

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ ԵՎ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵԴԵԿԱԳԻՐ ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И

НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

ԵՐԵՎԱՆ

ЕРЕВАН

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱՅԻ
ԵՎ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ
ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆԻ

ՏԵՂԵԿԱԳԻՐ

ՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐԻԱ

Հատոր 76

N 1 2023

ՀՈՒՆՎԱՐ – ՄԱՐՏ

ԵՐԵՎԱՆ 2023

ИЗВЕСТИЯ

НАЦИОНАЛЬНОЙ АКАДЕМИИ НАУК АРМЕНИИ И
НАЦИОНАЛЬНОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
АРМЕНИИ

СЕРИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Том 76

N 1 2023

ЯНВАРЬ – МАРТ

ЕРЕВАН 2023

PROCEEDINGS

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

SERIES OF TECHNICAL SCIENCES

Volume 76

N 1 2023

JENUARY – MARCH

YEREVAN 2023

Журнал издается с 5.01.1948 г.

Выходит 4 раза в год

ԽՄԲԱԳՐԱԿԱՆ ԿՈԼԵԳԻԱ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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

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

Ответственный секретарь Сейранян Ж.С., Армения

Редколлегия:

Агбалян С.Г., д.т.н., проф., Армения

Акопян В.Н., д.ф.-м.н., Армения

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

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

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

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

Воробьев А.Е., д.т.н., проф., Россия

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

Гонейма М., к.т.н., Египет

Гримблат В., к.т.н., Чили

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

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

Зорян Е., к.т.н., США

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

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

Куртуа Б., к.т.н., Франция

Лан Ч., к.т.н., Китай

Мандалика С., к.т.н., Индия

Марухян В.З., к.т.н., проф., Армения

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

Петросян О.А., д.т.н., проф., Армения

Петросянц К.О., д.т.н., проф., Россия

Сапатнекар С., к.т.н., США

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

Симонян С.О., д.т.н., проф., Армения

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

Тихомиров Г.В., д.ф.-м.н., Россия

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

Усанов В.И., д.т.н., проф., Россия

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

Цанова С., к.т.н., Болгария

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

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

Шлихтманн У., к.т.н., Германия

EDITORIAL BOARD

Editor-in-Chief: Melikyan V.Sh., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia

Deputy Editor-in-Chief: Grigoryan A.Kh., Sci.Dr., Prof., Armenia

Executive Secretary: Seyranyan Zh.S., Armenia

Editorial Board:

Aghbalyan S.G., Sci.Dr., Prof., Armenia

Aslanyan L.H., Corr.member of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia

Baghdasaryan H.V., Sci.Dr., Prof., Armenia

Baghdasaryan M.Q., Sci.Dr., Prof., Armenia

Chang F., Member of National Academy of Taiwan, Sci.Dr., Taiwan

Chaplygin Yu.A., Academician of RAS, Sci.Dr., Prof., Russia

Courtois B., Ph.D., France

Dokic B., Sci.Dr., Bosnia and Herzegovina

Gagarinski A.Yu., Sci.Dr., Prof., Russia

Ghoneima M., Ph.D., Egypt

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

Grimblatt V., Ph.D., Chile

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

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

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

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

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

Lan Ch., Ph.D., China

Mandalika S., Ph.D., India

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

Mikheyevich A.A., Sci.Dr., Prof., Belarus

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

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

Sapatnekar S., Ph.D., USA

Sargsyan Yu.L., Academician of NAS RA, Sci.Dr., Prof., Armenia

Schlichtmann U., Ph.D., Germany

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

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

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

Tsanova S., Sci.Dr., Bulgaria

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

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

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

Zorian Y., Ph.D., USA

Հրատ. խմբագիր՝

Խմբագիրներ՝

Ժ.Մ. ՄԵՅՐԱՆՅԱՆ

Հ.Յ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

Հ.Զ. ՂԱԶԱՐՅԱՆ

© Издательство НПУА

Известия НАН РА и НПУА (сер. Техн. наук), 2023

Ո.Ձ. ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ, Ս.Հ. ԷԼԲԱԿՅԱՆ

**ԷԿՈԼՈԳԻԱՊԵՍ ԱՆՎՏԱՆԳ ՋԷԿ-ԵՐՈՒՄ ԱԾԽԱԾՆԻ ԵՐԿՕՔՍԻՂԻ
ԱՐՏԱՆԵՏՈՒՄՆԵՐԻ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԻ
ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆ**

Իրականացվել է Էկոլոգիապես անվտանգ ՋԷԿ-երում ածխածնի երկօքսիդի արտանետումների նվազեցման միջոցառումների ուսմնասիրություն: Հաշվարկվել են տարբեր բաղադրամասային կազմով սինթեզ գազերի այրման դեպքում առաջացող ածխածնի երկօքսիդի գումարային և մեմբրանային մեթոդով որսման դեպքում մթնոլորտ արտանետվող քանակությունները: Հաշվի առնելով CO₂-ի որսման համար պահանջվող ծախսերը և քվոտների իրացումից ստացված լրացուցիչ եկամուտը՝ գնահատվել է տարեկան տնտեսական արդյունավետությունը:

Առանցքային բառեր. ջերմոցային գազ, ածխածնի երկօքսիդ, քվոտների վաճառք, ածխի գազիֆիկացում, մեմբրանային մեթոդ:

Համաձայն Միջազգային էներգետիկ գործակալության (IEA-International Energy Agency) գնահատումների՝ 2020թ.-ի դրությամբ համաշխարհային էլեկտրական և ջերմային էներգիաների մոտավորապես 60%-ը արտադրվելու էր օրգանական վառելիքով աշխատող էլեկտրակայաններում, ուստի վնասակար միացությունների արտանետումների նվազեցման Էկոլոգիական խիստ չափորոշիչներից և կլիմայի վրա բացասական ազդեցության կանխարգելման նկատառումներից ելնելով՝ էլեկտրակայանները պետք է կահավորվեն նաև համեմատաբար անվտանգ միացությունների նվազեցման տեխնոլոգիական տեղակայանքներով: Մասնավորապես, ԵՄ-ում 2050թ.-ին CO₂-ի համընդհանուր արտանետումների 50% նվազեցման համար նախատեսվում էր նախ 2020թ. ամփոփել՝ դրանք նվազեցնելով 30%-ով: Այդ նպատակային խնդրի լուծման համար, սկսած 2015թ.-ից, բոլոր նախագծվող ածխափոշային էլեկտրակայանները պետք է կահավորվեն ածխածնի երկօքսիդի կապակցման տեխնոլոգիաներով, իսկ 2020թ.-ից՝ շարադրվածը կվերաբերեր նաև արդեն շահագործվող էլեկտրակայաններին: Հաշվի առնելով էներգիայի արտադրության ոլորտին բաժին ընկնող CO₂-ի համընդհանուր արտանետումների չափաքանակը՝ ԵՄ-ում դիտարկում են էլեկտրաէներգետիկայի զարգացման 3 միտումներ.

1. բազային տարբերակ (առանց փոփոխությունների), որի դեպքում իրականացվող միջոցառումները նվազեցնելու են ներմուծվող էներգիայից կախվածությունը և ստեղծելու լրացուցիչ մեխանիզմներ՝ ջերմոցային գազերի արտանետումների առևտրի համար,

2. զարգացող երկրներում էներգաապառման աճի նվազեցում,

3. ցածրաձխածնային տեխնոլոգիաների շահագործում՝ մթնոլորտում CO₂-ի առավելագույն 450 ppm կոնցենտրացիայի և երկրագնդի ջերմաստիճանի 2°C-ը չզերազանցող աճի պահպանման համար [1]:

ՋԷԿ-երում օգտագործվող վառելիքներից (պինդ, հեղուկ, գազային) ածխածնով առավել հագեցած է ածուխը: Կատարված հետազոտությունների արդյունքները վկայում են այն մասին, որ ածխի այրման դեպքում դեպի մթնոլորտ երկու անգամ ավելի շատ ածխաթթու գազ է արտանետվում, քան բնական գազի այրման դեպքում: Ածխաջրածնային ցանկացած վառելիքի այրման պարագայում կլիմայական համակարգին հասցվող վնասը նվազեցնելու համար իրականացվում է ածխածնի երկօքսիդի արտանետումների կրճատում հետևյալ տեխնոլոգիական գործընթացներով.

✓ այրում թթվածնային միջավայրում (Oxyfull տեխնոլոգիա) [2],

✓ ածխածնի երկօքսիդից ծխագազերի մաքրում,

✓ նախքան այրումը վառելիքի գազիֆիկացում՝ սինթեզ գազի ստացմամբ [3]:

Թթվածնային միջավայրում սինթեզ կամ բնական գազի այրման գործընթացի կազմակերպման պարագայում ծխագազերը կազմված են լինում միայն երկու բաղադրիչից՝ ածխածնի երկօքսիդից և ջրային գոլորշիներից: Oxyfull տեխնոլոգիայով CO₂-ի զատումը կատարվում է ջրային գոլորշիների կոնդենսացման շնորհիվ, ընդ որում, ապահովվում է նվազագույնը՝ 80% արդյունավետություն:

Ածխածնի երկօքսիդից ծխագազերի մաքրման գոյություն ունեցող տարբերակները երեքն են՝

✓ ֆիզիկական, քիմիական աբսորբցիա, ադսորբցիա և դեսորբցիա,

✓ կրիոգեն զատում (սեպարացիա),

✓ տարատեսակ մեմբրանների, այդ թվում՝ նաև նանոմեմբրանների օգտագործում:

Այն երկրերում, որտեղ ածխի արդյունահանման զարգացման համար առկա են անհրաժեշտ նախադրյալներ և տնտեսական աճի բարձր տեմպեր ապահովելու հնարավորություն, էլեկտրական էներգիայի անընդհատ աճող պահանջարկը բավարարում են ածխափոշային վառելիքի գազիֆիկացման արդյունքում ստացված սինթեզ գազով աշխատող և էկոլոգիական բարձր չափորոշիչներ ունեցող էլեկտրակայանների շահագործմամբ [4]:

Գերակա համարելով էկոլոգիական չափորոշիչը՝ գնահատվել է ածխածնի երկօքսիդի կապակցման տեխնոլոգիաների հնարավոր ներդրման ազդեցությունը էլեկտրակայանի տեխնիկատնտեսական ցուցանիշների վրա: Հաշվարկներն իրականացնելիս համեմատվել են ծխագազերի մաքրման արդյունավետ համակարգերով կահավորված և նախքան այրումը ածխի գազիֆիկացմամբ էներգաբլոկների տնտեսական ցուցանիշները՝ միևնույն հզորության պարագայում: Ստացված արդյունքները վկայում են, որ քվոտների վաճառքից գոյացած լրացուցիչ գումարը ծխագազերի մաքրման արդյունավետ համակարգերով կահավորված էլեկտրակայանի շահագործման ծախսերի և արտադրված էլեկտրական էներգիայի ինքնարժեքի վրա ավելի մեծ ազդեցություն է ունենում, քան նախքան այրումը ածխի գազիֆիկացմամբ էլեկտրակայանի պարագայում: Նախքան այրումը ածխի գազիֆիկացմամբ էլեկտրակայանից դեպի շրջակա միջավայր CO_2 -ի արտանետումները մոտավորապես 45%-ով ավելի քիչ են, հետևաբար՝ անգամ շուկայում գործող քվոտի վաճառքի առավելագույն գնով դրանց իրացման դեպքում վաճառքից ստացված գումարը տարեկան շահագործման ծախսերի և էլեկտրական էներգիայի ինքնարժեքի մեծությունները նվազեցնում է ընդամենը 12%-ով, մինչդեռ ծխագազերի մաքրման արդյունավետ համակարգերով կահավորված էլեկտրակայանի նույնանուն մեծությունները նվազում են գրեթե 30%-ով: Գնահատելով համեմատվող էլեկտրակայանների կապիտալ ներդրումների, շահագործման ծախսերի և արտադրված էլեկտրական էներգիայի ինքնարժեքի մեծությունները, ինչպես նաև CO_2 -ի քվոտների վաճառքի հանգամանքը՝ հստակորեն կարելի է փաստել, որ նախքան այրումը ածխի գազիֆիկացման տարբերակը, իր էկոլոգիական բոլոր առավելություններով հանդերձ, տնտեսապես ավելի նպատակահարմար է կիրառել առավել մեծ օ.գ.գ. ունեցող շոգեգազատուրբինային տեղակայանքներում [5]: Այդ նպատակով իրականացվել են սինթեզ գազի ստացման տեխնոլոգիական գործընթացների վերլուծություն և ածխի ներցիկլային գազիֆիկացմամբ շոգեգազատուրբինային տեղակայանքի կառուցվածքային սխեմայի հաշվարկման և էներգաարդյունավետության գնահատման ալգորիթմների մշակում [6]: Ընդհանրացնելով կատարված վերլուծությունները և հաշվարկները՝ կարող ենք փաստել, որ կախված գազիֆիկացման պրոցեսի պայմաններից (ճնշում, ջերմաստիճան, ածխափոշու չափսեր և այլն), գազիֆիկացնող միջավայրից, վառելիք-օքսիդիչ հարաբերակցությունից (γ), ջրածխային լուծույթի խոնավապարունակությունից (w)՝ առաջացող սինթեզ գազի բաղադրամասային կազմը կարող է լինել տարբեր (աղ. 1), որն էլ իր հերթին կհանգեցի դեպի մթնոլորտ արտանետվող միացությունների քանակական փոփոխության: Աղ. 1-ում բերված տվյալների վերլուծությունից հստակ երևում է, որ անկախ գազիֆիկացման տարբերակից, առաջացող սինթեզ գազը հիմնականում կազմված է ածխածնի մոնօքսիդից (CO), ջրածնից (H_2),

մեթանից (CH_4), ջրային գոլորշիներից (H_2O), ածխաթթու գազից (CO_2) և կարող է պարունակել մոլեկուլյար ազոտ (N_2) և ծծմբաջրածին (H_2S): Քանի որ սինթեզ գազում գոյություն ունեցող CO_2 -ը համարվում է չայրվող միացություն, ուստի դրա քանակությունը այրման արգասիքներում կմնա միևնույնը, և վերոհիշյալ միացություններից միայն ածխածնի մոնօքսիդի և մեթանի այրումը կուղեկցվի լրացուցիչ CO_2 -ի առաջացմամբ: Դիտարկվող յուրաքանչյուր տարբերակի համար հաշվարկվել են ածխածնի երկօքսիդի գումարային և մեմբրանային մեթոդով որսման դեպքում դեպի մթնոլորտ արտանետվող քանակությունները. արդյունքները զետեղված են աղ. 2-ում:

Աղյուսակ 1

Սինթեզ գազի բաղադրամասային կազմը՝ գազիֆիկացման տարբեր պայմանների դեպքում

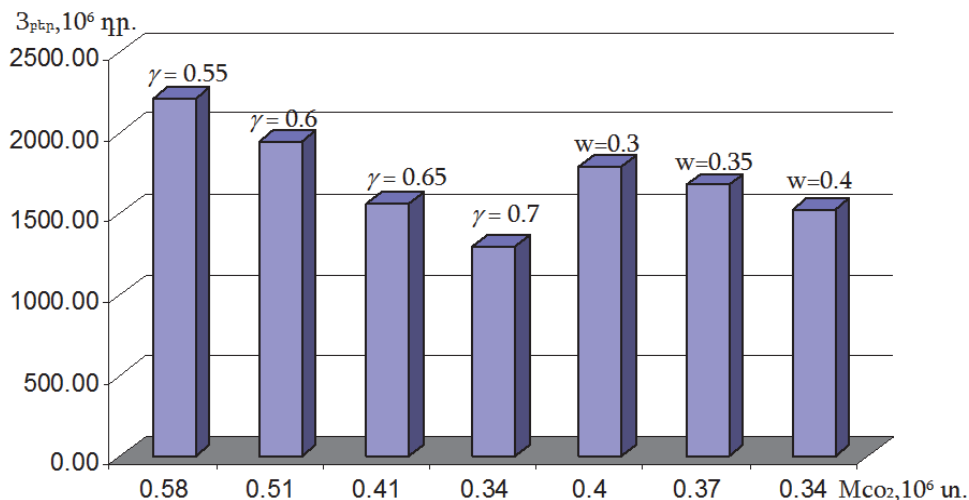
Մատուցման եղանակը	$\text{CO},\%$	$\text{H}_2,\%$	$\text{CH}_4,\%$	$\text{H}_2\text{O},\%$	$\text{N}_2,\%$	$\text{CO}_2,\%$	$\text{H}_2\text{S},\%$
Չոր ածխափոշի							
$\gamma=0.55$	66.31	27.58	4.5	<0.01	1.4	<0.01	0.2
$\gamma=0.6$	64.41	33.49	0.06	0.36	1.32	0.17	0.18
$\gamma=0.65$	48.4	30.3	<0.01	14.36	1.14	5.64	0.15
$\gamma=0.7$	37.94	27.07	<0.01	25.16	1.01	8.68	0.13
Ջրածխային լուծույթ							
$w=0.3$	46.06	27.21	<0.01	17.93	1.17	7.47	0.15
$w=0.35$	41.20	25.33	<0.01	22.99	1.13	9.2	0.14
$w=0.4$	36.31	23.29	<0.01	28.31	1.09	10.86	0.13

Աղյուսակ 2

Տարբեր բաղադրամասային կազմով սինթեզ գազերի այրման արդյունքում առաջացող ածխածնի երկօքսիդի գումարային և մեմբրանային մեթոդով դրանց որսման դեպքում դեպի մթնոլորտ արտանետվող քանակությունները

Մատուցման եղանակը	$\text{CO}_2,$ 10^6 կգ	$\text{CO}_2(\text{CO}),$ 10^6 կգ	$\text{CO}_2(\text{CH}_4),$ 10^6 կգ	$\Sigma \text{CO}_2,$ 10^6 կգ	Որսված $\text{CO}_2, 10^6 \text{ տ}$	Արտանետված $\text{CO}_2, 10^6 \text{ տ}$
Չոր ածխափոշի						
$\gamma=0.55$	0.06	615.32	73.14	688.52	0.58	0.11
$\gamma=0.6$	1	597.7	0.98	599.68	0.51	0.09
$\gamma=0.65$	33.34	449.13	0.16	482.63	0.41	0.08
$\gamma=0.7$	51.3	352.06	0.16	403.52	0.34	0.06
Ջրածխային լուծույթ						
$w=0.3$	44.15	427.41	0.16	471.72	0.4	0.07
$w=0.35$	54.38	382.31	0.16	436.85	0.37	0.07
$w=0.4$	64.19	336.94	0.16	401.29	0.34	0.06

Հաշվի առնելով 1 տ CO_2 -ի մեմբրանային մեթոդով որսման համար պահանջվող ծախսերը և CO_2 -ի արտանետումների շուկայում քվոտի արժեքը՝ նկ. 1-ում պատկերվել է տարբեր բաղադրամասային կազմով սինթեզ գազերի դեպքում պահանջվող բերված ծախսերի (3) և համապատասխանաբար որսված ածխածնի գազի քանակների (M_{CO_2}) միջև կապը:

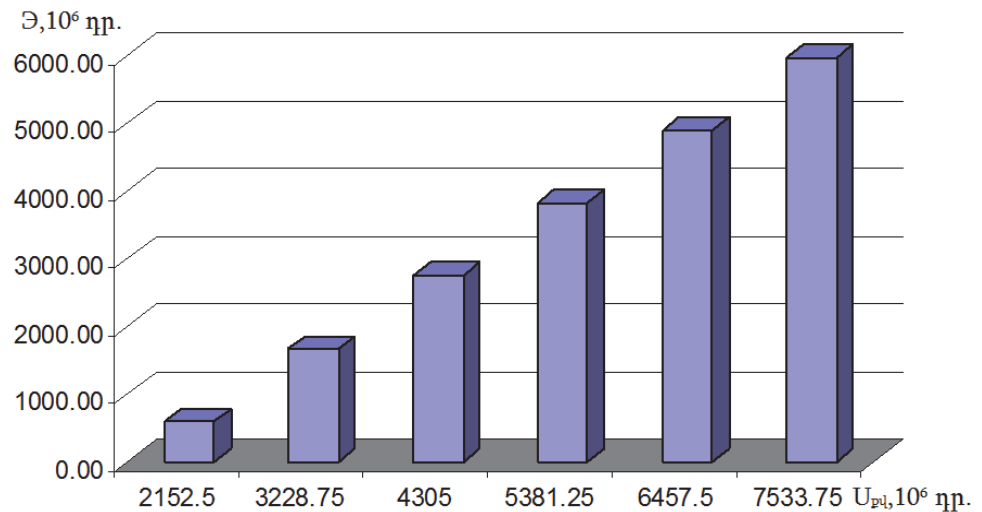


Նկ. 1. Բերված ծախսերի կախվածությունը մեմբրանային մեթոդով որսված ածխածնի երկօքսիդի քանակությունից

Բերված գրաֆիկական առնչությունից կարելի է եզրակացնել, որ չոր ածխափոշու գազիֆիկացման դեպքում վառելիք-օքսիդիչ հարաբերակցության մեծացումը հանգեցնում է CO_2 -ի որսման համար պահանջվող բերված ծախսերի նվազեցման՝ պայմանավորված նշված տարբերակների դեպքում առաջացած և, հետևաբար, նաև որսված CO_2 -ի քանակի կրճատմամբ: Նույն դատողություններով կարելի է բացատրել նաև ջրածխային լուծույթի գազիֆիկացման դեպքում խոնավապարունակության մեծացման հետևանքով բերված ծախսերի նվազեցումը:

Նկ. 2-ում պատկերված է ածխածնի երկօքսիդի արտանետումների նվազեցման գործընթացի տարեկան տնտեսավետության կախվածությունը արտանետումների շուկայում քվոտի վաճառքի գնից: Ընդ որում, հաշվարկներն իրականացվել են դիտարկվող տարբերակներից միայն մեկի օրինակով ($\gamma=0.65$), քանզի մնացած տարբերակների դեպքում օրինաչափությունը նույնությամբ պահպանվում է:

Բերված գրաֆիկական պատկերումից (նկ. 2) կարելի է եզրակացնել, որ արտանետումների շուկայում CO_2 -ի քվոտի արժեքի ավելացումը, ակնհայտորեն, հանգեցնում է տարեկան տնտեսավետության մեծացման և ապահովում է ընտրված իրականացվող միջոցառման էկոլոգիատնտեսական հիմնավորումը:



Նկ. 2. Ածխածնի երկօքսիդի արտանետումների նվազեցման գործընթացի տարեկան տնտեսավետության կախվածությունը արտանետումների շուկայում քվոտի վաճառքի գնից ($\gamma=0.65$ դեպքում)

Հարկ է նշել, որ ածխածնի երկօքսիդի արտանետումների կրճատման այլ միջոցառումների իրականացման պարագայում երբեմն տնտեսական արդյունքն ունենում է բացասական նշանակություն՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ պահանջվող կապիտալ և շահագործման ծախսերը գերազանցում են դրան՝ ընտրված միջոցառումը դարձնալով տնտեսական տեսանկյունից ոչ շահավետ: Բերված գրաֆիկական պատկերումից կարելի է եզրակացնել, որ արտանետումների շուկայում CO₂-ի քվոտի անգամ նվազագույն վաճառքի գնի դեպքում իրականացվող միջոցառումը արդյունավետ է և ապահովում է տարեկան դրական տնտեսական արդյունք:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Перспективы энергетических технологий. В поддержку Плана действий «Группы восьми». Сценарии и стратегии до 2050 г. ОЭСР/МЭА, WWF России. – М., 2007. – 586 с.
2. **Burdyny T., Struchtrup H.** Hybrid membrane/cryogenic separation of oxygen from air for use in the oxy-fuel process // Energy. – May 2010. – Vol. 35, issue 5. - P. 1884-1897.
3. CO₂ emissions from fuel combustion highlights/ OECD/IEA, 2017. – 162p.
4. Применение современных технологических процессов и систем управления на экологически чистой пылеугольной ТЭС: Сокращенные переводы докладов на конференции PowerGen Europe 2007 и VGB Workshop “Flue Gas Cleaning 2007” May 22/23, 2007. - Vienna, Austria, 2007.

5. Մարուխյան Ո.Ջ., Էլբակյան Ս.Հ. Ջերմային էլեկտրակայանների տնտեսական արդյունավետության ցուցանիշների վրա ածխածնի երկօքսիդի կապակցման գործընթացի ազդեցության գնահատումը // ՀՀ ԳԱԱ և ՀՊՃՀ Տեղեկագիր. Տեխն. գիտ. սերիա. - Երևան, 2017. - Հատ. 70, N2. - էջ 170-177:
6. Մարուխյան Ո.Ջ., Էլբակյան Ս.Հ. Ածխի ներցիկային գազիֆիկացմամբ շոգեզազատորինային տեղակայանքի կառուցվածքային սխեմայի հաշվարկի և արդյունավետության գնահատման ալգորիթմների մշակումը // ՀՀ ԳԱԱ և ՀՊՃՀ Տեղեկագիր. Տեխն. գիտ. սերիա. - Երևան, 2019. - Հատ. 72, N3. - էջ 356-366:

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 17.03.2023:

В.З. МАРУХЯН, С.Г. ЭЛБАКЯН

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ВЫБРОСОВ ДИОКСИДА УГЛЕРОДА НА ЭКОЛОГИЧЕСКИ БЕЗОПАСНЫХ ТЕПЛОЭЛЕКТРОСТАНЦИЯХ

Проведено исследование мероприятий по снижению выбросов углекислого газа на экологически безопасных теплоэлектростанциях (ТЭС). Рассчитано общее количество диоксида углерода, образующегося при сжигании синтез-газов различного состава и количества, выбрасываемых в атмосферу при улавливании диоксида углерода мембранным методом. С учетом затрат, необходимых для улавливания CO₂, и дополнительного дохода от продажи квот оценена величина годового экономического эффекта.

Ключевые слова: парниковый газ, диоксид углерода, торговля квотами, газификация угля, мембранный метод.

V.Z. MARUKHYAN, S.H. ELBAKYAN

INVESTIGATING THE OF TECHNOLOGICAL SOLUTIONS TO REDUCE CARBON DIOXIDE EMISSIONS AT ECOLOGICALLY SAFE TPP

A study of measures to reduce carbon dioxide emissions in ecologically safe thermal power plants has been carried out. The total amount of carbon dioxide generated during the combustion of synthesis-gases of various compositions and amounts emitted into the atmosphere when carbon dioxide is captured by the membrane method is calculated. Taking into account the costs required to capture CO₂, and the additional income from the sale of quotas, the value of the annual economic effect is estimated.

Keywords: greenhouse gas, carbon dioxide, emission quota trading, coal gasification, membrane method.

UDC 004.832

COMPUTER SCIENCE
AND INFORMATICS

DOI: 10.53297/0002306X-2023.v76.1-12

A.A. AVETISYAN, T.B. KHACHATRYAN, M.T. GRIGORYAN
PHOTOREALISTIC AND SYNTHETIC STEREO-DATASET
GENERATION METHOD FOR VISUAL ODOMETRY AND DEPTH
ESTIMATION

Computer vision is a rapidly developing field in modern computer science that deals with various challenging problems. Both mono and stereo imagery data are widely used for tasks such as depth estimation, visual odometry, and SLAM (Simultaneous Localization and Mapping). To ensure the clean verification and robust performance of the resulting software solutions, datasets should contain precise ground truth data. However, creating a real-world stereo dataset is a costly task as it requires stereo cameras and precise hardware for ground truth measurements (such as lidars, lasers, barometers, accelerometers, etc.). These types of hardware are often expensive and not accessible to intermediate users. An alternative approach is to use synthetic datasets, which are collections of computer-generated data designed to mimic real-world data. Synthetic datasets are used to train AI models when real-world data is not available, or to test the performance of models in simulated environments.

Our method suggests combining real-world data collection with synthetic data generation methods to maintain photorealism while gaining the advantages of synthetic data generation flow.

Keywords: computer vision, stereo dataset, synthetic dataset, simulated environment, photorealism.

Introduction. Stereo datasets are an essential component in various computer vision and autonomous system applications, such as SLAM [1]. They are used to train models for tasks such as semantic segmentation, object detection, and more. Stereo datasets are frequently generated using 3D vehicle simulators like AirSim [2] and Gazebo [3]. These simulators provide a wealth of information that can be extracted, including depth maps, camera positions, and IMU data, among others.

While synthetic dataset production has several advantages over traditional real-world data collection methods, it also has its own set of limitations and weaknesses. One of the main limitations is the cost of obtaining high-quality 3D assets and scenes, which may come with licensing restrictions. Additionally, creating a realistic virtual environment that accurately simulates the real world requires a significant amount of programming and 3D design expertise. The

simulation tools themselves can also be limited and may not accurately reflect the complexity and variability of real-world data, leading to models that perform well in simulation but poorly in real-world scenarios.

Furthermore, synthetic dataset production can also be computationally intensive, requiring significant processing hardware and time to complete. This can be a significant drawback for those with limited resources, as the data collection process can be significantly longer than real-world data collection.

To overcome these limitations, our work describes a novel approach for stereo dataset production that combines real-world data with camera simulation in a 3D virtual environment. This approach provides photorealistic images from the real-world data while also removing hardware errors through ground truth extraction in the simulator. This allows for the generation of high-quality stereo datasets that accurately reflect the real-world, while also reducing the time and computation resources required for data collection.

Moreover, this approach offers greater freedom in terms of camera positioning, lighting, and object placement. Unlike real-world vehicles, virtual environments are not limited by the capabilities of physical vehicles, and cameras in a virtual environment can be programmed to have different intrinsic parameters or lenses. This opens new possibilities for stereo dataset production and allows for the generation of datasets that are not restricted by real-world limitations.

In conclusion, the novel approach to stereo dataset production described in the text provides a compelling solution to the limitations and weaknesses of synthetic dataset production. By combining real-world data with camera simulation in a 3D virtual environment, it offers a cost-effective and efficient method for generating high-quality stereo datasets that accurately reflect the real-world.

Related works. In this section, we study various stereo datasets and recent advancements in stereo dataset synthesis. The advancements in machine learning heavily rely on the quality and quantity of data available. Hence, the current wave of solutions in the field faces challenges related to data size, generation, and ground truth availability. To ensure continued progress and evaluate algorithms, robust and relevant datasets are essential.

Synthetic stereo datasets. To address the data challenges, several synthetic stereo datasets have been created. These datasets provide a platform for machine learning models to learn from and to be evaluated against.

Synthetic dataset performance. One such dataset is the MPI-Sintel dataset [4], which was created in 2012. The dataset is used to evaluate optical flow algorithms and is derived from the animated film "Sintel." The dataset contains 1064 synthesized stereo images and ground truth data for disparity and provides a

wide range of image degradations and effects. The dataset is generated using the Blender 3D generation open-source tool. Despite its popularity, the biggest drawback of the MPI-Sintel dataset is the graphical style of the movie. Models trained on this dataset have difficulties in recognizing real-world depth and are not suitable for practical inference in real-life scenarios.

Another synthetic dataset is the Virtual KITTI dataset [5], created in 2016. The dataset was designed for the evaluation of computer vision models for various video understanding tasks such as object detection, multi-object tracking, semantic segmentation, optical flow, and depth estimation. The dataset includes 50 high-resolution videos, generated from five different virtual worlds in urban settings, under different imaging and weather conditions. The virtual worlds were created using the Unity game engine [6] and a novel real-to-virtual cloning method. Although widely used, the dataset is limited to street views and the camera movements are restricted to the car's forward movement.

The TartanAir dataset [7] is a more recent addition, created in 2020. The aim of this dataset was to expand the limited scenes and camera motions provided by famous real datasets such as KITTI [8] or EuroC [9]. The dataset includes sequences from 30 various simulation environments, including indoor and outdoor scenes, and features balanced camera motion in 6 DoF. The dataset also includes challenging visual effects such as day-night alterations, weather effects, seasons, and others. Although the dataset is diverse, the photorealism is still far from the quality of real video frames.

In conclusion, synthetic stereo datasets have proven to be useful in evaluating optical flow algorithms and training machine learning models. Despite their limitations, they provide a platform for continued progress in the field.

Method. The dataset generation steps are illustrated in Fig. 1. As a first step we are capturing photo images by a DJI Mini SE drone. The images are later used for real-world large scene point cloud creation. The Litchi API [10] application is used to program the drone. The photos are taken at a minimum interval of one second, with a flight speed of 2.5 km/h .

To capture an area, the drone is flown in circles with a radius of 50 meters, at a height of 30 meters above the surface. This height was chosen based on considerations of drone safety and the presence of environmental objects, such as trees and buildings.

Several camera views and drone trajectories were tested, and a circle with a 50-meter diameter was found to produce the best results. The image resolution is 4000×3000 and GPS data is attached to each image.

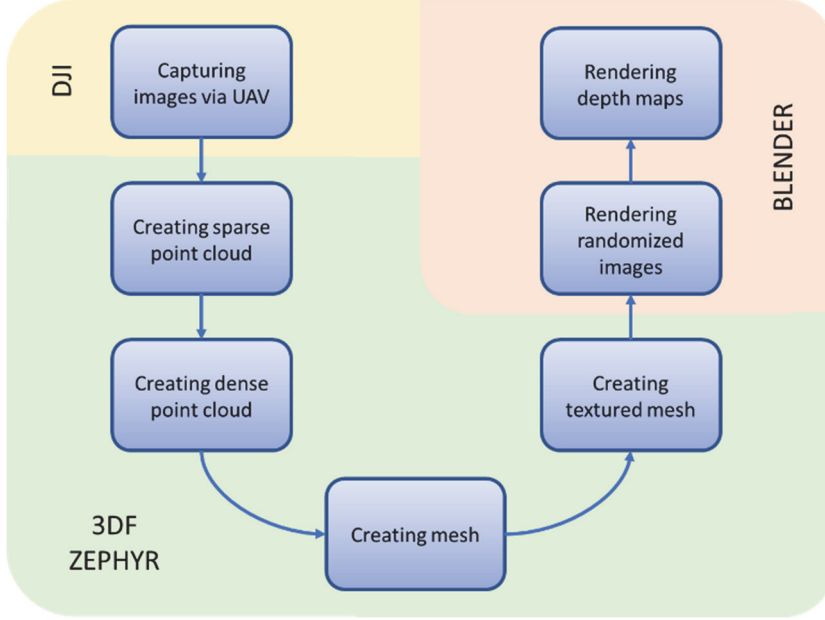


Fig. 1. Dataset generation steps

To enhance the 3D representation of the real-world large scene, the 3DF Zephyr [11] open-source tool is employed to calculate the point cloud (Fig. 2). This tool is known for its ability to create precise and comprehensive 3D models from photographs. The point cloud calculation is implemented by using Multi-View Stereo and Structure from motion algorithms. Multi-View Stereo algorithm consists of two consequent steps. First is depth map computation which is measured via formula (1):

$$E(d) = E_data(d) + \lambda * E_smooth(d), \quad (1)$$

where d is the depth value, E_data is the data term that measures the similarity between the reference image and the corresponding pixels in the other images at depth d , E_smooth is the smoothing term that encourages the neighboring pixels to have similar depth values, and λ is a weighting parameter that balances the two terms. The second step is point cloud generation. Once the depth maps have been computed for each image, a dense point cloud can be generated by triangulating the 3D coordinates of corresponding pixels in different views. The formula for triangulating a 3D point X from two camera positions $C1$ and $C2$, and corresponding image points $x1$ and $x2$, is (2):

$$X = (1/P1) * x1 = (1/P2) * x2, \quad (2)$$

where $P1$ and $P2$ are the 3×4 camera matrices for camera positions $C1$ and $C2$, respectively.

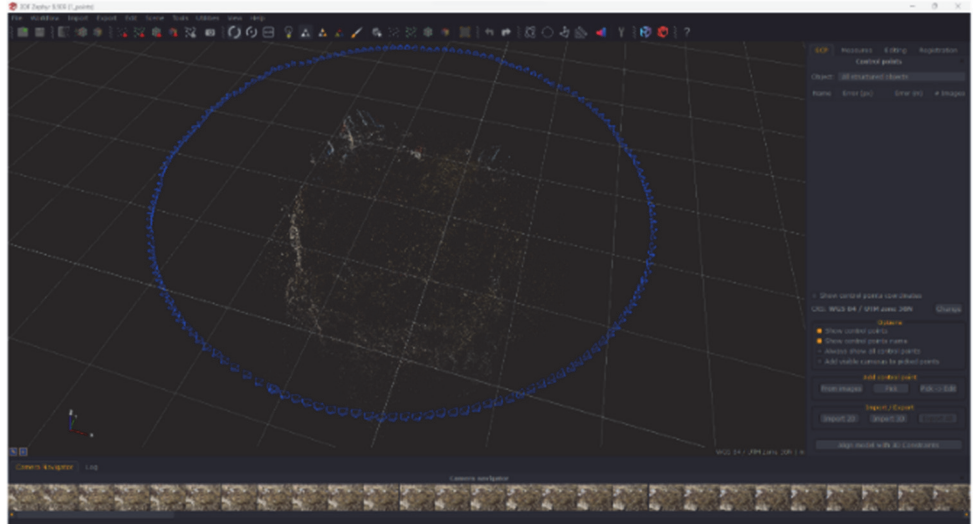


Fig.2. Generating sparse point cloud based on the images and camera positions

Once the point cloud is generated, the next step is to create a mesh using the same tool (Fig. 3). The mesh acts as a framework for the 3D model, providing structure and form. The creation of a mesh from the point cloud allows for a more intuitive and recognizable representation of the real-world scene.

