуляторами является коэффициент подавления высокочастотных и низкочастотных шумов источника питания.

В статье предложен метод снижения перенапряжения в LDO при изменении нагрузки.

Ключевые слова: схема передачи-приема данных, регулятор напряжения LDO, дрожание сигнала, деаплирующий конденсатор.

UDC 621.3.049.77

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2024.v77.2-215

G.A. PETROSYAN, S.G. GHULYAN

**T-COIL TRANSFER FUNCTION USING THE TIME AND TRANSFER
CONSTANT METHOD**

The bridged T-coil (BTC) also called the T-coil circuit is often employed to extend the bandwidth of a wideband amplifier beyond the transition frequency f_T of the driver device. The transfer function of T-coil can be derived using the extra element theorem or the Δ -Y transformation. In this paper the time and transfer constant (TTC) method is used to derive the transfer function. An inductive proof of the TTC method is given which subsumes special cases, such as methods of zero and infinite value time constants.

Keywords: T-coil, Transfer function, time and transfer constant method, poles and zeros.

Introduction. Scaling of integrated circuit technology has continually increased the data rates in high-speed links. One way to increase the data rates is development of architectures that will be able to transfer information through serial links like high-speed Ser-Des protocols VSR (Very Short Reach) and PCIe (Prereferral component interconnect express) [1]. The advancement of process technologies, downscaling of device dimensions, lower supply voltages, increased the operating frequency making it very difficult to compensate the channel loss [2]. The low-pass characteristics of the channels greatly affect this process. The problem becomes more challenging as the specifications for operating the frequency band become wider. Therefore, degraded signal recovery in high-speed interfaces becomes a serious challenge [3]. There are many known approaches for restoring the corrupted data. The most well-known of these uses a continuous time linear equalizer (CTLE) [4].

Most common CTLE architectures consist of source degenerated common source amplifiers [5] (Fig. 1).

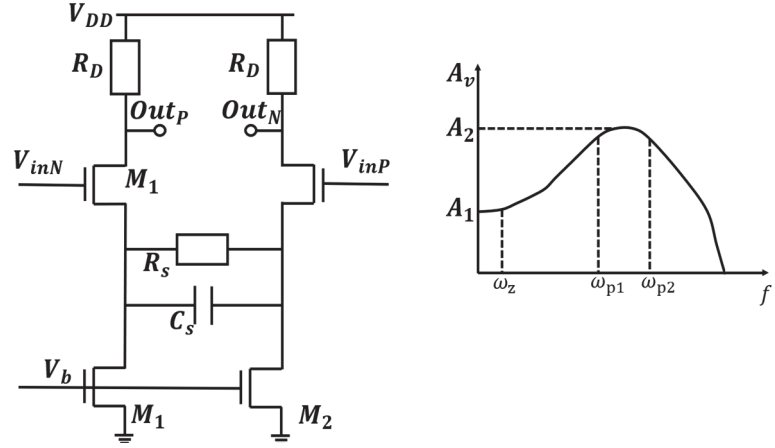


Fig. 1. CTLE circuit diagram and amplitude-frequency plot

In order to compensate the parasitic capacitances of the PAD, on-chip inductors and T-coils are a feature of modern wireline systems [6]. T-coils are also used as the load in high-speed amplifiers to enable high gain at the required frequency [7].

The T-coil circuit diagram is shown in Fig. 2. It consists of two mutually coupled inductors and a bridge capacitor.

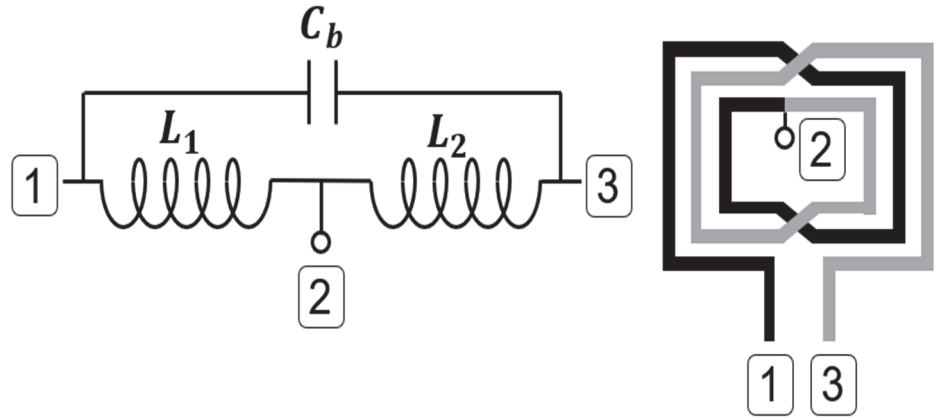


Fig. 2. Circuit diagram and layout of T-coil

For simplicity, a common source stage without degeneration is presented below Fig.3(a) with the usage of inductor(b) and T-coil(c). It is shown that T-coil can increase 3-dB bandwidth by 2.83 times, while inductor stage improves bandwidth by a factor of 1.8 [8].

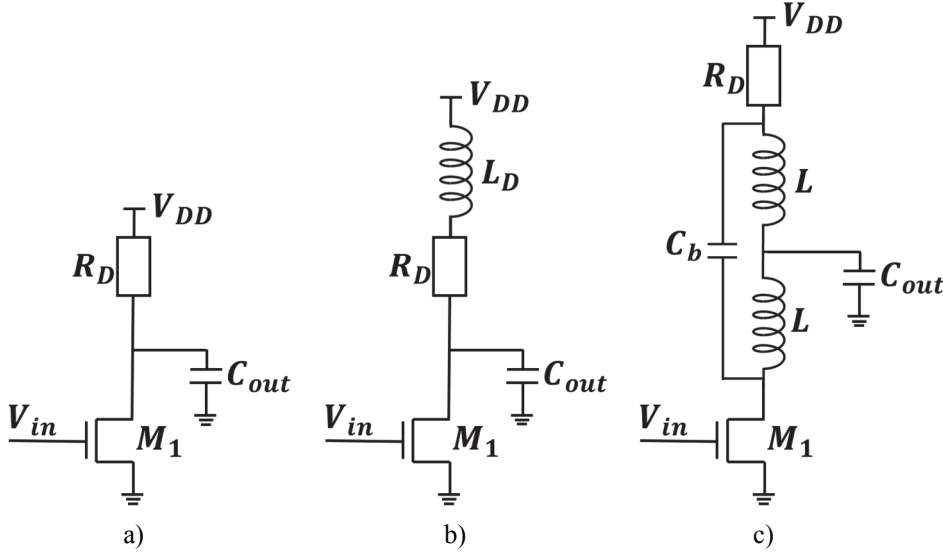


Fig. 3. Common-Source with (a) a resistive load (b) inductor (c) T-coil

The transfer function of common source stage with T-coil can be derived by finding its output impedance simply multiplying the result by transconductance (g_m) of the input device.

In this paper, the transfer function of T-coil is derived by the TTC method [9]. By the mentioned method, the transfer function to any degree of accuracy can be determined. Section 1 introduces the TTC method. Section 2 presents the T-coil transfer function derivation by using the TTC method.

Section 1. Today's sensitive and high-speed integrated circuits AC analysis help to find the transfer function of the designed circuit. But it is often necessary to derivate the transfer function by analytical methods that can be helpful for the circuit for design objectives. More importantly, the analytical methods do not need to carry the analysis to its end to be able to obtain useful information about the circuit dynamics. The transfer function in circuit design usually relates the current or voltage at one port to the current or voltage at another port. On the other hand, if the input, x , is the current of a current source driving a given port of the circuit, while the output y is the voltage across the same port, the transfer function, $Z(s) \equiv v_1(s)/i_1(s)$ would correspond to the impedance looking at that port.

The transfer function of a linear system with lumped elements can be written by:

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m}{1 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ns^n}, \quad (1)$$

where all a_i and b_j coefficients are real, and s represents the complex frequency [9].

Based on the fundamental theorem of algebra, equation (1) can be factored as:

$$H(s) = \frac{(1-\frac{s}{z_1})(1-\frac{s}{z_2})...(1-\frac{s}{z_m})}{(1-\frac{s}{p_1})(1-\frac{s}{p_2})...(1-\frac{s}{p_n})}, \quad (2)$$

where pole and zero frequencies, given by p_i and z_i respectively, are the real or complex conjugate pairs.

Knowing the coefficients of (1) as poles and zeros, we can predict circuit dynamics. By the TTC method we can determine the transfer function of an Nth order system to the desired level of accuracy using low frequency calculations of port resistances and low-frequency values of the transfer functions (transfer constants) for different combinations of shorting and opening of other elements. The system network with N energy-storing (reactive) elements can be represented as a system with N external ports with no frequency-dependent elements inside and each reactive element (namely inductors and capacitors) attached to one of the ports, as shown in Fig. 4 [9].

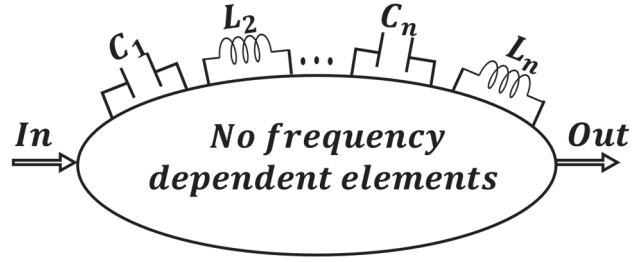


Fig. 4. A system with N energy-storing (reactive) elements

In [9] research proved, generalized, and discussed the TTC method with its several important and useful implications.

a_m and b_n we are able to determine by

$$b_n = \sum_i^{1 \leq i < j} \sum_j^{j < k} \dots \sum_{k \dots}^{\dots \leq N} \tau_i^0 \tau_j^i \tau_k^{ij} \dots, \quad (3)$$

where τ_k^{ij} corresponds to the time constant due to the reactive element at port k and the low frequency resistance seen at port k when ports whose indexes are in the superscript $(i, j, \dots)$ are infinite valued (shorted capacitors and opened inductors).