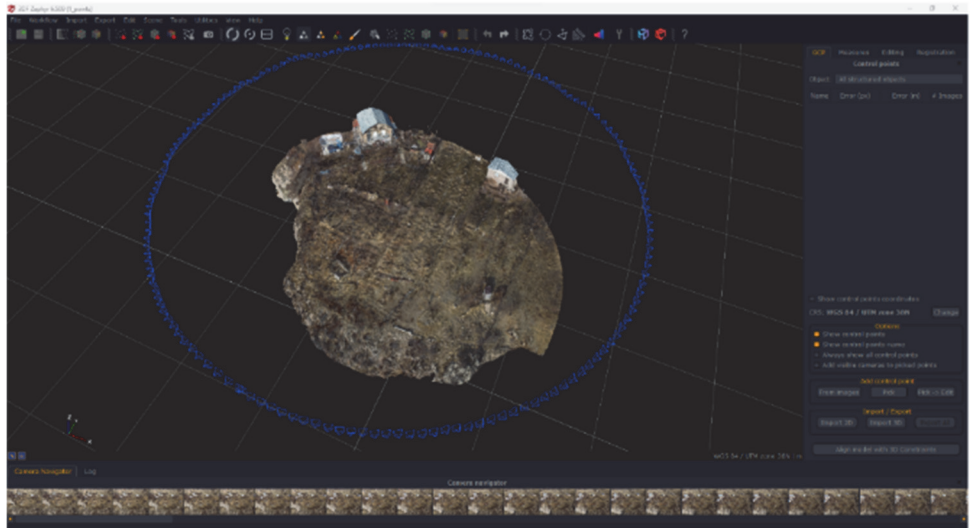


Fig. 3. Generating mesh based on the point cloud

Finally, a texture is added to the mesh, which is created from the images captured by the DJI Mini SE drone. The texture provides visual detail to the 3D model, giving it a more lifelike appearance. The combination of the mesh and the

texture results in a highly detailed and accurate representation of the real-world scene.

Small pieces are joined by using the control point method. The same control points are picked on 2 or more separate meshes, and a unified mesh is created (Fig. 4).

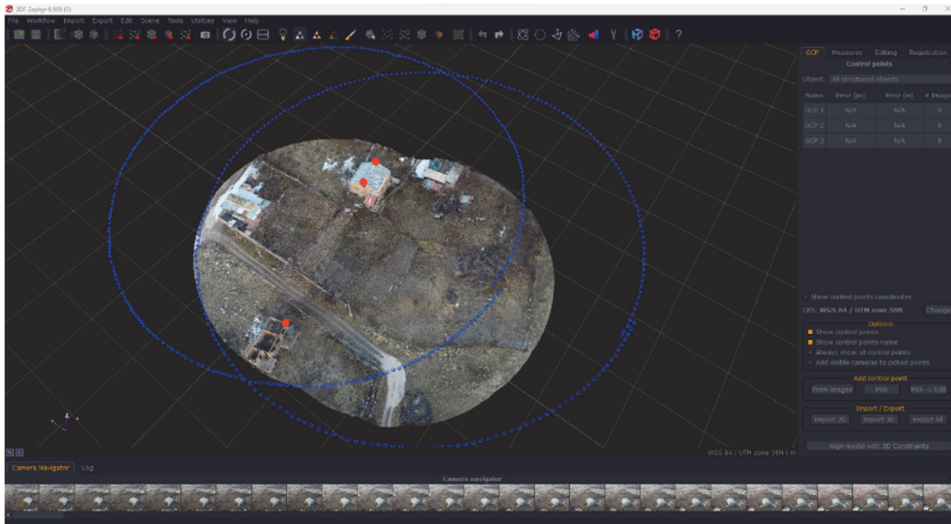


Fig. 4. Merging two small textured meshes

The textured mesh is then uploaded to the Blender 3.4 [12] open-source tool. The Blender platform enables the user to program one or more cameras with randomized positions, allowing for easy extraction of photos and accompanying depth maps. Scripting is achieved using Python 3 and is seamlessly integrated into the Blender environment. It is important to note that the use of two cameras is not a limit - it is possible to render images and depth maps from multiple cameras.

Of course, the photos produced in the virtual environment are not identical to the original photos. This is due to several factors such as the absence of small or intricate objects like trees or chimneys in the virtual environment. Additionally, the scene geometry may be slightly distorted. These differences can be observed in the comparison screenshots (Fig. 5).

The distortion of the 3D environment is evident by comparing the bottom part of the screenshots, as the whole scene is slightly shifted and the same camera position and angles in the virtual environment result in a slightly different viewpoint. The camera positioning used in the virtual environment was sourced from the DJI Mini SE drone flight logs.



Fig. 5. Original photo made by the DJI SE Mini drone (Top). Rendered image from the virtual environment (Bottom)

Blender also allows to generate depth maps for the rendered images (Fig. 6). As rendering happens in simulated environment, depth maps are ideal.



Fig. 6. Rendered image from the virtual environment (Left). Depth map of the rendered image (Right)

Generated dataset. By following the pipeline outlined in methodology section, a dataset of 1,000 images (captured by left and right cameras), corresponding depth maps and camera position ground truths were generated. The structure of the dataset is based on the KITTI visual odometry dataset. Each image and depth map has a resolution of 1280x720.

The generated virtual environment spans an area of 153,000 square meters. The camera positions and angles are randomized, with a height range of 20-100 meters and a horizontal coverage of approximately 38,480 square meters to prevent the capturing of the map edges in the rendered photos. The camera view angles are

also randomized and range from -45 to 45 degrees for X and Y rotations and from 0 to 360 degrees for Z rotation.

Scene lighting is also randomized, utilizing the Sun light feature of Blender 3.4. The script adjusts the light angles (ranging from 30 to 150 degrees for X, Y, and Z rotations) and intensity (from 5 to 10) to simulate different times of day and levels of cloudiness. The photo realism is measured with formula (3):

$$Error = 100 * \frac{(\sum |i1(x,y) - i2(x,y)|)}{M*N*255*3}, \quad (3)$$

where $i1$, $i2$ are the image intensity values, M and N are the image width and height. The mean photo realism error across the image set is 12.49%. As a reference, the famous Virtual KITTI dataset's photo realism error varies from 5 to 20 percents depending on the image sequence.

Conclusion. This work presents a simple and robust flow for producing photorealistic stereo-datasets which do not require expensive hardware and IMUs for ground truth extraction. The flow uses open-source tools and does not require heavy processing for 3D environment synthesis. The other advantage of the presented flow is its flexibility in randomized data generation. That includes generated image resolution, camera positioning, light conditions, etc.

The resulting photo realism error was compared to the widely used Virtual KITTI dataset and can be considered as acceptable.

REFERENCES

1. Exploration: Simultaneous Localization and Mapping (SLAM), Computer Vision: A Reference Guide / **Perera, Samunda Barnes, Dr.Nick, Zelinsky, Dr.Alexander** // Springer US. –2014. -P. 268–275.
2. AirSim: High-Fidelity Visual and Physical Simulation for Autonomous Vehicles / **Shital Shah, Debadepta Dey, Chris Lovett, Ashish Kapoor** // Field and Service Robotics. – 2017.
3. **Open Robotics** <https://gazebo.org/docs>.
4. A Naturalistic Open Source Movie for Optical Flow Evaluation / **Daniel J. Butler, Jonas Wulff, Garrett B. Stanley, and Michael J. Black.** - University of Washington, Seattle, WA, USA, 2012.
5. **Adrien Gaidon, Qiao Wang, Yohann Cabon, Eleonora Vig.** Virtual Worlds as Proxy for Multi-Object Tracking Analysis.- CVPR, Las Vegas, Nevada, USA, 2016.
6. **Unity Technologies** <https://docs.unity3d.com/Manual/index.html> - 2021.
7. TartanAir: A Dataset to Push the Limits of Visual SLAM / **Wang, Wenshan and Zhu, Delong and Wang, Xiangwei and Hu, Yaoyu and Qiu, Yuheng and Wang, Chen and Hu, Yafei and Kapoor, Ashish and Scherer, Sebastian** // 2020 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS). – 2020.

8. **Andreas Geiger and Philip Lenz and Raquel Urtasun.** Are we ready for Autonomous Driving? The KITTI Vision Benchmark Suite // Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). – 2012.
9. The EuRoC micro aerial vehicle datasets / **M. Burri, J. Nikolic, P. Gohl, T. Schneider, J. Rehder, S. Omari, M. Achtelik and R. Siegwart** // International Journal of Robotic Research. – 2016.
10. **VC Technology Ltd** Litchi User Guide. – 2023.
11. <https://www.3dflow.net> – 2017.
12. <https://www.blender.org> – 2023.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received 24.02.2023.

Ա.Ա. ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ, Տ.Բ. ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ, Մ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

**ՖՈՏՈՌԵԱԼԻՍՏԻԿ ԵՎ ԱՐՇԵՍՏԱԿԱՆ ՍՏԵՐԵՈ-ՏՎՅԱԼՆԵՐԻ
ՀԱՎԱՔԱԾՈՒՆԵՐԻ ՍՏԵՂԾՄԱՆ ՄԵԹՈԴ՝ ՏԵՍՈՂԱԿԱՆ ՏԵՂՈՐՈՇՄԱՆ ԵՎ
ԽՈՐՈԹՅԱՆ ՈՐՈՇՄԱՆ ՀԱՄԱՐ**

Համակարգչային տեսողությունը ժամանակակից համակարգչային գիտության մեջ արագ զարգացող ոլորտ է, որը զբաղվում է տարատեսակ բարդ խնդիրներով: Ինչպես մոնո, այնպես էլ ստերեո պատկերների տվյալները լայնորեն օգտագործվում են խորության գնահատման, տեսողական տեղորոշման և SLAM-ի (Simultaneous Localization and Mapping) համար: Ստացված ծրագրային լուծումների հստակ ստուգումն ու կայուն կատարումն ապահովելու համար տվյալների հավաքածուները պետք է պարունակեն ճշգրիտ տեղեկություն իրական դիրքի մասին: Այնուամենայնիվ, իրական աշխարհի ստերեո տվյալների հավաքածուի ստեղծումը ծախսատար խնդիր է, քանի որ այն պահանջում է ստերեո տեսախցիկներ և ճշգրիտ սարքեր իրական դիրքի չափումների համար (օրինակ՝ լիդարներ, լազերներ, բարձրաչափեր, արագաչափեր և այլն): Նման սարքավորումները սովորաբար թանկ են և հասանելի չեն հաճախադեպ օգտագործման համար: Այլընտրանքային մոտեցում է արհեստական տվյալների հավաքածուների օգտագործումը, որոնք համակարգչի միջոցով ստեղծված հավաքածուներ են: Դրանք նախատեսված են իրական աշխարհի տվյալների նմանական համար: Արհեստական տվյալների հավաքածուները սովորաբար օգտագործվում են արհեստական բանականության մոդելների ուսուցման համար, երբ իրական աշխարհի տվյալները հասանելի չեն, ինչպես նաև մոդելավորման միջավայրում մոդելների աշխատանքը փորձարկելու համար:

Առաջարկվում է համատեղել իրական աշխարհի տվյալների հավաքագրումը արհեստական տվյալների ստեղծման մեթոդների հետ՝ պահպանելով ինչպես ֆոտոռեալիզմը, այնպես էլ արհեստական տվյալների ստեղծման ընթացակարգի առավելությունները:

Առանցքային բառեր. համակարգչային տեսողություն, ստերեո տվյալների հավաքածու, արհեստական տվյալների հավաքածու, մոդելավորված միջավայր, ֆոտոռեալիզմ:

А.А. АВЕТИСЯН, Т.Б. ХАЧАТРЯН, М.Т. ГРИГОРЯН

**МЕТОД ГЕНЕРАЦИИ ФОТОРЕАЛИСТИЧНЫХ И СИНТЕТИЧЕСКИХ
СТЕРЕОНАБОРОВ ДАННЫХ ДЛЯ ВИЗУАЛЬНОЙ ОДОМЕТРИИ И ОЦЕНКИ
ГЛУБИНЫ**

Компьютерное зрение - это быстроразвивающаяся область в современной компьютерной науке, которая занимается решением различных сложных проблем. Моно- и стереоизображения широко используются для таких задач, как оценка глубины, визуальная одометрия и SLAM (Simultaneous Localization and Mapping). Для обеспечения хорошей проверки и надежной работы полученных программных решений наборы данных должны содержать точную информацию о реальном положении объектов. Однако создание реального набора стереоизображений является затратной задачей, так как требует использования стереокамер и точного оборудования для измерения реального положения объектов (таких как лидары, лазеры, барометры, акселерометры и т.д.). Эти типы оборудования часто являются дорогими и недоступными для рядовых пользователей. Альтернативным подходом является использование синтетических компьютерно-сгенерированных наборов данных, предназначенных для имитации реальных сцен. Синтетические наборы данных часто используются для обучения моделей искусственного интеллекта в случаях, когда реальные данные недоступны, или для тестирования производительности моделей в симулированных средах.

Предлагаемый нами метод предлагает комбинировать сбор реальных данных с методами генерации синтетических данных, чтобы сохранять фотореализм, сохраняя преимущества процедуры генерации синтетических данных.

Ключевые слова: компьютерное зрение, стереонабор данных, синтетический набор данных, симулированная среда, фотореализм.

Մ.Գ. ԲԱԿՈՒՆՑ

ՕԲՅԵԿՏԻ ՌԵԼԻԵՖԱՅԻՆ ՀԵՌԱՆԿԱՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ

Բոլոր տիպի հեռանկարների կառուցման հիմքում դրված է «կենտրոնական պրոյեկտում» կոչվող երկրաչափական արտապատկերումը, որը փոխմիարժեք համապատասխանություն է ստեղծում եռաչափ օբյեկտի (բնօրինակի) և նրա հարթ կերպարի (մոդելի) միջև: Մա հիմնավորվում է նրանով, որ մարդու տարածական տեսողական ընկալումը կատարվում է նրա աչքի ցանցաթաղանթի վրա այդ տարածության օբյեկտներից անդրադարձված լույսային ճառագայթների ազդեցությամբ ստեղծվող տեսքերի միջոցով: Ուստի իրականությանն ավելի մոտ է այն ընդունելությունը, որ օբյեկտներից անդրադարձված ճառագայթները հավաքվում են աչքի մի կետում: Հետևաբար՝ կենտրոնական պրոյեկտման մեթոդը, որի դեպքում պրոյեկտումը կատարվում է մեկ կետով (պրոյեկտման կենտրոնով) անցող ճառագայթների միջոցով, թույլ է տալիս կառուցել բնական տեսողական ընկալմանը բավականին մոտ հարթ կերպարներ (մոդելներ):

Առանցքային բառեր. պրոյեկտիվ արտապատկերում, ձևափոխություն, անիսկական կետեր, կերպար, հարթություն, ճառագայթ, կրկնակի տարրեր:

Ներածություն: Հեռանկար կարելի է կառուցել ոչ միայն հարթության, այլև ցանկացած այլ մակերևույթի վրա: Այս իմաստով ներկայումս գործնական կիրառություն են գտել հեռանկարի հետևյալ տեսակները՝ գծային, պանորամային, գմբեթային և թատերական:

Գծային հեռանկար է անվանվում օբյեկտի այն հեռանկարային պատկերը, որը կառուցվում է հարթության վրա: Կախված պատկերի հարթության դիրքից՝ գծային հեռանկարը լինում է ուղղաձիգ, թեք և հորիզոնական: Գործնականում ավելի հաճախ կիրառվում է ուղղաձիգ հեռանկարը կերպարվեստի ստեղծագործություններում, ինչպես նաև ճարտարապետական համալիրների նախագծման ժամանակ և պատրաստի նախագիծ ներկայացնելիս: Հորիզոնական հեռանկարը հիմնականում կիրառվում է աշխարհագրական տեղանքի պատկերման համար, իսկ թեք հարթության վրա կառուցված հեռանկարը տպավորիչ կարող է լինել միայն այն օբյեկտների դեպքում, որոնց բարձրությունը, մյուս չափերի հետ համեմատած, բավականին մեծ է:

Պանորամային հեռանկար է անվանվում ներքին զլանային մակերևույթի վրա կառուցված պատկերը: Այսպիսի հեռանկարը սովորաբար ունենում է բավականին

մեծ մասշտաբ և կիրառվում է լայն ընդգրկում ունեցող միջավայրի պատկերման համար: Հեռանկարի այս տեսակի կառուցման ժամանակ ենթադրվում է, որ դիտողը (դիտակետը) գտնվում է պատկերի գլանական մակերևույթի առանցքի վրա: Պարզ է, որ այս նախապայմանի դեպքում տվյալ մակերևույթի վրա հնարավոր է պատկերել այն բոլորը, ինչը կարող է տեսնել դիտողն իր շրջապատում:

Գմբեթային հեռանկար է անվանվում ներքին գնդային կամ էլիպսոիդի մակերևույթի վրա կառուցված հեռանկարային պատկերը: Հեռանկարի այս տեսակի կառուցման ժամանակ ենթադրվում է, որ դիտողը (դիտակետը) գտնվում է պատկերի գնդային կամ էլիպսոիդական մակերևույթի կենտրոնում: Գմբեթային հեռանկարներն ավելի հաճախ կիրառվում են խոշոր տաճարների և պալատների գմբեթներին որմնանկարների կառուցման ժամանակ:

Թատերական հեռանկար է անվանվում մի քանի ուղղաձիգ հարթությունների վրա կառուցված հեռանկարային պատկերների ամբողջությունը, որոնք դասավորվում են տարածության մեջ իրարից որոշակի հեռավորությունների վրա (տարբեր խորություններով): Այսպիսի հեռանկարներն առավելապես կիրառվում են թատրոնում, ինչպես նաև կինոնկարահանումների ժամանակ՝ զանազան բնապատկերների դեկորացիաներ ստեղծելու նպատակով:

Նշենք, որ ներկայումս առկա համակարգչային գրաֆիկական համակարգերը համալրված են ծրագրային ապահովման այնպիսի միջոցներով, որոնք թույլ են տալիս ավտոմատացնել հեռանկարային պատկերների կառուցման գործընթացը՝ վերևում թվարկված հեռանկարներից միայն գծային հեռանկարի դեպքում: Իսկ մյուս տիպի հեռանկարների ավտոմատացված համակարգչային կառուցման խնդիրը դեռևս դիտարկված չէ, չնայած դրանց կիրառման ոլորտը նույնպես բավականաչափ լայն է:

Թվարկված բոլոր տիպի հեռանկարների կառուցման հիմքում, ինչպես արդեն նշվեց, դրված է «կենտրոնական պրոյեկտում» կոչվող երկրաչափական արտապատկերումը, որը փոխմիարժեք համապատասխանություն է ստեղծում եռաչափ օբյեկտի և նրա հարթ կերպարի միջև:

Իրական օբյեկտի ռելիեֆային պատկեր է կոչվում այդ օբյեկտի և դրան շրջապատող միջավայրի այնպիսի տարածական եռաչափ (ծավալային) կերպարը, որը տեղավորվում է երկու մակերևույթներով սահմանափակված տարածության նեղ շերտի մեջ և նախապես տրված կետում գտնվող դիտողի տեսողության մեջ ստեղծում է իրական օբյեկտի տպավորություն:

Կենտրոնական պրոյեկտում: Կենտրոնական պրոյեկտման մեթոդի էությունը պարզաբանենք գծային հեռանկարի կառուցման օրինակով:

Տարածության մեջ ընտրվում են պրոյեկտման **C** կենտրոնը և պրոյեկցիաների (կառուցվող մոդելի) **K** հարթությունը (նկ. 1): **C** կենտրոնն ընդհանրապես

Տարածության կամայական **A** կետի **A_k** կերպարը (հեռանկարը) **CA** ճառագայթի և նկարային **K** հարթության հատման կետն է: Երկրաչափության մեջ ասում են՝ **A_k**-ն **A** կետի կենտրոնական պրոյեկցիան է **K** հարթության վրա: Կետի հեռանկարն առավել ակներև դարձնելու համար հաճախ կառուցում են նաև նրա՝ **Π** հարթության վրա ունեցած ուղղանկյուն պրոյեկցիայի (a) հեռանկարը (a_k): Վերջինս անվանվում է **A_k** հեռանկարի հիմք:

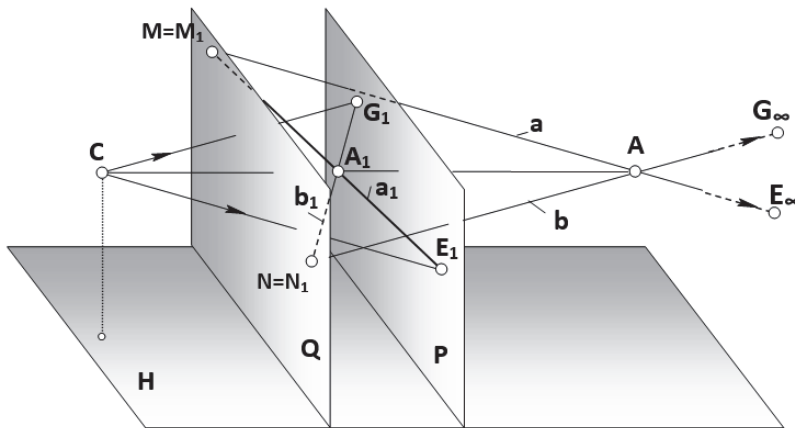
Պրոյեկտող այն ճառագայթը, որն ուղղահայաց է նկարային հարթությանը, կոչվում է գլխավոր ճառագայթ: Նրանով որոշվում է խցիկի օբյեկտիվի գլխավոր օպտիկական առանցքի ուղղությունը: Իսկ գլխավոր ճառագայթի և նկարային հարթության հատման **P** կետը կոչվում է հեռանկարի գլխավոր կետ: Այս կետը փոխանունաբար հաճախ անվանվում է նպատակակետ:

24

Այսպիսով, տարածության հեռանկարը կարելի է միարժեքորեն կառուցել, եթե առաջադրված է գլխավոր ճառագայթի **CP** հատվածը:

Օբյեկտի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցումը: Օբյեկտի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցման համապիտանի երկրաչափական ալգորիթմը ստանալու համար նպատակահարմար է կետի հեռանկարը կառուցել ուղիղների հեռանկարների միջոցով: Դա կարելի է անել, եթե տարածության յուրաքանչյուր կետը դիտենք որպես երկու ուղիղների հատման արդյունք: Այդ դեպքում, քանի որ արտապատկերման ժամանակ պահպանվում է երկրաչափական տարրերի անընդհատությունը, ապա կետի կերպարը կհամընկնի այդ կետով անցնող ուղիղների կերպարների հատման կետին: Օրինակ, նկ. 2-ում բերված **A** կետի **A₁** կերպարը կառուցվել է այդ կետով անցնող երկու ուղիղների միջոցով:

A կետով տարված են երկու կամայական **a** և **b** ուղիղները: Կառուցված են այդ ուղիղների ռելիեֆային **M₁E₁** **N₁G₁** հեռանկարները:



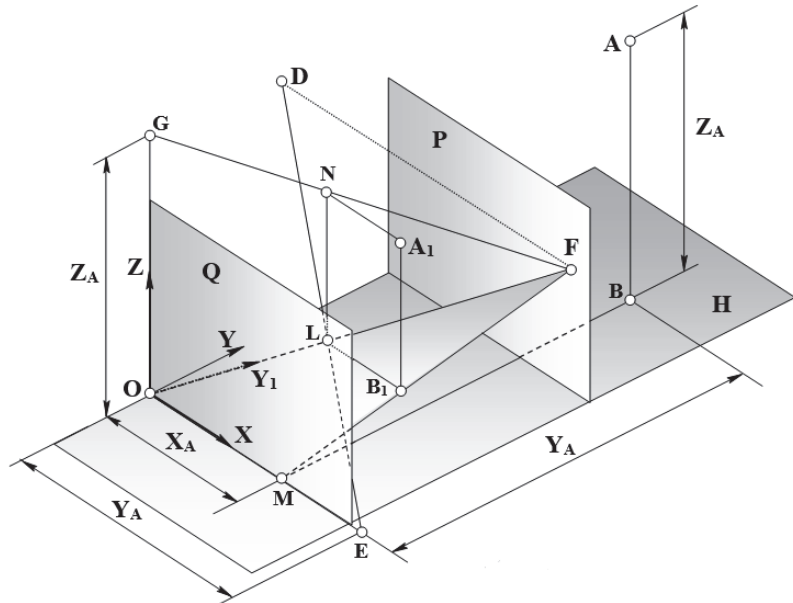
Նկ.2. Գետի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցումը

M₁E₁ **N₁G₁** հատվածների հատման **A₁** կետը կլինի **A** կետի որոնելի ռելիեֆային հեռանկարը: Եթե երկրաչափական կառուցումները ճիշտ են կատարված, ապա **A** կետը և նրա **A₁** կերպարը կդասավորվեն **C** դիտակետով անցնող միևնույն ճառագայթի վրա [1,2]:

Դիտարկենք օբյեկտի կամայական կետի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցման ալգորիթմը այն դեպքում, երբ առաջադրված են՝

- ա) կերպարային տարածությունը սահմանափակող հարթությունները,
- բ) դիտակետի հեռավորությունը սահմանային հարթությունից,
- գ) ռելիեֆային հեռանկարի գլխավոր կետը,
- դ) կետի կոորդինատները՝ կրկնակի (անշարժ) հարթության հետ ամրացված դեկարտյան կոորդինատային համակարգում:

Ենթադրենք՝ տրված է **A** կետն իր երեք՝ X_A , Y_A և Z_A կոորդինատներով (նկ. 3): Տրված են նաև **Q** և **P** հարթությունները, հեռանկարի գլխավոր **F** կետը և դիտակետի հեռավորությունը սահմանային հարթությունից: Պահանջվում է կառուցել **A** կետի ռելիեֆային հեռանկարը՝ օգտագործելով միայն այս տվյալները:



Նկ. 3. Օբյեկտի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցման կոորդինատների մեթոդը

Կառուցման ալգորիթմը հետևյալն է.

1. Կոորդինատային համակարգի **Y** առանցքը, ինչպես նաև **A** կետի կոորդինատային բեկյալի **MB** հատվածը դասավորված են **Q** և **P** հարթությունների ուղղահայաց, իսկ նրանց **O** և **M** ծայրակետերը պատկանում են անշարժ հարթությանը, հետևաբար՝ այդ տարրերի ռելիեֆային հեռանկարները կառուցելու համար բավական է **O** և **M** կետերը միացնել հեռանկարի գլխավոր **F** կետին:

2. **Y** առանցքի Y_1 կերպարի վրա կառուցենք **A** կետի Y_A կոորդինատն արտահայտող հատվածի կերպարը (**OL** հատվածը): Այս հատվածի կառուցման համար օգտվենք սահմանային **P** հարթության հետ 45° անկյուն կազմող և առարկայական **H** հարթությանը զուգահեռ ուղիղների հատկությունը: Այդ ուղիղների կերպարները հավաքվում են մի կետում, որը պատկանում է **P** հարթությանը և հանդիսանում է հեռանկարի «դիստանցիոն» **D** կետը: «Դիստանցիոն» կետի կառուցման համար բավական է **P** հարթության մեջ, սկսած գլխավոր **F** կետից, տեղադրել մի հատված (**FD**), որի երկարությունը լինի հավասար **P** հարթությունից դիտակետի տրված հեռավորությանը և դասավորվի զուգահեռ առարկայական **H** հարթությանը:

Այժմ **A** կետի **YA** կոորդինատի իրական երկարությունը տեղադրենք **X** առանցքի վրա: Կստանանք **E** կետը: **E** կետը միացնենք «դիստանցիոն» **D** կետին: Ստացված **ED** հատվածը կլինի **P** հարթության հետ 45° անկյուն կազմող և առարկայական **H** հարթությանը զուգահեռ այն ուղղի կերպարը, որը **X** առանցքից հատում է **YA** մեծությունը: Դժվար չէ հասկանալ, որ կառուցված այս հատվածի և օրդինատների առանցքի **Y1** կերպարի հատման **L** կետը կլինի այն կետը, որով և որոշվում է **YA** կոորդինատի կերպարը հանդիսացող **OL** հատվածը:

3. **Z** առանցքի վրա **A** կետի **ZA** կոորդինատի երկարությամբ **OG** հատվածի **G** ծայրակետը միացնենք ռելիեֆային հեռանկարի գլխավոր **F** կետին: Այնուհետև նախորդ փուլում որոշված **L** կետով կառուցենք **Z** առանցքին զուգահեռ ուղիղ: Այդ երկու տարրերի հատումից ստանում ենք **N** կետը, որը ներկայացնում է կոորդինատային **YOZ** հարթության վրա **A** կետի ուղղանկյուն պրոյեկցիայի (երկրորդային պրոյեկցիայի) կերպարը դիտարկվող ռելիեֆային հեռանկարում:

4. **L** կետով տանենք **X** առանցքին զուգահեռ ուղիղ, մինչև այն հատվի **MF** հատվածի հետ: Հատման **B1** կետը կլինի կոորդինատային **XOY** հարթության վրա **A** կետի **B** ուղղանկյուն պրոյեկցիայի (երկրորդային պրոյեկցիայի) կերպարը դիտարկվող ռելիեֆային հեռանկարում:

5. **N** կետով տանենք **X** առանցքին զուգահեռ ուղիղ, իսկ **B1** կետով՝ **Z** առանցքին զուգահեռ: Այդ երկու ուղիղներն ակնհայտորեն գտնվում են միևնույն հարթության մեջ (դա **A** կետով անցնող և կոորդինատային **YOZ** հարթությանը զուգահեռ հարթության կերպարն է) և հատվում են **A** կետի որոնելի ռելիեֆային հեռանկարը հանդիսացող **A1** կետում:

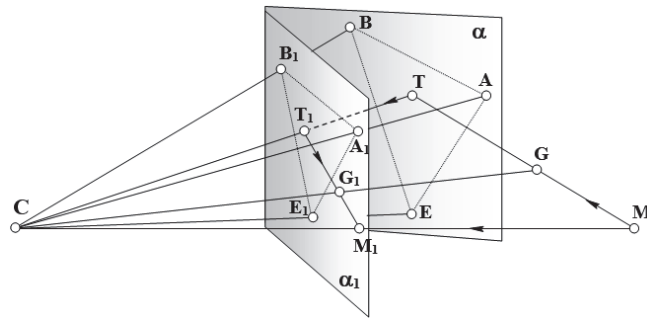
Հաճախ հարկ է լինում կառուցել օբյեկտի ռելիեֆային հեռանկարը, երբ նախապես տրված են նրա որևէ չորս կետերի կերպարների դիրքերը տարածության մեջ (նկ.4): Այս տարբերակի դեպքում օբյեկտի կամայական հինգերորդ կետի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցումն իրականացվում է հետևյալ ալգորիթմով:

Տրված են օբյեկտի չորս՝ **A, B, E, G** կետերը և նրանց **A1, B1, E1, G1** կերպարները: Այս կետերի առաջադրման նախապայմանն այն է, որ դրանց համապատասխան զույգերը պետք է դասավորվեն **C** դիտակետով անցնող ճառագայթների վրա:

Պահանջվում է կառուցել օբյեկտի կամայական հինգերորդ՝ **M** կետի **M1** կերպարը՝ տվյալ արտապատկերման ժամանակ:

Օբյեկտի առաջադրված չորս կետերից որևէ երեքով, օրինակ՝ **A, B, E** կետերով տանենք α հարթությունը: Այդ հարթությանը կհամապատասխանի **A1, B1, E1** կետերով անցնող α հարթությունը: Ուղղով միացնենք **M** և **G** կետերը և որոշենք ստացված ուղղի և α հարթության հատման **T** կետը: **T** կետը միացնենք ռելիեֆային հեռանկարի **C** դիտակետին: **CT** ճառագայթը կհատվի α հարթության հետ **T1** կետում, որն ակնհայտորեն կլինի **T** կետի ռելիեֆային հեռանկարը: **M** կետի որոնելի

M_1 կերպարը մի կողմից՝ պետք է գտնվի MC ճառագայթի վրա (ռելիեֆային հեռանկարի սահմանումից), իսկ մյուս կողմից՝ T_1G_1 ուղղի վրա: Հետևաբար, որոնելի M_1 կետն ստացվում է որպես MC և T_1G_1 ուղիղների հատման կետ [3-6]:



Նկ. 4. Չորս զույգ համապատասխան կետերով առաջադրվող ռելիեֆային հեռանկարի կառուցումը

Եզրակացություն: Այսպիսով՝ տարածության հեռանկարը կարելի է միարժեքորեն կառուցել, եթե առաջադրված է գլխավոր ճառագայթի գլխավոր հեռավորությունը:

Օբյեկտի ռելիեֆային հեռանկարի կառուցման ալգորիթմը ստանալու նպատակով նպատակահարմար է կետի հեռանկարը կառուցել ուղիղների հեռանկարների միջոցով, եթե տարածության յուրաքանչյուր կետը դիտենք որպես երկու ուղիղների հատման արդյունք: Այդ դեպքում, քանի որ արտապատկերման ժամանակ պահպանվում է երկրաչափական տարրերի անընդհատությունը, ապա կետի կերպարը կհամընկնի այդ կետով անցնող ուղիղների կերպարների հատման կետին:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Согомонян К.А.** Линейно-конструктивные методы формообразования (геометрическое моделирование). – Ереван: Айастан, 1990. – 214 с.
2. **Глаголев Н.А.** Проективная геометрия. – М.: Высшая школа, 1963. – 268с.
3. **Джапаридзе И.С.** Конструктивные отображения проективных преобразований пространства. – Тбилиси: Изд-во ГПИ, 1964. – 327 с.
4. **Берже М.** Геометрия: Пер. с франц. – М.: Мир, 1984. – Т. 1. - 560 с.
5. **Берже М.** Геометрия: Пер. с франц. – М.: Мир, 1984. – Т. 2. - 368 с.
6. **Дубровин Б.А., Новиков С.П., Фоменко А.Т.** Современная геометрия: Методы и приложения. – М.: Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 760 с.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 09.01.2023:

М.Г. БАКУНЦ

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ РЕЛЬЕФНОЙ ПЕРСПЕКТИВЫ ОБЪЕКТА

В основе построения всех видов перспективы лежит геометрическое представление, называемое "центральной проекцией", которое создает равноправное соответствие между трехмерным объектом (оригиналом) и его плоским изображением (макетом). Это обосновывается тем, что зрительное восприятие пространства человеком осуществляется с помощью образов, создаваемых воздействием на сетчатку глаза световых лучей, отраженных от находящихся в этом пространстве предметов. Поэтому утверждение, что лучи, отраженные от предметов, собираются в одной точке глаза, ближе к действительности. Метод центральной проекции, при котором проекция осуществляется с помощью лучей, проходящих через одну точку (центр проекции), позволяет строить плоские фигуры (модели), достаточно близкие к естественному зрительному восприятию.

Ключевые слова: проективное изображение, преобразование, несобственные точки, образ, плоскость, луч, двойные элементы.

M.G. BAKUNTS

AN ALGORITHM OF CONSTRUCTING A RELIEF PERSPECTIVE OF AN OBJECT

At the basis of construction of all types of perspectives, lies a geometric representation called "central projection", which creates an equivalent correspondence between a three-dimensional object (the original) and its flat image (the model). This is justified by the fact that a person's visual perception of space is made up with the help of images created by the impact of light rays reflected from objects in that space on the retina of his eye. Therefore, it is closer to reality to accept that the rays reflected from objects are collected at one point of the eye. The central projection method, in which the projection is performed with the help of rays passing through one point (projection center), allows building flat figures (models) quite close to natural visual perception.

Keywords: projective reflection, transformation, pointless points, image, plane, ray, double elements.

А.Г. АЙВАЗЯН, Н.Р. КОСТИК, С.А. ТАРАСОВ, С.Х. ХУДАВЕРДЯН

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ГИБРИДНОЙ СОЛНЕЧНОЙ–ДИЗЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ**

С помощью компьютерной программы HOMER исследованы экономические и технические особенности электропитания базовых станций мобильной связи на основе гибридной солнечной-дизельной системы. Основным требованием к этой системе является исключение возможности вероятности сброса нагрузки за годовой эксплуатационный период. Определены оптимальные характеристики фотовольтаических (солнечных) станций, дизель-генераторов и вспомогательных устройств (преобразователь, аккумуляторная батарея и др.). Представлены рекомендации по практической реализации гибридной солнечной-дизельной системы для автономной генерации электроэнергии.

Ключевые слова: базовая станция, дизель-генератор, фотовольтаическая (солнечная) станция, моделирование.

Введение. Использование автономных систем электропитания в базовых станциях (БС) сотовой связи обусловлено, в основном, техническими и финансовыми проблемами их подключения к традиционным источникам энергии, поскольку станции часто расположены на большом расстоянии от единой распределительной электрической сети, в труднодоступных местах (холмы, долины, леса и т.д.) [1]. В большинстве случаев автономное электропитание БС осуществляется с помощью дизель-генераторов (ДГ) [2, 3]. Современные ДГ имеют высокий уровень надежности и автоматизации. Однако главный их недостаток – большой расход дизельного топлива, которое еще необходимо доставлять в удаленные БС. Для различных типов ДГ удельный расход топлива в номинальном режиме, согласно паспортным характеристикам, составляет 210...280 г/кВт·ч и с уменьшением нагрузки ДГ имеет тенденцию к возрастанию. Кроме того, на расход топлива влияют техническое состояние двигателя, качество топлива и высота местности над уровнем моря.