So, the time constants will have one of the following forms depending on whether there is an inductor, or a capacitor connected to port k :

for capacitor, C_i :

$$\tau_i^{jk\dots} = C_i R_i^{jk\dots}; \quad (4)$$

for inductor, L_t :

$$\tau_t^{mn\dots} = \frac{L_t}{R_l^{mn\dots}}, \quad (5)$$

where $R_l^{jk\dots}(R_l^{mn\dots})$ is the resistance seen at port $k(n)$ with the reactive elements at port $i, j, \dots (l, m, \dots)$ at their infinite values.

And the a_m defined as:

$$a_m = \sum_i^{1 \leq i < j} \sum_j^{j < k} \dots \sum_{k \dots}^{\dots \leq N} \tau_i^0 \tau_j^i \tau_k^{ij} \dots H^{ijk\dots}, \quad (6)$$

where $H^{ijk\dots}$ is the N th-order transfer constant evaluated with the energy storing elements at ports $i, j, \dots$ at their infinite values (opened inductors and shorted capacitors) and all others are zero valued (opened capacitors and shorted inductors).

Section 2. The small signal model of T-coil is shown below, where L_3 is the mutual inductance (Fig.5).

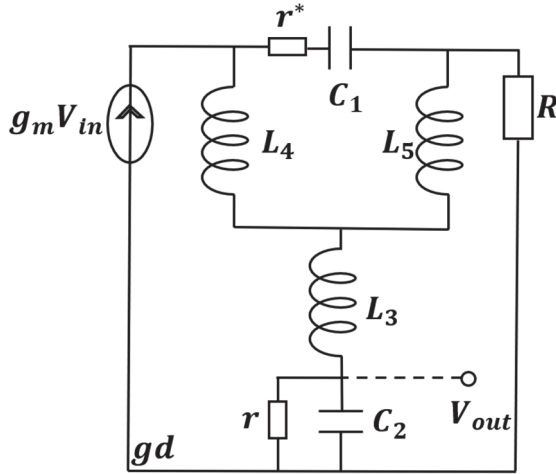


Fig. 5. Circuit diagram for calculating

Because we have infinite and zero values in transfer constants, r^* and r resistors are added where $r \rightarrow \infty$ and $r^* \rightarrow 0$.

The time constants are shown below:

$\tau_1^0 = C_1 r^*$	$\tau_2^0 = C_2 (R \parallel r)$	$\tau_3^0 = \frac{L_3}{R+r}$	$\tau_4^0 = \frac{L_4}{2r}$
$\tau_5^0 = \frac{L_5}{R+r}$	$\tau_2^1 = C_2 (R \parallel r)$	$\tau_3^1 = \frac{L_3}{R+r}$	$\tau_4^1 = \frac{L_4}{r^*}$
$\tau_5^1 = \frac{L_5}{r^*}$	$\tau_3^2 = \frac{L_3}{R}$	$\tau_4^2 = \frac{L_4}{R+r}$	$\tau_5^2 = \frac{L_5}{R}$
$\tau_4^3 = \frac{L_4}{r}$	$\tau_5^3 = \frac{L_5}{R+r}$	$\tau_5^4 = \frac{L_5}{R+r}$	$\tau_3^{12} = \frac{L_3}{R}$

$$\begin{array}{llll}
\tau_4^{12} = \frac{L_4}{r^*} & \tau_5^{12} = \frac{L_5}{r^*} & \tau_4^{13} = \frac{L_4}{r^*} & \tau_5^{13} = \frac{L_5}{r^*} \\
\tau_5^{14} = \frac{L_5}{R+r} & \tau_4^{23} = \frac{L_4}{r} & \tau_5^{23} = \frac{L_5}{r} & \tau_5^{24} = \frac{L_5}{R} \\
\tau_5^{34} = \frac{L_5}{R} & \tau_4^{123} = \frac{L_4}{r^*} & \tau_5^{123} = \frac{L_5}{r} & \tau_5^{124} = \frac{L_5}{R} \\
\tau_5^{134} = 0 & \tau_5^{234} = 0 & &
\end{array}$$

The number of poles in the circuits is represented by the number of independent reactive elements, i.e. initial conditions of capacitors and inductors that can be defined independently. The initial condition for capacitor corresponds to voltage and for inductor is current. The four initial conditions of T-coil (C_1, C_2, L_4, L_5) imply four poles. The number of zeros in a circuit is defined by the maximum number of reactive elements for which setting infinite values (shorting capacitors and open circuits for inductors) will lead to a non-zero output. The derivation of T-coil poles and zeros defined by (3), (6) expressions are shown below:

$$\begin{aligned}
b_1 &= \sum_{i=1}^5 \tau_i^0 = \tau_1^0 + \tau_2^0 + \tau_3^0 + \tau_4^0 + \tau_5^0 = \\
&= C_1 r^* + C_2 (R || r) + \frac{L_3}{R+r} + \frac{L_4}{2r} + \frac{L_5}{R+r} = C_2 R, \quad (7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_2 &= \sum_{i=1}^{1 \leq i < j} \sum_{j=2}^{j \leq 5} \tau_i^0 \tau_j^i = \tau_1^0 \tau_2^1 + \tau_1^0 \tau_3^1 + \tau_1^0 \tau_4^1 + \tau_1^0 \tau_5^1 + \\
&\quad + \tau_2^0 \tau_3^2 + \tau_2^0 \tau_4^2 + \tau_2^0 \tau_5^2 + \tau_3^0 \tau_4^3 + \tau_3^0 \tau_5^3 + \tau_4^0 \tau_5^4 = \\
&= C_2 (R || r) \left(\frac{L_3}{R} + \frac{L_5}{R} \right) + C_2 r^* \left(\frac{L_4}{r^*} + \frac{L_5}{r^*} \right) = C_2 (L_3 + L_5) + C_1 (L_4 + L_5), \quad (8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_3 &= \sum_{i=1}^{1 \leq i < j} \sum_{j=2}^{j < k} \sum_{k=3}^{k \leq 5} \tau_i^0 \tau_j^i \tau_k^{ij} = \tau_1^0 \tau_2^1 (\tau_3^{12} + \tau_4^{12} + \tau_5^{12}) + \\
&\quad + \tau_1^0 \tau_3^1 (\tau_4^{13} + \tau_5^{13}) + \tau_1^0 \tau_4^1 (\tau_5^{14}) + \tau_2^0 \tau_3^2 (\tau_4^{23} + \tau_5^{23}) + \tau_2^0 \tau_4^2 (\tau_5^{24}) + \tau_3^0 \tau_4^3 \tau_5^{34} = \\
&= \frac{L_4}{r^*} r^* C_1 R C_2 + \frac{L_5}{r^*} r^* C_1 R C_2 = C_1 C_2 R (L_4 + L_5), \quad (9)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_4 &= \sum_{i=1}^{1 \leq i < j} \sum_{j=2}^{j < k} \sum_{k=3}^{k < e} \sum_{e=4}^{e \leq 5} \tau_i^0 \tau_j^i \tau_k^{ij} \tau_e^{ijk} = \\
&= \tau_1^0 \tau_2^1 \tau_3^{12} (\tau_4^{123} + \tau_5^{123}) + \tau_1^0 \tau_3^1 \tau_4^{12} \tau_5^{124} + \tau_1^0 \tau_3^1 \tau_4^{13} \tau_5^{134} + \tau_2^0 \tau_3^2 \tau_4^{23} \tau_5^{234} = \\
&= r^* C_1 R C_2 \frac{L_3}{r^*} \left(\frac{L_4}{r^*} + \frac{L_5}{r^*} \right) + r^* C_1 R C_2 \frac{L_4}{r^*} \frac{L_5}{R} = C_1 C_2 L_3 (L_4 + L_5) + C_1 C_2 L_4 L_5. \quad (10)
\end{aligned}$$

The transfer constants for Fig.5 are shown below:

$$\begin{array}{llll}
H^0 = R & H^1 = R & H^2 = 0 & H^3 = (r + R)||r \\
H^4 = 0 & H^5 = r & H^{12} = 0 & H^{13} = r \\
H^{14} = R & H^{15} = R & H^{23} = 0 & H^{24} = 0 \\
H^{25} = 0 & H^{34} = r & H^{35} = 0 & H^{45} = 0
\end{array}$$

$$a_1 = \sum_{i=1}^5 \tau_i^0 H^i = \tau_1^0 H^1 + \tau_2^0 H^2 + \tau_3^0 H^3 + \tau_4^0 H^4 + \tau_5^0 H^5 = \tau_5^0 H^5 = L_5, \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
a_2 = \sum_{i=1}^{1 \leq i < j} \sum_{j=2}^{j \leq 5} \tau_i^0 \tau_j^1 H^{ij} &= \tau_1^0 \tau_2^1 H^{12} + \tau_1^0 \tau_3^1 H^{13} + \tau_1^0 \tau_4^1 H^{14} + \tau_1^0 \tau_5^1 H^{15} + \\
&+ \tau_2^0 \tau_3^2 H^{23} + \tau_2^0 \tau_4^2 H^{24} + \tau_2^0 \tau_5^2 H^{25} + \tau_3^0 \tau_4^3 H^{34} + \tau_3^0 \tau_5^3 H^{35} + \tau_4^0 \tau_5^4 H^{45} = \\
&= RC_1(L_4 + L_5), \quad (12)
\end{aligned}$$

$$H(s) = \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4}, \quad (13)$$

Conclusion. Estimating the bandwidth and transfer function is essential in SERDES systems. T-coils are an operational way to overcome bandwidth issues. The Paper presents an efficient analysis of T-coil transfer function and output impedance. The transfer function of T-coil is derived using the TTC method. Time and transfer constants are calculated using just low frequency calculations for various combinations of shorted and opened energy-storing components.

REFERENCES

1. Transmitter Output Impedance Calibration Method/ **V. S. Melikyan, et al** // 2018 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). - Kazan, Russia, 2018. - P. 1-8.
2. CTLE Adaptation Using Deep Learning in High- speed SerDes Link/ **B. Li, B. Jiao, C. -H. Chou, R. Mayder and P. Franzon** // 2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC). - Orlando, FL, USA, 2020. - P. 952-955.
3. **Zhang C., Wang Y., Xie M. and Zhang D.** A 20Gbps CTLE with Active Inductor // 2022 7th International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM). - Xi'an, China, 2022. - P. 485-489.
4. **Aghighi A., Tajalli A. and Taherzadeh-Sani M.** A Low-Power 10 to 15 Gb/s Common-Gate CTLE Based on Optimized Active Inductors// 2020 IFIP/IEEE 28th International Conference on Very Large Scale Integration (VLSI-SOC). - Salt Lake City, UT, USA, 2020. - P. 171-175.
5. **Manvel G.T., Arman A.A., Garik H.H. and Sergo H.S.** Two Stage CTLE For High Speed Data Receiving// 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2020. - P. 374-377.
6. **Li Z. and Carusone A.C.** Design and Optimization of T-Coil-Enhanced ESD Circuit with Up sampling Convolutional Neural Network// 2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS- 2022). - Denver, CO, USA, 2022. - P. 495-497.

7. **Shekhar S., Walling J.S. and Allstot D.J.** Bandwidth Extension Techniques for CMOS Amplifiers// IEEE Journal of Solid-State Circuits. - Nov. 2006. - Vol. 41, no. 11. - P. 2424-2439.
8. **Razavi B.** The Bridged T-Coil [A Circuit for All Seasons]// IEEE Solid-State Circuits Magazine. - Fall 2015. - Vol. 7, no. 4. - P. 9-13.
9. **Hajimiri A.** Generalized Time- and Transfer-Constant Circuit Analysis // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. - June 2010. - Vol. 57, no. 6. - P. 1105-1121.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 06.12.2023

Գ.Ա. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ, Ս.Կ. ԴՈՒԼՅԱՆ

**Т-ԱՁԵՎ ԻՆԴՈՒԿՏՈՐԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ԴՈՒՐՍԲԵՐՈՒՄԸ
ԺԱՄԱՆԱԿԻ ԵՎ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՀԱՍՏԱՏՈՒՆՆԵՐԻ ՄԵԹՈՂՈՎ**

Կամրջակային T-աձև ինդուկտորը, որն անվանում են նաև T-աձև ինդուկտոր, հաճախ օգտագործվում է լայնաշերտ ուժեղացուցչի թողունակությունը մեծացնելու համար՝ մինչև հաղորդչի անցումային f_T հաճախություն: T-աձև ինդուկտորի փոխանցման ֆունկցիան կարող է դուրս բերվել՝ օգտագործելով լրացուցիչ տարրերի թեորեմը կամ Δ -Y փոխակերպումը: Աշխատանքում ժամանակի և փոխանցման հաստատունների(ԺՓՀ) մեթոդն օգտագործվում է փոխանցման ֆունկցիան դուրս բերելու համար: Ներկայացված է ԺՓՀ մեթոդը, որն ընդգրկում է որոշակի դեպքեր, ինչպիսին է զրոյական և անսահման արժեքի հաստատուններ պարունակող մոտեցումը:

Առանցքային բառեր □ T-աձև ինդուկտոր, փոխանցման ֆունկցիա, ժամանակի և փոխանցման հաստատունի մեթոդ, բևեռներ և զրոներ:

Г.А. ПЕТРОСЯН, С.К. ГУЛЯН

**ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАЧИ Т-ОБРАЗНОЙ КАТУШКИ С
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ВРЕМЕНИ И ПЕРЕДАЧНОЙ
ПОСТОЯННОЙ**

Мостовая Т-образная катушка, также называемая Т-образной катушкой, часто используется для расширения полосы пропускания широкополосного усилителя до пределов частоты перехода f_T драйверного устройства. Передаточная функция

Т-образной катушки может быть получена с использованием теоремы о дополнительных элементах или Δ -Y преобразования. В данной статье для получения передаточной функции используется метод времени и передаточной константы (ВПК). Дано индуктивное доказательство метода ВПК, выделены частные случаи, такие как методы нулевых и бесконечных значений постоянных времени.

Ключевые слова: Т-образная катушка, передаточная функция, метод времени и передаточной постоянной, полюсы и нули.

O.N. GASPARYAN, V.H. ISPIRYAN, L.M. BUNIATYAN,
G.A. MELKONYAN

ROBUSTNESS OF UNIFORM CONTROL SYSTEMS WITH MULTIPLICATIVE UNCERTAINTIES

This paper aims to develop simple graphical tests for analyzing stability robustness of uniform control systems with respect to multiplicative uncertainties. The uniform systems are multi-input multi-output (MIMO) feedback control systems having identical transfer functions of separate channels and rigid cross-connections described by a square numerical matrix. The exposition is based on the method of characteristic transfer functions, which allows reducing the stability analysis of an interconnected MIMO system with N and N outputs to the analysis of N fictitious independent systems with one input and one output. The proposed robustness tests are in the form of N “forbidden” circles on the complex plane of characteristic gain loci of the open-loop uniform system. A numerical example illustrating application of the tests to the analysis of stability robustness of a three-dimensional uniform system is given.

Keywords: multivariable control system, uniform system, multiplicative uncertainty, stability robustness, characteristic transfer functions.

Introduction. The issue of robustness of multivariable or multi-input and multi-output (MIMO) control systems with respect to external disturbances and uncertainties has always been one of the central in modern feedback control [1-3]. The paper presents simple graphical tests for analyzing stability robustness to multiplicative perturbations of a special class of multivariable feedback control systems called uniform systems.

The uniform systems are MIMO systems with identical transfer functions of separate channels and rigid cross-connections described by a square numerical matrix. These specific structural features of uniform systems allow transforming the well-known sufficient conditions of stability robustness of MIMO systems to a very simple and visual graphical form, which is quite close to the sufficient conditions for single-input, single-output (SISO) control systems. The exposition is based on the method of characteristic transfer functions (CTFs) [4], which allows reducing the stability analysis of an interconnected MIMO control system with N and N outputs to the stability analysis of N fictitious, but independent SISO systems.

The proposed graphical tests of stability robustness of uniform systems to multiplicative perturbations or uncertainties are very similar to the corresponding analysis of SISO control systems by the Nyquist criterion, in which the critical point $-1, j0$ is replaced by some “forbidden” circles or areas on the complex plane of the characteristic gain loci of the open-loop uniform system.

Canonical representations and stability analysis of uniform MIMO systems.

The matrix block diagram of a linear uniform system with N inputs and N outputs is shown in Fig. 1, where $w(s)$ is a scalar (SISO) transfer function of identical separate channels and R is an $N \times N$ numerical matrix of rigid cross-connections.

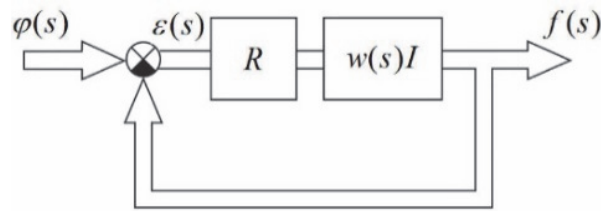


Fig. 1. The block diagram of a uniform MIMO system

The transfer matrix $W(s)$ of the open-loop uniform system in Fig.1:

$$W(s) = w(s)R \quad (1)$$

coincides, up to the complex scalar multiplier $w(s)$, with the numerical matrix of cross-connections R . The corresponding transfer matrix $T(s)$ of the closed-loop uniform system (complementary sensitivity transfer matrix) has the following standard forms [4]:

$$T(s) = [I + W(s)]^{-1} W(s). \quad (2)$$

Denoting by λ_i the eigenvalues of R , which for simplicity are supposed distinct, and by C the modal matrix composed of linearly independent eigenvectors c_i of R , the canonical representation of the open-loop uniform system via similarity transformation will have the following form [4]:

$$W(s) = C \text{diag}\{\lambda_i w(s)\} C^{-1}. \quad (3)$$

As can be seen from (1) and (3), the canonical basis of the linear uniform system is completely defined by the numerical matrix of cross-connections R and does not depend on the transfer function $w(s)$ of separate channels. Besides, all the CTFs

$$q_i(s) = \lambda_i w(s) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (4)$$

coincide, up to the constant “gains” λ_i , with the transfer function $w(s)$. Considering (3) and (4), the canonical representation of the transfer matrix $T(s)$ (2) is:

$$T(s) = C \operatorname{diag} \left\{ \frac{\lambda_i w(s)}{1 + \lambda_i w(s)} \right\} C^{-1}. \quad (5)$$

The stability of the linear closed-loop uniform system is determined by the roots of the characteristic equation:

$$\det[1 + w(s)R] = \prod_{i=1}^N [1 + \lambda_i w(s)] = 0, \quad (6)$$

which is equivalent to a set of N equations:

$$1 + \lambda_i w(s) = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, N). \quad (7)$$

Basic perturbation models of uniform systems with multiplicative uncertainties. At present, there are various paradigms for modeling dynamic system uncertainties, e.g., structured, unstructured, highly structured (or parametric), etc. [3].

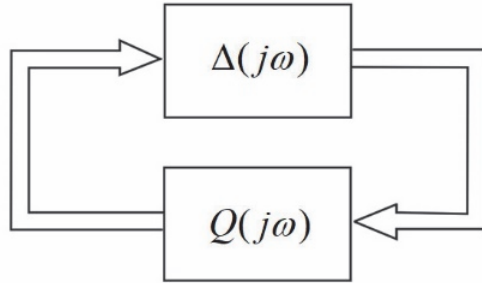


Fig. 2. Basic perturbation model of a MIMO control system

The most common approach to analyzing the influence of uncertainties on the stability of feedback control system assumes that uncertainties may be presented in the form of a Basic Perturbation Model (BPM) shown in Fig. 2 [3]. Here, $Q(j\omega)$ is the transfer matrix of the ideal (nominal) system, which is assumed to be stable, and the block $\Delta(j\omega)$ represents all uncertainties in the dynamics of the system.