В некоторых случаях в качестве альтернативы ДГ используют фотовольтаические (солнечные) станции (ФС) электропитания [4-6]. Преимуществами ФС являются экологичность, безопасность, бесшумность, надежность, длительный срок безаварийной службы и низкие эксплуатационные затраты. Солнечное электропитание БС сотовой связи имеет некоторые специфические особенности, связанные с необходимостью более эффективной генерации электро-

энергии и бесперебойного энергоснабжения БС. Основная трудность – стохастический характер нагрузки БС и энергии, генерируемой ФС. Это требует присутствия буферного накопителя энергии и специализированной системы удаленного мониторинга. Отметим также, что на сегодняшний день стоимость ФС выше стоимости традиционных источников энергии, в том числе вырабатываемой ДГ.

Вышесказанное заставляет разработчиков систем электропитания БС искать новые и совершенствовать известные технические решения, обеспечивающие повышение эффективности, производительности и снижение себестоимости генерируемой энергии, одновременно исключая возможность вероятности сброса нагрузки (LLP, loss of load probability) [7]. В этой ситуации оптимальное решение состоит в применении гибридных систем, в которых ДГ используются в сочетании с ФС [8-10]. Подобные системы становятся актуальными ввиду непрерывного роста цен на топливо ДГ, в то время как цена на ФС постоянно снижается. К тому же солнечная энергетика в Армении имеет большие перспективы с точки зрения ресурсов солнечного излучения и благоприятной инвестиционной среды [11].

При разработке гибридных ДГ–ФС систем следует максимально учитывать реальные условия эксплуатации, в том числе метеорологические и географические показатели, технические характеристики, масштабность и сроки использования, финансово-экономические показатели ДГ, ФС и их вспомогательных устройств (BOS, balance-of-system) [12-14]. С технической точки зрения, необходимо обеспечить эффективное сопряжение ДГ и ФС, а также согласовать режимы генерации энергии, особенно в периоды пиков энергетической нагрузки. Эффективным инструментом учета всех этих факторов и решения многокритериальной оптимизационной задачи является компьютерное моделирование.

В данной работе проведены моделирование и выбор оптимальной конфигурации гибридной ДГ–ФС системы электропитания БС мобильной связи.

Программа моделирования. В настоящее время существует широкий спектр компьютерных программ, предназначенных для решения оптимизационных задач гибридных энергосистем, среди которых в качестве наиболее популярных можно выделить Hybrid optimization by genesis algorithm (HOGA, Испания), Hybrid optimization modeling software (HOMER, США), Hybrid power optimized for rural/remote areas (HYPORA, США), PV system simulation (Швейцария). Критический обзор этих программ представлен в работе [15]. Нами был использован программный продукт HOMER (версия Pro 3), разработанный Национальной лабораторией возобновляемых источников энергии (NREL) для проверки экономической и технической жизнеспособности различных конфигураций энергосистем [16].

HOMER содержит библиотеку компонентов энергосистем, включая как классические, так и энергооборудования на базе возобновляемых источников энергии, в том числе ДГ и ФС. В качестве входных данных используются технические характеристики компонентов, а также текущая информация о природных ресурсах, таких как солнечная радиация, температура, скорость ветра в зоне расположения исследуемого объекта. Программа состоит из трех блоков: 1) *симуляция*: моделирование системы для всех возможных комбинаций энергооборудования и условий эксплуатации; 2) *оптимизация*: моделирование системы в соответствии с критериями, в частности, экономической оптимизации, либо уменьшение расходов на топливо; 3) *анализ чувствительности*: моделирование влияния переменных, таких как скорость ветра, стоимость топлива и т.д., для оценки их влияния на оптимальность гибридной системы.

При моделировании основным требованием было исключение LLP за годовой период эксплуатации. Ограничением служило условие, согласно которому годовой вклад ФС должен составить не менее 14% от общего объема выработки энергии. Искомые переменными оптимизационной задачи являются масштабность и технические характеристики компонентов гибридной системы. В качестве целевых показателей использованы параметры “чистая приведенная стоимость” (NPS, net present cost) электроэнергии и “нормированная стоимость электроэнергии” (LCOE, levelized cost of energy). Первый из них зависит от установочной мощности, стоимости и экономических параметров компонентов системы и характеризует стоимость всего жизненного цикла системы по формуле [14]

$$NPS = \sum_t^i \frac{R_t}{(1+i)^t} \rightarrow \min,$$

где R_t – общие затраты за период эксплуатации; t – период эксплуатации системы (применялся $t = 25 \text{ лет}$); i – средства, которые возможно вернуть в процессе эксплуатации.

LCOE характеризует экономическую целесообразность гибридной системы по сравнению с традиционными источниками электричества и определяется по формуле [14]

$$LCOE = \frac{Cap + Main}{E_{year}} \rightarrow \min,$$

где Cap – общие капитальные затраты на проект; $Main$ – стоимость технического обслуживания; E_{year} – годовой объем электроэнергии, генерируемой гибридной системой.

Эти показатели минимизируются с помощью инструмента оптимизации HOMER, который имитирует многофакторные компоненты системы для достижения оптимальной конфигурации гибридной системы.

Объект моделирования. Исходя из климатического анализа и оценки солнечного потенциала в республике, в качестве условного объекта была выбрана макро-БС сотовой связи, находящаяся в районе с. Цовинар Гегаркуникского марза РА. Данный регион демонстрирует средние по республике социально-экономические показатели, плотность населения и предпочтителен для внедрения гибридных энергосистем с точки зрения высокой интенсивности солнечного излучения [17].

На рис. 1 представлена общая архитектура моделируемой гибридной системы электропитания БС [4].

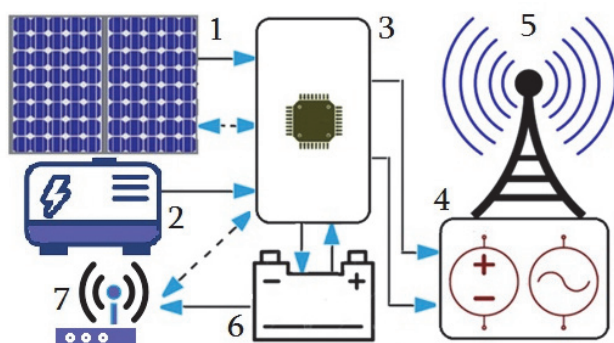


Рис. 1. Архитектура гибридной системы электропитания моделируемой БС

Выработанная с помощью ФС 1 и ДГ 2 электроэнергия подается на обратимый блок управления (БУ) 3, в котором интегрированы контроллер заряда, преобразователь токов, регулятор максимальной мощности и электронный узел блока удаленного мониторинга. Обратимость БУ обусловлена способностью направлять энергию в обоих направлениях. Сформированные напряжения подаются нагрузкам постоянного и переменного токов 4 БС мобильной связи 5. Избыток электроэнергии накапливается в свинцово-кислотных аккумуляторных батареях (АКБ) 6 и используется по мере необходимости. Контроль метеорологических показателей и электрических выходных параметров, а также исправности компонентов системы электропитания осуществляется блоком удаленного мониторинга 7.

На рис. 2 представлен реальный график изменения токовой нагрузки моделируемой БС в трехсуточный период при постоянном напряжении 48 В. На основе этих данных построен типичный суточный профиль потребляемой мощности БС (рис. 3). Для приближения моделирования к реальным условиям

эксплуатации в профиль нагрузки были внедрены случайные временные и суточные значения изменчивости нагрузки в пределах 2%. При максимальной нагрузке потребление мощности составляло 2,9 кВт, среднее значение мощности – 2,58 кВт, среднесуточная нагрузка – 61,98 кВт·ч/день.

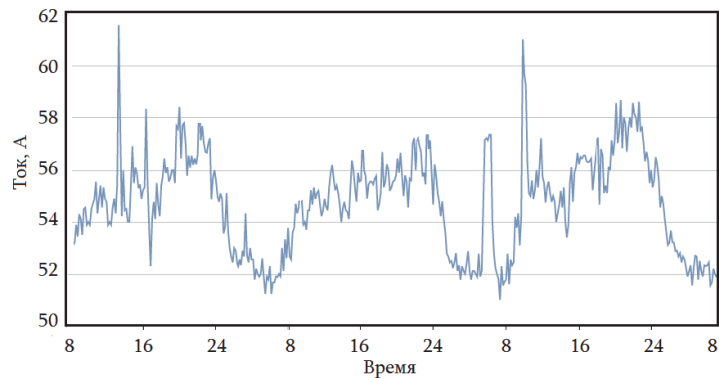


Рис. 2. График изменения токовой нагрузки БС в трехсуточный период

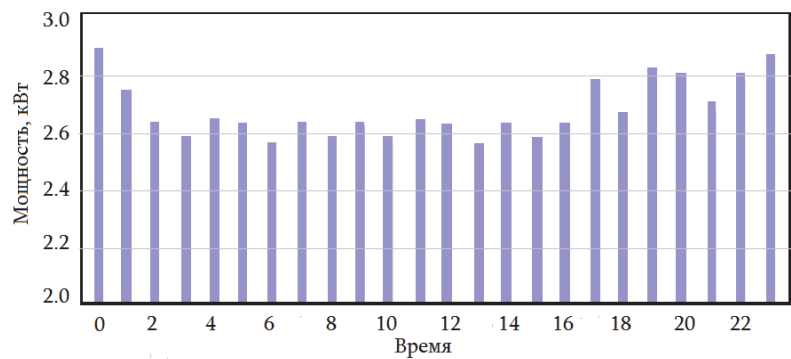


Рис. 3. Типичный суточный профиль потребляемой мощности БС

На первом этапе моделирования рассматривалась конфигурация гибридной системы электропитания с фиксированной мощностью ДГ в 3,0 кВт и общей емкостью АКБ в 100 А·ч, 12 В. Эти технические данные являются типичными для макро-БС. Угол наклона неподвижных солнечных панелей ФС принят равным 43°, что является оптимальным в рассматриваемом регионе за годовой период. На втором этапе моделирования проанализированы различные конфигурации гибридной системы электропитания без ограничения по финансовым составляющим, что позволяет использовать компоненты больших мощностей.

Входные климатологические данные взяты из базы данных NASA POWER (Prediction of Worldwide Energy Resource) [18], которая является

информационной системой обращения HOMER. В этой базе в открытом доступе предоставляются суточные значения потоков солнечного излучения на верхней границе атмосферы и на уровне Земли, значения нисходящего потока длинноволнового излучения, температуры воздуха и земной поверхности, а также скорости ветра для каждого дня (суток) с 1 июля 1983 г. по настоящее время. Необходимые финансово-экономические данные (стоимость дизельного топлива и отдельных компонентов системы, капитальные вложения, затраты на техническое обслуживание и замену, эксплуатационные расходы, срок жизни проекта, ставка дисконтирования, уровень инфляции) были взяты из открытых источников по состоянию на 20.01.2023г. Для исходных технических характеристик компонентов гибридной системы использовались соответствующие технические спецификации.

Результаты моделирования. В ходе моделирования программа HOMER сгенерировала сотни конфигураций гибридных систем. По показателю NPC на первом этапе были выбраны и проанализированы наиболее приемлемые 5 вариантов конфигураций (B1...B5), а на втором этапе рассматривались различные конфигурации ДГ, ФС и АКБ (B6...B10). Отметим, что на первом этапе моделирования нагрузка АКБ не учитывалась, поскольку при общем ресурсе в $1,2 \text{ кВт}\cdot\text{ч}$ и потребительской нагрузке от $2,5 \text{ кВт}$ накопленная энергия не задействуется. Постоянная “подкачка” из батарей привела бы к увеличению количества циклов их заряда/разряда, что может значительно сократить срок службы АКБ, даже при использовании оптимального параметра глубины разряда на 60%.

Результаты двух этапов моделирования суммированы в табл. 1 и 2 соответственно. На рис. 4 и 5 представлена более подробная информация для вариантов конфигураций B1 и B5. На основе анализа представленных результатов можно отметить некоторые важные особенности и сформировать рекомендации для практического применения гибридных систем, а именно:

1. Включение ФС в состав гибридной системы обеспечивает значительное снижение моточасов работы ДГ, чем достигается сохранение их эксплуатационного ресурса и экономия дизельного топлива.

2. В гибридной системе вклад ФС в суммарной выработке электроэнергии можно значительно увеличить посредством расширения. Однако увеличение установочной мощности ФС ведет к возрастанию затрат на строительство и эксплуатацию системы. Тем самым увеличиваются NPC и стоимость электроэнергии.

3. Существует определенная точка в зависимости от установочной мощности ФС и стоимости электроэнергии, после чего дальнейшее расширение

ФС приводит к значительному увеличению стоимости электроэнергии. Это связано с ростом начальных капиталовложений, необходимых для масштабирования ФС. Кроме того, еще более существенным становится избыток электроэнергии.

4. Для обеспечения нагрузки в начале светового дня и по его завершении необходим дополнительный источник питания, способный дополнять низкую генерацию в периоды малой солнечной активности.

5. Несмотря на снижение общего времени моточасов ДГ, увеличение установочной мощности ФС без соответствующего изменения емкости АКБ не является эффективным решением повышения автономности гибридной системы.

6. Разница между суммарной генерируемой избыточной энергией и установочной мощностью ФС связана со значительными просадками в генерации энергии в осенне-зимний период и избытком генерации в летние месяцы. С ростом установочной мощности ФС избыточная энергия увеличивается, что вызвано ограниченной емкостью АКБ.

Таблица 1

Результаты моделирования гибридных систем на первом этапе

N	ФС, кВт	БК, кВт	NPC, \$	Доля ФС, %	Расход топлива, л/год	Стоимость энергии, \$/кВт·ч	Избыток энергии, %
B1	4.5	4.0	94796	14.7	6187	0.321	14.2
B2	5.5	6.0	94683	15.4	6139	0.322	19.1
B3	7.5	7.5	95700	16.5	6064	0.325	24.3
B4	10.0	11.0	96789	17.5	6006	0.328	32.1
B5	15.0	14.0	98496	19.9	5835	0.334	43.7

Таблица 2

Результаты моделирования гибридных систем на втором этапе

N	ФС, кВт	ДГ, кВт	АКБ, кВт·ч	БУ, кВт	NPC, \$	Доля ФС, %	Расход топлива л/год	Стоимость энергии, \$/кВт·ч	Избыток энергии, %
B6	12.0	3.0	11.0	12.0	79094	37.8	4359	0.268	29.7
B7	15.0	3.0	12.0	15.0	79383	39.0	4275	0.269	36.0
B8	20.0	3.0	20.0	20.0	8557	46.7	3920	0.277	43.7
B9	26.7	5.0	-	30.0	134590	69.5	5639	0.362	59.9
B10	53.1	3.0	150.0	53.5	112796	97.1	212	0.382	67.4

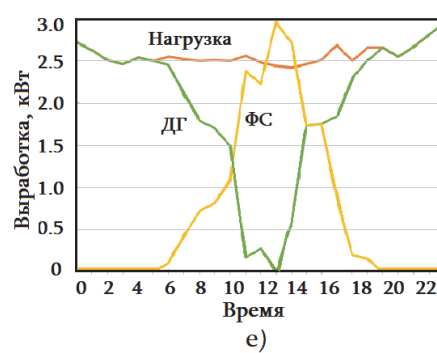
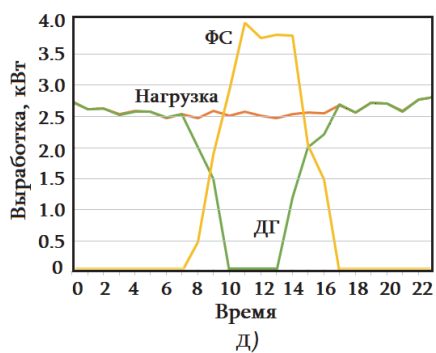
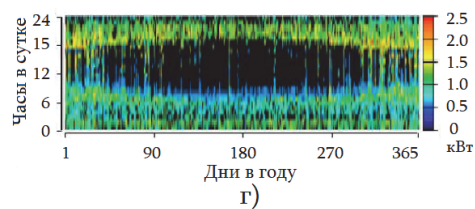
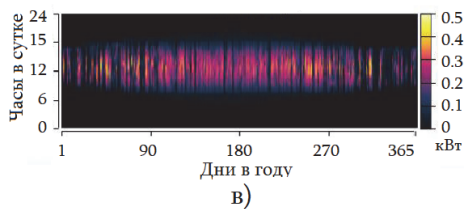
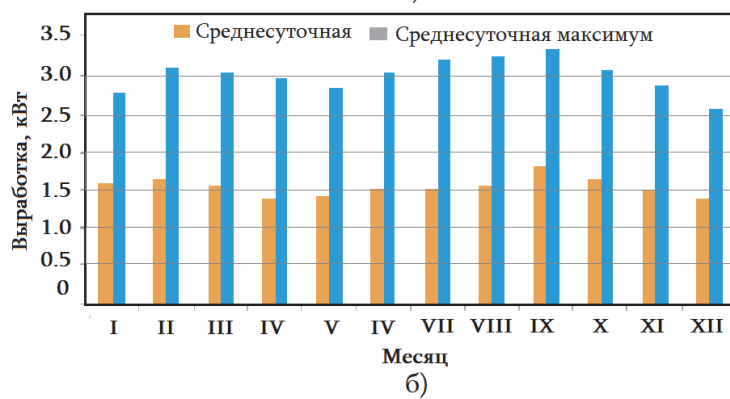
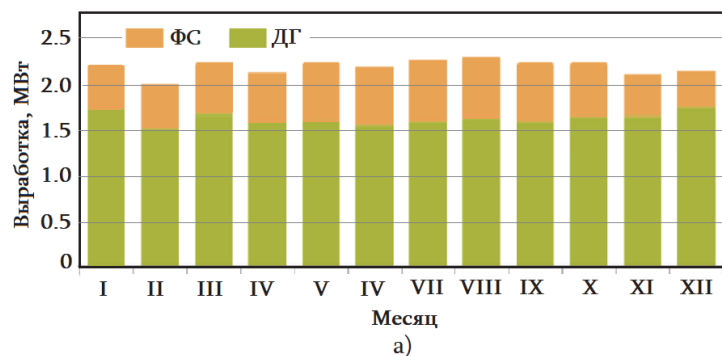


Рис. 4. Выработка электроэнергии для конфигурации В1: месячная (а); среднесуточная ФС по месяцам (б); суточная 2D картина в году для ФС (в) и ДГ (г); суточная в условиях 16 декабря (д) и 16 июля (е)

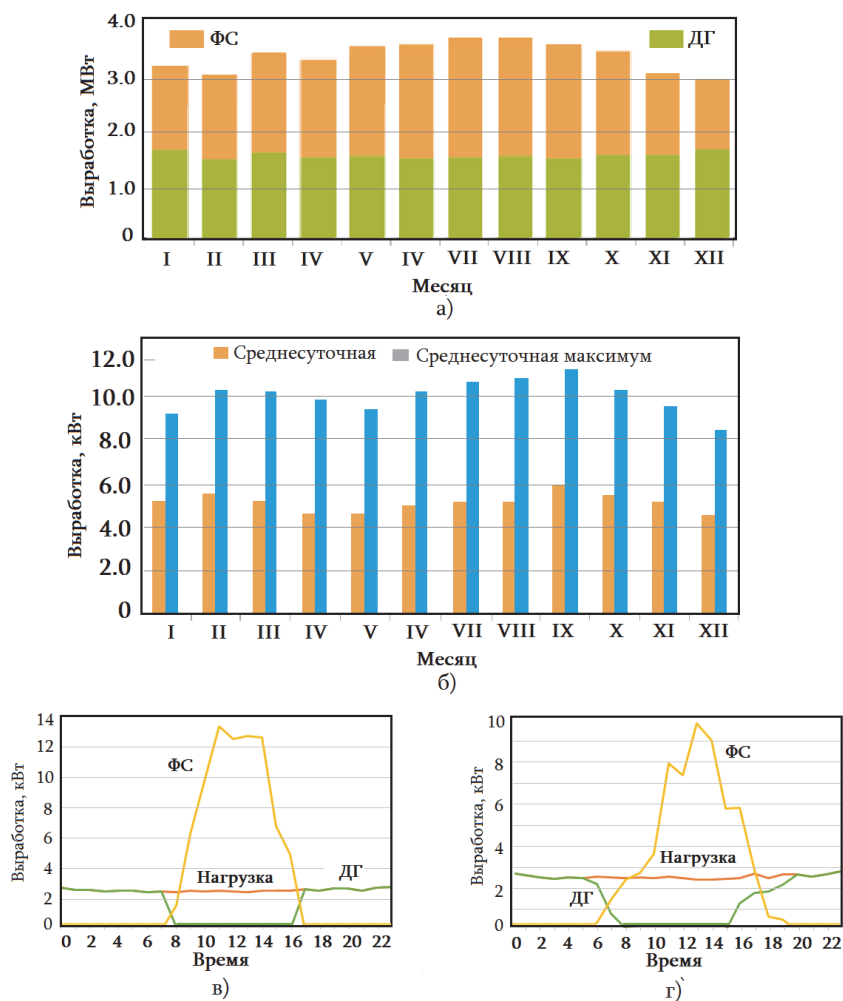


Рис. 5. Выработка электроэнергии для конфигурации B5: месячная (а); среднесуточная ФС по месяцам (б); суточная в условиях 16 декабря (в) и 16 июля (г)

7. Пиковые значения генерации энергии с помощью ФС наблюдаются в зимний период (по крайней мере, для вариантов конфигурации B1 и B5). Однако в летний период продолжительность функционирования ФС намного дольше, в результате чего возрастает суммарная выработка электроэнергии.

8. Для вариантов B1 и B5 программа предлагает использовать БУ с более низкой мощностью, чем мощности ФС. Это обстоятельство связано с тем, что за годовой период эксплуатации пиковые мощности ФС более чем на 1 кВт ниже установочных.

9. Наиболее оптимальными по низкому значению NPC являются варианты конфигурации B1 и B2. Это естественно, так как применяются относи-

тельно маломощные ФС и БК, удельные стоимости которых (соответственно 250 и 300 \$/кВт) выше, чем удельная стоимость ДГ (200 \$/кВт). С точки зрения низкого избытка энергии, предпочтительным является вариант В1. Однако в этом случае доля выработки электроэнергии ФС немного ниже, чем при варианте конфигурации В2.

Закключение. Таким образом, сочетание ДГ с ФС повышает качество энергоснабжения, сокращает потребление дизельного топлива, решает экологические проблемы. Представлены рекомендации по практической реализации гибридной солнечной-дизельной системы для автономной генерации электроэнергии. Для рассматриваемой БС сотовой связи выбрана оптимальная конфигурация гибридной системы электропитания.

Исследование выполнено при финансовой поддержке КН МОНКС РА в рамках научных проектов 10-4/22АА-2В001 и 21Т-2Н107.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Айвазян А.Г., Худавердян С.Х. Анализ энергоэффективности базовых станций сотовой связи // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника.- 2021.- N1.- С. 94-103.
2. Alsharif M.H., Kim J., Jin Hong Kim. Green and Sustainable Cellular Base Stations: An Overview and Future Research Directions // Energies.- 2017.- N 10.- P. 587-604.
3. Premalatha J., Nisha S.A. Energy Competence of Base Station in Cellular Network // Int. J. of Recent Techn. and Eng.- 2019.- V.8 (2). – P. 2020-2023.
4. Айвазян А.Г., Агабекян Д.В., Варданян А.А. Солнечное электропитание базовых станций сотовой связи // Вестник НПУА: Информационные технологии, электроника, радиотехника.- 2020.- N2.- С. 107-113.
5. Chamola A., Sikdar B. Solar Powered Cellular Base Stations: Current Scenario Issues and Proposed Solutions // IEEE Commun. Mag.- 2016.- V. 54, N 5.- P. 108-114.
6. Issaadi W., Khireddine A., Issaadi S. Management of a Base Station of a Mobile Network using a Photovoltaic System // Renewable and Sustainable Energy Reviews.- 2016.- V. 59.- P. 1570-1590.
7. Gbadamosia S., Nwulu N. Reliability Assessment of Composite Generation and Transmission Expansion Planning Incorporating Renewable Energy Sources // J. of Renewable and Sustainable Energy.- 2020.- V. 12.- P. 026301.
8. Iqbal A., Saad Bin Arif M., Khursheed Siddiqui. Analysis of a Solar PV/battery/DG Set-based Hybrid System for a Typical Telecom Load: A Case Study // Int. J. of Sustainable Energy.- 2017.- V. 36.- P. 259-264.
9. Chia Y.-K., Sun S., Zhang R. Energy Cooperation in Cellular Networks with Renewable Powered Base Stations // IEEE Trans. Wirel. Commun.- 2014.- V.13.- P. 6996-7010.
10. Ayvazyan A.G. Optimal Design and Performance of PV Powered Cellular Base Stations // Proc. of 14th Int. Conf. on Advanced Computational Engineering and Experimenting. – 2021.- P. 18-19.

11. **Маркаров А.А., Давтян В.С.** Развитие возобновляемой энергетики в Армении: вызовы диверсификации // Геоэкономика энергетики.- 2021.- Т. 15 (3).- С. 116-129.
12. Optimal Design of a Hybrid Solar PV/BG-Powered Heterogeneous Network / **M.S. Hossain, K.Z. Islam, A.G. Alharbi**, et al // Sustainability.- 2022.- V. 14.- P. 2201-2209.
13. **Jahid A., Hossain M.S., Hossain M.F.** Techno-Economic and Energy Efficiency Analysis of Optimal Power Supply Solutions for Green Cellular Base Stations // IEEE Access.- 2020.- V.8.- P. 43776–43795.
14. Energy Management and Optimization of a PV/Diesel/Battery Hybrid Energy System Using a Combined Dispatch Strategy / **A.S. Aziz, M.F. Tajjuddin, M.R. Adzman**, et al // Sustainability.- 2019.- V. 11.- P. 683-692.
15. Анализ применимости коммерческих программ в задачах технико-экономического моделирования солнечных энергоустановок / **А.В. Бобыль, В.Г. Малышкин, А.Б. Тарасенко** и др. // Технологии и технические средства механизированного производства продукции растениеводства и животноводства.- 2019.- № 2 (99). - С. 32-50.
16. HOMER Pro 3.11. Optimize the Value of your Hybrid Power System - from Utility-scale and Distributed Generation to Standalone Microgrids. Доступен: <https://homerenergy.com> [20.01.2023].
17. Solar Resource Maps of RA. Доступен: <https://r2e2.am/en/2017/06/26/solar-maps> [20.01.2023].
18. NASA Prediction of Worldwide Energy Resource. POWER Project Data Sets Available at: <https://power.larc.nasa.gov> [20.01.2023].

Национальный политехнический университет Армении, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет. Материал поступил в редакцию 13.02.2023.

Ա.Գ. ԱՅՎԱԶՅԱՆ, Ն.Ռ. ԿՈՍՏԻԿ, Ս.Ա. ՏԱՐԱՍՈՎ, Ս.Խ. ԽՈՒՂԱՎԵՐՅԱՆ

**ԲԶԶԱՅԻՆ ՑԱՆՑԻ ԲԱԶՄԱՆ ԿԱՅԱՆՆԵՐԻ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱՆՈՒՑՄԱՆ
ՀԻՐՐԻՂԱՅԻՆ ԿՐԵՎԱՅԻՆ-ՂԻԶԵԼԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՍՈՂԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ**

HOMER համակարգչային ծրագրի միջոցով ուսումնասիրվել են բջջային ցանցի բազային կայանների հիբրիդային արևային-ղիզելային համակարգով էլեկտրասնուցման տնտեսական և տեխնիկական առանձնահատկությունները: Հիմնական պահանջն էր բացառել «բեռնվածքի հավանական անջատման» հնարավորությունը տարեկան շահագործման ժամանակահատվածում: Որոշվել են ֆոտովոլտային (արևային) կայանների, ղիզելային գեներատորների և օժանդակ սարքերի (փոխարկիչ, պահուստային մարտկոց և այլն) օպտիմալ բնութագրերը: Ներկայացվել են էլեկտրաէներգիայի ինքնավար գեներացման համար հիբրիդային համակարգի գործնական ներդրման վերաբերյալ առաջարկություններ:

Առանցքային բառեր. բազային կայան, ղիզելային գեներատոր, ֆոտովոլտային (արևային) կայան, մոդելավորում:

A.G. AYVAZYAN, N.R. KOSTIK, S.A. TARASOV, S.K. KHUDAVERDYAN

**MODELING A HYBRID SOLAR-DIESEL POWER SUPPLY SYSTEM FOR
CELLULAR MOBILE BASE STATIONS**

Using the HOMER computer program, the economic and technical features of power supply of cellular mobile base stations based on a hybrid solar-diesel system are studied. The main requirement set to that system is to eliminate the possibility of a “loss of load probability” over a one-year operational period. The optimal characteristics of photovoltaic (solar) stations, diesel generators, and balance-of-system (converter, storage battery, etc.) are determined. Recommendations for the practical implementation of a hybrid solar-diesel system for autonomous power generation are presented.

Keywords: base station, diesel generator, photovoltaic (solar) station, modeling.

А.С. НЕРСИСЯН, Р.А. ДАВТЯН, А.К. АГАРОНЯН, В.Г. АВETИСЯН
ПОСТРОЕНИЕ ВСЕНАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ НА КРУГЛОМ
ВОЛНОВОДЕ С ПРОСТЫМ ВОЗБУДИТЕЛЕМ РАБОЧЕЙ МОДЫ E_{01}

Предлагается использование круглого волновода с аксиально симметричной модой E_{01} . Такой вертикально установленный волновод содержит на разных высотных ярусах поперечные излучающие щели. Созданной таким образом антенне возможно придать свойство всенаправленности в азимутальной плоскости, что важно для систем подвижной связи. На основе масштабного моделирования представлены расчет и конструирование дешевого в изготовлении и надежного в работе возбуждателя моды E_{01} .

Ключевые слова: прямоугольный и круглый волноводы, масштабное моделирование, возбуждатель моды E_{01} .

Введение. Обычно системы наземной подвижной связи работают на волнах вертикальной поляризации. Пример тому - мобильная наземная связь, подвижные службы для различных гражданских услуг (такси, скорая помощь и т.д.). Отчасти требование вертикальной поляризации объясняется службой сетей наземного телевидения на волнах горизонтальной поляризации, которые должны работать в условиях электромагнитной совместимости с другими наземными службами. Исходя из этого, антенны наземной подвижной связи проектируются для работы на вертикальной поляризации.

Следующим требованием является ее всенаправленность в азимутальной (горизонтальной) плоскости, поскольку абонент подвижной связи может находиться в любой угловой координате по азимуту относительно базовой станции, где и устанавливается ее всенаправленная антенна. По дальности обеспечения связи наземные системы подвижной связи обычно проектируют на максимальные расстояния до 20 ... 30 км. Для обеспечения связи на такие расстояния, как показывает практика, более чем достаточна мощность до 50 Вт.

С точки зрения всенаправленности в азимутальной плоскости и обеспечения вертикальной поляризации излучаемой волны, удобны известные коаксиальные щелевые антенны [1-3]. Поскольку антенна работает на ТЕМ моде

коаксиальной линии, то наличие внутреннего проводника неизбежно. Для прочности антенны и обеспечения соосности внутреннего и внешнего проводников необходим узел, находящийся в конце антенны. Оба обстоятельства приводят к усложнению конструкции антенны.

В [4-6] описана многоярусная антенна вертикальной поляризации с модой H_{11} и спаренными полуволновыми поперечными излучающими щелями на круглом волноводе. Такая антенна проще в реализации из-за отсутствия внутреннего проводника, и вопрос обеспечения соосности внутреннего и внешнего проводников отпадает. Однако мода H_{11} круглого волновода не обладает аксиальной симметрией. Поперечные, относительно длины волновода, излучающие щели на различных высотных ярусах необходимо располагать смещенными по азимуту для получения достаточной всенаправленности такой антенны.

В плане всенаправленности антенны в азимутальной плоскости интерес представляет использование моды E_{01} круглого волновода, имеющей аксиальную симметрию структуры поля, подобно моде $ТЕМ$ коаксиальной линии передачи. При работе волновода на моде E_{01} на внутренней стороне стенки волновода также возникают поверхностные токи в направлении его продольной оси. Установленный вертикально круглый волновод с такой рабочей модой и с поперечными щелями в его высотных ярусах будет являться антенной вертикально поляризованной волны. Вопрос конструирования такой антенны, исследования диаграмм ее направленности, свойств полученных диаграмм в азимутальной плоскости (в зависимости от конфигураций расположения щелей в плоскостях различных ярусов) для ее практического применения представляется актуальным. Наличие же моды E_{01} в круглом волноводе обеспечивается соответствующим ее возбудителем скомпонованной антенны.

Цель статьи - построение всенаправленной антенны на круглом волноводе с модой E_{01} и с дешевым в изготовлении и надежным в работе в естественных условиях возбудителем этой моды.

Выбор и расчет возбудителя моды E_{01} в круглом волноводе. В литературе описаны различные возбудители моды E_{01} в круглом волноводе [7, 8]. К их первой группе относятся возбудители, выполненные в виде стыков круглого волновода и коаксиальной линии с возбуждающим штырем. Ко второй группе относятся возбудители, выполненные в виде стыков круглого и прямоугольного волноводов. Для подавления основной моды H_{11} круглого волно-

вода применяются короткозамкнутые шлейфы и резонансные кольца. В [9] разработаны эффективные возбуждители первой и второй групп, имеющие значительные полосы рабочих частот (у отдельных видов от 30 до 50%) при коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВН) не более 1,2. Однако они сложны в изготовлении. К тому же для щелевой антенны, являющейся по сути неширокополосной, не требуется такой широкополосный возбуждатель.

В данной работе в качестве прототипа возбуждителя моды E_{01} в круглом волноводе был выбран щелевой возбуждитель А.Н. Кузьмина, разработанный им для 3-сантиметрового диапазона на центральной длине волны $\lambda_0 = 32$ мм [10]. Возбудитель относится ко второй группе, довольно широкополосен (20% при КСВН 1,2) и прост в изготовлении. Он представлен на рис. 1. Возбудитель запитывается стандартным прямоугольным волноводом сечением 23×10 мм² с основной рабочей модой H_{10} .

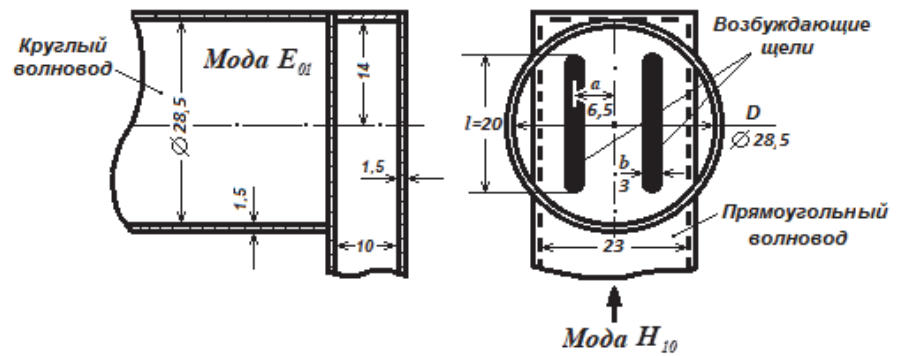


Рис. 1. Возбудитель моды E_{01} в круглом волноводе

Известна теория масштабного моделирования, являющаяся следствием линейности уравнений Максвелла [11]. Она широко применяется для измерения характеристик радиолокационных целей и при разработке различных сверхвысоких частотных (СВЧ) узлов. Согласно этой теории, результаты измерений, полученных для образца некоей электродинамической системы, будут точно совпадать с результатами измерений, полученных для подобной по масштабам модели этой системы, если имеем следующие условия:

$$\varepsilon\mu\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = \varepsilon_m\mu_m\left(\frac{l_m}{\lambda_m}\right)^2, \quad (1)$$

$$\sigma\mu\lambda\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = \sigma_m\mu_m\lambda_m\left(\frac{l_m}{\lambda_m}\right)^2, \quad (2)$$

$$\sigma \varepsilon \lambda \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2 = \sigma_m \varepsilon_m \lambda_m \left(\frac{l_m}{\lambda_m} \right)^2. \quad (3)$$

В левой части этих выражений величины σ, ε, μ - соответственно проводимость, диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, в которой выполняются измерения с образцом, работающим на длине волны λ , а l - некий размер образца. В правой части этих выражений $\sigma_m, \varepsilon_m, \mu_m$ - аналогичные параметры среды, в которой выполняются измерения с моделью, работающей на длине волны λ_m , а l_m - соответствующий размер модели. Если в обоих случаях измерения проводятся в воздушной среде с параметрами $\sigma = 0, \varepsilon_0, \mu_0$, то $\varepsilon = \varepsilon_m = \varepsilon_0, \mu = \mu_m = \mu_0$. Если образец и модель сделаны из высокопроводящих материалов (покрытия из Cu, Al, Ag, Au) с $\sigma^M \rightarrow \infty$, то электромагнитное поле не проникает внутрь их. Тогда из выражений (1) - (3) следует известное условие масштабного моделирования:

$$l = l_m \frac{\lambda}{\lambda_m}. \quad (4)$$

Исходя из аппаратных возможностей и свойств распространения радиоволн в атмосфере, для дальнейших исследований предложенной волноводной антенны был выбран частотный диапазон в интервале $f = 5 \dots 6$ ГГц, где имеется практическая независимость волны от воздействия гидрометеоров [12]. В качестве прямоугольного волновода модели возбудителя используется стандартный волновод этого диапазона сечением 40×20 мм² с толщиной стенок 1,5 мм. Как следует из размеров образца (выбранного возбудителя Кузьмина) и его модели, отношение k внутренних определяющих размеров широких стенок волноводов модели и образца составляет величину $k = 40/23 = 1,74$. Согласно (4), центральная длина волны модели и соответствующая центральная частота будут равны

$$\begin{cases} \lambda_{0m} = k\lambda_0 = 1,74 \times 32 \text{ мм} \approx 55,7 \text{ мм}, \\ f_{0m} = \frac{c}{\lambda_{0m}} \approx 5,386 \text{ ГГц}. \end{cases} \quad (5)$$

Пересчитанные размеры модели возбудителя, согласно размерам образца на рис. 1, равны

$$\begin{cases} a_m = ka = 1,74 \times 6,5 \text{ мм} \approx 11,3 \text{ мм}, \\ b_m = kb = 1,74 \times 3 \text{ мм} \approx 5,2 \text{ мм}, \\ l_m = kl = 1,74 \times 20 \text{ мм} \approx 34,8 \text{ мм}, \\ D_m = kD = 1,74 \times 28,5 \text{ мм} \approx 49,6 \text{ мм}, \end{cases} \quad (6)$$

где D_m - внутренний диаметр круглого волновода модели.