One of the key results in the robust theory is based on the Small Gain Theorem [1,2], and is formulated for the systems in Fig. 2 as follows.

Let $Q(j\omega)$ and $\Delta(j\omega)$ be stable. Then, for stability of the MIMO system with uncertainty $\Delta(j\omega)$, it is sufficient that for all frequencies ω , the following condition holds:

$$\|Q(j\omega)\| < \frac{1}{\|\Delta(j\omega)\|} \quad \forall \omega \in [-\infty, \infty] \quad (8)$$

with $\|\cdot\|$ denoting the spectral norm of the corresponding matrix, or (another sufficient condition):

$$\|Q(j\omega)\|_{\infty} < \frac{1}{\|\Delta(j\omega)\|_{\infty}}, \quad (9)$$

where $\|\cdot\|_{\infty}$ stands for the Hardy norm [3] determined for any transfer matrix $\Phi(j\omega)$ as:

$$\|\Phi(j\omega)\|_{\infty} = \sup_{\omega} \|\Phi(j\omega)\|. \quad (10)$$

Two main types of uncertainties (perturbation) used in the BPM are called *additive* and *multiplicative* [3]. Uniform control systems with additive uncertainties are thoroughly considered in [5]. Below, we shall discuss the robustness of uniform systems with multiplicative uncertainties.

As can be seen from the matrix block diagram in Fig. 1, there are two essentially different structural blocks in the uniform system, namely, the numerical matrix of rigid cross-connections R and the scalar (diagonal) transfer matrix $w(s)I$ of identical separate channels. When analyzing the stability robustness of uniform systems, it is appropriate to consider the influence of uncertainties (perturbations) in these two blocks separately. Besides, it is also important to analyze the case of joint perturbations in matrices R and $w(s)I$.

Structurally, all these three cases are illustrated in Fig. 3-Fig. 5.

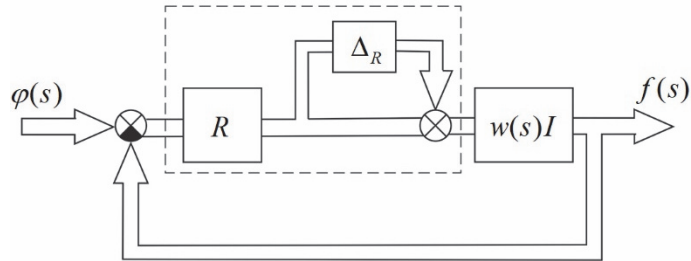


Fig. 3. Multiplicative perturbation of the numerical matrix R

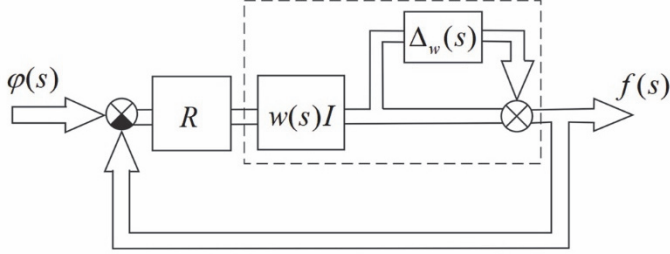


Fig. 4. Multiplicative perturbation of the transfer matrix $w(s)I$

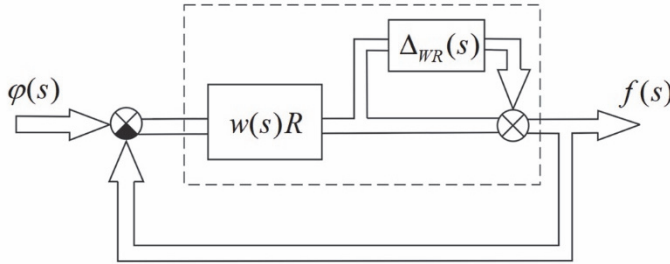


Fig. 5. Joint multiplicative perturbation of the open-loop transfer matrix $W(s)$

The matrix block diagrams in Fig. 3 and Fig. 4 represent the matrix block diagrams of the uniform system with multiplicative uncertainties in matrix R and the transfer matrix $w(s)I$. Note that the perturbation Δ_R in Fig. 3 is assumed to be numerical. As for the perturbations $\Delta_w(s)$ of $w(s)I$ in Fig. 4, generally they may be frequency-dependent and nondiagonal. The same concerns the case of joint perturbation $\Delta_{wR}(s)$ of the open-loop transfer matrix $W(s)$ (1) (Fig. 5).

Robustness analysis of uniform systems with multiplicative uncertainties (perturbations). Remember that the developed in [5] graphical tests for analyzing stability robustness of uniform systems have different forms for cases of additive uncertainties in matrices R and $w(s)I$. Besides, they are not applicable to the case of joint additive perturbations of the open-loop transfer matrix $W(s)$ (1).

In this respect, the situation with multiplicative perturbations shown in Fig. 3-Fig. 5 is drastically different. It can be shown that the matrix $Q(j\omega)$ in BPM in Fig. 2 for all perturbed uniform systems in Fig. 3 - Fig. 5 is the same and coincides with the transfer matrix of the closed-loop system $T(j\omega)$ (2) taken with the minus sign:

$$Q(j\omega) = -T(j\omega) = -C \text{diag} \left\{ \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right\} C^{-1}. \quad (11)$$

Respectively, the robustness stability conditions (8) and (9) can be rewritten in general form, i.e. for all models in Fig. 3 - Fig. 5, as

$$\|T(j\omega)\| = \left\| C \text{diag} \left\{ \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right\} C^{-1} \right\| < \frac{1}{\|\Delta(j\omega)\|} \quad \forall \omega \in [-\infty, \infty] \quad (12)$$

and

$$\|T(j\omega)\|_\infty = \left\| C \text{diag} \left\{ \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right\} C^{-1} \right\|_\infty < \frac{1}{\|\Delta(j\omega)\|_\infty}, \quad (13)$$

where the specific form of $\Delta(j\omega)$ on the right-hand side depends on the analyzed perturbation model.

Using conventional rules of matrix multiplication and norms, we get the following estimate for the upper bound of the norm $\|T(j\omega)\|$:

$$\|T(j\omega)\| = \left\| C \text{diag} \left\{ \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right\} C^{-1} \right\| \leq \nu(C) \max_i \left| \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right|, \quad (14)$$

where

$$\nu(C) = \|C\| \cdot \|C^{-1}\| \geq 1 \quad (15)$$

is the condition number of the modal matrix C in (3) and (5).

Based on (14), one can state that if the following condition:

$$\max_i \left| \frac{\lambda_i w(j\omega)}{1 + \lambda_i w(j\omega)} \right| < \frac{1}{\nu(C) \|\Delta(j\omega)\|} \quad (16)$$

holds true for all frequencies ω , then the sufficient condition (12) of stability robustness of the uniform system with any type of multiplicative uncertainties also holds true.

Expression (16) allows imparting two simple geometrical interpretations to the robust condition (12) assuming that the uncertainty $\Delta(j\omega)$ does not depend on the frequency ω or the norm $\|\Delta(j\omega)\|$ is replaced by the supreme value $\|\Delta(j\omega)\|_\infty$. In what follows, we shall just write in both cases $\|\Delta\|$. If we replace in (16) the sign $<$ by the equality sign, then after some algebraic manipulations, that condition can be rewritten in the following form:

$$[\text{Re}\{\lambda_i w(j\omega)\} - c]^2 + [\text{Im}\{\lambda_i w(j\omega)\}]^2 = r^2, \quad (17)$$

where

$$c = \frac{1}{[\nu(C)\|\Delta\|^2 - 1]}, \quad r = \frac{\nu(C)\|\Delta\|}{|1 - [\nu(C)\|\Delta\|^2]|}. \quad (18)$$

Geometrically, this expression determines the complex plane of N characteristic gain loci $\lambda_i w(j\omega)$ ($i=1,2,\dots,N$) a circle with the center at the real point c with the radius r (Fig. 6a). The sufficient condition (12) is satisfied if the circle (17) does not intersect the graphs of $\lambda_i w(j\omega)$. Note that for $\|\Delta\|=0$, the circle (17) reduces to the critical point $-1, j0$.

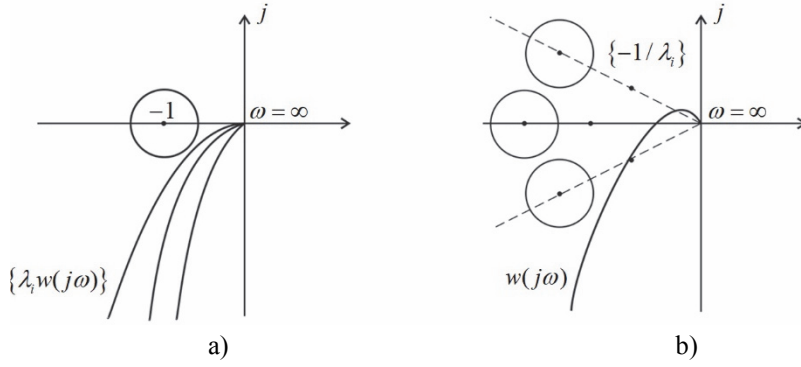


Fig. 6. Analysis of stability robustness

Condition (16) can be rewritten in an equivalent form:

$$\max_i \left| \frac{w(j\omega)}{1/\lambda_i + w(j\omega)} \right| < \frac{1}{\nu(C)\|\Delta(j\omega)\|}. \quad (19)$$

Then, proceeding as before, we come to the following equation:

$$[\operatorname{Re}\{w(j\omega)\} - \operatorname{Re}\{c_i\}]^2 + [\operatorname{Im}\{w(j\omega)\} - \operatorname{Im}\{c_i\}]^2 = r_i^2, \quad (20)$$

where

$$c_i = \frac{1}{\lambda_i} \frac{1}{[\nu(C)\|\Delta\|^2 - 1]}, \quad r_i = \frac{1}{|\lambda_i|} \frac{\nu(C)\|\Delta\|}{|[\nu(C)\|\Delta\|^2 - 1]|}. \quad (21)$$

Geometrically, it determines on the complex plane of the hodograph $w(j\omega)$ of identical separate channels N circles with centers at the points c_i and the radi r_i , where the centers c_i lie on the half-lines starting on the origin of the coordinate

axes and passing through the critical points $-1/\lambda_i$. This is illustrated for $N=3$ in Fig. 5. Again, the condition (19) is satisfied if none of the circles (20) intersects the graph of $w(j\omega)$.

It is important to note that, as can be seen from (17)-(21), the radii of the “forbidden” circles are proportional to the condition number $\nu(C)$ (15) of the modal matrix C . This means that the uniform systems with normal matrices R , that is the systems with orthogonal canonical bases, for which $\nu(C)=1$, are more robust as compared with uniform systems with all other types of the matrix R .

It should also be noted that the presented graphical tests of robustness belong to the so-called “very sufficient” criteria since an additional inequality is used in (14). On the other hand, the tests are very easy to use and, what is also important, they are based on the CTFs of the *open-loop* uniform systems.

Numerical example. Consider three-dimensional ($N=3$) uniform control system with the following transfer function $w(s)$ of separate channels and matrix R of cross-connections:

$$w(s) = \frac{600000000(s+3)}{s(s+0.33)(s+400)^2(s+500)} \quad (22)$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.9 & 0.03 & -0.01 \\ -0.05 & 0.866 & 0.5 \\ 0.02 & -0.5 & 0.866 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

The eigenvalues of the matrix R (23) are equal to:

$$\lambda_1 = 0.9, \lambda_2 = 0.866 + j0.507, \lambda_3 = 0.866 - j0.507, \quad (24)$$

and the condition number is $\nu(C)=1.112$.

The analysis of stability robustness of the system with respect to multiplicative perturbations is presented in Fig. 7 and Fig. 8. It shows that the “forbidden” circles touch the characteristic gain loci of $\lambda_i w(j\omega)$ ($i=1,2,3$) in Fig. 7 and $w(j\omega)$ in Fig. 8 for $\|\Delta\|=0.5134$. That value of the perturbation norm applies to all models of perturbed systems in Fig. 3-Fig. 5.

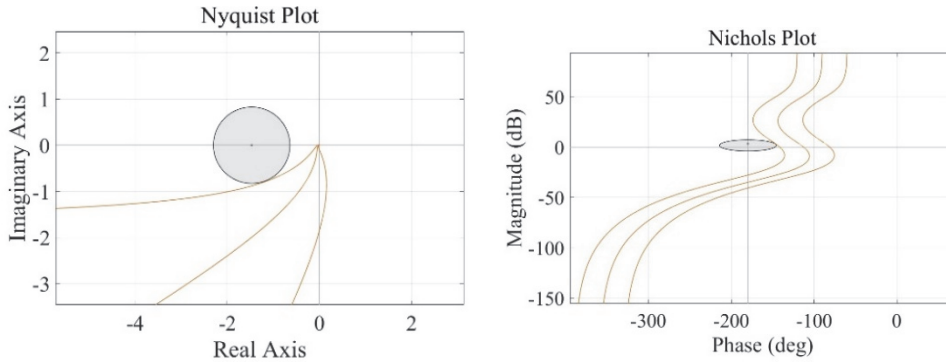


Fig. 7. Stability robustness analysis based on the condition (16)

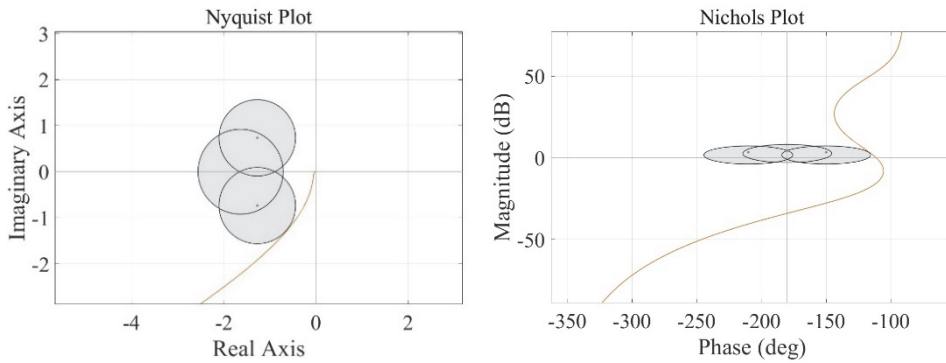


Fig. 8. Stability robustness analysis based on the condition (19)

In other words, the stability robustness of any of the perturbed models in Fig. 3-Fig.5 is guaranteed if the Hardy norm of uncertainties $\Delta_R \cdot \Delta_w(s)$, or $\Delta_{WR}(s)$ does not exceed 0.5134.

Conclusion. Simple graphical tests of the stability robustness of uniform systems to multiplicative perturbations or uncertainties are proposed in the paper. The analysis of the stability robustness of uniform systems is based on the method of characteristic transfer functions. It is very similar to the stability analysis of SISO control systems by the conventional Nyquist criterion, in which the critical point $-1, j0$ is replaced by some “forbidden” circles or areas on the complex plane of characteristic gain loci of the open-loop uniform system.

Acknowledgment. The work was supported by the Science Committee of RA, in the frames of the research project № 21T-2D255.

REFERENCES

1. **Zhou K. and Doyle J.C.** Essentials of Robust Control. - Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1996.- 425 p.
2. **Green M. and Limebeer D.J.N.** Linear Robust Control. - Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1995.-558 p.
3. **Skogestad S. and Postlethwaite L.** Multivariable Feedback Control: Analysis and Design. - John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, Sussex, UK, 2005.-585 p.
4. **Gasparyan O.N., Ispiryan V.H., Buniatyan L.M., Simonyan T.A.** Robustness Analysis of Multivariable Uniform Control Systems // International Conference on Computer Science and Information Technologies (CSIT-2023). -2023.- 1.- P. 182-185.
5. **Gasparyan O.N.** Linear and Nonlinear Multivariable Feedback Control: A Classical Approach. - John Wiley & Sons Ltd, UK, 2008.-347 p.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received 03.05.2024.

Օ.Ն. ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ, Վ.Հ. ԻՍՊԻՐՅԱՆ, Լ.Մ. ԲՈՒՆԻԱՏՅԱՆ, Գ.Ա. ՄԵԼՔՈՆՅԱՆ ՍՈՒԼՏԻՊԼԻԿԱՏԻՎ ԱՆՈՐՈՇՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐՈՎ ՄԻԱՏԻՊ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՌՈԲԱՍՏՈՒԹՅՈՒՆԸ

Մշակվել են միատիպ կառավարման համակարգերի մուլտիպլիկատիվ անորոշությունների նկատմամբ ռոբաստ կայունության վերլուծության պարզ գրաֆիկական չափանիշներ: Միատիպ կոչվում են հետադարձ կապով, մի քանի մուտքերով և ելքերով կառավարման համակարգերը, որոնց առանձին կապուղիների փոխանցման ֆունկցիաները միևնույնն են, իսկ կոշտ փոխադարձ կապերը նկարագրվում են քառակուսային թվային մատրիցով: Դիտարկումը հիմնվում է բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիաների մեթոդի վրա, որը հնարավորություն է տալիս N մուտքերով և N ելքերով փոխկապակցված բազմաչափ կառավարման համակարգերի կայունության վերլուծությունը հանգեցնել N հատ ֆիկտիվ, մեկ մուտքով և մեկ ելքով իրարից անկախ համակարգերի վերլուծությանը: Ռոբաստության վերլուծության առաջարկվող չափանիշները ներկայացնում են N «արգելված» շրջանակներ բաց միատիպ համակարգերի բնութագրիչ հոդոգրաֆների կոմպլեքս հարթության վրա: Բերված է թվային օրինակ, որտեղ ցույց է տրված վերը նշված չափանիշների կիրառությունը եռաչափ միատիպ համակարգի ռոբաստ կայունության վերլուծության դեպքում:

Առանցքային բառեր. բազմաչափ կառավարման համակարգեր, միատիպ համակարգ, մուլտիպլիկատիվ անորոշություն, ռոբաստ կայունություն, բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիաներ:

О.Н. ГАСПАРЯН, В.Г. ИСПИРЯН, Л.М. БУНИАТЯН, Г.А. МЕЛКОНЯН

**РОБАСТНОСТЬ ОДНОТИПНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С
МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЯМИ**

Целью статьи является разработка простых графических критериев анализа робастной устойчивости однотипных систем управления по отношению к мультипликативным неопределенностям. Однотипными называются системы управления с обратной связью с несколькими входами и выходами, имеющими одинаковыми передаточные функции отдельных каналов и жесткими взаимными связями, описываемыми квадратной числовой матрицей. Рассмотрение основано на методе характеристических передаточных функций, который позволяет свести анализ устойчивости взаимосвязанной многомерной системы управления с N входами и N выходами к анализу N фиктивных независимых систем с одним входом и одним выходом. Предлагаемые критерии анализа робастности имеют форму N “запретных” кругов на комплексной плоскости характеристических годографов разомкнутой однотипной системы. Приведен числовой пример, иллюстрирующий применение указанных критериев к анализу робастной устойчивости трехмерной однотипной системы.