Конструкция модели возбуждателя. Исходя из технических возможностей и для удобства дальнейших исследований возбуждателя и антенны (наличие оконечных поглощающей нагрузки и короткозамыкателя круглого волновода), внутренний диаметр круглого волновода модели выбран равным $D_m = 55 \text{ мм}$. При этом, конечно, в модели изменится соотношение центральной длины волны к критической длине волны $\lambda_{кр}^{E_{11}^\circ} = 2,61D/2$ моды E_{01} и к критическим длинам волн $\lambda_{кр}^{H_{11}^\circ} = \frac{3,41D}{2}$, $\lambda_{кр}^{H_{21}^\circ} = 2,06D/2$ ([13]) паразитных волн (в данном случае) в круглом волноводе. В образце ($D = 28,5 \text{ мм}$) эти соотношения равны

$$\begin{cases} \lambda_{кр}^{E_{11}^\circ} / \lambda_0 = 2,61 \times 28,5/2 \times 32 \approx 1,162, \\ \lambda_{кр}^{H_{11}^\circ} / \lambda_0 = 3,41 \times 28,5/2 \times 32 \approx 1,518, \\ \lambda_{кр}^{H_{21}^\circ} / \lambda_0 = 2,06 \times 28,5/2 \times 32 \approx 0,917. \end{cases} \quad (7)$$

В модели ($D_m = 55 \text{ мм}$) эти же соотношения равны

$$\begin{cases} \lambda_{кр}^{E_{11}^\circ} / \lambda_{0m} = 2,61 \times 55/2 \times 55,7 \approx 1,288, \\ \lambda_{кр}^{H_{11}^\circ} / \lambda_{0m} = 3,41 \times 55/2 \times 55,7 \approx 1,684, \\ \lambda_{кр}^{H_{21}^\circ} / \lambda_{0m} = 2,06 \times 55/2 \times 55,7 \approx 1,017. \end{cases} \quad (8)$$

Как следует из сравнения (7) и (8), в модели соотношения изменяются почти на 11% из-за такого же процентного изменения внутреннего диаметра круглого волновода по отношению к рассчитанному. Однако условия распространения рабочей моды E_{01} улучшаются из-за снижения ее затухания. Известен общий критерий выбора рабочей частоты моды с точки зрения ее затухания [13]. Для данной моды этот критерий для модели запишется в виде $1,25 < f_{0m}/f_{кр}^{E_{11}^\circ} = \lambda_{кр}^{E_{11}^\circ} / \lambda_{0m} = 1,288 < f_{0m}/f_{кр}^{H_{21}^\circ} \approx 1,684$. С учетом сравнения верхних формул выражений (7) и (8) видим, что критерий для модели по своей левой части более благоприятен.

Аксонометрия общего вида спаянной конструкции модели возбуждателя и его габаритные размеры представлены на рис. 2. Аксонометрия прямоугольного волновода возбуждателя представлена на рис. 3а, а посадка круглого волновода на прямоугольный - на рис. 3б.

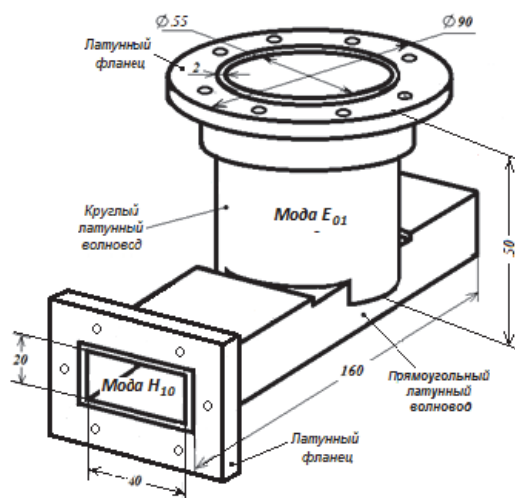


Рис. 2. Общий вид возбуждателя

Симметричная посадка круглого волновода относительно возбуждающих щелей важна для подавления моды H_{11} в нем. Поэтому верхняя широкая стенка прямоугольного волновода отфрезерована на глубину в 0,5 мм на отрезке в 59 мм (см. рис. 3а). Этот отрезок равен внешнему диаметру круглого волновода и служит для симметричной установки в продольном направлении круглого волновода относительно возбуждающих щелей прямоугольного волновода. Для симметрии же установки круглого волновода в поперечном направлении относительно возбуждающих щелей прямоугольного волновода служит паз круглого волновода. Ширина паза равна внешней ширине прямоугольного волновода по его широкой стенке (см. рис. 3б, 4а и 4в), и паз вытачивается симметрично относительно краев круглого волновода.

Отмеченные выше изменения в модели, вызванные разностью выбранного и расчетного значений внутреннего диаметра круглого волновода, могут привести к некоторым отличиям параметров модели от образца. Отличие также будет обусловлено и непропорциональностью изменения узкой стенки прямоугольного волновода модели по отношению к той же стенке образца ($20/10 = 2 \neq k = 1,74$). Поэтому в модели возбуждателя предусмотрена его дополнительная настройка, обусловленная наличием короткозамыкающего поршня в конце прямоугольного волновода и осуществляемая изменением положения поршня относительно круглого волновода (см. рис. 3б).

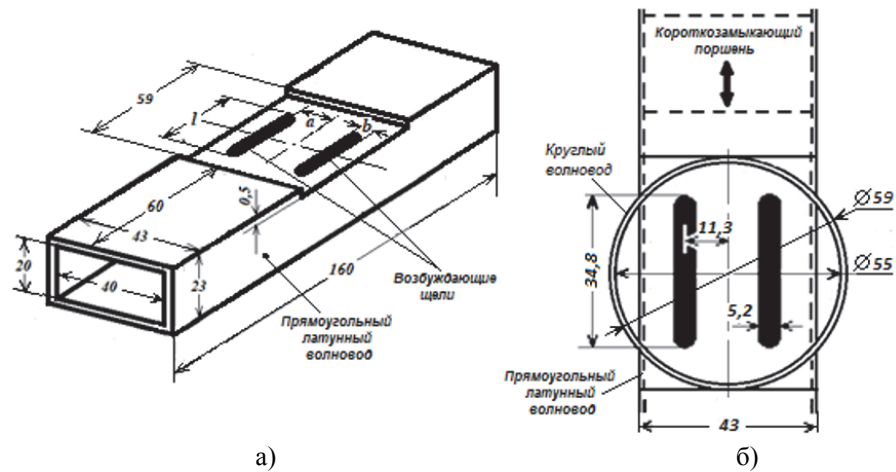


Рис. 3. Прямоугольный волновод модели возбуждителя (а); посадка круглого волновода на прямоугольный (б)

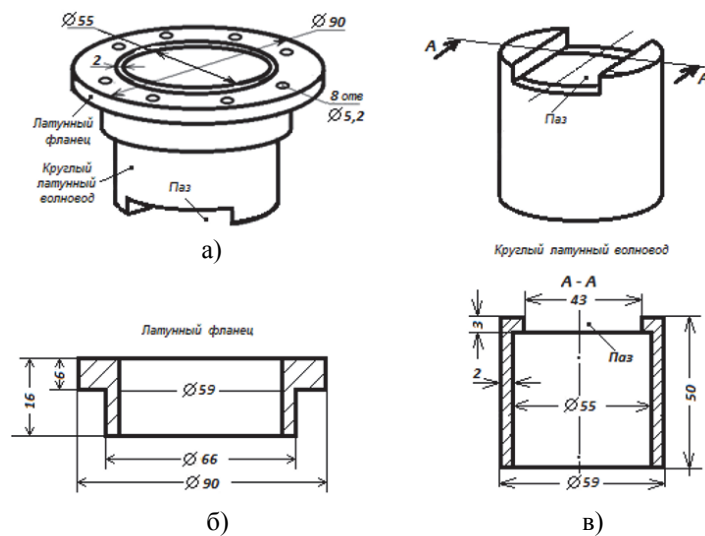


Рис. 4. Круглый волновод с фланцем: круглый волновод с фланцем в сборе (а), фланец (б), аксонометрия и разрез круглого волновода (в)

Компоновка и установка антенны. На рис. 5а изображен стыкуемый с возбуждителем антенны отрезок легкого и устойчивого к воздействиям атмосферы алюминиевого круглого волновода с рабочей модой E_{01} , имеющего поперечные щели на ярусах антенны. Щели, прерывая продольные токи проводимости моды E_{01} на внутренних стенках волновода, создают излучающие токи смещения на щелях.

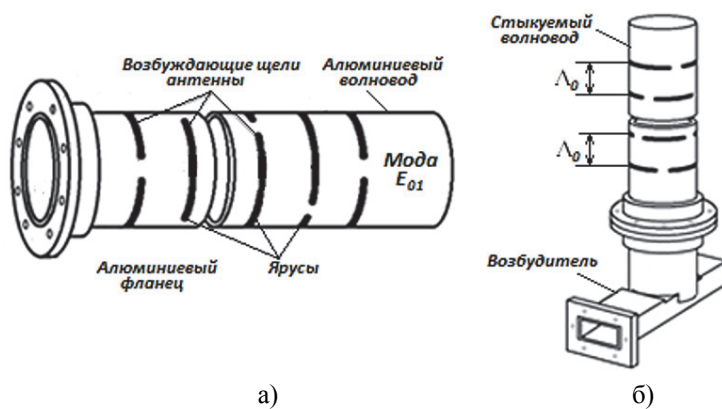


Рис. 5. Стыкуемый с возбуждителем отрезок алюминиевого круглого волновода (а); антенна (б)

Скомпонованная таким образом антенна, будучи установленной вертикально (см. рис. 5б), является источником вертикально поляризованной волны, излучаемой щелями на ярусах. Относительная конфигурация расположения щелей на ярусах определяет качество всенаправленного свойства такой антенны в плоскости, параллельной щелям (азимутальной плоскости). При этом для синфазности излучения щелей ярусы антенны должны отстоять друг от друга на расстоянии Λ_0 центральной длины волны в волноводе моды E_{01} . Она определяется следующим известным выражением и в данной конструкции равна

$$\Lambda_0 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{0m}}{\lambda_{kp}} \right)^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{2\lambda_{0m}}{2,61D_m} \right)^2}} \approx 88,3 \text{ мм.} \quad (9)$$

Обычно для щелевых антенн подобного типа количество щелевых ярусов достигает 10...12, поскольку эффективность излучения от щели одного яруса к щели последующего яруса падает [2, 14]. Из-за этого коэффициент усиления такой антенны при избыточных ярусах практически не изменяется.

Заключение. В статье предлагается реализация возможности построения и исследования компактной и простой щелевой антенны нового типа на круглом волноводе. Она содержит надежный и недорогой возбуждатель аксиально симметричной рабочей моды E_{01} . Благодаря ее использованию, путем подбора относительной конфигурации расположения поперечных щелей на ярусах, можно построить всенаправленную в азимутальной плоскости антенну. Это полезное свойство создает возможность успешного применения такой

антенны в сравнительно маломощных базовых станциях сетей мобильной связи, служб обеспечения охраны и безопасности, скорой помощи, пожарной, такси и др.

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. **Ավետիսյան Վ.Հ., Մարկոսյան Մ.Վ., Գաբրիելյան Ս.Ռ.** Համառանցք ճեղքային անտենա: Հայաստանի Հանրապետության արտոնագիր №2523A, ՄԱԴ H01Q 13/20. 2011թ:
4. **Մարկոսյան Մ.Վ., Մարտիրոսյան Ա.Ա., Ահարոնյան Ա.Կ., Ավետիսյան Վ.Հ.** Համուղղորդված ճեղքային անտենա: Հայաստանի Հանրապետության արտոնագիր, ՄԱԴ H01Q 13/20. 2018թ:
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.-V. 53, No. 3. - P. 104-201.
6. Multitier Omnidirectional Antenna on The Circular Waveguide with The Paired Slots on The Tiers/ **A.K. Aharonyan, V.H. Avetisyan, R.A. Davtyan, 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. **Харвей А.Ф.** Техника сверхвысоких частот. Том 1. – М.: Сов. радио, 1965. -783 с.
8. **Сазонов Д.М.** Антенны и устройства СВЧ. - М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
9. **Калошин В.А., Фам Ван Чунг.** Возбудители скалярных мод круглого волновода // Радиотехника и электроника.- 2021.- №. 5. - С. 257-267.
10. Расчет и конструирование вращающихся сочленений / Под ред. Б.Я. Мякишева. - М.: Изд. МАИ, 1962. - 48 с.
11. **Майзельс Е.Н., Торгованов В.А.** Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. - М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
12. **Аветисян В.Г., Никогосян Е.Г.** Распространение радиоволн. – М.: Инфра-Инженерия, 2023. - 206 с.
13. **Семенов Н.А.** Техническая электродинамика. - М.: Связь, 1973. - 480 с.
14. **Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г.** Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов.радио, 1974. – 536 с.

Ереванский НИИ средств связи, Российско–Армянский университет. Материал поступил в редакцию 24.03.2023.

Ա.Ս. ՆԵՐՏԻՍՅԱՆ, Ռ.Ա. ԴԱՎԹՅԱՆ, Ա.Կ. ԱՀԱՐՈՆՅԱՆ, Վ.Հ. ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ

ԿԼՈՐ ԱԼԻՔՍԱՐՈՎ ՀԱՄՈՒԴԴՈՐԴԱԾ ԱՆՏԵՆԱՅԻ ԿԱՌՈՒՑՈՒՄԸ

ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ E_{01} ՄՈՂԻ ՊԱՐԶ ԳՐԳՈՒԶՈՎ

Առաջարկվում է առանցքային համաչափ E_{01} մոդով կլոր ալիքատարի օգտագործումը: Ուղղաձիգ տեղակայված նման ալիքատարը պարունակում է ճառագայթող լայնական ճեղքեր տարբեր բարձրություններով հարկերի վրա: Այդպիսի անտենային անհրաժեշտ է հաղորդել համադրողվածության հատկություն ազիմուտային հարթության մեջ, ինչը կարևոր է շարժական կապի համակարգերի դեպքում: Մասշտաբային մոդելավորման հիման վրա ներկայացված են էժան պատրաստվող և հուսալի աշխատանքում E_{01} մոդի գրգռչի հաշվարկը և նախագծումը:

Առանցքային բառեր. ուղղանկյուն և կլոր ալիքատարներ, մասշտաբային մոդելավորում, E_{01} մոդի գրգռիչ:

A.S. NERSISYAN, R.A. DAVTYAN, A.K. AHARONYAN, V.H. AVETISYAN

DESIGNING AN OMNIDIRECTIONAL ANTENNA ON A CIRCULAR
WAVEGUIDE WITH A SIMPLE EXCITER OF THE E_{01} WORKING MODE

The use of a circular waveguide with an axially symmetric E_{01} mode is proposed. Such a vertically installed waveguide contains transverse radiating slots on different height tiers. The antenna created in this way may be given the property of omnidirectionality in the azimuth plane, which is important for the mobile communication systems. On the basis of the scale modeling, the calculation and design of a cheap-to-manufacture and reliable in the work E_{01} mode exciter are given.

Keywords: rectangular and circular waveguides, scale modeling, E_{01} mode exciter.

A.Kh. MKHITARYAN, V.D. HOVHANNISYAN, L.D. HAKOBYAN,
A.Kh. GEVORGYAN, A.O. PETROSYAN

**BUILT-IN SELF-TEST AND SELF-CORRECTION METHOD FOR MIXED-
SIGNAL INTEGRATED CIRCUITS**

In modern integrated circuits the number of devices have strongly increased. As a result, identifying the issues which have an impact on their performance stands out as a very complicated and challenging problem. In digital integrated circuits there are methods which are known, as well as some others which are in the active development stages targeted to enable the built-in self-tests, identify, and report those issues. At that, for mixed signal circuits, where the calculations or functions are performed based on the voltage levels, it is much complicated to develop self-testing mechanisms. A novel method of identifying the lack of clock signal and its duty cycle variation is proposed in this paper. The developed architectures and solutions are capable of detecting the lack of the clock signals, as well as informing the digital parts of the systems about the requirement for the coarse or fine tunings of the clock generation systems outside their autocalibration and loops.

Keywords: built-in self-test, integrated circuits, duty cycle distortion.

Introduction. All modern synchronous integrated circuits' (IC) signal propagation, transfer and receive through the high-speed links is being organized by the CMOS or CML level synchro-signals. Therefore, the quality of the transceiver signals, serialization and deserialization, the data-to-clock alignment, the clock-to-data recovery and other high-speed operations require high-quality clock signals [1,2]. The main contributor of potential failures is the duty cycle distortion of those signals, that is why a lot of studies are being carried out to detect and fix the duty cycle distortions. But those solutions are mainly oriented to improve the duty cycle and get close to 50% value. These improve the system noise immunity, the jitter and skew of the data signals [3]. But these are not covering the scenarios of the autocalibration algorithms getting stuck and the system stops to calibrate the duty cycle value. In such cases, the parallel calibration mechanism should be enabled and it should force the clock generation circuit to correct the duty cycle value so as to get closer to the 50% target. This is assumed to be a self-test and self-correction mechanism inside the mixed signal ICs.

The problem description and the proposed solution. The main problem in solving to which this research is targeted is the automatic duty cycle calculation and correction. An example of good quality data eye diagram vs the one generated with 10% duty cycle distorted clock are presented below (Fig.1).

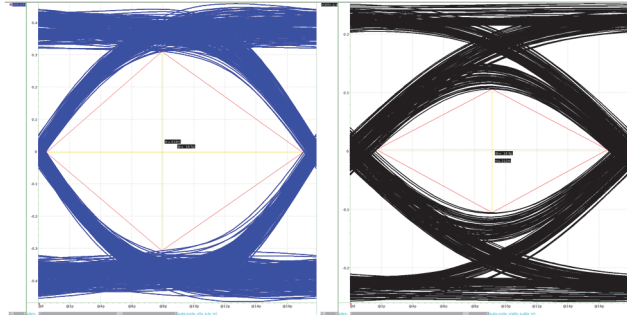


Fig.1. The impact of the clock duty cycle distortion on the eye opening

As it is seen from the results obtained above, the 10% duty cycle distortion results in around 3 times eye vertical opening reduction and 15% horizontal opening distortion. Such the majority of the defined problem stands justified.

To solve the problem the new method of clock signal duty distortion correction has been developed which is based on the 2 main parts: the first part is responsible to detect the existence of the clock at all since there may be scenarios that the clock generation circuits may got stuck and as a result no clock will exist. The second part is responsible for the duty cycle calculation and correction.

The first section of the proposed method is based on the high-speed slicer which is toggling with a rise of clock signal. The schematic implementation of the idea is presented below (Fig.2) where the output of the slicer remains constant 1 if there is no clock signal such that detects the failures inside the high-speed clock generation circuits such as phase-locked-loops (PLL), delay-locked-loops (DLL), injected loop oscillators (ILO) etc [4]. Its output starts to toggle when the clock generation circuit is functionally starting up. To avoid scenarios when the clock generator is locked at the low frequency values or toggling at unexpected frequencies, the high-pass filter is put at the input to reject those components. The R1 and R2 resistor values, as well as the C capacitor value is being calculated based on the high-pass frequency minimum value, i.e. if the expected frequency is 10 GHz, the -3 dB point of the C-R network should be at around 8 GHz point. The next stage of the clock detector is CML2CMOS block whose role is to convert the CML domain signal to CMOS levels. The static offset between the inputs of the block is applied by the R1/R2 ratio so as to create hysteresis and toggle the outputs only if the voltage level will be higher than that value. This keeps the positive

output of the block in a static 1 state and the negative output to static 0 state when there is no clock. For further clock recovery or spike rejection, the slicer is put afterwards whose both outputs will be in static 1 state, the clock signal will not present. The final stage of the system is the XOR cell whose output will be in logic 1 state if the clock will present or 0 if it will not. So the clock detector will flag the presence of that signal.

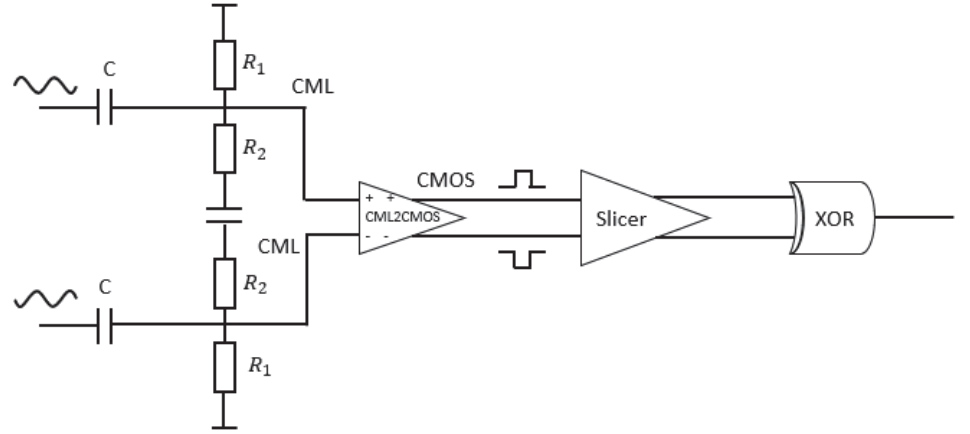


Fig.2. Clock detection implementation

The next part of the paper developed to be responsible for the clock duty cycle distortion is presented below (Fig. 3). It consists of the input multiplexor which selects the clock signal which will propagate to the duty cycle calculation block, the integrator circuit based on the R1-C1 rectifier, the digital-to-analog (DAC) block which converts the digital N-bit binary code to an analog voltage, the C2-R2-C3 low-pass filter which rejects the DAC output noise, as well as the noise coming from the comparator internal switching nodes, the comparator which compares the filtered clk_filt voltage to the V_{dac} DAC output voltage value.

During the logic 1 state of the s_clk select clock signal the clk_p is applied to the R1-C1 integrator input and the voltage of the clk_filt node gets $V_{clk_filt} = V_{dd}/Duty_cycle$ value. DAC starts to increase the input binary code until the comparator switches from logic 0 to 1. Such transition means that the system finds the code of the DAC input corresponding to the duty cycle of the clock. During the logic 0 state of s_clk select clock signal the operation is being repeated for the clk_m inverse signal of the clk_p .

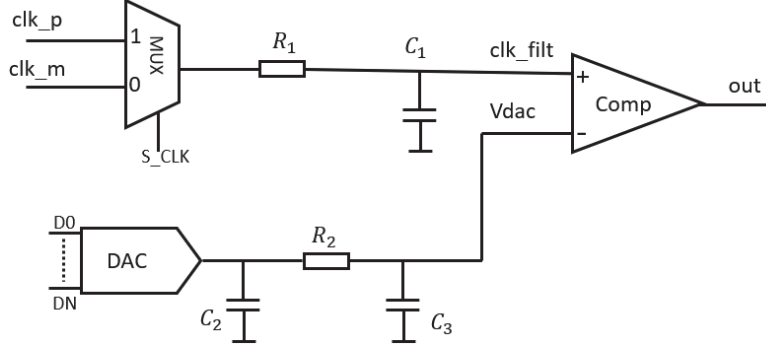


Fig.3. Duty-cycle distortion detection circuit

Results. DAC last significant bit (LSB) value is equal to $LSB = VDD/2^N$, where VDD is the supply voltage value, and N is the resolution of the DAC. 1% of duty cycle distortion is equal to $VDD/100$. Considering the abovementioned, for 10-bit DAC and 1V VDD value 1 LSB will be equal to around 1 mV and 1% duty cycle distortion will be equal to 10 mV. So, the accuracy of the system designed with 10-bit resolution DAC will be 0.1% duty cycle distortion and it is capable of generating a very accurate report about the actual clock quality. For high-speed systems up to $\pm 2.5\%$ duty cycle distortion value may still be acceptable, so the 8-bit minimum resolution of the DAC may be acceptable (Table).

Table

Summary of the results

Parameter Name	Expected Results	
	Min	Max
DAC resolution (bit)	8	-
Duty cycle distortion detection (%)	-2.5	2.5
Clock frequency (GHz)	1	14
Power consumption (mW)	-	3

Conclusion. A novel method and a schematic realization of built-in self-test mechanism for mixed-signal ICs is proposed in this paper. The first proposed solution is aimed at asynchronously detecting the proper generation of the clock signal required for high-speed operations and data transmission. The second solution is targeted to realize self-test and self-report of the clock duty cycle information. This may make the complex designs to easily detect and force the autocalibration mechanism to do coarse and fine tunings of the settings of the clock generation systems such as PLLs, DLLs, ILOs.

REFERENCES

1. **Lee Y., Choi Y., Kim C.** 24-Gb/s Input-Data-Independent Clock and Data Recovery Utilizing Bit-Efficient Braid Clock Signaling with Fixed Embedded Transition for 8K-UHD Intrapanel Interface // IEEE Solid-State Circuits Letters. – Canada, 2019. - P. 21-24.
2. **Li M., Lu Y., Yang Y.** PLL-Based Clock and Data Recovery for SSC Embedded Clock Systems // 2019 International SoC Design Conference (ISOC). - Jeju, Korea (South), 2019. – P. 309-310.
3. **Clark K., Liu Z.** Modeling the Performance of the Clock Phase Caching Approach to Clock and Data Recovery // Journal of Lightwave Technology.– Italy, 2022.- P. 1681-1689.
4. **Rim A., Intissar T., Mohamedr M.** Fault coverage analysis of selection circuit based BIST for RF CP-PLL // 2016 13th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD). - Leipzig, Germany, 2016. - P. 552-557.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 29.03.2023.

Ա.Խ. ՄԽԻԹԱՐՅԱՆ, Վ.Դ. ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ, Լ.Դ. ՀԱԿՈԲՅԱՆ,

Ա.Խ. ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ, Ա.Օ. ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ

ԽԱՈՐ ԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՀԱՄԱՐ ՆԵՐԴՐՎԱԾ ԻՆՔՆԱԹԵՍՏԱՎՈՐՄԱՆ ԵՎ ԻՆՔՆԱԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաներում տարրերի քանակը էականորեն մեծացել է: Ուստի դրանց վարքագծի վրա բացասաբար անդրադարձող խնդիրների հայտնաբերումը դարձել է բարդ մարտահրավեր: Թվային ինտեգրալ սխեմաներում գոյություն ունեն ինչպես հայտնի, այնպես էլ ակտիվ մշակման փուլում գտնվող լուծումներ, որոնք միտված են ինքնաթեստավորման միջոցով հայտնաբերելու և գրանցելու այդ խնդիրները: Մինչդեռ խառը ազդանշանային սխեմաներում, որտեղ որպես հաշվարկների հիմք ծառայում են ազդանշանների լարման արժեքները, ինքնաթեստավորման մեթոդների ներդրումը հանդիսանում է առավել բարդ խնդիր: Աշխատանքի շրջանակներում առաջարկվել է սինթրոագդանշանի բացակայության և լցման գործակցի տատանման հայտնաբերման մեթոդ: Մշակված ճարտարապետությունները և լուծումները ունակ են հայտնաբերելու սինթրոագդանշանի բացակայությունը և համակարգերի թվային հանգույցներին տեղեկացնելու այդ ազդանշանների՝ համակարգերի ինքնակարգաբերման մեխանիզմներից անկախ կոպիտ և ճշգրիտ կարգաբերման անհրաժեշտության մասին:

Առանցքային բառեր. ներդրված ինքնաթեստավորում, ինտեգրալ սխեմա, լցման գործակցի աղավաղում:

**А.Х. МХИТАРЯН, В.Д. ОГАННИСЯН, Л.Д. АКОПЯН, А.Х. ГЕВОРГЯН,
А.О. ПЕТРОСЯН**

**ВСТРОЕННЫЙ МЕТОД САМОПРОВЕРКИ И САМОКОРРЕКЦИИ ДЛЯ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СМЕШАННЫХ СИГНАЛОВ**

В современных интегральных схемах (ИС) число элементов существенно увеличилось, в результате чего решение проблем, влияющих на их эффективность, представляет собой сложную задачу. В цифровых ИС имеются как известные методы, так и методы, находящиеся в активной стадии разработки, которые предназначены для включения встроенного самотестирования, выявления и сообщения об этих проблемах. При этом в смешанных сигнальных схемах, где в основе расчетов выступают значения напряжения сигналов, внедрение методов самотестирования намного сложнее. В статье предлагается новый метод определения отсутствия тактового сигнала и изменения его коэффициента заполнения. Разработанные архитектуры и решения способны обнаруживать отсутствие тактовых сигналов, а также информировать цифровые части систем о необходимости грубой или точной настройки систем генерации тактовых импульсов вне их контуров автокалибровки.

Ключевые слова: встроенная самопроверка, интегральная схема, искажение коэффициента заполнения.

S.A. GHUKASYAN

A NOVEL AGING MONITORING CIRCUIT

Year by year there are numerous new requirements set to the lifetime and reliability of integrated circuits (IC), particularly in medical spheres and automotive applications. Consistent with technology downscaling the device reliability issues are increasing, but the quality requirements become stronger. Nowadays the aging phenomenon is one of the critical issues in systems with longer lifetime. Therefore, the monitoring of aging and its consequence compensation have become one of the key parts for today's ICs.

A novel aging monitoring circuit is proposed in this paper. This new monitoring circuit monitors the aging degradation during lifetime of the IC and generates a binary code. This code is applied to the inputs of compensation circuits, which compensates the degradation in the critical blocks throughout their lifetime. Monitoring circuit is realized with a 14 nm technology node and simulations proved the results' validity.

Keywords: integrated circuit, aging, monitoring, binary code, compensation.

Introduction. Aggressive down-scaling to lower technology nodes is driven by the thrust for high performance and device density. However, this is accompanied by deterioration of reliability, an increase in the design period, additional input-output pins in case of inserting stabilizing (adjusting) elements, an increase in the surface occupied by them, a larger power consumption current, and some other negative consequences. In the general case, not taking into account the above-mentioned factors lead to a decrease in the yield percentage of ICs, and therefore, in profits [1]. One of the most important factors in the deterioration of the reliability and uninterrupted operation of ICs is the phenomenon of aging, which can cause the entire system to fail over time [2]. The main types of aging are discussed below.

Bias temperature instability (BTI) is an aging phenomenon which leads to threshold voltage variations during the lifetime in the presence of voltage stress at the gate of the transistor, causing the circuit to fail its specifications. A PMOS transistor experiences negative BTI stress when its gate is applied logic 0. The increase in the threshold voltage is partially reversed when the voltage stress is removed (i.e., a logic 1 is applied). A similar phenomenon of positive BTI affects the threshold voltage of NMOS devices when they are stressed and the degradation relaxes with the removal of stress [3,4].

Hot carrier injection (HCI) is caused by the acceleration of carriers (electrons/holes) under lateral electric fields in the channel, to the point where they gain sufficient energy to cause damage, degrading mobilities and threshold voltages [3,4].

Time-dependent dielectric breakdown (TDDB) in gate oxides is an irreversible reliability phenomenon that at the point of breakdown causes an unexpected increase in the conductance of the gate oxide, which causes the current through the gate insulator to increase significantly [5].

In order to neutralize the negative effects of technological deviations, the characteristics of the modern IC blocks are adjusted during the testing or operating stages by means of the programmable input pins. Nevertheless, the addition of each input-output pins is associated with high costs [6]. Alternatively, one can employ circuits to monitor and compensate deviations in ICs and to solve the above mentioned problems [7].

Aging degradation can lead to various accidents in automotive systems, as well as to the reduction of the life span of the ICs installed in human bodies for medical purposes, as a result of which there will be a need for their frequent replacement, which is costly. Therefore, it is important to monitor the aging degradation during the lifetime of ICs and compensate for its consequences when necessary.

The proposed circuit. First, the aging effect is studied on SAED14nm FinFET PMOS based current source (Fig.1) [8]. This current source is used for the purpose of sensing the degradation due to the transistor aging. The source of the PMOS device has been connected to VDD and drain to GND. To the gate was applied bias voltage equal to 0 V, to have maximum V_{GS} , and HSPICE simulation has been performed [9]. The current flowing from the drain to source was measured to be equal to 140 μA .

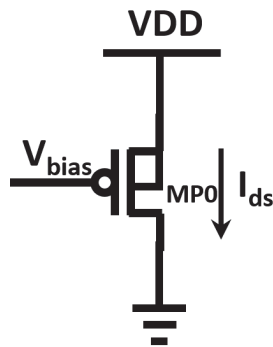


Fig. 1. The designed PMOS device

Aging HSPICE simulation was performed for 10 years. The result shows that I_{ds} has decreased and in 10 years it is equal to $110 \mu A$. So, due to aging I_{ds} decreases by $30 \mu A$, which is quite a large degradation. Aging HSPICE simulations are performed also up to 10 years with 1-year steps to understand how the I_{ds} changes over the years (Fig. 2).

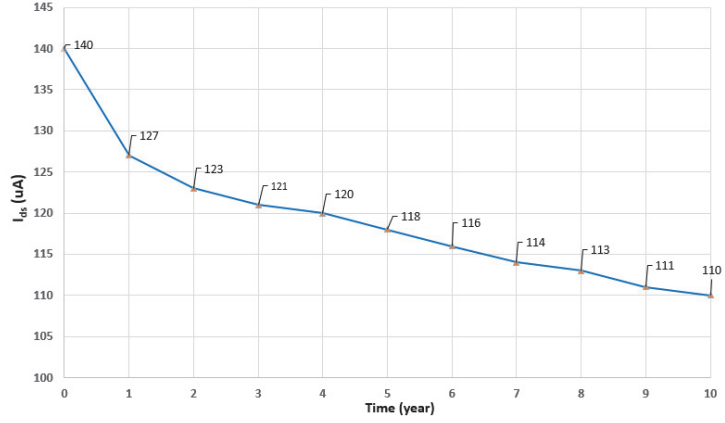


Fig. 2. I_{ds} dependency on years

The largest decrease occurs during the first year, which further emphasizes the need to design an aging monitoring circuit in order to detect the aging degradation and to feedback to the compensation circuits in order to compensate the aging degradation in the critical blocks starting from the first year.

A method developed and based on that circuit has been designed (Fig. 3) for monitoring the aging, which will detect the aging degradation, and depending on that, will generate an appropriate binary code based on the binary search algorithm [10], which can subsequently be used in the aging compensation circuits [11].

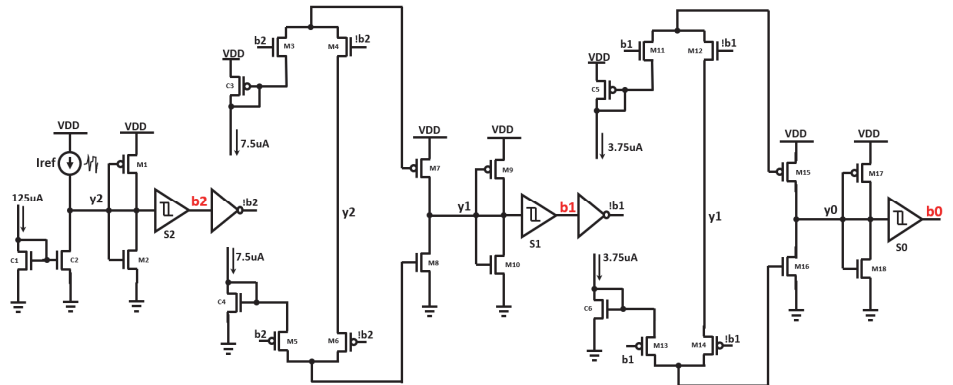


Fig. 3. The aging monitoring circuit designed by ideal current PWL source

In order to check the accuracy of the method and to show the basic principle of operation, firstly the circuit was designed with an ideal current PWL source. The scheme consists of 3 cascades. In the first cascade, an ideal current PWL source with the current reducing from $140\ \mu A$ to $110\ \mu A$ is used. A current mirror is connected in series, which passes $125\ \mu A$ current, which is the half of $140\ \mu A$ and $110\ \mu A$. The next stage consists of diode-connected M1 (PMOS) and M2 (NMOS) transistors. It is designed in such a way, that when the current flowing through them is the same, the potential of the y2 is equal to $VDD/2$. This stage serves as a current subtractor. The y2 is also applied to the S2 Schmitt trigger's input (Fig. 4) [12]. The designed Schmitt trigger's threshold voltage is $VDD/2$, and the Schmitt trigger employs a positive feedback loop which adds the hysteresis and provides a noise margin. The b2 output of the S2 Schmitt trigger is the first bit of the generated digital code. The b2 is inversed to control second cascade. When the I_{ref} is greater than $125\ \mu A$, the difference between these currents flows through the NMOS transistor, which pulls y2 down, and the output of the S2 Schmitt trigger goes to 0. And when I_{ref} is less than $125\ \mu A$, the difference between these currents flows through the PMOS transistor, which pulls y2 up, and the output of the S2 Schmitt trigger goes to 1. Thus the first bit of the signal is obtained.

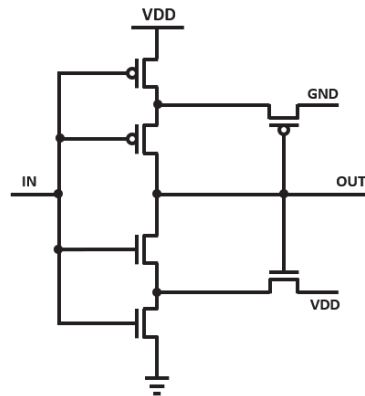


Fig. 4. The designed Schmitt trigger

At the first stage of the second cascade, diode-connected C3 and C4 transistors are passing the $7.5\ \mu A$ current, which is the half of the maximum difference of the first cascade ($15\ \mu A$). Devices M3, M4, M5 and M6 serve as switches. When b2 is 0, M3 and M6 are closed, and devices M4 and M5 are open. Since M5 is open, through M8 passes a $7.5\ \mu A$ current, and M7 connects to y2, so the current flowing through it is equal to the difference between I_{ref} and $125\ \mu A$. If it is higher than $7.5\ \mu A$, the difference will flow through the M10 device, which pulls y1 down, and the output of the S1 Schmitt trigger goes to 0. And if it is lower than $7.5\ \mu A$, the

difference will flow through the M9 device, which pulls y1 up, and the output of the S1 Schmitt trigger goes to 1. The output of the S1 Schmitt trigger (b1) is the second bit of the generated digital code. The b1 is inversed in order to control the third cascade.

The third cascade looks completely the same as the second one, but with the current values equal to $3.75 \mu A$, which is the half of maximum difference in the second cascade ($7.5 \mu A$), also there is no need for inversion. At the output of the third cascade the signal b0 is generated, which is the third bit of the digital code.

To better understand the principle of circuit operation, an example for illustration is considered next. Assume I_{ref} is equal to $135 \mu A$. In that case the difference between I_{ref} and $125 \mu A$ is $10 \mu A$ that will flow through M2 device, and b2 goes 0. The M5 device opens and through M8 flows the $7.5 \mu A$ current, at the same time, the M4 also opens and the current difference from the first cascade flows through the M7, namely $10 \mu A$. The difference between them ($2.5 \mu A$) flows through the M10 device, and b1 goes to 0. The M13 device opens and through M16 flows the $3.75 \mu A$ current, at the same time the M12 also opens and through M15 flows the current difference from the second cascade, namely $2.5 \mu A$. The difference between them ($1.25 \mu A$) flows through the M17 device, and b0 goes to 1. Concluding, in this case, the code is 001.

The next example covers the case when I_{ref} is lower than $125 \mu A$. Assume I_{ref} is equal to $115 \mu A$. In this case the difference between I_{ref} and $125 \mu A$ is $-10 \mu A$, which flows through the M1 device, and b2 goes to 1. The M3 device opens and through M7 flows the $7.5 \mu A$ current, at the same time, the M6 also opens and through M8 flows the current difference from the first cascade, namely $10 \mu A$. The difference between them ($-2.5 \mu A$) flows through the M9 device, and b1 goes to 1. The M11 device opens and through M15 flows the $3.75 \mu A$ current, at the same time, the M14 also opens and through M16 flows the current difference from the second cascade, namely $2.5 \mu A$. The difference between them ($1.25 \mu A$) flows through the M18 device, and b0 goes to 0. Hence, in this case, the code is 110.

The simulation results. In order to make sure that the circuit works properly, the HSPICE simulation for the designed circuit was performed. The current value (I_{ref}) of ideal current PWL source changes from $140 \mu A$ to $110 \mu A$ (Fig. 5).

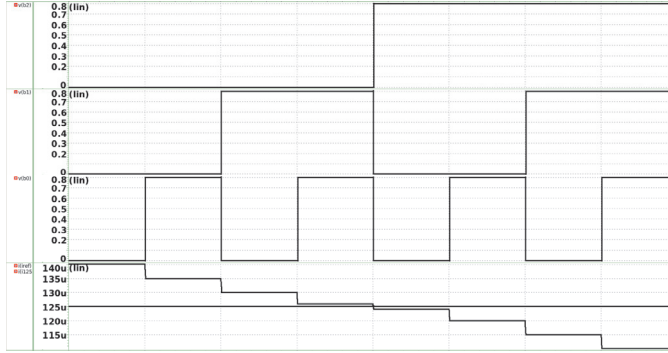


Fig. 5. Outputs of circuit depending on the current change

The circuit generates an appropriate 3-bit digital code for each range of current variation (Table).

Table

Generated 3-bit digital code for each range of current variation

$\Delta I_{ref} (\mu A)$	Digital code
0 – 3.75	000
3.75 – 7.5	001
7.5 – 11.25	010
11.25 – 15	011
15 – 18.75	100
18.75 – 22.5	101
22.5 – 26.25	110
26.25 – 30	111

Now that the principle of the circuit operation is clear, next ideal current PWL source is replaced by a biased PMOS transistor working as a current source (Fig. 6).

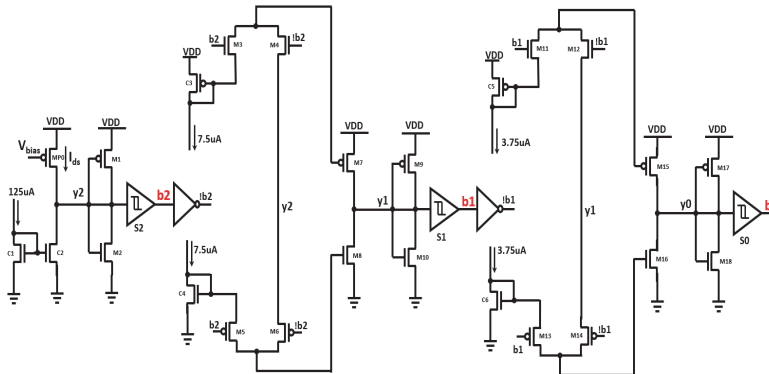


Fig. 6. Schematic view of the proposed novel aging monitoring circuit

For this circuit, aging HSPICE simulations were performed up to 10 years with 1-year steps (Fig. 7).



Fig. 7. Outputs of the designed aging monitoring circuit over the years

The simulations show that the proposed aging monitoring circuit performs as expected by generating a digital code corresponding to the current reduction due to aging degradation over years.

Conclusion. A novel aging monitoring circuit has been proposed and implemented using the SAED 14 nm FinFET technology with the help of Custom Compiler tool [13]. The circuit is easily implemented with CMOS technology, using only MOS transistors. Simulations show that the circuit detects the aging degradation by generating a digital code, which can be converted to other types of codes and can be applied to the compensating circuits wherever needed. Due to its simple structure the proposed aging monitoring circuit does not require additional input-output pins on the chip for its operation. Additional testing operations are not needed, either. This leads to the reduction of area, testing time and cost of IC's. Additionally, if more accuracy is needed, the number of digital bits can be increased adding more cascades with the same principle.

REFERENCES

1. Enabling CMOS Scaling Towards 3nm and Beyond / **A. Mocuta, P. Weckx, P. Demuyne, et al** // 2018 IEEE Symposium on VLSI Technology. - Honolulu, HI, USA, 2018. - P. 147-148, doi: 10.1109/VLSIT.2018.8510683.
2. Dealing with Aging and Yield in Scaled Technologies/ **W. Ye, M.B. Alawieh, C.L. Hsu, et al** // Embedded Systems. Springer, Cham. – 2021. – P. 409–429, https://doi.org/10.1007/978-3-030-52017-5_17
3. Impact of Mixed Negative Bias Temperature Instability and Hot Carrier Stress on MOSFET Characteristics-Part I: Experimental / **B. Ullmann, M. Jech, K. Puschkarsky, et al** // IEEE Transactions on Electron Devices. - Jan. 2019. - Vol. 66, no. 1. - P. 232-240, doi: 10.1109/TED.2018.2873419.
4. Impact of Mixed Negative Bias Temperature Instability and Hot Carrier Stress on MOSFET Characteristics—Part II: Theory / **M. Jech, B. Ullmann, G. Rzepa, et al** // IEEE Transactions on Electron Devices. - Jan. 2019. - Vol. 66, no. 1. - P. 241-248, doi: 10.1109/TED.2018.2873421.
5. Physics-Based Compact TDDDB Models for Low-k BEOL Copper Interconnects With Time-Varying Voltage Stressing/ **S. Peng, H. Zhou, T. Kim, et al** // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. - Feb. 2018. - Vol. 26, no. 2. - P. 239-248, doi: 10.1109/TVLSI.2017.2764880.
6. Study on Early Capture Based VLSI Aging Monitoring Techniques / **I. Sario, A.B. Channa, F. Ali Qureshi, et al** // 2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET). - Sukkur, Pakistan, 2019. - P.1-4, doi: 10.1109/ICOMET.2019.8673402.
7. **Mirzoyan D. and Khachatryan A.** A New Process Variation Monitoring Circuit // 2016 IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (ISVLSI). - Pittsburgh, PA, USA, 2016. -P. 1-5, doi: 10.1109/ISVLSI.2016.26.
8. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium, February 12-14, 2018. - Niš, Serbia, 2018. - P. 37-41.
9. PrimeSim™ HSPICE Reference Manual: Commands and Control Options, Synopsys Inc.- 2020. -823p
10. <https://www.khanacademy.org/computing/computer-science/algorithms/binary-search/a/binary-search>
11. **Ghukasyan S.** Aging Compensation Method For Voltage Controlled Oscillator // 2022 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET). - Prague, Czech Republic, 2022. - P. 1-5, doi: 10.1109/ICECET55527.2022.9872878.
12. **Baker R.J.** CMOS Circuit Design, Layout and Simulation. - 3rd Edition. - John Wiley & Sons, 2010.- 1214p.
13. Custom Compiler™ Schematic Editor and Text Editor User Guide, Synopsys Inc.- 2021. - 386p.

National Polytechnical University of Armenia (NPUA). The material is received on 15.03.2023.

Մ.Ա. ՂՈՒԿԱՍՅԱՆ

ԾԵՐԱՑՄԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԸ ՄՇՏԱԴԻՏԱՐԿՈՂ ՆՈՐ ՄԽԵՄԱ

Տարեցտարի բազմաթիվ նոր պահանջներ են առաջանում ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) ծառայության ժամկետի և հուսալիության վերաբերյալ, հատկապես բժշկական ոլորտներում և ավտոմոբիլային կիրառություններում: Տեխնոլոգիաների մասշտաբավորման հետ կապված՝ սարքի հուսալիության խնդիրները մեծանում են, բայց որակի պահանջներն ավելի խիստ են դառնում: Մեր օրերում ծերացման երևույթները դառնում են ավելի երկար կյանք ունեցող համակարգերի կարևորագույն խնդիրներից մեկը: Հետևաբար, ծերացման երևույթների մշտադիտարկումը և անհրաժեշտության դեպքում դրա հետևանքների փոխհատուցումը դառնում են այսօրվա ԻՄ-երի առանցքային խնդիրներից մեկը:

Առաջարկվում է ծերացման երևույթները մշտադիտարկող նոր սխեմա: Առաջարկվող սխեման կարող է գրանցել ծերացման երևույթների ազդեցությունը ԻՄ-երի կյանքի ընթացում և գեներացնել երկուսական կողմ: Այդ կողմ կարող է փոխանցվել փոխհատուցման սխեմաներին, որոնք կարող են փոխհատուցել անհրաժեշտ բլոկների պարամետրերի վատթարացումը ողջ կյանքի ընթացքում: Մշտադիտարկող սխեման իրականացվել է 14 նմ/տեխնոլոգիական գործընթացի համար, և արդյունքների վավերականությունն ապացուցվել է հողվածում ներկայացված մոդելավորումների միջոցով:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, ծերացում, մշտադիտարկում, երկուսական կողմ, փոխհատուցում:

Շ.Ա. ГУКАСЯН

НОВАЯ СХЕМА МОНИТОРИНГА ЯВЛЕНИЯ СТАРЕНИЯ

С каждым годом предъявляется множество новых требований, касающихся срока службы и надежности интегральных схем (ИС), особенно в области медицины и автомобилестроения. В связи с уменьшением масштаба технологий увеличиваются проблемы, связанные с надежностью устройства, но требования к качеству становятся все более жесткими. В настоящее время явление старения является одной из критических проблем в системах с более длительным сроком службы. Поэтому мониторинг старения и, при необходимости, компенсация его последствий становятся одной из ключевых частей современных ИС.

В статье предлагается новая схема мониторинга старения, которая может отслеживать деградацию из-за старения в течение срока службы ИС и генерировать двоичный код. Этот код может применяться ко входам компенсационных схем, которые компенсируют деградацию в необходимых блоках на протяжении всего срока службы. Схема мониторинга была реализована с помощью технологического процесса 14 нм. Доказана достоверность результатов моделирования, проведенного в статье.

Ключевые слова: интегральная схема, старение, мониторинг, двоичный код, компенсация.

UDC 621.3.044.75

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2023.v76.1-67

H.A. BABAJANYAN

THE OUTPUT NOISE REDUCTION OF THE R-2R RESISTOR LADDER DIGITAL-ANALOG CONVERTER

A new method for reducing output noises in the R-2R resistor ladder digital-analog converter (DAC) is presented. The main reason for the output noises in R-2R resistor ladder DAC is the disadvantages and non-ideal features of the operational amplifier (Op-Amp). In case of the low numbers of the input combination there can be an output voltage without noises, because the voltage-error for the OpAmp in case of low output voltage is very small. But the low output voltage can be not the exact voltage because many times the 0 voltage on the negative input of the OpAmp forms is not clear. The high output voltage of the OpAmp can be more exact, but it will have noises because of the conflict between the voltage corresponding to the difference of the input voltages and the voltage corresponding to the current coming from the R-2R ladder. Using the new method, the output voltage of the R-2R resistor ladder DAC will be exactly in the full input combination range, and it will have almost no noise. In the primary 4-bit R-2R DAC designed in the 32 nm technology the INL (integral nonlinearity error) in case of 0000 input combination is 0.2 V, and the noise-error in case of 0101 input combination is 0.065 V. In the optimized R-2R DAC, the maximum INL error is 0.02 V at 0010 input combination and the maximum noise-error is 0.005 V at 0001 input combination. Using the method, the area of the circuit increases by 7%. As this disadvantage is very small the new approach is very preferable to use for accurate output signal in the R-2R resistor ladder DAC.

Keywords: DAC, current mirror, Op-Amp, INL error, inverter.

Introduction. The DAC using R-2R resistor ladder is a simple circuit that consists of Op-Amp, resistors connected in parallel and in series in the cascaded form and the transmission gates switching the currents going from the ladder to the OpAmp. The OpAmp can be used in the circuit in inverting and non-inverting forms. 2R ladder resistors are used as voltage dividers for the output signal depending on the input combination.

The name “ladder” means a configuration of the resistors applied within the network. A R-2R resistive ladder structure provides a means of converting digital signals to the equivalent analog output voltage. Input signals are connected to the R-2R ladder by transmission gates which are turning each branch of the ladder on

or off. The output signal is taken from the end of the ladder which is used to drive the inverting input of an OpAmp.

As transmission gates have their own resistance, the resistors need to have much more resistance than transmission gates to keep the right operation process for the DAC. But besides that, the transmission gate has got a parasitic capacitance which can import noises in the signal that must be formed in the output. For low resistance of the transmission gate, the sizes of its transistors need to be wider, so it can lead to a bigger parasitic capacitance and provide a bigger noise in the signal. But this is the smallest factor which makes noises in the output of the R-2R resistor ladder DAC. The circuit has more serious disadvantages that lead to a non-accurate output signal. The designed approach makes it possible to avoid all the dangerous features of the R-2R DAC that will import noises in the output signal.

Literature review. For different types of DAC, and in general for mixed-signal digital and analog circuits, there are several approaches for reducing the output noises.

For example in [1] DAC Quantization Noise Reduction is presented. In hard disk drives (HDD), the digital- analog converter (DAC) driving the voice coil motor (VCM) has a restricted accuracy. Quantization noises due to the finite precision of the DAC disturb the servo control loop and degrade its performance.

In [2] the techniques of noise improvement in data converters are presented. The data converters including ADCs and DACs work as interfaces between a DSP-based system and the physical analog circuits. The ADCs and DACs are made from basic circuit building blocks which face the design trade-offs between linearity, noise and power consumption.

In [3], an approach for reducing the noises of analog signals from PCB is presented. Noise in analog, digital systems, and analog noise in general, could be a reason of serious problems in a number of applications. Analog circuits have to deal with a range of noise sources. Some of them are unavoidable at the component and board levels.

In [4], techniques reducing noises in ADC circuits are presented. The most effective case of way for removing the noise is the use of a low-pass filter prior to the ADC. Including by-pass capacitors, and also using a ground plane will eliminate this type of noise. A third source of noise is radiated noise.

In [5], the importance of the noise reduction is presented. Most industrial environments and laboratories contain abundant electrical-noise sources which include AC power lines, radio and TV stations, and a variety of electronic

equipment. Radio stations create a high-frequency noise, when computers and also other electronic equipment generate noise in all frequency ranges.

In [6], the technique of low frequency noise reduction for linear analog integrated circuits is presented. The evaluation of VLSI technology has reached to the point where most of the transistors are integrated on a single chip. Where ICs once filled the role of subsystem components, now integrate complete systems on-a-chip by combining both digital and analog functions.

In [7], the noise reduction technique in ADC is presented. The ADC contains control circuit and a capacitive digital-to-analog-converter (CDAC). The control circuit is used for estimating the weight of the bit based on the first and second digital code. The CDAC is configured to provide the first analog signal.

The proposed circuit of R-2R resistor ladder DAC. The method is tested on a 4-bit R-2R DAC. When first inputs are on, and the current going to the output resistor isn't so high, the OpAmp has not a big difficulty with it, and the output voltage hasn't got noises. But the instantaneous increase of the current in the resistor ladder leads to a little change in the negative input of the OpAmp, and the output signal will have an INL error at low voltages. When high bit inputs are on a big current importing a high output, voltage can make inconsistency with the gain of OpAmp, so the high output voltage will have noise problems. The primary circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC is shown in Fig.1.

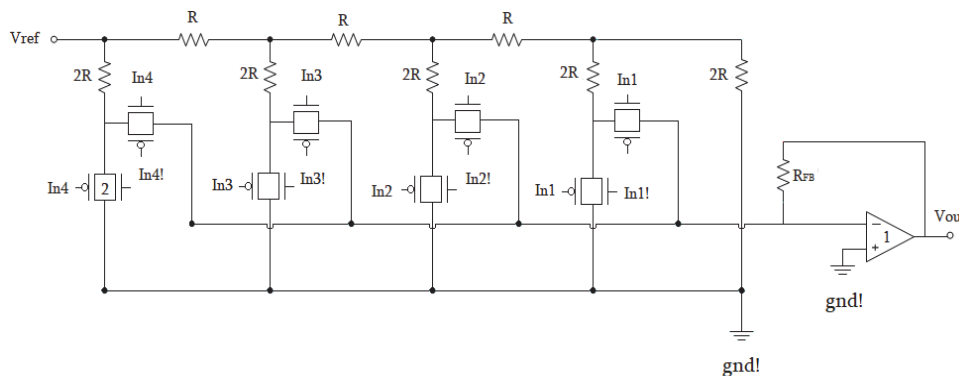


Fig.1. The primary circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC (1 - OpAmp, 2 – transmission gate)

The output characteristics of the primary R-2R DAC is shown in Fig.2.

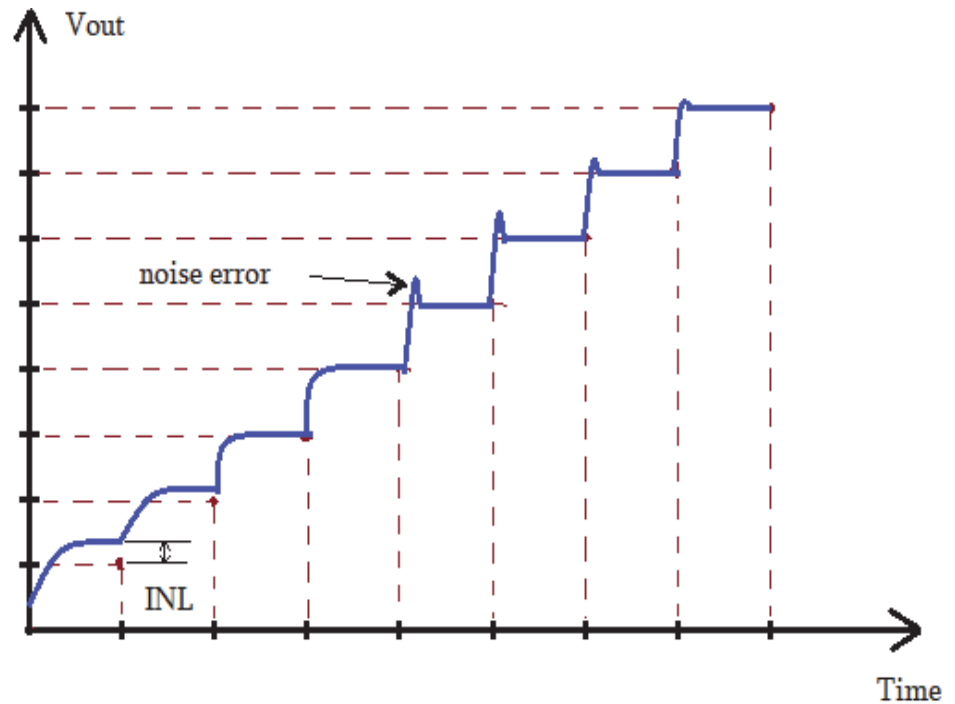


Fig.2. The output characteristics of a primary R-2R DAC

To make an accurate output signal in R-2R DAC, it is necessary to avoid big currents in the feedback loop. So, instead of the resistor in the feedback connection of OpAmp, a diode connected n-type transistor is used. The negative input of the OpAmp is connected to another n-type transistor which is connected to the first transistor with current mirror connection and also has a much bigger w-size than the first transistor. So, the current from R-2R ladder is shared between the two transistors.

The current that flows through the second transistor is much bigger than that in the first transistor as it has bigger sizes, but its current is directly proportional to the current of diode-connected transistor with a constant coefficient according to the current mirror law. The second n-type transistor is connected to another current mirror that consists of p-type transistors, which generate an accurate output voltage on the output resistor. The optimized circuit of 4-bit R-2R DAC is shown in Fig.3.

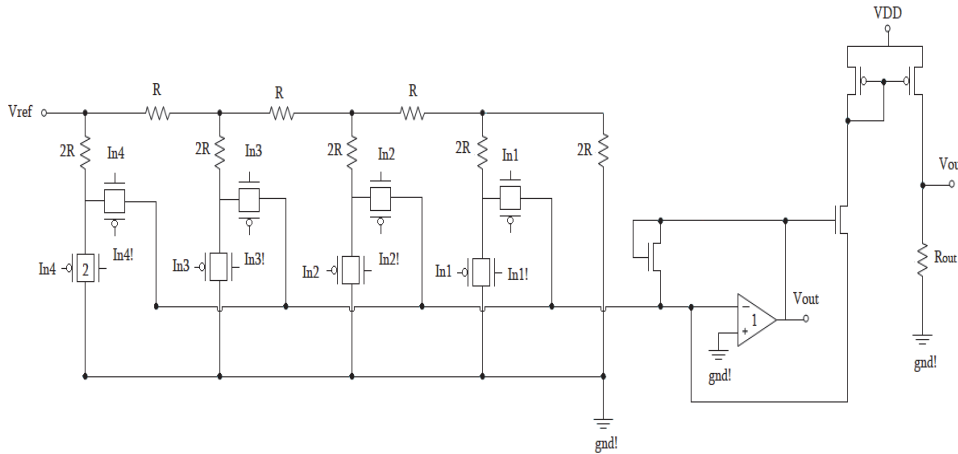


Fig.3. The optimized circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC (1 - OpAmp, 2 – transmission gate)

The output characteristics of the optimized R-2R DAC is shown in Fig.4.

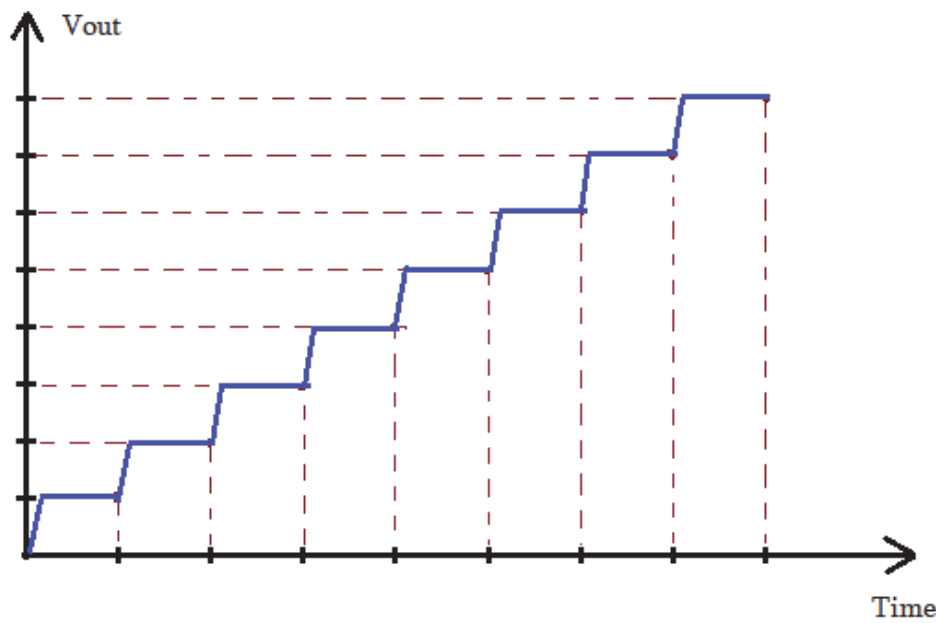


Fig.4. The output characteristics of the optimized R-2R DAC

Simulation results. The main block of a 4-bit R-2R resistor ladder DAC is designed. Simulations are performed using the HSPICE simulator (described in [8]) for a number of PVT corners including 3 main conditions (TT, FF and SS processes with respective voltage and temperature values). Here the results of the TT typical corner are presented. The circuit is designed and simulation is

performed in the 32 nm technology. The primary circuit of the R-2R DAC designed in 32 nm technology is shown in Fig.5. $V_{ref} = -1\text{ V}$ and $V_{DD} = 2.5\text{ V}$.

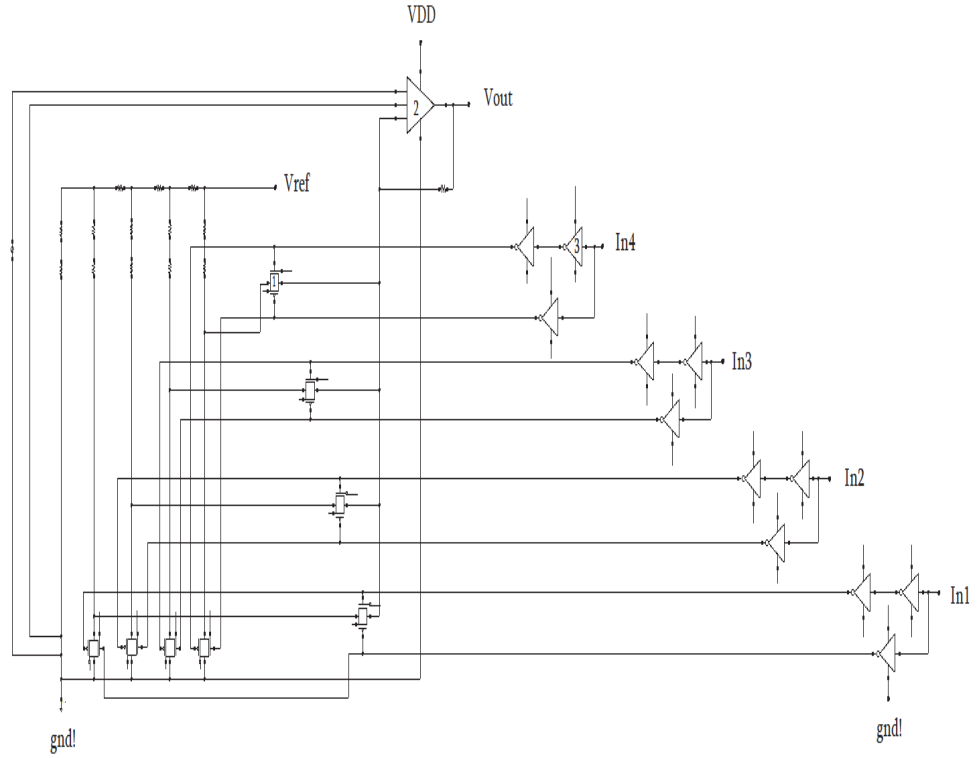


Fig.5. The primary circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC circuit designed in 32 nm technology (1 – OpAmp., 2 – transmission gate, 3 – inverter)

The optimized circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC is shown in Fig.6.

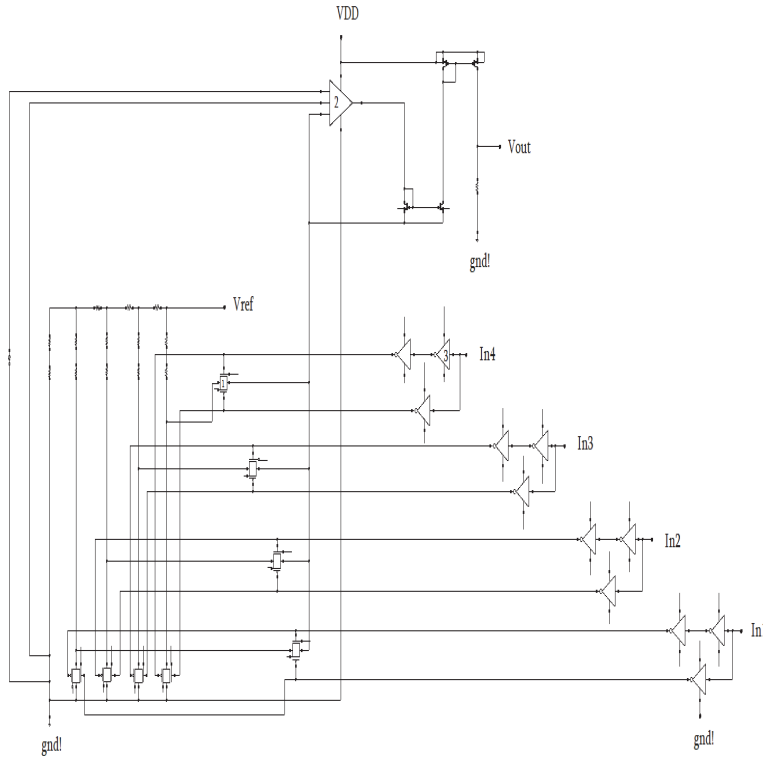


Fig.6. The optimized circuit of the 4-bit R-2R resistor ladder DAC circuit designed in 32 nm technology (1 – OpAmp, 2 – transmission gate, 3 - inverter)

The simulation results of the primary R-2R DAC is shown in Fig.7.

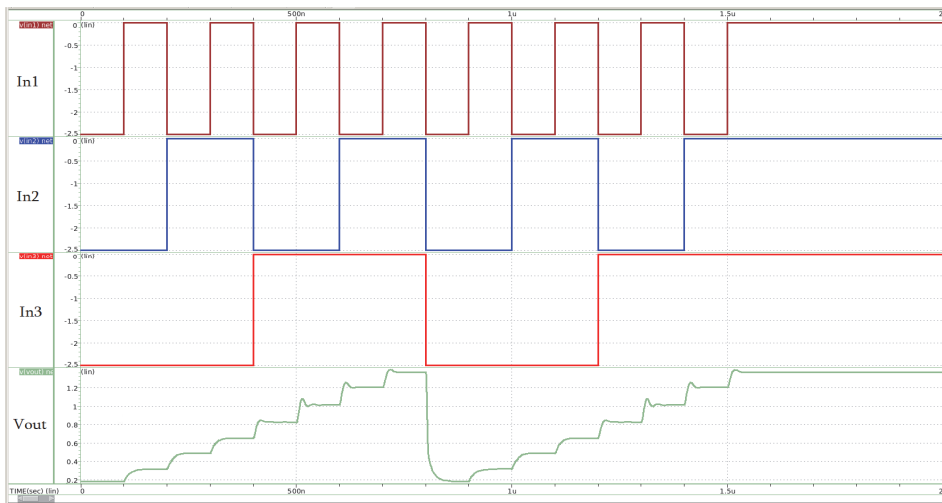


Fig.7. The simulation results of the primary 4-bit R-2R resistor ladder DAC

The simulation results of the optimized R-2R DAC is shown in Fig.8.

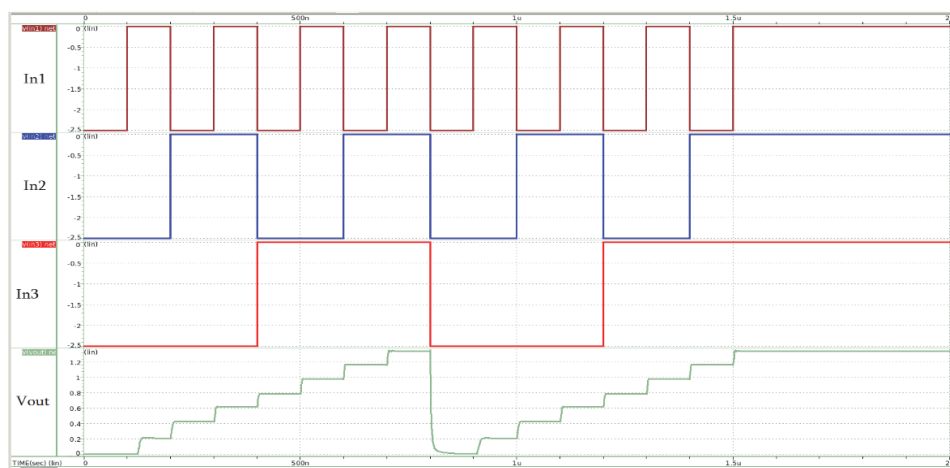


Fig.8. The simulation results of the optimized 4-bit R-2R resistor ladder DAC

Conclusion. A new method for the noise reduction of the R-2R resistor ladder DAC is presented. In difference with other DACs, it is very comfortable to reduce the output noises by the current mirror as the working process of the R-2R DAC is based on the output current. Experiments are carried out on the 4-bit R-2R DAC designed in the 32nm technology using OpAmp, resistors, transmission gates and invertors at the input pins. The supply voltage is 2.5 V and V_{ref} which is input for the R-2R ladder is -1 V. At the primary R-2R DAC, the maximum INL error is 0.2 V and the maximum noise error is 0.065 V. At the optimized R-2R DAC, the maximum INL error is 0.02 V and the maximum noise error is 0.005 V. Using the method, the area increases with 7%. So, the method reduces the output noises and also fixes the INL error on the output signal.

REFERNECES

1. **Lu W., Wood R., Yu M.** DAC Quantization Noise Reduction for Servo Control Systems in Hard Disk Drives // American Control Conference.- Boston, Massachusetts, July 2, 2004. - P. 1147-1152.
2. **Zhu H.** Design Techniques to Improve Noise and Linearity of Data Converters // The Department of Electrical and Computer Engineering. – April, 2016. - P. 90.
3. **Peterson Z.** How to Reduce and Remove Noise In Analog Signals From Your PCB // Altium Designer – PCB Design Software. – February 15, 2021. - P. 1-6.
4. **Baker C.** Techniques that Reduce System Noise in ADC Circuits // Microchip Technology. – 2004. - P. 1-2.
5. **Zhu H.** Noise reduction and Isolation // Measurement Computing. – 2010. - P. 1-10.

6. **Koh J.** Low-Frequency-Noise Reduction Technique for Linear Analog CMOS IC's.- Munchen technical university. – November 2, 2005. - 113 p.
7. **Chiu P., Tseng W.** Calibration and noise reduction of analog to digital converters / United States Patent, MediaTek Inc. – October 6, 2015. - P. 1-20.
8. Hspice Application Manual, Synopsys Inc. -2010. -196 p.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 20.02.2023.