Ключевые слова: многомерная система управления, однотипная система, мультипликативная неопределенность, робастная устойчивость, характеристические передаточные функции.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ս.Գ., ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ Վ.Ա., ՄԿՐՏՉՅԱՆ Հ.Հ., ՍԱՖԱՐՅԱՆ Տ.Ն., ԱՂԲԱԼՅԱՆ Ա.Ս.	
ԱՍՐԱՆԱՎՈՐՎԱԾ ՁՈՒԼՄԱՆ ԱԼՅՈՒՄԻՆԱՅԻՆ ԴԵՖՈՐՄԱՅՎՈՂ ՀԱՄԱՁՈՒԼՎԱԾՔՆԵՐԻ ՏԱՔ ԱՐՏԱՄՂՄԱՆ ԳՈՐԾԸՆԹԱՅՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ	127
ՄԱՆՈՒԿՅԱՆ Լ.Ա., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Կ.Վ.	
ՊԱՌԿԱԾ ՊՈՉԵՐԻ ՎԵՐԱՄՇԱԿՄԱՆ ՀԵՌԱՆԿԱՐՆԵՐԻ ԳՆԱՀԱՏՈՒՄԸ ՈՂՋԻ ԳԵՏԻ ԿԻՐՃՈՒՄ ԿԱԶՄԱՎՈՐՎԱԾ «ԶԱՆԳԵԶՈՒՐԻ ՊՄԿ» ՓԲԸ ՊՈՉԱՄԲԱՐԻ ՕՐԻՆԱԿՈՎ.....	136
ԲԱՂԴԱՍԱՐՅԱՆ Ի.Ռ.	
ԱԿՈՒՍՏԻԿ ՄԻՋԱՎԱՅՐԵՐԻ ԿԱՐԵՎՈՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ՆԱԽԱԳԾՎՈՂ ՇԵՆՔԵՐՈՒՄ ԵՎ ԿԱՌՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ	150
ՍԱՐԳՍՅԱՆ Ա.Ս., ՀԱՄԲԱՐՁՈՒՄՅԱՆ Ն.Հ., ՄԱՐԳԱՐՅԱՆ Լ.Ս.	
ՌՕԴ-54/2.6 ՌԱԴԻՈՊՏԻԿԱԿԱՆ ԴԻՏԱԿԻ ԵՌԱԶԱՓ ՄՈՂԵԼԻ ՍՏԵՂԾՈՒՄԸ	160
ՆԵՐՄԻՍՅԱՆ Ա.Ս.	
ԿԼՈՐ ԱԼԻՔԱՏԱՐԻ ԱՌԱՆՅՔԱՅԻՆ ԱՆՏԵՆԱՅԻ ՀԱՄԱՐ E ₀₁ ՄՈՂՈՎ ԳՐԳՈՒՉ	171
ՄԵԼԻՔՅԱՆ Վ.Շ., ԳԱԼՍՏՅԱՆ Ա.Ա., ԴԱՆԻԵԼՅԱՆ Ա.Ս., ՍԱՀԱԿՅԱՆ Հ.Հ., ՍԱՀԱԿՅԱՆ Վ.Ա., ՍՈՂՈՄՈՆՅԱՆ Ռ.Ս.	
ՄԵՔԵՆԱՅԱԿԱՆ ԽՈՐ ՈՒՍՈՒՑՄԱՆ ՄՈՂԵԼԻ ԿԻՐԱՌՄԱՍԲ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ՄԻՆՔՐՈԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԾԱՌԻ ՖԻԶԻԿԱԿԱՆ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՅՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿ	179
ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ Ս.Գ., ԹՈՐԻԿՅԱՆ Զ.Է.	
ՇՄԻՏՏԻ ՏՐԻԳԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿԸ՝ ԿԱԽՎԱԾ ՄՈՒՏՔԱՅԻՆ ՇԵՄԱՅԻՆ ԼԱՐՈՒՄՆԵՐԻՅ, ՀԱԿԱԴԱՐՁ ԽՆԴԻՐ	190
ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Ս.Ա., ԳԱԲՈՅԱՆ Ա.Ս.	
ԼԱՐՄԱՆ ԿԱՐԳԱՎՈՐԻՉՆԵՐՈՒՄ ԹԵՐՑԱՏԿԻ ԵՎ ԳԵՐՑԱՏԿԻ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՄԵԹՈՂ	204
ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Գ.Ա., ՂՈՒԼՅԱՆ Ս.Կ.	
T-ԱԶԵՎ ԻՆԴՈՒԿՏՈՐԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ԴՈՒՐՄԲԵՐՈՒՄԸ ԺԱՄԱՆԱԿԻ ԵՎ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՀԱՍՏԱՏՈՒՆԵՐԻ ՄԵԹՈՂՈՎ	215
ԳԱՄՊԱՐՅԱՆ Օ.Ն., ԻՍՊԻՐՅԱՆ Վ.Հ., ԲՈՒՆԻԱԹՅԱՆ Լ.Ս., ՄԵԼՔՈՆՅԱՆ Գ.Ա.	
ՄՈՒԼՏԻՊԼԻԿԱՏԻՎ ԱՆՈՐՈՇՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐՈՎ ՄԻԱՏԻՊ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՌՈԲԱՍՏՈՒԹՅՈՒՆԸ	223

СОДЕРЖАНИЕ

АГБАЛЯН С.Г., БАГДАСАРЯН В.А., МКРТЧЯН Г.Г., САФАРЯН Т.Н., АГБАЛЯН А.С.	
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ГОРЯЧЕГО ВЫДАВЛИВАНИЯ ЛИТИЕВЫХ АЛЮМИНИЕВЫХ ДЕФОРМИРОВАННЫХ СПЛАВОВ	127
МАНУКЯН Л.А., АРУТЮНЯН К.В.	
ОЦЕНКА ПЕРСПЕКТИВ ПЕРЕРАБОТКИ ЛЕЖАЛЫХ ХВОСТОВ НА ПРИМЕРЕ СФОРМИРОВАННОГО В УЩЕЛЬЕ РЕКИ ВОХЧИ ХВОСТОХРАНИЛИЩА ЗАО “ЗАНГЕЗУРСКИЙ ММК”	136
БАГДАСАРЯН И.Р.	
ВОСТРЕБОВАННАЯ НЕОБХОДИМОСТЬ АКУСТИЧЕСКОЙ СРЕДЫ В ПРОЕКТИРУЕМЫХ ЗДАНИЯХ И СООРУЖЕНИЯХ	150
САРГСЯН А.С., АМБАРЦУМЯН Н.А., МАРГАРЯН Л.М.	
СОЗДАНИЕ ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ РАДИООПТИЧЕСКОГО ТЕЛЕСКОПА РОТ-54/2.6	160
НЕРСИСЯН А.С.	
ВОЗБУДИТЕЛЬ МОДЫ E_{01} В КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ ДЛЯ ЕГО ЩЕЛЕВОЙ АНТЕННЫ.....	171
МЕЛИКЯН В.Ш., ГАЛСТЯН А.А., ДАНИЕЛЯН А.М., СААКЯН Г.Г., СААКЯН В.А., СОГОМОНЯН Р.М.	
СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФИЗИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДЕРЕВА СИНХРОСИГНАЛОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ГЛУБОКОГО МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ.....	179
МАРТИРОСЯН С.Г., ТОРИКЯН Дж.Э.	
РАСЧЕТ ТРИГГЕРА ШМИТТА В ЗАВИСИМОСТИ ОТ ПОРОГОВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ. ОБРАТНАЯ ЗАДАЧА	190
ХАЧАТРЯН С.А., ГАБОЯН А.С.	
МЕТОД МИНИМИЗАЦИИ ПРОСАДКИ И ПЕРЕРЕГУЛИРОВКИ В РЕГУЛЯТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ	204
ПЕТРОСЯН Г.А., ГУЛЯН С.К.	
ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАЧИ Т-ОБРАЗНОЙ КАТУШКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ВРЕМЕНИ И ПЕРЕДАЧНОЙ ПОСТОЯННОЙ	215
ГАСПАРЯН О.Н., ИСПИРЯН В.Г., БУНИАТЯН Л.М., МЕЛКОНЯН Г.А.	
РОБАСТНОСТЬ ОДНОТИПНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЯМИ	223

CONTENTS

AGBALYAN S.G., BAGDASARYAN V.A., MKRTCHYAN T.T., SAFARYAN T.N., AGBALYAN A.S. INVESTIGATING THE HOT EXTRASION PROCESSES OF CAST ALUMINUM DEFORMED ALLOYS	127
MANUKYAN L.A., HARUTYUNYAN K.V. ASSESSMENT OF PROSPECTS FOR PROCESSING STALE TAILINGS ON THE EXAMPLE OF TAILING DAM OF “ZANGEZUR CMC” CJSC FORMED IN THE GORGE OF THE VOGHJI RIVER	136
BAGHDASARYAN I.R. THE DEMANDED NEED FOR ACOUSTIC ENVIRONMENT IN DESIGNED BUILDINGS AND STRUCTURES	150
SARGSYAN A.S., HAMBARDZUMYAN N.H., MARGARYAN L.M. DESIGN OF A THREE-DIMENSIONAL MODEL OF THE ROT-54/2.6 RADIO- OPTICAL TELESCOPE	160
NERSISYAN A.S. THE MODE EXCITER IN A CIRCULAR WAVEGUIDE FOR ITS SLOT ANTENNA.....	171
MELIKYAN V.Sh., GALSTYAN A.A., DANIELYAN A.M., SAHAKYAN H.H., SAHAKYAN V.A., SOGHOMONYAN R.M. A METHOD FOR IMPROVING THE EFFICIENCY OF PHYSICAL DESIGN OF THE CLOCK TREE IN INTEGRATED CIRCUITS USING A MACHINE LEARNING MODEL	179
MARTIROSYAN S.G., TORIKYAN J.E. CALCULATION OF SCHMITT TRIGGERS DEPENDING ON INPUT THRESHOLD VOLTAGES, THE INVERSE PROBLEM	190
KHACHATRYAN S.A., GABOYAN A.S. THE UNDERSHOOT AND OVERSHOOT MINIMIZATION METHOD IN VOLTAGE REGULATORS	204
PETROSYAN G.A., GHULYAN S.G. T-COIL TRANSFER FUNCTION USING THE TIME AND TRANSFER CONSTANT METHOD	215
GASPARYAN O.N., ISPIRYAN V.H., BUNIATYAN L.M., MELKONYAN G.A. ROBUSTNESS OF UNIFORM CONTROL SYSTEMS WITH MULTIPLICATIVE UNCERTAINTIES	223