Հ.Ա. ԲԱԲԱՋԱՆՅԱՆ

R-2R ՌԵԶԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ՍԱՆԴՈՒԴՔՈՎ ԹՎԱ-ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻՉԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԱՐԿՈՒՄԸ

Ներկայացված է R-2R ռեզիստորային սանդուղքով թվա-անալոգային փոխարկիչում (ԹԱՓ) ելքային աղմուկները նվազեցնելու նոր մեթոդ: R-2R ռեզիստորային սանդուղքով ԹԱՓ-ում ելքային աղմուկների հիմնական պատճառը օպերացիոն ուժեղարարի թերություններն ու ոչ իդեալական հատկանիշներն են: Մուտքային կոմբինացիայի ցածր թվերի դեպքում կարող է լինել ելքային լարում՝ առանց աղմուկների, քանի որ օպերացիոն ուժեղարարի լարման սխալանքը ցածր ելքային լարման դեպքում շատ փոքր է: Բայց ցածր ելքային լարումը կարող է լինել մուտքային կոմբինացիային ոչ համարժեք լարում, քանի որ շատ անգամ օպերացիոն ուժեղարարի բացասական մուտքի լարումը տատանվում է 0 արժեքի շուրջը: Օպերացիոն ուժեղարարի բարձր ելքային լարումը կարող է ավելի ճշգրիտ լինել, բայց այն կունենա աղմուկներ՝ մուտքային լարումների տարբերությանը համապատասխանող ելքային լարման և R-2R սանդուղքից եկող հոսանքի լարման միջև հակասության պատճառով: Նոր մեթոդն օգտագործելու դեպքում, R-2R ռեզիստորային սանդուղքով ԹԱՓ-ի ելքային լարումը ճշգրիտ կլինի մուտքային կոմբինացիայի ամբողջ տիրույթում և գրեթե չի ունենա աղմուկ: Սկզբնական 4-բիթանոց, R-2R ԹԱՓ-ում, որը նախագծված է 32 նմ տեխնոլոգիայով, ինտեգրալ ոչ գծային սխալանքը 0000 մուտքային կոմբինացիայի դեպքում 0,2 Վ է, իսկ 0101 մուտքային կոմբինացիայի դեպքում աղմուկի սխալանքը՝ 0,065 Վ: Օպտիմալացված R-2R ԹԱՓ-ում առավելագույն ինտեգրալ ոչ գծային սխալանքը 0.02 Վ է 0010 մուտքային կոմբինացիայի դեպքում, իսկ աղմուկի առավելագույն սխալանքը 0001 մուտքային կոմբինացիայի դեպքում՝ 0.005 Վ: Օգտագործելով այս մեթոդը՝ սխեմայի մակերեսը մեծանում է 7%-ով: Քանի որ այս թերությունը շատ փոքր է, նոր մոտեցումը շատ նախընտրելի է օգտագործել R-2R ռեզիստորային սանդուղքով ԹԱՓ-ում՝ ճշգրիտ ելքային ազդանշան ստանալու համար:

Առանցքային բառեր. ԹԱՓ, հոսանքի հայելի, օպերացիոն ուժեղարար, ինտեգրալ ոչ գծայնության սխալանք, շրջիչ:

А.А. БАБАДЖАНИЯ

МИНИМИЗАЦИЯ ШУМА НА ВЫХОДЕ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С R-2R РЕЗИСТОРНОЙ ЦЕПОЧКОЙ

Представлен новый метод минимизации выходных шумов в цифроаналоговом преобразователе (ЦАП) с R-2R резисторной цепочкой. Основной причиной выходных шумов в ЦАПе с R-2R резисторной цепочкой являются недостатки и неидеальные характеристики операционного усилителя (ОУ). В случае низких цифр входной комбинации вероятно, что выходное напряжение может быть без шумов, так как погрешность напряжения для ОУ в случае низкого выходного напряжения очень мала. Но низкое выходное напряжение может быть неточным, потому что в общих случаях напряжение 0 на отрицательном входе ОУ формируется нечетко. Высокое выходное напряжение ОУ может быть более точным, но оно будет иметь шумы из-за конфликта между напряжением, соответствующим разнице входных напряжений, и напряжением, соответствующим току, поступающему от цепочки R-2R. Используя новый метод, выходное напряжение ЦАП с резисторной цепочкой R-2R будет точным во всем диапазоне комбинаций входных сигналов и почти не будет иметь шумов. В первичном 4-разрядном ЦАП R-2R, разработанном в технологии 32 нм, интегральная ошибка нелинейности при входной комбинации 0000 составляет 0,2 В, а шумовая ошибка при входной комбинации 0101 составляет 0,065 В. В оптимизированном ЦАП R-2R максимальная интегральная ошибка нелинейности составляет 0,02 В в случае 0010 входных комбинаций, а максимальная шумовая ошибка составляет 0,005 В в случае 0001 входных комбинаций. При использовании метода площадь схемы увеличивается на 7%. Поскольку этот недостаток очень мал, новый подход весьма предпочтителен для использования в ЦАП с резисторной цепочкой R-2R для получения точного выходного сигнала.

Ключевые слова: цифроаналоговый преобразователь, зеркало тока, операционный усилитель, ошибка интегральной нелинейности, инвертор.

H.T. GRIGORYAN

**THE EYE OPENING IMPROVEMENT METHOD FOR A HIGH SPEED
CURRENT MODE LOGIC DRIVER**

A bandwidth improvement method of current mode logic (CML) drivers, of the integral circuit type specifically designed for high-speed serial data transmission systems is presented. These drivers are characterized by their ability to operate at high frequencies and their ability to provide a high level of signal integrity, which is critical for achieving high data rates and low error rates in high-speed systems. The key advantages of CML drivers such as providing a high level of signal integrity, the circuit topologies, operating modes, and performance characteristics are discussed. Furthermore, the challenges and limitations of CML drivers, as well as the recent advances in the field that enables the use of CML drivers in high-speed systems are also discussed. A driver constructed by the proposed method operating at 112 Gbps in PAM4 modulation consumes 9 mW under 0.9 V supply.

Keywords: SERDES, transmitter, current mode logic, signal integrity, receiver, modulation.

Introduction. The growth of industries such as AI and cloud computing has created a need for faster ways to connect integrated circuit chips. The data center, which houses many servers, can be thought of as the brain of AI and the technology that allows data to flow freely between servers within the data center can be thought of as its bloodstream. Currently, a technology called Serializer/Deserializer (SerDes) is commonly used for high-speed data transmission. It has several benefits over parallel interface, as it reduces the number of pins on a chip and uses equalization to counteract the signal loss at high frequencies. Due to these benefits, SerDes is now the primary solution for high-speed wireline data transmission.

As the need for faster data transmission grows, designing a transmitter that can handle high-speed signals with minimal distortion and loss becomes a key technical challenge. This is because the transmitter consumes the most bandwidth and requires the highest clock frequency of any circuit. If the transmitter cannot transmit high-speed signals effectively, it will be difficult to recover the signal at the receiving end due to the channel loss and degradation. Therefore, designing a low-power and high-performing transmitter is an important aspect of the SerDes design.

The advancements in technology have allowed for improved high performance I/O circuitry, but the bandwidth of electrical channels used for communication

between chips has not kept pace. This highlights the importance of considering four-level pulse amplitude modulation (PAM4), which offers higher efficiency, less loss at high frequencies, and slower clock speeds compared to traditional binary signaling. This has led to PAM4 being implemented in various high-speed I/O standards. To support PAM4 modulation, recent developments in current-mode, voltage-mode and hybrid transmitters, as well as in analog-to-digital converter-based and mixed-signal receivers have been made [1]. However, PAM4 transceivers require more stringent circuit linearity, better equalizers for multi-level interference cancellation, and improved sensitivity compared to systems that use NRZ signaling.

On the transmitter side, using source-series-terminated (SST) voltage-mode drivers allows for the high output swing required for PAM4 modulation with high linearity achieved up to differential output swings equal to the nominal output stage supply. Advanced hybrid drivers that employ current boosting can further improve the output swing. Voltage mode drivers also offer reduced static power consumption relative to current-mode drivers, although at higher data rates this advantage becomes a smaller percentage of the total transmitter power consumption. This is due to large clocking power and the use of output-stage segmentation for equalization setting and impedance control. This segmentation can introduce on-chip interference and results in increased output stage area and power. Another important aspect of the transmitter is the final serializer, where efforts have been made to minimize power consumption in both current-mode and voltage-mode implementations. Additionally, equalization is often also necessary to improve the signal quality.

Current mode logic driver. Fig.1 (a) below shows the circuit of the basic circuit of the CML driver for the NRZ operation.

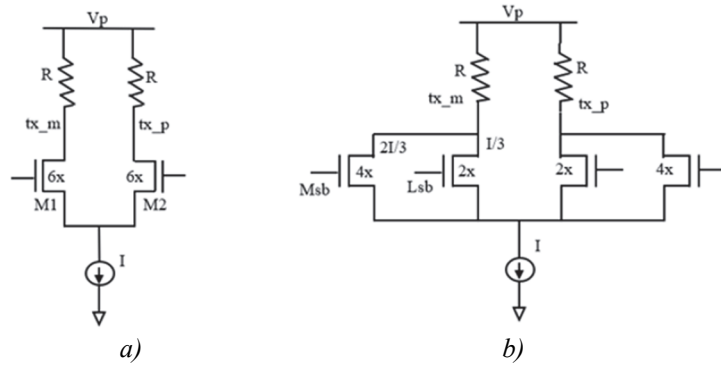


Fig. 1. (a) a CML driver for NRZ operation, (b) a CML driver for PAM4 operation

Differential serial data is coming to input devices M1 and M2 accordingly. When input of the M1 transistor is logic 1 and for M2 logic zero the whole I current will flow through the left branch, and the voltage levels at the output will

be $Vp - IR$ for tx_m and vp for tx_p. The differential peak-to-peak voltage will be $t_{xp} - t_{xm} = IR - (Vp - IR) = 2IR$.

To allow PAM4 operation intermediate voltage levels should be introduced. For that tx_p should be reduced to some extent and tx_m must be increased by the same amount. To do so, ΔI current must be extracted from the left side and the same amount should be added to the right side. With this voltage level $(I - 2\Delta I)R$ will be obtained. If the ΔI current is subtracted from the right branch and added to the left branch $(-I + 2\Delta I)R$, the voltage level will be obtained. All 4 voltage levels are shown in Fig. 2.

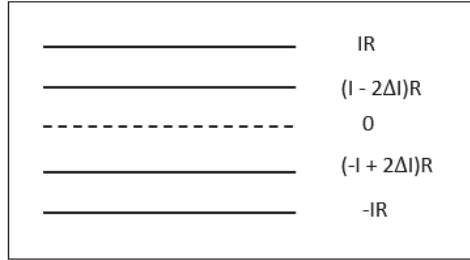


Fig. 2. The voltage level during the PAM4 operation

To perform current subtraction approach in Fig.1 (b), can be used. Input transistors are split into 2 parts. Those 2 parts should be binary weighted. The 6x transistor is split to 4xMsb and 2xLsb. When both MSB and LSB are logic one or both are logic, 0 similar to NRZ voltage levels is achieved. Let's consider Msb = 1 and Lsb = 0 case. In this case $2I/3$ current will flow through the MSB transistor and $I/3$ current will flow through the LSB transistor. For this scenario ΔI current from Fig. 2 is equal to $I/3$. Voltage levels for all possible MSB and LSB combinations are shown in Table.

Table

Voltage Levels

MSB	LSB	tx_m	tx_p	V_diff
1	1	$Vp - IR$	vp	IR
1	0	$Vp - (2/3) * IR$	$Vp - (1/3) * IR$	$IR/3$
0	1	$Vp - (1/3) * IR$	$Vp - (2/3) * IR$	$-IR/3$
0	0	vp	$vp - IR$	$-IR$

Problem description. In modern architectures final 4x1 serialization is performed using quarter rate clocks [2, 3]. The last 4-to-1 serializer plays a crucial role in a quarter-rate transmitter, as it should provide enough bandwidth to support the full-rate output.

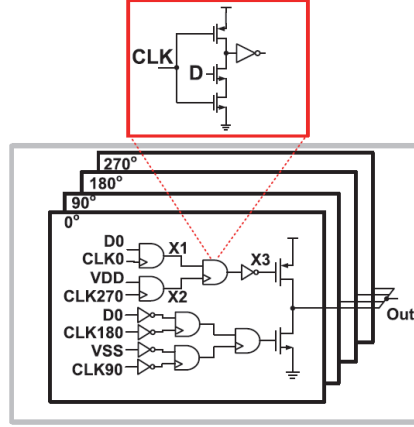


Fig. 3. The block diagram of the divider

However, it can be difficult to achieve this using conventional pass-gate serializers, which have reduced drive strength due to the effective stacking of transistors at the high self-loading output node. The dynamic NAND pre-drivers (Fig. 3) use the input data to qualify a pulse defined by adjacent quarter-rate clock edges, allowing the tri-state inverter-based mux to drive the full-rate output node through only one transistor, similar to a simple inverter, with the input data activating one of the PMOS/NMOS devices [1]. This approach is used for series source terminated voltage driver. As for the current driver, an example how 4x1 serialization and final summation is performed is shown in Fig. 4.

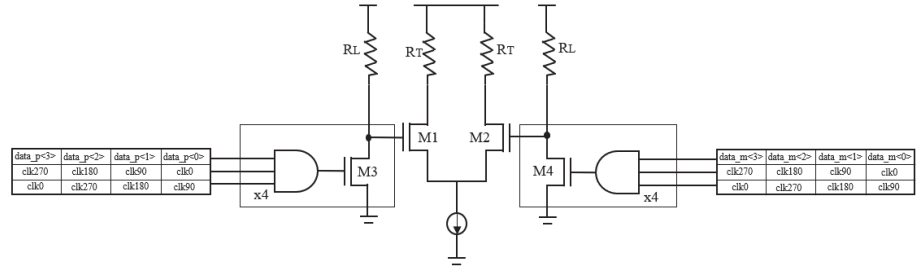


Fig. 4. Current mode driver with 4x1 mux

In the CML, driver current should be steered in the left and right branches to obtain corresponding voltage levels. To properly steer tail current there should be enough voltage swing in RL resistors. If the swing on RL resistors is small residual current will make differential swing voltage smaller. If swing across RL resistors is high, current source will be pinched off for a short period of time. This results in peaking of the output current. Because of the abovementioned issues, the bandwidth degrades over the process, voltage, temperature variations and vertical eye opening

become smaller. This has a direct negative impact on the Bit Error Rate (BER) of transmitter.

The proposed method. Because of the process voltage and temperature variation swing on RL resistors can vary. To compensate that variation, calibration method is proposed. A current mode logic driver with summing node calibration is shown in Fig. 5. An additional current source is introduced which steers the current in the secondary differential pair. The amount of this current can be controlled by a code. Also, 1bit resistance control is added.

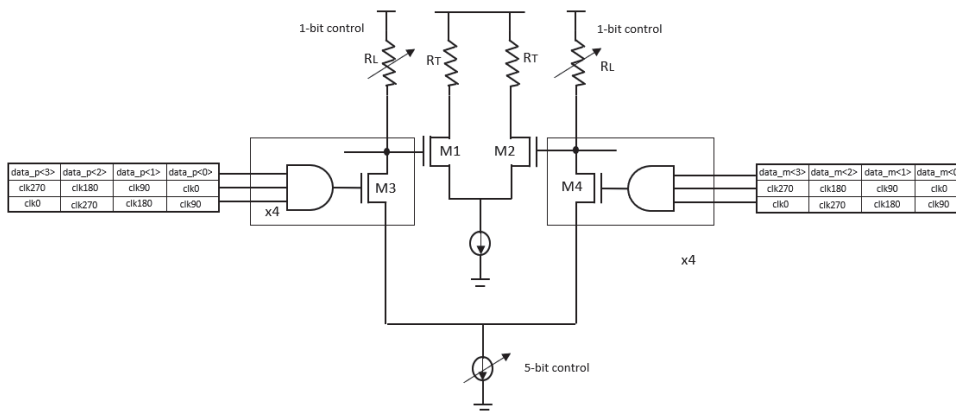


Fig. 5. Current mode driver with 4x1 mux

When calibration starts all data_p bits are logic 1 and data_m bits are logic 0. RL resistors have 1 bit control with load_sel parameter. When it is set to 1 a parallel resistor is connected to the RL resistor and its resistance becomes smaller. In the initial phase of calibration, this bit is set to 1. Curr_code parameter defines the code for the summing node current source. At the beginning, this code is at its middle value. After the initialization process tx_out_p net is compared with reference voltage which can be set by DAC. If tx_out_p is bigger than reference voltage defined by DAC, calibration is ended. There is a check is curr_code on its maximum available value. If no curr_code is changed, use the binary search algorithm. In case of maximum curr_code, load_sel parameter is checked and in case of the value 0, the calibration process ends. If the value is 1, it is set to 0 and the curr_code again is set to its middle code, and the calibration process starts by comparison of tx_out_p and dac_ref voltages.

The verification results of calibration algorithm for typical corner is shown in Fig. 6.

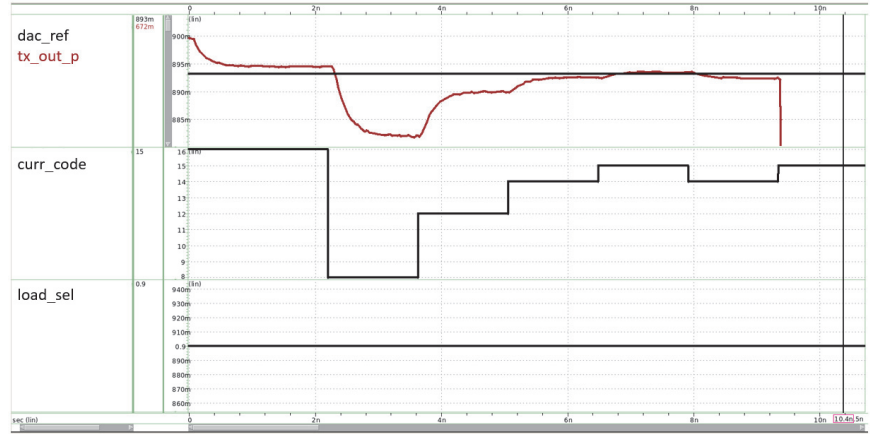


Fig. 6. Summing the node calibration process

Simulation Results. In Fig. 8, two eye diagrams are shown which are obtained via Hspice simulation [4]. The left one is captured using the circuit in Fig. 7 and the right one is captured with the version which includes the described method. As seen from the Figure, the right one has a bigger eye height compared with the left one. Vertical eye opening for the left one is 513 mV . For the right one, vertical opening is 635 mV . The opening is improved by 122 mV . Simulation was performed for the slow corner, low supply voltage using the SAED14 nm FinFet technology [5]. For this specific corner calibration code is 27 and load_sel is 0. That means that a parallel resistor is enabled and the overall resistance of RL is smaller. For typical corner code is 15 and load_sel is 1. After checking for multiple critical cases no corner was identified for which code range is not sufficient to cover required operation.

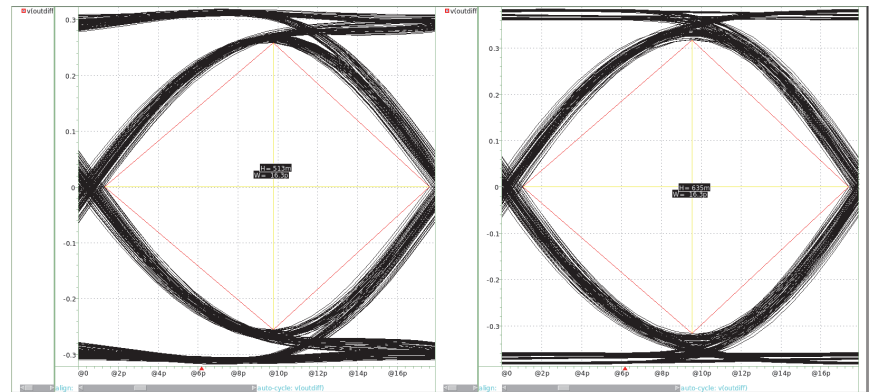


Fig. 7. Eye diagrams for transmitter NRZ mode7

Similar verification is performed for the PAM4 operation as well. Fig. 8 shows the difference of all 3 eye openings again for the slow corner with low

supply voltage. As seen from the Figure, the upper eye vertical opening increases by 28 mV, the middle eye opening increases by 33 mV and lower eye opening increases by 34 mV.

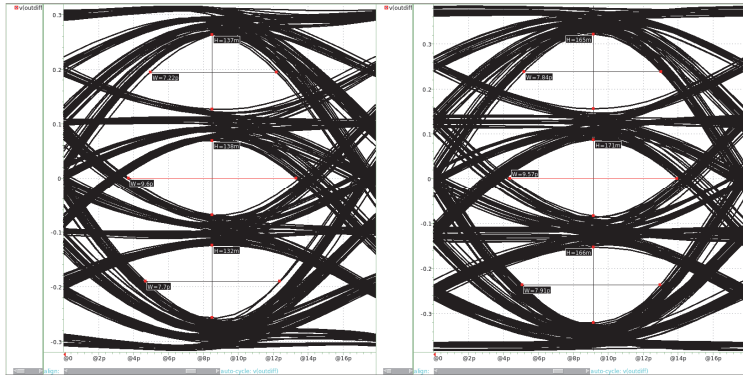


Fig. 8. Eye diagram for Transmitter PAM4 mode

Conclusion. The driver with the proposed method improves the eye vertical opening for NRZ and PAM4 operating modes. It can be used in modern SERDES drivers. For simulations, SAED 14 nm FinFet technology is used. By implementing this method, the current consumption for the driver unit decreases by $\sim 100 \mu A$ without having a negative impact on the output eye opening. The area of the driver with the implemented method increases by 10.6%.

REFERENCES

1. **Sepehrian H., Alie S., Madeira P., and Tonietto D.** 106 Gb/s PAM-4 Transmitter With 2.1 Vppd Swing in 7nm FinFET Process // *2021 Symposium on VLSI Circuits.*- Kyoto, Japan, 2021.- P. 1-2, doi: 10.23919/VLSICircuits52068.2021.9492349.
2. **Roshan-Zamir A., Elhadidy O., Yang H. -W., and Palermo S.** A Reconfigurable 16/32 Gb/s Dual-Mode NRZ/PAM4 SerDes in 65-nm CMOS// *IEEE Journal of Solid-State Circuits.*- Sept. 2017.- Vol. 52, no. 9.-P. 2430-2447, doi: 10.1109/JSSC.2017.2705070.
3. **Song E., Yang J., Hong S., and Han J.** A 32-Gb/s High-Swing PAM-4 Current-Mode Driver with Current-Bleeding Cascode Technique and Capacitive-Coupled Pre-drivers in 40-nm CMOS for Short-Reach Wireline Communications// *2022 IEEE 65th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS).* - Fukuoka, Japan, 2022.-P. 1-4, doi: 10.1109/MWSCAS54063.2022.9859487.
4. **Hspice Reference Manual,** Synopsys Inc.- 2017. -846p.
5. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future// *Small Systems Simulation Symposium.* - 2018. -P. 42-55.

National Polytechnical University of Armenia. The material is received on 07.02.2023.

Հ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

ԱԶՔԻ ԲԱՑՎԱԾՔԻ ԼԱՎԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈՂ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՎ ՏԱՆՈՂ ՀԱՆԳՈՒՅՑԻ ՀԱՄԱՐ

Դիտարկվում է հոսանքի ռեժիմով տանող հանգույցի (ՀՌՏՀ), որը ինտեգրալ սխեմայի տեսակ է, հատուկ նախագծված արագընթաց հաջորդական տվյալների փոխանցման համակարգերի համար թողունակության բարելավման մեթոդ: Տանող հանգույցները բնութագրվում են բարձր հաճախականություններով աշխատելու և ազդանշանի ամբողջական բարձր մակարդակ ապահովելու ունակությամբ, ինչը կարևոր է բարձր արագության համակարգերում տվյալների բարձր արագության և սխալի ցածր մակարդակի հասնելու համար: Քննարկվում են ՀՌՏՀ-ների հիմնական առավելությունները, ինչպիսիք են ազդանշանի ամբողջականության բարձր մակարդակի ապահովումը, սխեմայի տոպոլոգիաները, աշխատանքային ռեժիմները և կատարողական բնութագրերը: Վերլուծվում են նաև ՀՌՏՀ-ների նախագծման մարտահրավերներն ու սահմանափակումները, ինչպես նաև ոլորտի վերջին առաջընթացները, որոնք հնարավորություն են տալիս օգտագործել ՀՌՏՀ-ն բարձր արագությամբ համակարգերում: Առաջարկվող մեթոդով հաղորդիչը, որն աշխատում է 112 Գբ/վ արագությամբ ՊԱՄ4 մոդուլյացիայի դեպքում, սպառում է 9 մՎտ 0,9 Վ լարման տակ:

Առանցքային բաներ. SERDES, հաղորդիչ հանգույց, հոսանքի ռեժիմի տրամաբանություն, ազդանշանի ամբողջականություն, ընդունիչ հանգույց, մոդուլյացիա:

Ա.Տ. ГРИГОРЯН

МЕТОД УЛУЧШЕНИЯ ОТКРЫТИЯ ГЛАЗКОВОЙ ДИАГРАММЫ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ДРАЙВЕРА С ЛОГИКОЙ ТОКА

Представлен метод улучшения пропускной способности драйверов с логикой тока (ДЛТ) типа интегральной схемы, специально разработанной для высокоскоростных систем последовательной передачи данных. Эти драйверы характеризуются способностью работать на высоких частотах и обеспечивать высокий уровень целостности сигнала, что имеет решающее значение для достижения высоких скоростей передачи данных и низкого уровня ошибок в высокоскоростных системах. Обсуждаются ключевые преимущества драйверов ДЛТ, такие как обеспечение высокого уровня целостности сигнала, топология схемы, режимы работы и рабочие характеристики. Кроме того, рассматриваются проблемы и ограничения драйверов ДЛТ, а также последние достижения в области, которые позволяют использовать драйверы ДЛТ в высокоскоростных системах. Построенный предложенным методом передатчик, работающий на скорости 112 Гбит/с в модуляции ПАМ4, потребляет 9 мВт при напряжении питания 0,9 В.

Ключевые слова: SERDES, узел передатчика, логика тока, целостность сигнала, узел приемника, модуляция.

UDC 621.3.049.77

MICROELECTRONICS

DOI: 10.53297/0002306X-2023.v76.1-85

H.V. VARDANYAN

IBIS MODEL OUTPUT IMPEDANCE CORRECTION APPROACH USING CCCS

With the CMOS technology size scaling aggressively and the transmitter (TX) output resistance becoming smaller and smaller, it becomes necessary to have a good impedance correlation between TX and receiver (RX). The mismatch between the impedances can cause a noise and a response which will dramatically decrease the efficiency of the circuit. Nowadays, those mismatches are being tested using IBIS (Input/output Buffer Information Specification) models owing to low cost and testing speed.

A method is proposed to use a current-controlled current source (CCCS) which will decrease the mismatch and make it less than 1%. The proposed method can be implemented for all types of TX drivers and IBIS models.

Keywords: transmitter, receiver, impedance mismatch, CCCS, IBIS.

Introduction. In all times of IC manufacturing, the speed of getting your product on the market has been the main problem for all manufacturers. The main reason for late products has always been the speed of the tools that do the testing. The main simulator which every manufacturer uses is the SPICE simulator, but with the SPICE simulator it can take up to months to simulate the whole TXRX macro. But since the 1990s with the introduction of the IBIS models, the testing time has decreased dramatically [1]. At first, the IBIS models included only 2 types of tables current vs. voltage (I_v) and voltage vs. time (V_t). But because IBIS models were just models for TX, they wouldn't give the same result as the SPICE simulation. That is why, the standard of the IBIS models has changed since then. During the development of the IBIS model, developers created a new type of IBIS model called IBIS-AMI. IBIS-AMI models run in a special-purpose SerDes channel simulator, not in a SPICE-like simulator and consist of two text files (*.ibs and *.ami) plus a platform-specific machine code executable file (*.dll on Windows, *.so on Linux). IBIS-AMI support statistical and so-called time-domain channel simulations, and three types of IC model ("impulse-only," "GetWave-only," and "dual mode"). Nowadays the standard IBIS model has a wider usage than the IBIS-AMI model. The standard IBIS model includes 16 simulations for each PVT corner which can be seen in Fig. 1. The simulation can be divided into four groups, which are I_v (current vs. voltage), V_t (voltage vs. time), I_f (current vs. frequency) and I_t (current vs. time).

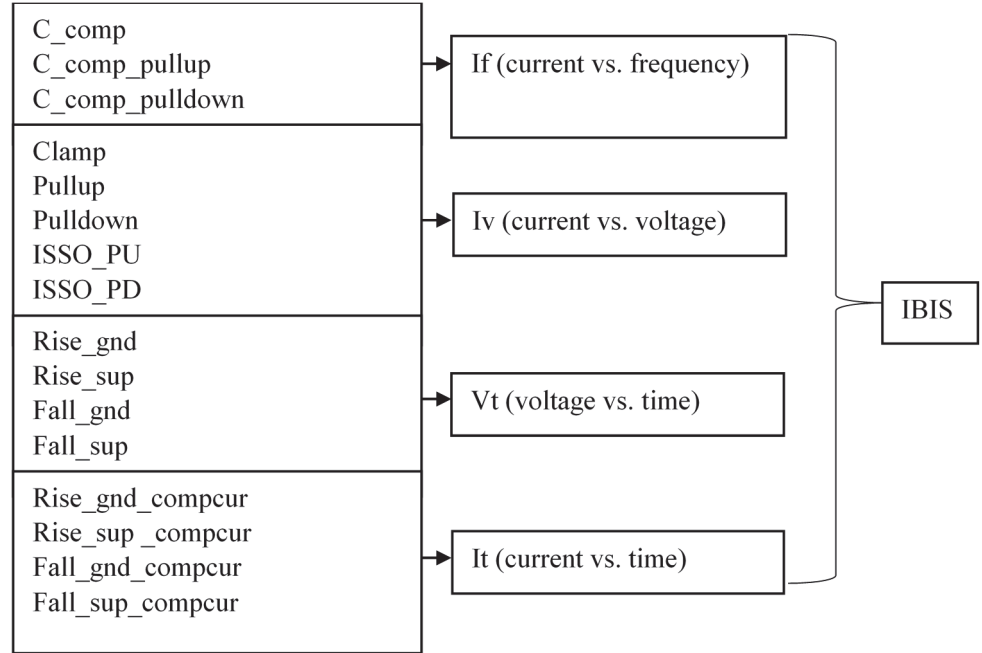


Fig. 1. Simulations needed for IBIS generation

The If simulations are used for calculating the capacitance value on the output and the power rails. The clamp simulation is used for characterizing the ESD diodes on the output. Then the characterization tool uses the DEC algorithm to get power and ground clamp values. The pullup and pulldown simulations are used for calculating the impedance of pullup (PU) and pulldown (PD) segments respectively. The resistance is calculated on the termination voltage, which is $V_{DDQ}/2$ for most cases. ISSO_PU and ISSO_PD simulations are used to calculate the noise coming from the power and ground rails. The Vt waveforms are used to see the transition speed, the V_{OH} and V_{OL} values. The rise(fall)_gnd and rise(fall)_sup differ from each other by the 50 *Ohms* termination resistance (for _sup simulation the resistance is connected to the V_{DDQ} and for _gnd simulation it is connected to the ground). For these simulations, the input signal is ideal (1p transition time) as per IBIS standard. The testbenches for It and Vt simulations are the same except for the probe values. The impedance of the IBIS models can be calculated from the pullup(pulldown) and Vt simulations. The testbenches for the Vt(It) can be seen in Fig. 2 and Iv tables can be seen in Fig. 3.

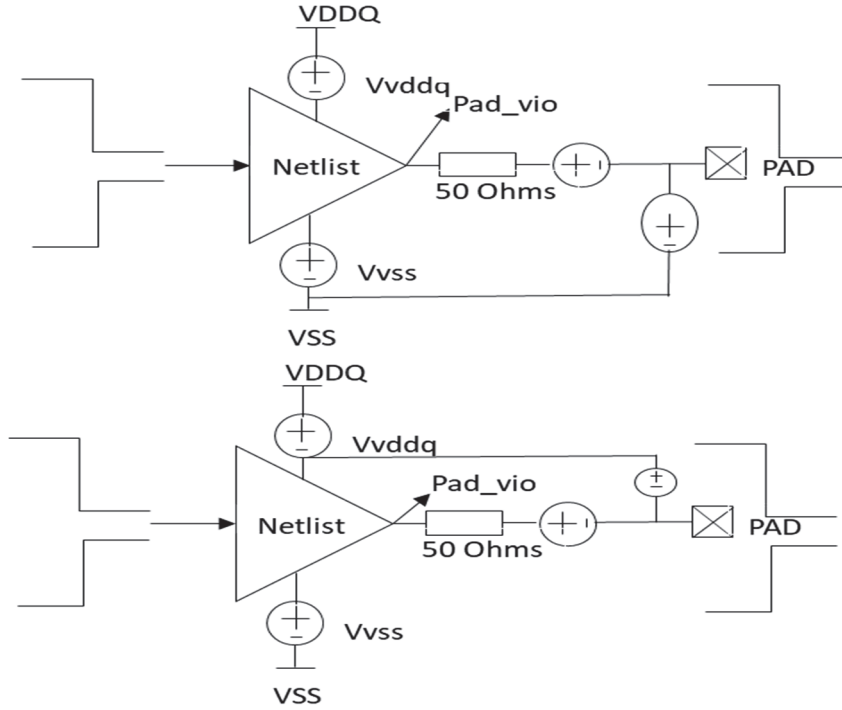


Fig. 2. Testbenches for *_gnd* and *_sup* $V_t(I_t)$ simulations

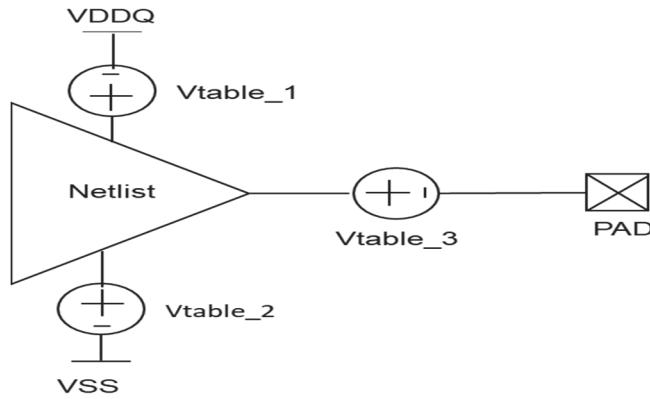


Fig. 3. Testbenches for I_v simulations

In case of the ISSO_PU simulation, the driver is in a high state, V_{table_2} and V_{table_3} have DC values and the V_{table_1} sweeps form $-V_{DDQ}$ to V_{DDQ} . In case of ISSO_PD simulation the driver is in a low state, V_{table_1} and V_{table_3} have DC values and the V_{table_2} sweeps form $-V_{DDQ}$ to V_{DDQ} . In case of pullup(pulldown) simulation the driver is in a high(low) state, V_{table_1} and V_{table_2} have DC values and the V_{table_1} sweeps form $-V_{DDQ}$ to $2*V_{DDQ}$.

The impedance mismatch impact on the output signal. To present the impedance mismatch impact on the output signal, two cases are considered:
Case 1: 60 *Ohms* output impedance with 60 *Ohms* termination.
Case 2: 60 *Ohms* output impedance with 120 *Ohms* termination.
The testbenches to show the difference are shown in Fig. 4.

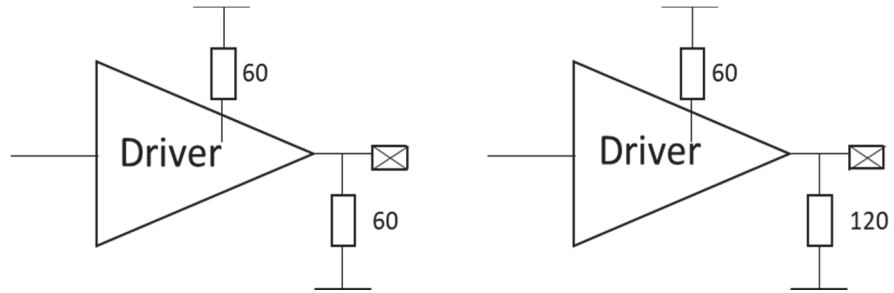


Fig. 4. Testbenches used for showing the impedance mismatch

In the first case, the output impedance of the driver is equal to the RTT impedance which represents the input resistance of RX, so there should be no signal return and noises. But due to impedance mismatch in the second testbench, there will be noise and signal return [2]. To see the difference, the same full swing input signal has been given to both inputs. To see the mismatch, the eye diagram and Vt waveforms should be looked at. The waveforms are shown in Fig. 5. The red waveform in Fig. 5 represents the case for the 60 *Ohms* RTT resistance and the blue one represents the case with the 120 *Ohms* RTT resistance. The results show that when we use equal resistances, we don't get any reflection on the output. But for the 120 *Ohms* case, there is reflection on the output signal, and the settling time becomes longer [3].

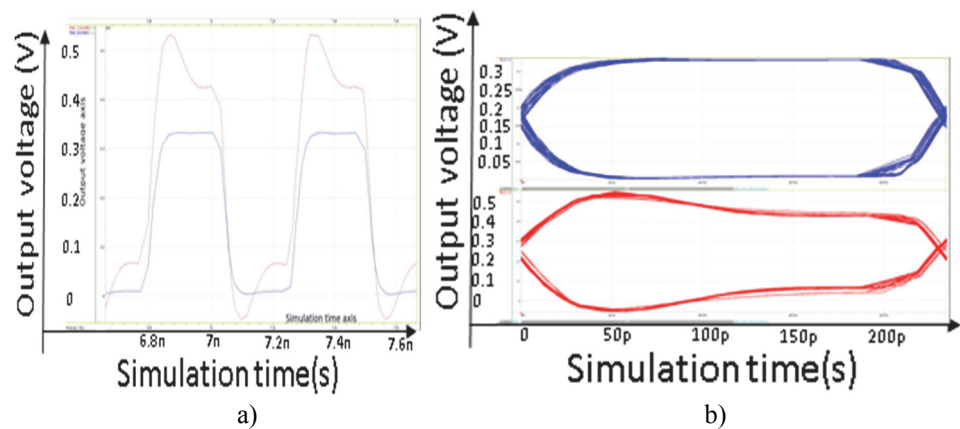


Fig. 5. a) Vt waveforms for both cases b) EYE diagrams for both cases

The proposed solution and simulation results. Fig. 5 shows the importance of impedance mismatch. So, it is proposed to have an impedance correction approach that will give better impedance match. The approach is to add 2 current-controlled current sources to control the output impedance of the driver. The approach has been applied for the raw driver [4], but as the IBIS model has become the main way to represent and test the driver, we must have the same approach for IBIS models. The approach is to add the CCCS in the IBIS generating process to have our desired impedance value. The main difficulty is to find the correct ratio by which the output current will be controlled. An automation script which finds the correct ratio and puts the correct ratio values in the testbenches has been created. The CCCS values are controlled separately to have an ability to have 2 different values between pullup and pulldown impedances. The simplified model of the testbenches used in the IBIS generation is presented in Fig. 6. CCCS_PU is responsible for adjusting the PU resistance, whereas the CCCS_PD is responsible for PD resistance. In this paper, an ideal CCCS is being used. To control the CCCS we need to have a voltage source (VSOURCE) connected to the PAD to be able to calculate the current on the PAD. And after having the controlling current, which is the PAD current, the ratio of CCCS is adjusted. To be able not to turn on both CCCSs at the same time, the designer must put max=0 in the testbench, where the CCCS is called. Putting max=0 helps with that, because the current flowing towards PAD is always positive and the current coming from the PAD is negative.

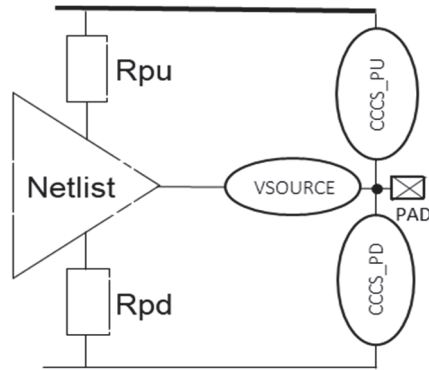


Fig. 6. A simplified model of the testbenches

3 IBIS models have been created. The first model is a standard model which has a 40 *Ohms* output impedance for all three PVT corners (TT FF SS) [5].

For the second model, it has been decided to have +10% impedance for the SS case and -10% impedance for the FF case using a calibration circuit. The third model should have the same impedance requirements as the second model, but it should use the proposed method [6]. The results are summarized in Table 1.

Table 1

Summary table

		IBIS		SPICE	
		Rpu (<i>Ohms</i>)	Rpd (<i>Ohms</i>)	Rpu (<i>Ohms</i>)	Rpd (<i>Ohms</i>)
First model	TT	59.123	59.324	59.11179	59.29795
	FF	59.637	59.6139	59.62123	59.60889
	SS	58.4066	57.4424	58.3967	57.45891
Second model	TT	59.123	59.324	59.11179	59.29795
	FF	53426	54.0123	53.42699	54.0101
	SS	66.5673	66.2606	66.52813	66.2663
Third model	TT	59.123	59.324	59.11179	59.29795
	FF	54.0102	54.0076	54	54
	SS	66.0184	65.9972	66	66

Table 2 shows the difference between IBIS vs nominal, SPICE vs nominal and SPICE vs IBIS [7].

Table 2

Summary table

	PVT	IBIS DIFF		SPICE DIFF		IBIS vs SPICE Diff	
		Rpu DIFF (%)	Rpd DIFF (%)	Rpu DIFF (%)	Rpd DIFF (%)	Rpu DIFF (%)	Rpd DIFF (%)
First model	TT	1.46	1.12	1.48	1.17	0.0189	0.0439
	FF	0.605	0.64	0.631	0.651	0.026	0.008
	SS	2.655	4.26	2.672	4.235	0.016	0.028
Second model	TT	1.46	1.12	1.48	1.17	0.0189	0.0439
	FF	10.956	9.979	10.955	9.831	0.0018	0.004
	SS	10.945	10.434	10.88	10.443	0.0588	0.0086
Third model	TT	1.46	1.12	1.48	1.17	0.0189	0.0439
	FF	9.983	9.987	10	10	0.0188	0.014
	SS	10.03	9.99	10	10	0.0278	0.0042

IBIS DIFF column shows the difference between IBIS impedance and the nominal impedance which, in this paper, is 60 *Ohms*. The SPICE DIFF column shows the difference between SPICE impedance and the nominal impedance. The IBIS vs SPICE DIFF column shows the difference between SPICE and IBIS.

Conclusion. A new approach to correct the output impedance of the IBIS model has been proposed and designed using SAED 14 *nm* FinFet technology [8]

and with the usage of Galaxy Custom Designer tool [9]. The phenomena of impedance mismatch have been examined on the driver. The standard methods for impedance mismatch correction don't give good correlation between impedances. With the new approach, the designer can have the desired output impedance for the driver. The approach has been used in IBIS generation which gives an opportunity to have an IBIS model which can be used to test the newly corrected driver in top simulations and save crucial time and resources.

REFERENCES

1. **K C D., Elechithaya V., Padmini T.N.** IBIS model generation and validation of CMOS Buffer // 2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking (ViTECoN). - Vellore, India, 2019. - P. 1-4.
2. **Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Durgaryan A.** NMOS/PMOS Resistance Calibration Method Using Reference Frequency // Conference on Computer Science and Information Technologies. - Yerevan, Armenia, 2013. - P. 352-355.
3. **Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Melikyan N.** Receiver/Transmitter Input/Output Termination Resistance Calibration Method // IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2013. - P. 126-129.
4. **Vardanyan H.** Driver's Output Impedance Correction Approach Using CCCS // 2022 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET). - Prague, Czech Republic, 2022. - P. 1-4.
5. **Baker R.J.** CMOS Circuit Design, Layout and Simulation. - 3rd Edition. - John Wiley & Sons, 2010. – 1214 p.
6. **Razavi B.** Design of Analog CMOS Integrated Circuits. - 2nd edition. - Mc Graw Hill, India, 2017. - 782 p.
7. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc. - 2017. – 846 p.
8. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium, February 12-14, 2018. - Niš, Serbia, 2018. - P. 37-41.
9. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide. - Synopsys Inc, 2014. – 236 p.

National Polytechnic University of Armenia. The material is received on 25.01.2023.

Հ.Վ. ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ

IBIS ՄՈՂԵԼԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅԱՆ ՇՏԿՄԱՆ ՄՈՏԵՑՈՒՄ՝ ՀԿՀԱ-Ի ՕԳՏԱԳՈՐԾՄԱՍԲ

ԿՄՈԿ տեխնոլոգիաների չափերը, ագրեսիվորեն մասշտաբավորման և հաղորդչի ելքային դիմադրության փոքրացման պատճառով, պահանջում են ունենալ դիմադրությունների լավ համապատասխանեցում հաղորդիչ և ընդունիչ հանգույցների միջև: Դիմադրությունների տարբերությունը կարող է դառնալ աղմուկի և ազդանշանի վերադարձի պատճառ, որը չափազանց կփոքրացնի շղթայի արդյունավետությունը: Ներկայումս այդ տարբերությունները թեստավորվում են՝ օգտագործելով ՄԿԻՍ (մուտք/ելք կրկնիչի ինֆորմացիայի սպեցիֆիկացիա) մոդելներ, որի պատճառները գինը և թեստավորման արագությունն են:

Առաջարկվում է հոսանքով կառավարվող հոսանքի աղբյուրի (ՀԿՀԱ) օգտագործման մեթոդ, որը կնվազեցնի վերոհիշյալ անհամապատասխանությունը և այն կդարձնի 1%-ից պակաս: Առաջարկվող մեթոդը կարող է օգտագործվել յուրաքանչյուր տեսակի հաղորդիչ հանգույցների և ՄԿԻՍ մոդելների դեպքում:

Առանցքային բառեր. հաղորդիչ, ընդունիչ, դիմադրությունների անհամապատասխանություն, ՀԿՀԱ, ՄԿԻՍ:

A.B. ВАРДАНЫЯ

ПОДХОД К КОРРЕКЦИИ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА МОДЕЛИ СПЕЦИФИКАЦИИ ИНФОРМАЦИИ О БУФЕРЕ ВВОДА/ВЫВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСТОЧНИКА ТОКА С РЕГУЛИРУЕМЫМ ТОКОМ

Поскольку размер КМОП технологии агрессивно уменьшается, а выходное сопротивление передатчика (ТХ) становится все меньше и меньше, возникает необходимость иметь хорошую корреляцию импеданса между ТХ и приемником (RX). Несоответствие между импедансами может вызвать шум и реакцию, которые резко снижают эффективность схемы. В настоящее время эти несоответствия проверяются с использованием моделей СИБВ (спецификация информации о буфере ввода/вывода) из-за низкой стоимости и скорости тестирования.

Предлагается метод использования источника тока с регулируемым током (ИТРТ), который позволяет уменьшить рассогласование и сделать его менее 1%. Предлагаемый метод может быть реализован для всех типов драйверов ТХ и моделей СИБВ.

Ключевые слова: передатчик, приемник, несоответствие импедансов, источник тока с регулируемым током, спецификация информации о буфере ввода/вывода.

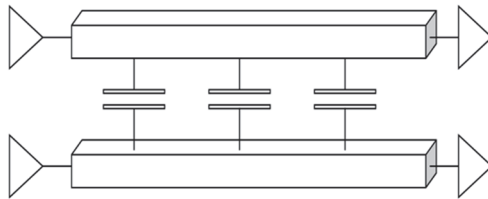
Գ.Ա. ԱԲԳԱՐՅԱՆ, Ա.Ա. ԳԱԼՍՏՅԱՆ, Գ.Ա. ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ

ՄԻԿՐՈԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԾԱՌԻ ԼԱՎԱՐԿՄԱՄԲ ՓՈԽԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ
ՀԵՏԵՎԱՆՔՆԵՐԻ ԿՐՃԱՏՈՒՄԸ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ

Ինտեգրալ սխեմաների վերջին տարիներին զարգացմանը զուգընթաց դրանցում լարերի միջև փոխազդեցությունների դերը հնարավոր չէ հաշվի չառնել, քանի որ դրանք հանգեցնում են սխեմայի գործառական սխալների: Մշակվել է մեթոդ, որը թույլ է տալիս հաշվի առնել փոխազդեցությունների հետևանքները թվային ինտեգրալ սխեմաներում սինքրոնազանչանային ծառի կառուցման ընթացքում: Կատարվել են հիշասարքերի թեստավորման համակարգերում փոխազդեցությունների երևույթի հետազոտություն և նվազեցում՝ թեստավորման համակարգում սինքրոնազանչանային ծառի լավարկմամբ:

Առանցքային բառեր. ինտեգրալ սխեմա, փոխազդեցության երևույթ, հիշասարք, թեստավորման համակարգ, սինքրոնազանչան, ֆիզիկական նախագծում:

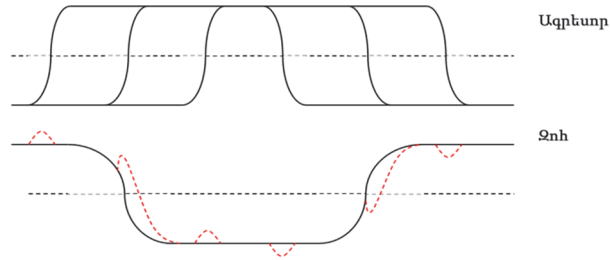
Ներածություն: Ինտեգրալ սխեմաների (ԻՄ) ներկայիս զարգացումները հանգեցրել են արագագործության կտրուկ մեծացման. թվային ԻՄ-ի սինքրոնազանչանը հասել է մինչև տասնյակ ԳՀց-երի, տարրերի չափերի փոքրացման՝ մինչև մեկ կամ մի քանի նմ-երի, խտության մեծացման՝ մինչև մոտավորապես 150 միլիոն տրանզիստորների 1 սմ² մակերեսում [1]: Արագագործության մեծացման հետ փոքրանում է ազդանշանների փոխանցատման ժամանակը, իսկ խտության մեծացումը հանգեցնում է իրար մոտիկ, զուգահեռ լարերի միջև հեռավորության փոքրացման: Վերջինս հանգեցնում է ԻՄ-ում պարազիտային ունակությունների մեծացմանը (նկ. 1):



Նկ. 1. Սխեմայում միջմացումների միջև պարազիտային ունակությունները

ԻՄ-ում մի լարի վրա ազդանշանի (ազդեատրի) փոփոխությունը ազդում է այլ միջմիացման (զոհի) վրա (նկ. 2): Ազդեատրի վիճակի փոփոխությունը հանգեցնում է զոհ ազդանշանի աղավաղման, մինչև իսկ տրամաբանական վիճակի փոփոխության [2]: Վերը նշված պայմաններում ազդեատրների թիվը, ինչպես նաև դրանց ազդեցությունը զոհ ազդանշանների վրա ավելանում է: Հետևաբար՝ իրար մոտիկ, զուգահեռ լարերի միջև փոխազդեցությունների դերը ԻՄ-երի նախագծման ժամանակ դառնում է որոշիչ: Վերջինիս հաշվի չառնելը կարող է հանգեցնել նույնիսկ որակական սխալ արդյունքների [2]:

Ուրեմն ֆիզիկական նախագծումը պետք է հաշվի առնի ազդանշանի փոփոխությունը և դրա աղավաղումը, իսկ նախագծման ստուգումը պետք է ներառի այդ երևույթները:



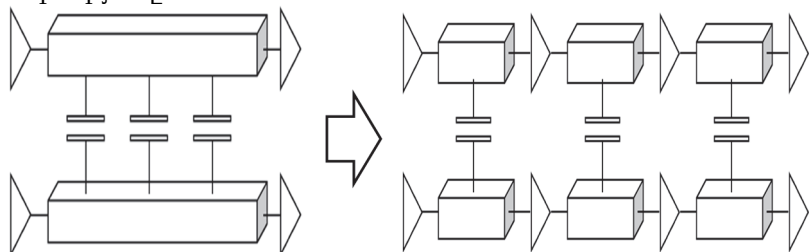
Նկ. 2. Ազդեստորի վիճակի փոփոխության ազդեցությունը զոռի վրա

Լարերի միջև նշված փոխազդեցությունները հատկապես կարևոր են հիշատակարարներում, քանի որ ներկայումս դրանք զբաղեցնում են ամբողջ ԻՄ-ի մոտավորապես 80...95% և արտադրվում են տարրերի նվազագույն կարգավորելիությամբ: Հետևաբար, շատ մեծ է դրանց թեստավորման անհրաժեշտությունը, որի ամենաարդյունավետ լուծումներից են ներդրված ինքնաթեստավորման համակարգերը [3]:

Այս խնդիրների լուծման նպատակով մշակվել են նախագծման մեթոդներ [4-7], որոնք կիրառվում են բարձր հաճախություններում աշխատող ԻՄ-երում լարերի միջև փոխազդեցությունները նվազեցնելու համար:

Այդ մեթոդներից է կրկնիչների օգտագործումը: Սխեմաներում դիմադրությունների և ունակությունների չափսերի գծային մեծացման հետ միաժամանակ փոխազդեցություններով պայմանավորված հապաղումը աճում է մոտավորապես 4 անգամ: Կրկնիչները հենց օգտագործում են փոխազդեցության հապաղման կրճատման և ազդանշանների փոփոխությունների լավարկման համար (նկ. 3):

Կրկնիչների օգտագործմամբ սխեմայում հապաղումները դառնում են գծային, քանի որ դրանք սխեման բաժանում են փոքր հատվածների: Հապաղումները կրճատելու համար առաջարկվել է կրկնիչի օգտագործման հատուկ ձև [4]: Օգտագործելով Շիչման-Հոջեսի հավասարումների գծային մոդելը [5]՝ որոշվում են սխեմայում կրկնիչների տեղադրման հարմար դիրքերը: Չնայած կրկնիչի տեղադրման միջոցով նվազեցվում է սխեմայի հապաղումը և հզորությունը, միևնույն ժամանակ դրանց աճող թիվը նվազեցնում է սխեմայի արագությունը և ֆունկցիոնալ հաճախությունը:

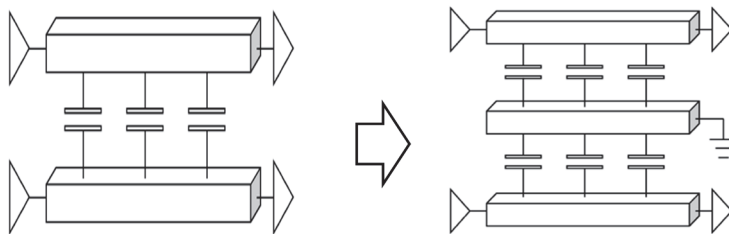


Նկ. 3. Կրկնիչների օգտագործմամբ միջմիացման փոփոխությունը

Մեկ այլ մեթոդ է էկրանավորումը: Իրար մոտ գտնվող լարերի միջև փոխազդեցությունները մեղմելու միջոցներից մեկը բարձրահաճախական գծերի միջև հեռավորության մեծացումն է, սակայն դա հանգեցնում է սխեմաներում չօգտագործվող տարածքների ավելացման:

Այդպիսի խնդիրներից խուսափելու համար օգտագործում են ինֆորմացիան լարերի միջև պաշտպանիչ լարերի ներդրումը, որը հայտնի է «էկրանավորում» տերմինով [6]: Այն թույլ է տալիս նվազեցնել ազդանշանների հապաղումները, ինչպես նաև բարձրացնում է սխեմայի աղմկակայունությունը (նկ. 4) [7]:

Էկրանավորման եղանակներից մեկն է բարձրահաճախական գծերի միջև 3-րդ գծի ավելացումը, որը միացված կլինի ուղիղ սխեմայի սնուցմանը կամ 0-ական կետին:



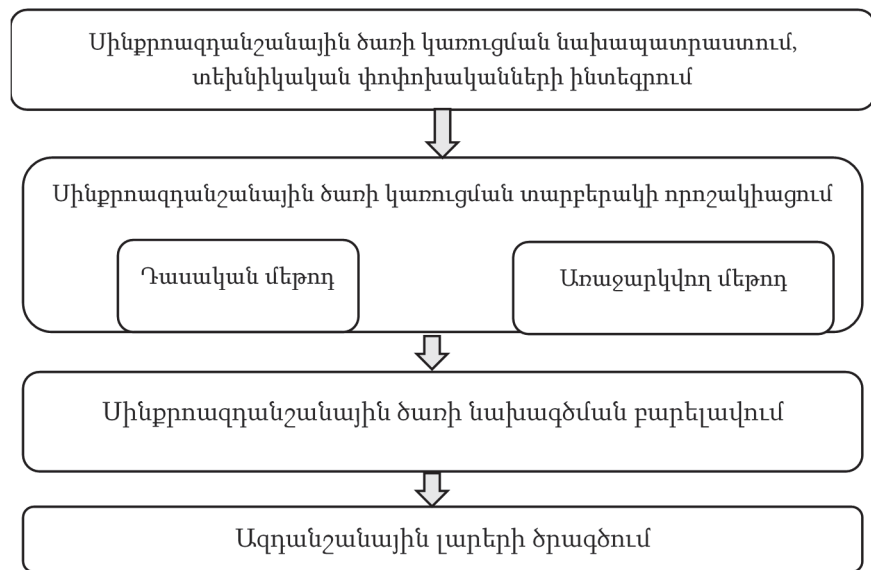
Նկ. 4. Էկրանավորման միջոցով միջմիացման փոփոխությունը

Առաջարկվող մեթոդիկա: Աշխատանքի նպատակն է հիշասարքերի ներդրված թեստավորման համակարգերում լարերի միջև փոխազդեցությունների հետազոտությունը և նվազեցումը՝ թեստավորման համակարգում սինքրոազդանշանային ծառի լավարկմամբ:

Ֆիզիկական նախագծման իրականացման մեջ կան երեք հիմնական փուլեր. տեղաբաշխման և տրամաբանության լավարկում, սինքրոազդանշանային ծառի սինթեզ և միջմիացումների լավարկում: Սինքրոազդանշանային ծառի սինթեզը մեկն է կարևոր քայլերից, քանի որ այն ինտեգրալ սխեմայում սպառում է ընդհանուր էներգիայի առնվազն 30%-ը, իսկ ավելի բարձր արագագործությամբ սխեմաների համար էներգիայի սպառումը կարող է լինել ընդհանուր էներգիայի 50%-ը: Հիշտ սինքրոազդանշանային ծառի կառուցումը կբավարարի ոչ միայն ժամանակային պարամետրերի պահանջները, այլև կնվազեցնի էներգիայի սպառումը, ինչպես նաև կլուծի հաջորդ փուլում կատարվող երթուղիների խտությունն առաջացնող խնդիրները [8]:

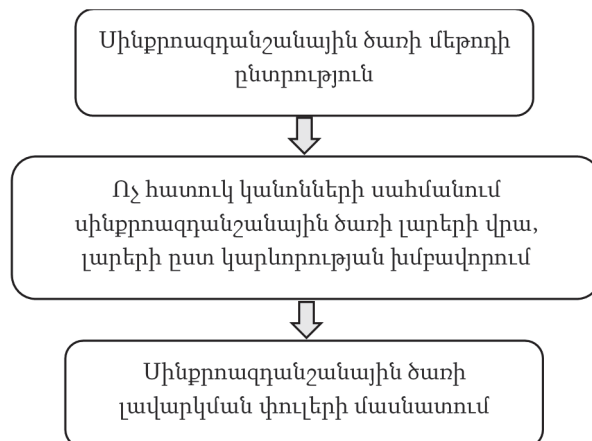
Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ավտոմատացված նախագծման երթուղով (նկ. 5) նախագծում իրականացնելիս հատակագծման նախագծման քայլերը, սնուցման ցանցի պլանավորումը և ստանդարտ բջիջների տեղաբաշխումը հաշվի են առնվում՝ խուսափելու համար սինքրոազդանշանային ծառի նախագծման ընթացքում ժամանակային պարամետրերի խախտումներից [9]: Բազմակի ռեժիմ-բազմաթիվ անկյուններում նախագծում իրականացնելիս սինքրոազդանշանն ունի ստացվող պարամետրերի բազմաթիվ տարբերություններ՝ կախված անկյունի ընտրությունից, ինչը հանգեցնում է ազդանշանի ժամանակա-

յին շեղման, որը նկատվում է ժամանակային բազմաթիվ պարամետրերում [10, 11]: Առաջարկվող մեթոդի (նկ.6) էությունն այն է, որ նոր մեթոդով որոշակիացվում է սինքրոագդանշանային ծառի կառուցման երթուղին՝ հաշվի առնելով փոխազդեցությունները: Առաջարկվող մեթոդը ավտոմատացված նախագծման երթուղում կարելի է օգտագործել սինքրոագդանշանային ծառի կառուցման ընթացքում: Սինքրոագդանշանային ծառի նախագծումը սովորաբար կատարվում է հետևյալ երթուղով.



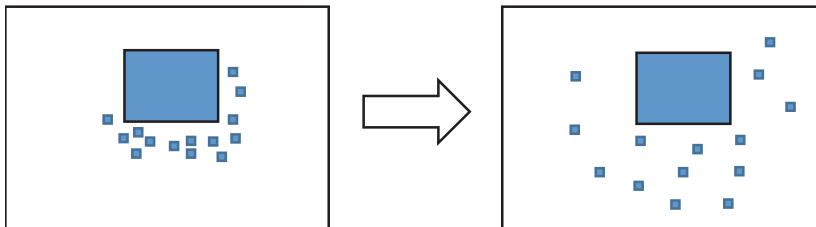
Նկ. 5. Ավտոմատացված նախագծման սինքրոագդանշանային ծառի նախագծման հատվածը

Առաջարկվող մեթոդի երթուղին հետևյալն է.



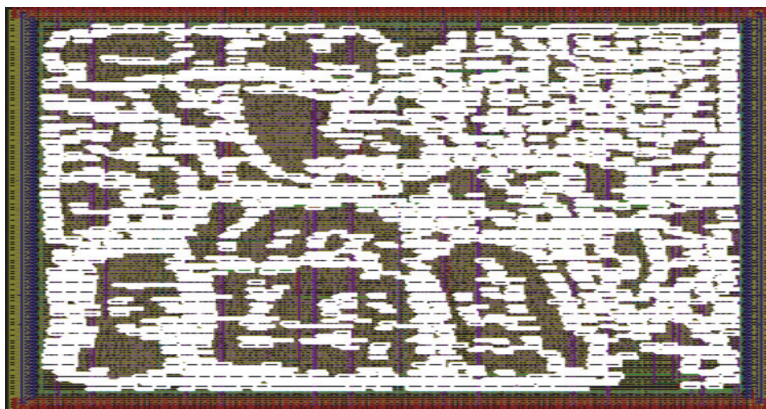
Նկ. 6. Առաջարկվող մեթոդի երթուղին

Առաջարկվող մեթոդի տրամաբանությունն այն է, որ ինտեգրալ սխեմայի ավտոմատացված նախագծման ընթացքում գործիքը սինքրոազդանշանային ծառի կառուցման ժամանակ ուշադրություն է դարձնում հետևյալ պարամետրերին՝ ըստ նշված հերթականության. նախագծման տեխնիկական կանոնների խախտում, ժամանակային պարամետրերի լավարկում և ապա նախագծման բջիջների և լարերի խտության դիտարկում: Առաջարկվող մեթոդով (նկ. 7) գործիքին տրվում են տարբերակներ՝ նախագծումը փոխազդեցության տեսանկյունից ավելի լավարկված կատարելու համար: Նոր մեթոդով նախագծման բացասական հետևանքներից է տեխնիկական կանոնների խախտման (DRC) քանակի շատացումը, որի ուղղումը կարող է կատարվել ոչ ավտոմատացված տարբերակով:



Նկ. 7. Առաջարկվող մեթոդով ստանդարտ բջիջների տեղաբաշխումը

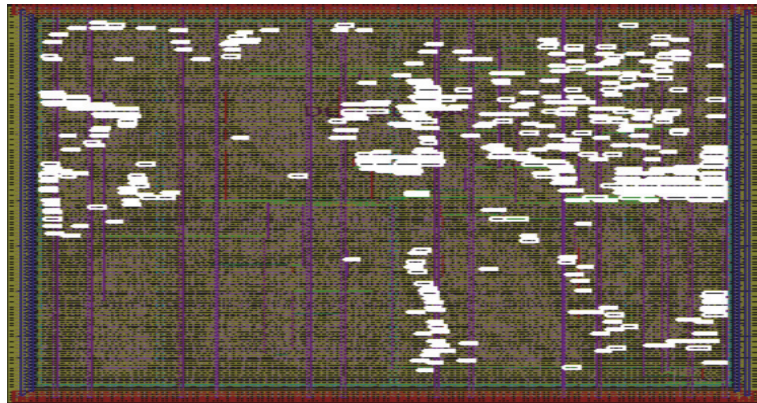
Ստացված արդյունքները: Աշխատանքում ուշադրություն է դարձվել սինքրոազդանշանային ծառի ազդեցությանը սխեմայի տարբեր լարերի վրա, հաշվի առնելով այն, որ դա կարող է թե ֆիզիկական և թե ժամանակային պարամետրերի վրա բացասական ազդեցություն ունենալ: Աշխատանքում գործնական կիրառություն է ստացել սինքրոազդանշանային ծառի կառուցման երկու տարբերակ՝ դասական (նկ. 8) և տվյալների լարերին զուգահեռ սինքրոազդանշանային լարերի նախագծումը (նկ. 9):



Նկ. 8. Դասական տարբերակով նախագծված ինտեգրալ սխեման

Նախագծվել է առաջարկվող ինտեգրալ սխեման երկու մեթոդների դեպքում, փոխադրեցության գործակիցների փոփոխությունը ներկայացված է աղյուսակում (աղ.):

Աղյուսակում ներկայացված լարերը ընտրվել են ըստ ժամանակային մեծ պաշար ունեցող ճանապարհների արժեքների նվազման, չորս տարբեր ճանապարհներում գտնվող լարերի դեպքում:



Նկ. 9. Տվյալների լարերին զուգահեռ սինքրոնազանցանային լարերի նախագծման տարբերակով ինտեգրալ սխեման

Աղյուսակ

Առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ փոխադրեցության գործակցի փոփոխությունը

Ինտեգրալ սխեմա	Փոխադրեցության գործակցի փոփոխությունը (%)
ԻՍ 1/ Տարբերակ 1	լար1 0
	լար2 0
	լար3 0
	լար4 0
ԻՍ 2/ Տարբերակ 1	լար1 0
	լար2 0
	լար3 0
	լար4 0
ԻՍ 1/ Տարբերակ 2	լար1 15
	լար2 5
	լար3 1
	լար4 4
ԻՍ 2/ Տարբերակ 2	լար1 12
	լար2 6
	լար3 3
	լար4 2

Արդյունքներից պարզ է դառնում, որ կիրառելով առաջարկվող մեթոդը՝ փոխազդեցության երևույթը տվյալների ճանապարհում փոքրանում է էապես, որը հնարավորություն է տալիս՝ նախագծելու ինտեգրալ սխեման ավելի մեծ աշխատանքային հաճախությունների դեպքում: Հաշվի առնելով փոխազդեցության երևույթը՝ ավտոմատացված երթուղով նախագծման ավելի վաղ փուլերում կարելի է խուսափել ժամանակային խնդիրների լուծման փուլի ընթացքում անակնկալներից, որը չի հանգեցնի այնպիսի դեպքերի, ինչպիսին է ինտեգրալ սխեմայի նախագծումը հատակագծման փուլից սկսելը:

Եզրակացություն: Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ առաջարկվող մեթոդով տակտավորող ազդանշանի նախագծման դեպքում փոխազդեցության երևույթը ինտեգրալ սխեմայում էապես փոքրանում է: Առաջարկվող մեթոդով սինթրոազդանշանային ծառը կառուցվել է մի քանի ԻՄ-երի համար: Այսպիսով, այս եղանակով ծառի կառուցումը կարող է կիրառվել նանոմետրական չափեր ունեցող ԻՄ նախագծման ժամանակ: ԻՄ-ում փոխազդեցության երևույթի փոքրացմամբ լուծվում են մի շարք խնդիրներ, որոնք ներկայացված են աշխատանքում:

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. **Jerse T.** Introduction to Crosstalk // 2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI). - Washington, DC, USA, 2017.- P. 1-45, doi: 10.1109/ISEMC.2017.8078014.
3. **Ching-Hong T., Cheng-Wen W.** Processor-programmable memory BIST for bus-connected embedded memories // Proceedings of the ASP-DAC 2001. Asia and South Pacific Design Automation Conference 2001 (Cat. No.01EX455). - Yokohama, Japan, 2001.- P. 325-330, doi: 10.1109/ASPDAC.2001.913327.
4. **Wu C.H., Shaiu M.C.** Accurate speed improvement techniques for RC line and tree interconnections in CMOS VLSI. – 2002. – P. 1648-1651, doi: 10.1109/ISCAS.1990.112454.
5. **Shichman H., Hodges D.A.** Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Switching Circuits // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1968. – 3, doi: 10.1109/JSSC.1968.1049902.
6. **Technique G. T., Balakrishnan R.** Crosstalk and EMI Reduction using enhanced // 2018 IEEE Electr. Des. Adv. Packag. Syst. Symp. -2018. – P. 25-28.
7. **Patil P., Pable S.** Crosstalk Delay Analysis in Very Deep Sub Micron VLSI Circuits. – 2016. – P. 1695-1698.
8. **Teh E.K., Zawawi M.A. M., Mohamed, M.F.P., Matisa N.A.** Practical full chip clock distribution design with a flexible topology and hybrid metaheuristic technique // IEEE Access. – 2021. - Vol. 9.- P.14816-14835, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3053052.

9. Algorithm Selection Framework for Legalization Using Deep Convolutional Neural Networks and Transfer Learning / **R. Netto, S. Fabre, T. Fontana, et al** // IEEE Transactions on Computer-aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 2022. – Vol. 41, no. 5.- P.1484-1494, doi: 10.1109/TCAD.2021.3079126.
10. **Rickard E., Kok K.C.** Fast clock scheduling and an application to clock tree synthesis // Integration. – 2017. - Vol. 56.- P. 115-127, doi: <https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2016.10.012>.
11. **Kamineni S. K., John R.** Minimal Buffer Insertion Based Low Power Clock Tree Synthesis for 3D Integrated Circuits // Journal of Circuits, Systems and computers. – 2016. - Vol. 25, no. 11.-P.1650142(1-17), doi: <https://doi.org/10.1142/S0218126616501425>.

Երևանի պետական համալսարան, Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 27.03.2023:

Г.А. АБГАРЯН, А.А. ГАЛСТЯН, Г.А. АРУТЮНЯН

СОКРАЩЕНИЕ ПОСЛЕДСТВИЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРОВОДОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ ПУТЕМ ОПТИМИЗАЦИИ ДЕРЕВА СИНХРОСИГНАЛОВ

Наряду с развитием интегральных схем (ИС) в последние годы невозможно игнорировать роль взаимодействия в проводах, поскольку это приводит к ошибкам в работе ИС. Разработан метод, позволяющий учитывать эффекты взаимодействия при построении дерева синхросигналов. Проведены исследования снижения последствий взаимодействия в системах тестирования памяти за счет совершенствования дерева синхросигналов.

Ключевые слова: интегральная схема, явление взаимодействия, устройство памяти, система тестирования, синхросигнал, физический дизайн.

G.A. ABGARYAN, A.A. GALSTYAN, G.A. HARUTYUNYAN

REDUCING THE CONSEQUENCES OF THE WIRE INTERCONNECTIONS IN INTEGRATED CIRCUITS BY OPTIMIZING THE CLOCK TREE

With the development of integrated circuits in recent years, the role of interconnections between wires in them cannot be ignored, because it leads to functional errors of the circuit. A method has been developed that allows to take into account the effects of interconnections during the clock tree synthesis. The interconnection phenomena in memory testing systems are examined and reduced by enhancing the testing system's clock tree.

Keywords: integrated circuit, interconnection phenomenon, memory, testing system, clock, physical synthesis.

УДК 681.5

АВТОМАТИЗАЦИЯ И СИСТЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ

DOI: 10.53297/0002306X-2023.v76.1-101

О.Н. ГАСПАРЯН, О.Г. ОГАНЯН, А.К. КАРАПЕТЯН, Т.А. СИМОНЯН

**АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
МНОГОРОТОРНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ
АППАРАТАМИ ПРИ СТАЦИОНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ
ВОЗДЕЙСТВИЯХ**

На основе метода характеристических передаточных функций рассматривается инженерная методика анализа точности взаимосвязанных систем управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) при стационарных случайных воздействиях с гауссовским распределением вероятностей. При этом учитывается возможная частичная потеря эффективности моторов, которая приводит к тому, что отдельные каналы системы управления БПЛА оказываются взаимосвязанными, и система должна рассматриваться как многомерная система автоматического управления с четырьмя входами и четырьмя выходами.

В качестве обобщенной меры точности системы управления БПЛА при случайных воздействиях выбрана дисперсия модуля вектора ошибки системы. Получены простые выражения для оценки сверху указанной дисперсии. Показано, что при выборе идентичных ПИД-регуляторов в отдельных каналах и некоррелированных случайных помехах с одинаковой спектральной плотностью оценку сверху дисперсии модуля вектора ошибки системы можно выразить через дисперсии на выходах одномерных характеристических систем. Приведен числовой пример анализа статистической точности системы управления квадрокоптером.

Ключевые слова: многороторный БПЛА, многомерная система управления, стационарные случайные воздействия, статистическая точность, частичная потеря эффективности моторов.

Введение. В настоящее время многороторные БПЛА имеют широкое применение в различных военных и гражданских областях [1-3]. Вопросам разработки систем управления БПЛА посвящено большое число работ, в которых предлагаются различные подходы к построению систем управления с использованием методов как классической, так и современной теории управления, включая адаптивное и робастное управление и др. [4-7]. Однако в этих работах относительно мало внимания уделено инженерным методам анализа

В настоящей статье рассматривается методика анализа точности системы управления многороторными БПЛА при стационарных случайных внешних воздействиях. При этом учитывается возможная частичная потеря эффективности моторов, которая приводит к тому, что отдельные каналы системы управления оказываются структурно связанными, и вся система должна рассматриваться как многомерная система автоматического управления (МСАР) с четырьмя входами и четырьмя выходами.

Обозначим через m массу БПЛА, g - гравитационную постоянную, J - постоянный тензор инерции БПЛА, выраженный в СК $\{B\}$, $\omega = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ - угловые скорости СК $\{B\}$ по отношению к $\{I\}$.