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

1. Աղբալյան Ալլա Սուրենի կրտսեր գիտաշխատող, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - aghbalyan@gmail.com
2. Աղբալյան Սուրեն Գևորգի տ.գ.դ., պրոֆեսոր, Մետալուրգիայի և նյութագիտության ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - metalsur@polytechnic.am
3. Բաղդասարյան Իրինա Ռոբերտի տ.գ.թ., դոցենտ, ՀՀ ԳԱԱ ֆիզիկայի կիրառական պրոբլեմների ինստիտուտի կրտսեր գիտաշխատող
Էլ. հասցե - bagdasaryan.irina.8@gmail.com
4. Բաղդասարյան Վազգեն Արմենի տ.գ.թ., դոցենտ, Վարշավայի գլխավոր գյուղատնտեսական համալսարան, Լեհաստանի Հանրապետություն
Էլ. հասցե - vazgen_bagdasaryan@sggw.edu.pl
5. Բունիայան Լիանա Մերուժանի տ.գ.թ., դոցենտ, Կառավարման համակարգերի ամբիոնի վարիչի պաշտոնակատար, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - buniatyan84@mail.ru
6. Գաբոյան Աննա Սուրենի բակալավր, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - gaboyana@synopsys.com
7. Գալստյան Արման Աշոտի ասպիրանտ, Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ,
մասնագիտացված ինտեգրալ սխեմաների ֆիզիկական նախագծման փորձագետ ճարտարագետ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - armanga@synopsys.com
8. Գասպարյան Օլեգ Նիկոլայի տ.գ.դ., պրոֆեսոր, Կառավարման համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - ogasparyan@gmail.com
9. Դանիելյան Արմեն Միքայելի ասպիրանտ, ԵՊՀ, մասնագիտացված ինտեգրալ սխեմաների ֆիզիկական նախագծման փորձագետ ճարտարագետ, «ՄԻՄԿՈ ՄԻՍԹԵՄՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - daniellyan.armen@gmail.com
10. Թորիկյան Ջուլիետա Էվանոսի ՀՀ ԳԱԱ ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ, ինժեներ, ԵՊՀ
Էլ. հասցե - j.torikyan@gmail.com
11. Իսախրյան Վահե Հրաչի հայցորդ, Կառավարման համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - vaheispiryan4@gmail.com
12. Խաչատրյան Սարգիս Ավետիսի բակալավր, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - ksargis@synopsys.com

13. Համբարձումյան Նարեկ Հակոբի ասպիրանտ, Ռադիոսարքերի և կապի համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - n.hambardzumyan@polytechnic.am
14. Հարությունյան Կարեն Վալերիկի հայցորդ, Լեռնային գործի և շրջակա միջավայրի պահպանության ամբիոն, ՀԱՊՀ, «Զանգեզուրի պղնձամոլիբդենային կոմբինատ» ՓԲԸ, արտադրության շարունակական բարելավման խմբի ղեկավար
Էլ. հասցե - harutyunyan.karen.v@gmail.com
15. Ղուլյան Սարգիս Կարենի մագիստրանտ, անալոգային նախագծման ճարտարագետ, «Սինոփսիս Ամենիա»
Էլ. հասցե - ghulyan@synopsys.com
16. Մանուկյան Լևոն Անդրանիկի տ.գ.դ., դոցենտ, Լեռնային գործի և շրջակա միջավայրի պահպանության ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - manukyanlevon-a@rambler.ru
17. Մարգարյան Լարիսա Մարգարի ուսանող, Ճարտարագիտական գրաֆիկայի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - larisamargaryan.m145@polytechnic.am
18. Մարտիրոսյան Ստեփան Գեղամի ՀՀ ԳԱԱ Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ, գիտաշխատող, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - stepanmartirosyan1953@gmail.com
19. Մելիքյան Վազգեն Շավարշի տ.գ.դ. պրոֆեսոր, ՀՀ ԳԱԱ թղթակից անդամ, ՀՀ գիտության վաստակավոր գործիչ, Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոնի վարիչ, Համալսարանական ծրագրերի տնօրեն, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - vagenm@synopsys.com
20. Մելքոնյան Գոհար Աղասու հայցորդ, Կառավարման համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - goharik-melqonyan@mail.ru
21. Մկրտչյան Համլետ Հայկի տ.գ.թ., դոցենտ, Մետալուրգիայի և նյութագիտության ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - hena.garoyan@gmail.com
22. Ներսիսյան Անահիտ Մերգելի Ֆիզիկայի և մաթեմատիկայի ուսուցչուհի, Ծաղկաձորի միջնակարգ դպրոց
Էլ. հասցե - anomonika@mail.ru
23. Պետրոսյան Գեղամ Արծրունու տ.գ.թ., Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, դասախոս, անալոգային նախագծման մենեջեր, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - geghamp@synopsys.com

- 24. Սահակյան Հրայր Հրաչյայի** ասպիրանտ, Միկրոէլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ, անալոգային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման փորձագետ ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ,
Էլ. հասցե - hrays@synopsys.com
- 25. Սահակյան Վահան Ապրեսի** ՀՀ ԳԱԱ, Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ, մասնագիտացված ինտեգրալ սխեմաների ֆիզիկական նախագծման փորձագետ ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ,
Էլ. հասցե - vahans@synopsys.com
- 26. Սարգսյան Արևիկ Մերգելի** տ.գ.թ., պրոֆեսոր, Ռադիոսարքերի և կապի համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - antenna@seua.am
- 27. Մաֆարյան Տաթևիկ Նիկոլայի** տ.գ.թ., գիտաշխատող, ՀՀ ԳԱԱ Ընդհանուր և անօրգանական քիմիայի ինստիտուտ
Էլ. հասցե - for.tatevik@gmail.com
- 28. Սողոմոնյան Ռազմիկ Մանվելի** ասպիրանտ, էլեկտրոնիկայի, կենսաբժշկական և չափիչ համակարգերի ամբիոն, ՀԱՊՀ, անալոգային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման փորձագետ ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ,
Էլ. հասցե - razmiks@synopsys.com

СПИСОК АВТОРОВ

- 1 **Агбальян Алла Суреновна** младший научный сотрудник, НПУА,
Эл. почта - aghbalyan@gmail.com
- 2 **Агбальян Сурен Геворкович** д.т.н., профессор, кафедра Металлургии и
материаловедения, НПУА,
Эл. почта - metalsur@polytechnic.am
- 3 **Амбарцумян Нарек Акопович** аспирант, кафедра Радиоустройств и систем
связи, НПУА,
Эл. почта - n.hambardzumyan@polytechnic.am
- 4 **Арутюнян Карен
Валерикович** соискатель, кафедра Горного дела и охраны
окружающей среды, НПУА, руководитель
группы непрерывного улучшения производства
ЗАО “Зангезурский медно-молибденовый
комбинат”,
Эл. почта - harutyunyan.karen.v@gmail.com
- 5 **Багдасарян Вазген
Арменович** к.т.н., доцент, Варшавский главный сельско-
хозяйственный университет, Республика
Польша,
Эл. почта - vazgen_bagdasaryan@sggw.edu.pl
- 6 **Багдасарян Ирина
Робертовна** к.т.н., доцент, младший сотрудник Института
прикладных проблем физики НАН РА,
Эл. почта - bagdasaryan.irina.8@gmail.com
- 7 **Бунятян Лиана
Меружановна** к.т.н., доцент, кафедра Систем управления,
НПУА,
Эл. почта - buniatyan84@mail.ru
- 8 **Габоян Анна Суреновна** бакалавр, НПУА,
Эл. почта - gaboyana@synopsys.com
- 9 **Галстян Арман Ашотович** аспирант, кафедра Микроэлектронных схем и
систем; штатный инженер по физическому проек-
тированию специализированных интегральных
схем, ЗАО “Синописис Армения”, НПУА,
Эл. почта - armanga@synopsys.com
- 10 **Гаспарян Олег Николаевич** д.т.н., профессор, кафедра Систем управления,
НПУА,
Эл. почта - ogasparyan@gmail.com
- 11 **Гуляян Саргис Каренович** инженер по аналоговому проектированию, ЗАО
“Синописис Армения”,
Эл. почта - ghulyan@synopsys.com
- 12 **Даниелян Армен Микаелович** аспирант, инженер по физическому проектиро-
ванию специализированных интегральных
схем, ЗАО “Сиско Системс Армения”,
Эл. почта - daniellyan.armen@gmail.com

13 Испирян Ваге Грачьевич	соискатель, кафедра Систем управления, НПУА, Эл. почта - vaheispiryan4@gmail.com
14 Манукян Левон Андраникович	д.т.н., доцент, кафедра Горного дела и охраны окружающей среды, НПУА, Эл. почта - manukyanlevon-a@rambler.ru
15 Маргарян Лариса Маргаровна	студент кафедры Инженерной графики, НПУА, Эл. почта - larisamargaryan.m145@polytechnic.am
16 Мартиросян Степан Гегамович	научный сотрудник, Институт Радиофизики и Электроники НАН РА; НПУА, Эл. почта - stepanmartirosyan1953@gmail.com
17 Меликян Вазген Шаваршович	д.т.н., профессор, член-корреспондент НАН РА, зав. кафедрой Микроэлектронных схем и систем, директор университетских программ ЗАО "Синописис, Армения", НПУА, Эл. почта - vagenm@synopsys.com
18 Мелконян Гоар Агасиевна	соискатель, кафедра Систем управления, НПУА, Эл. почта - goharik-melqonyan@mail.ru
19 Мкртчян Гамлет Гайкович	к.т.н., доцент, кафедра Металлургии и материаловедения, НПУА, Эл. почта - hena.garoyan@gmail.com
20 Нерсисян Анаит Сергеевна	учитель физики и математики, Цахкадзорская средняя школа, Эл. почта - anomonika@mail.ru
21 Петросян Гегам Арцрунович	к.т.н., кафедра Микроэлектронных схем и систем, НПУА; менеджер по аналоговому проектированию, ЗАО "Синописис Армения", Эл. почта - geghamp@synopsys.com
22 Саакян Ваан Апресович	Институт радиофизики и электроники, штатный инженер по физическому проектированию специализированных интегральных схем в ЗАО "Синописис Армения", НАН РА, Эл. почта - vahans@synopsys.com
23 Саакян Грайр Грачьевич	аспирант, кафедра Микроэлектронных схем и систем, НПУА; старший инженер аналоговых систем, ЗАО "Синописис Армения", Эл. почта - hrays@synopsys.com
24 Саргсян Аревик Сергеевна	к.т.н., профессор, кафедра Радиоустройств и систем связи, НПУА, Эл. почта - antenna@seua.am

- 25 Сафарян Татевик
Николаевна** к.т.н., н.с., Институт общей и неорганической химии НАН РА,
Эл. почта - for.tatevik@gmail.com
- 26 Согомонян Размик
Манвелович** аспирант, кафедры Электроники, биомедицинских и измерительных приборов НПУА;
штатный инженер по проектированию аналоговых интегральных схем, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - razmiks@synopsys.com
- 27 Торикян Джульетта
Эвяносовна** инженер, ЕГУ, Институт Радиофизики и Электроники НАН РА,
Эл. почта - j.torikyan@gmail.com
- 28 Хачатрян Саргис Аветисович** бакалавр, НПУА,
Эл. почта - ksargis@synopsys.com

LIST OF THE AUTHORS

1. **Aghbalyan Alla Suren** Junior scientific worker, NPUA
E-mail - aghbalyan@gmail.com
2. **Aghbalyan Suren Geworg** Dr. of tech. sci., Prof. of the Chair “Metallurgy and Material Science”, NPUA
E-mail - metalsur@polytechnic.am
3. **Baghdasaryan Irina Robert** Cand. of tech. sci., Assoc. Prof., Junior scientific worker of the Institute of Applied Problems of Physics of the NAS, RA
E-mail - bagdasaryan.irina.8@gmail.com
4. **Baghdasaryan Vazgen Armen** Cand. of tech. sci., Assoc. Prof., Institute of Civil Engineering, Warsaw University of Life Sciences – SGGW, Warsaw, Poland
E-mail - vazgen_bagdasaryan@sggw.edu.pl
5. **Buniatyan Liana Merujan** Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Control Systems”, NPUA,
E-mail - buniatyan84@mail.ru
6. **Danielyan Armen Mikayel** Post-graduate student, engineer in ASIC physical design “CISCO SYSTEMS ARMENIA” CJSC,
E-mail - daniellyan.armen@gmail.com
7. **Gaboyan Anna Suren** Undergraduate student, NPUA
E-mail - gaboyana@synopsys.com
8. **Galstyan Arman Ashot** Post-graduate student of Microelectronic Circuits and Systems Chair of NPUA, ASIC Phys. Design Staff Engineer “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - armanga@synopsys.com
9. **Gasparyan Oleg Nikolay** Dr. of tech. sci., Prof. of the Chair “Control Systems”, NPUA
E-mail - ogasparyan@gmail.com
10. **Ghulyan Sargis Karen** Analog design engineer “Synopsys Armenia” CJSC
E-mail - ghulyan@synopsys.com
11. **Hambardzumyan Narek Hakob** Post-graduate student of the Chair of Radio Devices and communication systems, NPUA
E-mail - n.hambardzumyan@polytechnic.am
12. **Harutyunyan Karen Valerik** “Zangezur copper molybdenum combine” CJSC, Head of Production Continuous Improvement Group, Probationer of the, “Chair of Mining Nature Protection, Institute of Mining and Metallurgy”, NPUA
E-mail - harutyunyan.karen.v@gmail.com
13. **Ispiryan Vahe Hrach** Probationer of the Chair Control Systems, NPUA
E-mail - vaheisprian4@gmail.com

- | | |
|--------------------------------------|--|
| 14. Khachatryan Sargis Avetis | Undergraduate student, NPUA,
E-mail - ksargis@synopsys.com |
| 15. Manukyan Levon Andranik | Dr. of tech. sci., Assoc. Prof., “Chair of Mining and Nature Protection”, Institute of Mining and Metallurgy and Chemical Technologies”, NPUA
E-mail - manukyanlevon-a@rambler.ru |
| 16. Margaryan Larisa Margar | Student of the Chair of Engineering graphics, NPUA
E-mail - larisamargaryan.m145@polytechnic.am |
| 17. Martirosyan Stepan Gegham | Researcher of the Institute of Radiophysics and Electronics of NAS, RA, NPUA
E-mail - stepanmartirosyan1953@gmail.com |
| 18. Melikyan Vazgen Shavarsh | Head of Microelectronic Circuits and Systems Chair of NPUA, Dr. of sci., prof., Corresponding Member of National Academy of Sciences of Armenia, Honorable Scientist of Armenia, Director of the University Programs “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - vagenm@synopsys.com |
| 19. Melkonyan Gohar Aghas | Probationer of the Chair “Control Systems”, NPUA,
E-mail - goharik-melqonyan@mail.ru |
| 20. Mkrtchyan Hamlet Hayk | Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Metallurgy and Material Science”, NPUA
E-mail - hena.garoyan@gmail.com |
| 21. Nersisyan Anahit Sergey | Teacher of Physics and Mathematics at Tsaghkadzor secondary school,
E-mail - anomonika@mail.ru |
| 22. Petrosyan Gegham Artsrun | Cand. of teach. sci. of the Microelectronic Circuits and Systems Chair of NPUA, analog design manager “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - geghamp@synopsys.com |
| 23. Safaryan Tatevik Nikolay | Cand. of tech. sci., NAS RA, Institute of General and Inorganic Chemistry, research scientist
E-mail - for.tatevik@gmail.com |
| 24. Sahakyan Hrayr Hrachya | Post-graduate student of Microelectronic Circuits and Systems Chair of NPUA, Analog Design Staff Engineer "Synopsys Armenia" CJSC
E-mail - hrayrs@synopsys.com |
| 25. Sahakyan Vahan Apres | Analog Design Engineer at National Academy of Sciences of Armenia, Institute of Radio Physics and Electronics, “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - vahans@synopsys.com |

- 26. Sargsyan Arevik Sergey** Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair “Radio Devices and Communication Systems”, Institute of ICTE, D. Eng., Prof., NPUA
E-mail - antenna@seua.am
- 27. Sghomonyan Razmik Manvel** Post-graduate student of the Electronics, Biomedical and Measuring Equipment Chair of NPUA, Analog Design Senior Engineer “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - razmiks@synopsys.com
- 28. Torikyan Julieta Evyanos** Engineer, YSU Institute of Radiophysics and Electronics of NAS, RA,
E-mail - j.torikyan@gmail.com

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ՀՈՂՎԱԾՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԿԱՆՈՆՆԵՐԸ

Նյութը խմբագրություն ներկայացվում է ըստ հետևյալ պահանջների.

1. Երկու օրինակ, նաև էլեկտրոնային տարբերակով, համակարգչային շարվածքը՝ Microsoft Office Word: Հոդվածի ծավալը կարող է լինել մինչև 10 էջ, հաղորդումներինը՝ մինչև 4 էջ: Տեքստը շարադրվում է A4 չափսի թղթի վրա, աշխատանքային դաշտը՝ Top-5սմ, Bottom-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, ՄԴԿ, 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 (անտասցիա) այն լեզվով, որով ներկայացված է: Ամփոփումն ավարտվում է առանցքային բառերով՝ տառաչափը՝ 9 հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, և միայն «Առանցքային բառեր» արտահայտությունը՝ bold, italic: Ամփոփումը պետք է լինի 500 նիշից ոչ ավելի՝ ներառյալ միջակայքերը, առանցքային բառերը կամ բառակապակցությունները՝ 4-8 բառ:

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

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

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

7. Տեքստին հաջորդում է գրականության ցանկը՝ 9 տառաչափով հայերեն տեքստի դեպքում և 10 տառաչափով՝ անգլերեն և ռուսերեն տեքստերի դեպքում, միայն հեղինակի ազգանունն ու անվան-հայրանվան սկզբնատառերը՝ bold, «Գրականության ցանկ» արտահայտությունը՝ տողի կենտրոնում, գլխատառերով: Ցանկում գրականության յուրաքանչյուր աղբյուր համարակալվում է ըստ տեքստում իր հղման հերթականության: Գրականության աղբյուրները պարբերական հրատարակությունների դեպքում ներկայացվում են հետևյալ կարգով. հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հանդեսի անվանումը կամ ընդունված հապավումը, հրատարակման տարեթիվը, հատորի ու թողարկման համարները, հերթական համարը, նյութի զետեղման 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. Цитированная литература нумеруется в порядке ссылки на нее в тексте. Каждый источник представляется в следующем порядке: в случае ссылки на статью из журнала: **фамилия, инициалы И.О.** - Bold, название статьи, название журнала, место издания, год издания, том и номер издания, с какой по какую страницы занимает статья в этом журнале; в случае ссылки на книгу: **фамилия, инициалы И.О.**, название книги, место издания, название издательства, год издания, общее количество страниц.

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

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

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

RULES FOR PREPARATION OF MANUSCRIPTS

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

1. The authors are requested to submit two hard copies, and also the electronic version of the manuscript by Microsoft Office Word. The volume of scientific paper is limited to 10 pages, and to 4 pages for short communications. The text should be printed on A4 sized paper. The text margins should be: Top – 5cm, Bottom – 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).

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

2024

2

ՀԱՏՈՐ

ТОМ 77

VOLUME

ԱՊՐԵԼ – ՀՈՒՆԻՍ

АПРЕЛЬ – ИЮНЬ

APRIL - JUNE

Հրատ. Խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

ԺԱՆՆԱ Ս. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Ց. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

Ստորագրված է տպագրության՝ 09.12.2024

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

Շարվածքը՝ համակարգչային:

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

Պատվեր՝ 310: Տպաքանակ՝ 150

Հայաստանի Ազգային

Պոլիտեխնիկական

Համալսարանի

«Պոլիտեխնիկ»

տպագրահրա-

տարակչություն

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