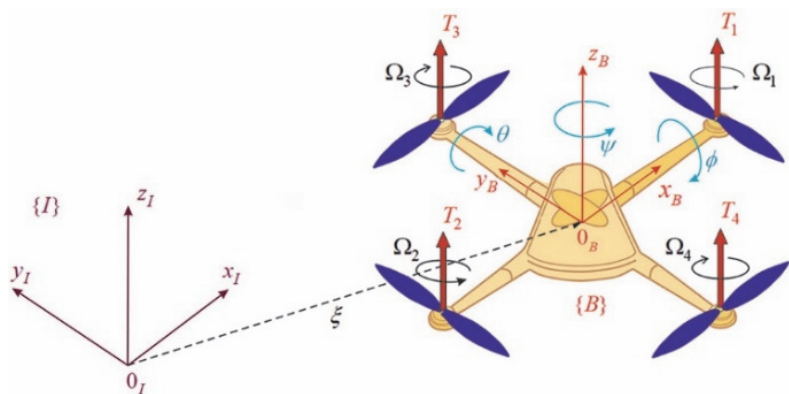


Рис. 1. Схематическое представление квадрокоптера

Тогда линеаризованные уравнения движения БПЛА с N роторами (для случая квадрокоптера $N = 4$) в режиме установившегося полета могут быть записаны в форме

$$\frac{d^2 z}{dt^2} = \frac{1}{m} T_{\Sigma} - g, \quad (1)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau. \quad (2)$$

Векторы T_{Σ} и $\tau = [\tau_x, \tau_y, \tau_z]^T \in \{B\}$ в уравнениях (1), (2) описывают, в предположении об отсутствии внешних возмущений, главные силы и моменты, приложенные к корпусу БПЛА за счет тяг N моторов (пропеллеров). Каждый i -й мотор создает тягу T_i , которая пропорциональна квадрату угловой скорости роторов Ω_i (т.е. $T_i = c_T \Omega_i^2$, $c_T > 0$) и действует вдоль оси z_B . Через T_{Σ} в (1) обозначена суммарная тяга $T_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N T_i$. Если обозначить N -мерный вектор тяг T_i через $\bar{T}$ ($\bar{T} = [T_1, T_2, \dots, T_N]^T$), то связь векторов $\bar{T}$ и $[T_{\Sigma}, \tau]^T$ может быть записана в матричной форме

$$\begin{bmatrix} T_{\Sigma} \\ \tau \end{bmatrix} = D_M \Lambda_M \bar{T}, \quad \Lambda_M = \text{diag}\{\lambda_i^M\}, \quad (3)$$

где в общем случае N роторов $4 \times N$ матрица полного ранга D_M зависит от геометрической конфигурации БПЛА [8], а числа λ_i^M ($0 < \lambda_i^M \leq 1$) учитывают возможную частичную потерю эффективности моторов, включая поломку пропеллеров. Для нормально функционирующих моторов диагональная матрица Λ_M равна единичной матрице I (или $I_{N \times N}$, где указано число моторов N). Отметим, что здесь исключен случай $\lambda_i^M = 0$ для любого i , который соответствует случаю полного выхода из строя i -го мотора.

При заданных управляющих сигналах T_{Σ} и τ уравнение (3) дает возможность вычислить требуемые тяги моторов T_i . Для $N = 4$, т.е. для квадрокоптеров, это осуществляется, принимая $\Lambda_M = I$, нахождением обратной матрицы D_M^{-1} , а при $N = 6$ (случай гексакоптера) и $N = 8$ (случай октокоптера) для нахождения обратной матрицы используется аппарат псевдообратных матриц Мура-Пенроуза [3, 7].

Независимо от числа моторов N , в качестве управляемых переменных БПЛА обычно выбираются высота полета z и вектор поворотов $\eta = [\phi, \theta, \psi]^T$.

Обобщенная матричная блок-схема системы управления БПЛА показана на рис. 2, где одиночные линии соответствуют скалярному сигналу z , т.е. вертикальному полету БПЛА, а двойные линии обозначают векторы соответствующих размерностей.

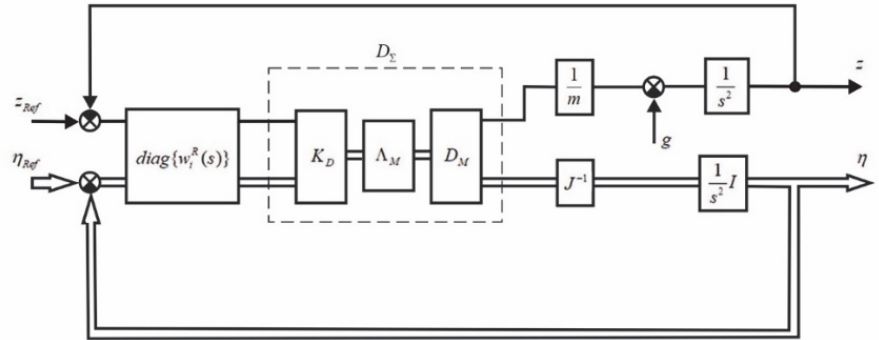


Рис. 2. Матричная структурная схема линейной системы управления БПЛА

Система на рис. 2 относится к взаимосвязанным МСАР [8]. Структурно матрица D_M в (3) описывает кинематические связи между N тягами T_i и четырьмя управляющими сигналами T_Σ , τ_x, τ_y, τ_z . Матричный регулятор $K_{\text{Reg}}(s)$ в таких системах обычно выбирается в форме

$$K_{\text{Reg}}(s) = K_D \text{diag}\{w_i^R(s)\}. \quad (4)$$

В уравнении (4) $K_D = D_M^{-1}$ для $N = 4$ и $K_D = D_M^+$ для $N = 6$ или $N = 8$, где D_M^+ есть псевдообратная матрица Мура-Пенроуза для D_M , а через $w_i^R(s)$ обозначены скалярные передаточные функции регуляторов в отдельных каналах системы. На практике в качестве $w_i^R(s)$ в (4) обычно используются пропорционально-интегрирующе-дифференцирующие (ПИД) регуляторы [3,9].

Обозначим через $D_\Sigma = \{d_{ij}^\Sigma\}$ следующую матрицу:

$$D_\Sigma = D_M \Lambda_M K_D = D_M \Lambda_M D_M^+. \quad (5)$$

В случае нормально функционирующих моторов (т.е. при $\Lambda_M = I_{N \times N}$) имеем $D_\Sigma = I_{4 \times 4}$ для любого N , т.е. кинематические взаимные связи между четырьмя отдельными каналами системы на рис. 2 оказываются скомпенсированы.

рованными. По этой причине регулятор $K_{\text{Reg}}(s)$ (4) называют развязывающим регулятором [8]. Таким образом, при $\Lambda_M = I_{N \times N}$ и $K_D = D_M^+$, т.е. при $D_\Sigma = I_{4 \times 4}$, все кинематические взаимные связи между отдельными каналами линейной системы на рис. 2 оказываются скомпенсированными, и система распадается на четыре независимых канала с одним входом и одним выходом. Если же имеется частичная потеря эффективности моторов (т.е. при $\Lambda_M \neq I_{N \times N}$ и $D_\Sigma \neq I_{4 \times 4}$), то система на рис. 2 является взаимосвязанной и должна быть исследована соответствующими методами многомерной теории управления [8].

Матричную блок-диаграмму системы управления на рис. 2 целесообразно преобразовать в более удобный вид (рис. 3), где четырехмерные векторы $\zeta(s)$, $\rho_{\text{Out}}(s)$ и диагональная матрица M размера 4×4 даются следующими соотношениями:

$$\zeta(s) = \begin{bmatrix} z_{\text{Ref}}(s) \\ \eta_{\text{Ref}}(s) \end{bmatrix}, \quad \rho_{\text{Out}} = \begin{bmatrix} z(s) \\ \eta(s) \end{bmatrix}, \quad M_\Sigma = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_z \end{bmatrix}. \quad (6)$$

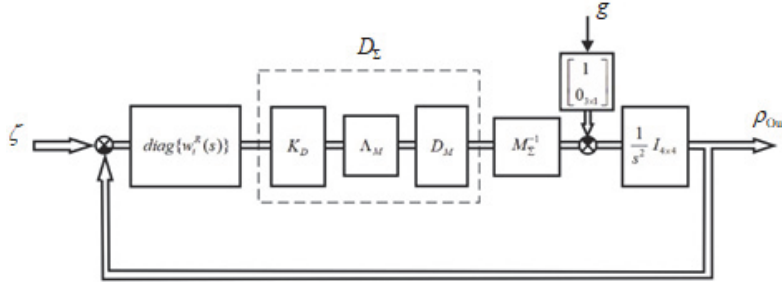


Рис. 3. Преобразованная матричная структурная схема системы управления БПЛА

Передаточные матрицы системы управления БПЛА. Передаточная матрица разомкнутой системы управления на рис. 3 имеет вид

$$W(s) = \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma \text{diag}\{w_i^R(s)\}. \quad (7)$$

Соответственно, передаточная матрица замкнутой системы $\Phi(s)$ равна

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= [I + W(s)]^{-1} W(s) = \\ &= \left[I + \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma \text{diag}\{w_i^R(s)\} \right]^{-1} \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma \text{diag}\{w_i^R(s)\}. \end{aligned} \quad (8)$$

На основе метода характеристических передаточных функций (ХПФ) [8] передаточные матрицы $W(s)$ (7) и $\Phi(s)$ (8) можно записать при помощи преобразования подобия и диадных обозначений в следующих канонических формах:

$$W(s) = C(s) \text{diag} \{q_i(s)\} C^{-1}(s) = \sum_{i=1}^4 c_i(s) > q_i(s) < c_i^+(s), \quad (9)$$

$$\Phi(s) = C(s) \text{diag} \left\{ \frac{q_i(s)}{1+q_i(s)} \right\} C^{-1}(s) = \sum_{i=1}^4 c_i(s) > \frac{q_i(s)}{1+q_i(s)} < c_i^+(s), \quad (10)$$

где комплексные скалярные функции $q_i(s)$ ($i = 1, 2, 3, 4$), которые для простоты предполагаются различными, называются характеристическими передаточными функциями, линейно независимые векторы $c_i(s)$ и $c_i^+(s)$ образуют, соответственно, канонический и двойственный базисы, а модальная матрица $C(s)$ образована из векторов $c_i(s)$.

Как видно из сравнения выражений (9) и (10), канонические базисы разомкнутой и замкнутой МСАР совпадают, а соответствующие ХПФ связаны теми же выражениями, что и передаточные функции разомкнутых и замкнутых систем с одним входом и выходом.

Применение метода ХПФ к исследованию точности систем управления БПЛА значительно упрощается, если передаточные функции $w_i^R(s)$ всех ПИД-регуляторов в (4), (7) и (8) принять одинаковыми, т.е. $w_i^R(s) = w^R(s)$. В этом случае передаточная матрица разомкнутой системы $W(s)$ (7) равна, с точностью до скалярной передаточной функции

$$w_0(s) = \frac{1}{s^2} w^R(s), \quad (11)$$

постоянной числовой матрице

$$L_\Sigma = M_\Sigma^{-1} D_\Sigma, \quad (12)$$

т.е.

$$W(s) = w_0(s) L_\Sigma. \quad (13)$$

С учетом (11)-(13) канонические представления передаточной матрицы систем управления БПЛА принимают простую форму:

$$W(s) = C \text{diag} \{q_i(s)\} C^{-1} = \sum_{i=1}^n c_i > q_i(s) < c_i^+ , \quad (14)$$

$$\Phi(s) = C \text{diag} \left\{ \frac{q_i(s)}{1 + q_i(s)} \right\} C^{-1} = \sum_{i=1}^n c_i > \frac{q_i(s)}{1 + q_i(s)} < c_i^+ , \quad (15)$$

где постоянные векторы c_i (оси канонического базиса) являются собственными векторами числовой матрицы L_Σ (12), а ХПФ

$$q_i(s) = \alpha_i w_0(s) \quad (i = 1, 2, 3, 4) \quad (16)$$

в (14), (15) равны, с точностью до собственных значений α_i матрицы L_Σ (12), передаточной функции $w_0(s)$ (11).

Допустим теперь, что векторный входной сигнал $\zeta(s)$ на рис. 3 представляет собой сумму полезного детерминированного сигнала $\gamma(t)$, который определяет пространственное движение БПЛА по заданной траектории, и стационарной случайной помехи $\varphi(t)$ с гауссовским распределением вероятностей и нулевым математическим ожиданием, т.е.

$$\zeta(t) = \gamma(t) + \varphi(t) , \quad (17)$$

где векторная помеха $\varphi(t)$ описывается корреляционной матрицей $R_\varphi(\tau) = E[\varphi(t)\varphi^T(t + \tau)]$ (где $E[\cdot]$ - операция математического ожидания), или неотрицательно определенной эрмитовой матрицей спектральных плотностей $S_\varphi(j\omega)$. Тогда матрица ковариаций P_f вектора ошибки системы, вызванной случайной помехой $\varphi(t)$, задается известным выражением [9-12]

$$P_f = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_f(j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(j\omega) S_\varphi(j\omega) \Phi^*(j\omega) d\omega \quad (18)$$

и дает всю требуемую обычно в рамках корреляционной теории информацию о статистической точности системы управления БПЛА.

Вопросам исследования динамической точности систем управления при детерминированных управляющих и возмущающих сигналах посвящено множество работ [8,9]. Поэтому в дальнейшем примем для простоты, что $\gamma(t) = 0$, т.е. выходной сигнал системы управления на рис. 3 является сигналом ошибки, который для определенности обозначим $f(t)$.

На практике в качестве обобщенной меры точности МСАР при случайных входных воздействиях удобно выбрать дисперсию D_f модуля вектора ошибки $f(t)$:

$$D_f = E[|f(t)|^2], \quad (19)$$

для которой в общем случае справедлива следующая оценка сверху:

$$D_f \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \|\Phi(j\omega)\|_s^2 \|S_\varphi(j\omega)\|_s d\omega, \quad (20)$$

где через $\|\cdot\|_s$ обозначена норма Шмидта [8].

Если компоненты вектора входных помех $\varphi(t)$ статистически не связаны и имеют одинаковые спектральные плотности $s_\varphi(\omega)$, то матрица $S_\varphi(j\omega)$ становится скалярной, т.е. $S_\varphi(j\omega) = s_\varphi(\omega)I$, а неравенство (20) переходит в строгое равенство, определяя тем самым точное значение дисперсии D_f .

Отметим, что для нормы Шмидта $\|\Phi(j\omega)\|_s$ в выражении (20) справедлива следующая оценка сверху:

$$\|\Phi(j\omega)\|_s \leq \nu[C(j\omega)]_s \left\| \text{diag} \left\{ \frac{q_i(j\omega)}{1 + q_i(j\omega)} \right\} \right\|_s, \quad (21)$$

где

$$\nu[C(j\omega)]_s = \|C(j\omega)\|_s \|C^{-1}(j\omega)\|_s \quad (22)$$

- число обусловленности модальной матрицы $C(j\omega)$. Выражение (21) показывает, что динамическая точность МСАР ухудшается с увеличением числа $\nu[C(j\omega)]_s$, которое характеризует степень неортогональности осей канонического базиса многомерной системы.

В случае, когда передаточные функции всех ПИД- регуляторов выбраны одинаковыми, т.е. при $w_i^R(s) = w^R(s)$, число обусловленности $\nu[C(j\omega)]_s$ в (21) не зависит от частоты ω и является постоянной величиной, т.е. $\nu[C(j\omega)]_s = \nu[C]_s = \text{const}$. Тогда, принимая для простоты, что компоненты вектора входных помех $\varphi(t)$ статистически не связаны, т.е. $S_\varphi(j\omega) = s_\varphi(\omega)I$, с учетом (15), (16), (21), (22), вместо оценки (20) получим

$$D_f \leq \frac{\nu^2 [C]_s}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left\| \text{diag} \left\{ \frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1 + \alpha_i w_0(j\omega)} \right\} \right\|_s^2 s_\varphi(\omega) d\omega. \quad (23)$$

Квадрат нормы Шмидта диагональной матрицы в подынтегральном выражении в (23) равен

$$\left\| \text{diag} \left\{ \frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1 + \alpha_i w_0(j\omega)} \right\} \right\|_s^2 = \sum_{i=1}^4 \left| \frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1 + \alpha_i w_0(j\omega)} \right|^2. \quad (24)$$

Поэтому вместо (23) можно записать

$$D_f \leq \nu^2 [C]_s \sum_{i=1}^4 D_i, \quad (25)$$

где

$$D_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1 + \alpha_i w_0(j\omega)} \right|^2 s_\varphi(\omega) d\omega, i = 1, 2, 3, 4 - \quad (26)$$

- дисперсии на выходах одномерных характеристических систем, случайные входные сигналы которых имеют одинаковую спектральную плотность $s_\varphi(\omega)$.

Таким образом, неравенство (25) дает оценку сверху для дисперсии модуля вектора ошибки системы управления БПЛА при частичной потере эффективности моторов, выраженную через дисперсии на выходах характеристических систем. Эта оценка несколько завышена по сравнению с общей оценкой (20), так как в ней используется дополнительное неравенство (21). Однако она достаточно удобна при практических расчетах статистической точности систем управления БПЛА, поскольку допускает аналитическое решение задачи при помощи табличных интегралов, имеющих в литературе [8,10].

На основе полученных выражений на языке MATLAB разработана программа автоматизированного вычисления дисперсий на выходах одномерных характеристических систем, фрагмент которой приведен ниже.

**Фрагмент программы вычисления дисперсий на выходах одномерных
характеристических систем на языке MATLAB**

```
function [Dcov,isEq] =
CADStochFindCovarSingle(N,NumSys,DenSys,NumForm,DenForm)
% Function for finding covariances of SISO Characteristic Systems
[isEq,Dcov] = deal(0,zeros(1,N));
for in = 1:N
    [NumCur,DenCur] = deal(NumSys{in},DenSys{in});
    NumCurA = conv(NumCur,NumForm);
    DenCurA = conv(NumCur + DenCur,DenForm);
    nD = length(DenCurA);
    M = [NumCurA(end:-1:2)];
    Mconj = conj(M).*(-ones(1,nD-1)).^(0:nD-2);
    MM = conv(M,Mconj);
    C1 = MM(1:2:end)./2;
    C2 = [MM(2:2:end)./j,0]./2;
    D = DenCurA(end:-1:1);
    [D1,D2] = FindAuxMatrices(nD-1,conj(D));
    NN = real(D1) + imag(D1)*inv(real(D2))*imag(D2);
    detNN = det(NN);
    L = C1.' - imag(D1)*inv(real(D2))*C2.';
    NN(:,end) = L;
    Dcov(in) = ((-1)^(nD-2))*det(NN)/(detNN*real(D(end)));
end
```

Числовой пример. Рассмотрим систему управления квадрокоптером со следующими параметрами: $m = 2.5 \text{ kg}$, $I_x = I_y = I_z = 0.5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,

$$D_M = \begin{bmatrix} 1.5 & 1.5 & 1.5 & 1.5 \\ 0 & 0.1 & 0 & -0.1 \\ -0.1 & 0 & 0.1 & 0 \\ -1.3 & 1.3 & -1.3 & 1.3 \end{bmatrix} \quad D_M^{-1} = \begin{bmatrix} 0.167 & 0 & -5 & -0.192 \\ 0.303 & 9.091 & 0 & 0.350 \\ 0.167 & 0 & 5 & -0.192 \\ 0.303 & -9.091 & 0 & 0.035 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Примем, что входные воздействия каналов управления квадрокоптером представляют собой некоррелированный гауссовский белый шум с одинаковой интенсивностью $N_0 = 0.5$.

Передаточные функции идентичных ПИД-регуляторов в отдельных каналах выберем равными

$$w^R(s) = 0.1142 + 0.4934s + \frac{0.00661}{s}. \quad (28)$$

Эта передаточная функция была получена применением интерактивного интерфейса пользователя *pidTuner* пакета MATLAB.

Матрицу Λ_M коэффициентов потерь эффективности моторов в (3) зададим в виде

$$\Lambda_{\Sigma} = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.75 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Матрица D_{Σ} (5) при данных значениях параметров равна

$$D_{\Sigma} = \begin{bmatrix} 0.7830 & 1.3636 & 1.125 & 0.1246 \\ 0.0003 & 0.8091 & 0 & 0.0003 \\ 0.0025 & 0 & 0.675 & -0.0029 \\ 0.0936 & 1.1818 & -0.975 & 0.7830 \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Расчеты в среде пакета MATLAB по рассмотренной методике показали, что точное значение дисперсии модуля вектора ошибки равно $D_f = 2.4359$.

Заключение. В статье предложена методика анализа статистической точности систем управления многороторными БПЛА при стационарных случайных возмущениях с гауссовским распределением вероятностей, применяемая также в случае частичной потери эффективности моторов. Получены оценки сверху для дисперсии модуля вектора ошибки системы управления, выраженные через дисперсии на выходах одномерных характеристических систем. Показано, что точность системы ухудшается с увеличением степени неортогональности осей канонического базиса системы. Приведен числовой пример расчета точности системы управления для случая квадрокоптера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hassanalian M., Abdelkefi A.** Classifications, applications, and design challenges of drones: a review // Progress in Aerospace Sciences. – 2017. - Vol. 91.- P. 99-131.
2. Development and prospect of unmanned aerial vehicle technologies for agricultural production management / **Y. Huang, S. Thomson, W. Hoffmann, et al** // International Journal of Agricultural and Biological Engineering, USDA-ARS. Nebraska, 2013. - Vol. 6(3).- P. 1-10.

3. **Mahony R., Kumar V., Corke P.** Multirotor aerial vehicles: Modeling, estimation, and control of quadrotor // Robotics and Automation Magazine.- 2012.-19(3).- P. 20–32.
4. **Yushu Y., Yiqun D.** Global Fault-Tolerant Control of Underactuated Aerial Vehicles with Redundant Actuators // Hindawi, Intern. Journal of Aerospace Engineering.- 2019.-P. 1-12.
5. **Sadeghzadeh I.** Fault Tolerant Flight Control of Unmanned Aerial Vehicles. - Concordia University, Montreal, 2015.-P. 116-137.
6. **Lanzon A., Freddi A., Longhi S.** Flight control of a quadrotor vehicle subsequent to a rotor failure // AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics.- 2014.-37(2).-P. 580–591.
7. **Gasparyan O., Darbinyan H.** L_1 Adaptive Control of Quadcopters // CSIT Conference 2019, IIAP. – Yerevan, 2019.- P. 137-140.
8. **Gasparyan O.N.** Linear and Nonlinear Multivariable Feedback Control: A Classical Approach. - John Wiley & Sons Ltd, UK, 2008.- 374 p.
9. **Dorf R., Bishop R.** Modern Control Systems, Pearson. - 13-th ed. - 2016.-1032 p.
10. **Astrom K.** Introduction to Stochastic Control Theory.- Dover Publications, New York, 2006.-305 p.
11. **Crassidis J., Junkins J.** Optimal Estimation of Dynamic Systems. - CRC Press, New York, 2004.- 735 p.
12. **Grewal M., Andrews A.** Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB.- John Wiley & Sons, UK, 2008.-615 p.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 06.03.2023.

Օ.Ն. ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ, Օ.Հ. ՕՀԱՆՅԱՆ, Ա.Ա. ԿԱՐԱՊԵՏՅԱՆ, Տ.Ա. ՄԻՄՈՆՅԱՆ

ԱՆՕՂԱՉՈՒԹՅՈՒՆ ՍԱՐՔԵՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՀՇԳՐՏՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ ՊԱՏԱՀԱԿԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԴԵՊՔՈՒՄ

Հիմնվելով բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիաների մեթոդի վրա՝ դիտարկվում է ԱԹՄ-ի փոխկապակցված կառավարման համակարգերի ճշգրտության վերլուծության ինժեներական մեթոդիկա՝ հավանականությունների Գաուսյան բաշխում ունեցող ստացիոնար պատահական ազդեցությունների դեպքում: Հաշվի են առնվում շարժիչների արդյունավետության հնարավոր մասնակի կորուստները, ինչը հանգեցնում է նրան, որ ԱԹՄ-երի կառավարման համակարգի առանձին կապուլիները փոխկապակցված են, և համակարգը պետք է դիտարկվի որպես չորս մուտքով և չորս ելքով բազմաչափ ավտոմատ կառավարման համակարգ:

Որպես ԱԹՄ-ի կառավարման համակարգի ճշգրտության չափ պատահական ազդեցությունների դեպքում ընտրվել է համակարգի սխալի վեկտորի մոդուլի դիսպերսիան: Նշված դիսպերսիայի վերին գնահատականի համար ստեղծվել են պարզ արտահայտություններ: Յույց է տրվել, որ առանձին կապուլիներում միանման ՀԴԴ կարգավորիչների ընտ-

րության և ոչ կոռելյացված ու միևնույն սպեկտրային խտությամբ պատահական աղմուկների դեպքում համակարգի սխալի վեկտորի մոդուլի դիսպերսիայի գնահատականը կարելի է արտահայտել միաչափ բնութագրիչ համակարգերի ելքի դիսպերսիաներով: Ներկայացված է քառապտուտակ ԱԹՍ-ի կառավարման համակարգի վիճակագրական սխալի վերլուծության թվային օրինակ:

Առանցքային բառեր. բազմառոտորային ԱԹՍ, բազմաչափ կառավարման համակարգ, ստացիոնար պատահական ազդանշաններ, ստատիկ ճշգրտություն, շարժիչների արդյունավետության մասնակի կորուստ:

O.N. GASPARYAN, O.H. OHANYAN, A.K. KARAPETYAN, T.A. SIMONYAN

ANALYZING THE ACCURACY OF CONTROL SYSTEMS OF MULTI-ROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLES AT STATIONARY RANDOM SIGNALS

Based on the method of characteristic transfer functions, an engineering technique for analyzing the accuracy of interconnected unmanned aerial vehicles (UAV) control systems at stationary random signals with a Gaussian probability distribution is considered. The technique takes into account the possible partial losses of efficiency of the motors, which bring to cross-connections between separate channels of the UAV's control system. As a result, the system should be considered as a multivariable feedback control system with four inputs and four outputs.

As a generalized measure of the accuracy of the UAV control system under random signals, the variance of the system error vector magnitude is chosen. Simple expressions are obtained for the upper bound of the indicated variance. It is shown that when choosing identical PID controllers in separate channels and in case of uncorrelated random noise with the same spectral density, the upper estimate of the variance of the system error vector magnitude can be expressed through the variances at the outputs of one-dimensional characteristic systems. A numerical example of the analysis of statistical accuracy of the quadcopter control system is given.

Keywords: multi-rotor UAV, multivariable control system, stationary random signals, statistical accuracy, partial loss of the motors' efficiency.

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՄԱՐՈՒԽՅԱՆ Ո.Զ., ԷԼԲԱԿՅԱՆ Ս.Հ.

ԷԿՈԼՈԳԻԱՊԵՍ ԱՆՎՏԱՆԳ ԶԷԿ-ԵՐՈՒՄ ԱԾԽԱԾՆԻ ԵՐԿՕՔՍԻԴԻ
ԱՐՏԱՆԵՏՈՒՄՆԵՐԻ ՆՎԱԶԵՑՄԱՆ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԻ
ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆ..... 5

ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ Ա.Ա., ԽԱՉԱՏՐՅԱՆ Տ.Բ., ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Մ.Տ.

ՖՈՏՈՌԵԱԼԻՍՏԻԿ ԵՎ ԱՐՀԵՍՏԱԿԱՆ ՍՏԵՐԵՈ-ՏՎՅԱԼՆԵՐԻ
ՀԱՎԱՔԱԾՈՒՆԵՐԻ ՍՏԵՂԾՄԱՆ ՄԵԹՈԴ՝ ՏԵՍՈՂԱԿԱՆ ՏԵՂՈՐՈՇՄԱՆ ԵՎ
ԽՈՐՈՒԹՅԱՆ ՈՐՈՇՄԱՆ ՀԱՄԱՐ..... 12

ԲԱԿՈՒՆՑ Մ.Գ.

ՕՔՅԵԿՏԻ ՌԵԼԻԵՖԱՅԻՆ ՀԵՌԱՆԿԱՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ..... 22

ԱՅՎԱԶՅԱՆ Ա.Գ., ԿՈՍՏԻԿ Ն.Ռ., ՏԱՐԱՍՈՎ Ս.Ա., ԽՈՒՂԱՎԵՐՅԱՆ Ս.Խ.

ԲԶԶԱՅԻՆ ՑԱՆՑԻ ԲԱԶԱՅԻՆ ԿԱՅԱՆՆԵՐԻ ԷԼԵԿՏՐԱՄԱՆՈՒՑՄԱՆ ՀԻԲՐԻԴԱՅԻՆ
ԱՐԵՎԱՅԻՆ-ԴԻԶԵԼԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՍՈՐԵԼԱՎՈՐՈՒՄԸ..... 30

ՆԵՐՄԻՍՅԱՆ Ա.Ս., ԴԱՎԹՅԱՆ Ռ.Ա., ԱՀԱՐՈՆՅԱՆ Ա.Կ., ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ Վ.Հ.

ԿԼՈՐ ԱԼԻՔԱՏԱՐՈՎ ՀԱՄՈՒՂՂՈՐԴՎԱԾ ԱՆՏԵՆԱՅԻ ԿԱՌՈՒՑՈՒՄԸ
ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ E_{01} ՍՈՐԻ ՊԱՐԶ ԳՐԳՈՒԶՈՎ..... 42

ՄԽԻԹԱՐՅԱՆ Ա.Խ., ՀՈՎՀԱՆՆԻՍՅԱՆ Վ.Դ., ՀԱԿՈԲՅԱՆ Լ.Դ., ԳԵՎՈՐԳՅԱՆ Ա.Խ., ՊԵՏՐՈՍՅԱՆ Ա.Օ.

ԽԱՌԸ ԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐԻ ՀԱՄԱՐ ՆԵՐԴՐՎԱԾ
ԻՆՔՆԱԹԵՍԱՎՈՐՄԱՆ ԵՎ ԻՆՔՆԱԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴ..... 52

ՂՈՒԿԱՍՅԱՆ Ս.Ա.

ԾԵՐԱՑՄԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹՆԵՐԸ ՄՇՏԱԴԻՏԱՐԿՈՂ ՆՈՐ ՄԽԵՄԱ..... 58

ԲԱԲԱԶԱՆՅԱՆ Հ.Ա.

R-2R ՌԵԶԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ՍԱՆԴՈՒՂՔՈՎ ԹՎԱ-ԱՆԱԼՈԳԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻԶԻ
ԵԼՔԱՅԻՆ ԱՂՄՈՒԿՆԵՐԻ ՆՎԱԶԱՐԿՈՒՄԸ..... 67

ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ Հ.Տ.

ԱԶՔԻ ԲԱՅՎԱԾՔԻ ԼԱՎԱՑՄԱՆ ՄԵԹՈԴ ԱՐԱԳԱԳՈՐԾ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՎ
ՏԱՆՈՂ ՀԱՆԳՈՒՅՑԻ ՀԱՄԱՐ..... 77

ՎԱՐԴԱՆՅԱՆ Հ.Վ.

IBIS ՄՈՐԵԼԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅԱՆ ՇՏԿՄԱՆ ՄՈՏԵՑՈՒՄ՝ ՀԿՀԱ-Ի
ՕԳՏԱԳՈՐԾՄԱՄ..... 85

ԱԲԳԱՐՅԱՆ Գ.Ա., ԳԱԼՍՏՅԱՆ Ա.Ա., ՀԱՐՈՒԹՅՈՒՆՅԱՆ Գ.Ա.

ՄԻՆԲՐՈԱԶԴԱՆՇԱՆԱՅԻՆ ԾԱՌԻ ԼԱՎԱՐԿՄԱՄԲ ՓՈԽԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ
ՀԵՏԵՎԱՆՔՆԵՐԻ ԿՐՃԱՏՈՒՄԸ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՄԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ..... 93

ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ Օ.Ն., ՕՀԱՆՅԱՆ Օ.Հ., ԿԱՐԱՊԵՏՅԱՆ Ա.Կ., ՄԻՍՈՆՅԱՆ Տ.Ա.

ԱՆՕԴԱԶՈՒ ԹՈՉՈՂ ՍԱՐՔԵՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ
ՃՇԳՐՏՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ ՊԱՏԱՀԱԿԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ
ԴԵՊՔՈՒՄ..... 101

СОДЕРЖАНИЕ

МАРУХЯН В.З., ЭЛБАКЯН С.Г. ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ВЫБРОСОВ ДИОКСИДА УГЛЕРОДА НА ЭКОЛОГИЧЕСКИ БЕЗОПАСНЫХ ТЕПЛОЭЛЕКТРОСТАНЦИЯХ	5
АВETИCЯН А.А., ХАЧАТРЯН Т.Б., ГРИГОРЯН М.Т. МЕТОД ГЕНЕРАЦИИ ФОТОРЕАЛИСТИЧНЫХ И СИНТЕТИЧЕСКИХ СТЕРЕОНАБОРОВ ДАННЫХ ДЛЯ ВИЗУАЛЬНОЙ ОДОМЕТРИИ И ОЦЕНКИ ГЛУБИНЫ	12
БАКУНЦ М.Г. АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ РЕЛЬЕФНОЙ ПЕРСПЕКТИВЫ ОБЪЕКТА	22
АЙВАЗЯН А.Г., КОСТИК Н.Р., ТАРАСОВ С.А., ХУДАВЕРДЯН С.Х. МОДЕЛИРОВАНИЕ ГИБРИДНОЙ СОЛНЕЧНОЙ–ДИЗЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ	30
НЕРСИCЯН А.С., ДАВТЯН Р.А., АГАРОНЯН А.К., АВETИCЯН В.Г. ПОСТРОЕНИЕ ВСЕНАПРАВЛЕННОЙ АНТЕННЫ НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ С ПРОСТЫМ ВОЗБУДИТЕЛЕМ РАБОЧЕЙ МОДЫ E_{01}	42
МХИТАРЯН А.Х., ОГАННИСЯН В.Д., АКОПЯН Л.Д., ГЕВОРГЯН А.Х., ПЕТРОСЯН А.О. ВСТРОЕННЫЙ МЕТОД САМОПРОВЕРКИ И САМОКОРРЕКЦИИ ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СМЕШАННЫХ СИГНАЛОВ	52
ГУКАСЯН С.А. НОВАЯ СХЕМА МОНИТОРИНГА ЯВЛЕНИЯ СТАРЕНИЯ	58
БАБАДЖАНИЯН А.А. МИНИМИЗАЦИЯ ШУМА НА ВЫХОДЕ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С R-2R РЕЗИСТОРНОЙ ЦЕПОЧКОЙ	67
ГРИГОРЯН А.Т. МЕТОД УЛУЧШЕНИЯ ОТКРЫТИЯ ГЛАЗКОВОЙ ДИАГРАММЫ ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО ДРАЙВЕРА С ЛОГИКОЙ ТОКА	77
ВАРДАНИЯН А.В. ПОДХОД К КОРРЕКЦИИ ВЫХОДНОГО ИМПЕДАНСА МОДЕЛИ СПЕЦИФИКАЦИИ ИНФОРМАЦИИ О БУФЕРЕ ВВОДА/ВЫВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСТОЧНИКА ТОКА С РЕГУЛИРУЕМЫМ ТОКОМ	85
АБГАРЯН Г.А., ГАЛСТЯН А.А., АРУТЮНЯН Г.А. СОКРАЩЕНИЕ ПОСЛЕДСТВИЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПРОВОДОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ ПУТЕМ ОПТИМИЗАЦИИ ДЕРЕВА СИНХРОСИГНАЛОВ	93
ГАСПАРЯН О.Н., ОГАНЯН О.Г., КАРАПЕТЯН А.К., СИМОНЯН Т.А. АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОРОТОРНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ СТАЦИОНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ	101

CONTENTS

MARUKHYAN V.Z., ELBAKYAN S.H. INVESTIGATING THE OF TECHNOLOGICAL SOLUTIONS TO REDUCE CARBON DIOXIDE EMISSIONS AT ECOLOGICALLY SAFE TPP	5
AVETISYAN A.A., KHACHATRYAN T.B., GRIGORYAN M.T. PHOTOREALISTIC AND SYNTHETIC STEREO-DATASET GENERATION METHOD FOR VISUAL ODOMETRY AND DEPTH ESTIMATION.....	12
BAKUNTS M.G. AN ALGORITHM OF CONSTRUCTING A RELIEF PERSPECTIVE OF AN OBJECT	22
AYVAZYAN A.G., KOSTIK N.R., TARASOV S.A., KHUDAVERDYAN S.K. MODELING A HYBRID SOLAR-DIESEL POWER SUPPLY SYSTEM FOR CELLULAR MOBILE BASE STATIONS	30
NERSISYAN A.S., DAVTYAN R.A., AHARONYAN A.K., AVETISYAN V.H. DESIGNING AN OMNIDIRECTIONAL ANTENNA ON A CIRCULAR WAVEGUIDE WITH A SIMPLE EXCITER OF THE E_{01} WORKING MODE	42
MKHITARYAN A.Kh., HOVHANNISYAN V.D., HAKOBYAN L.D., GEVORGYAN A.Kh., PETROSYAN A.O. BUILT-IN SELF-TEST AND SELF-CORRECTION METHOD FOR MIXED-SIGNAL INTEGRATED CIRCUITS	52
GHUKASYAN S.A. A NOVEL AGING MONITORING CIRCUIT	58
BABAJANYAN H.A. THE OUTPUT NOISE REDUCTION OF THE R-2R RESISTOR LADDER DIGITAL- ANALOG CONVERTER	67
GRIGORYAN H.T. THE EYE OPENING IMPROVEMENT METHOD FOR A HIGH SPEED CURRENT MODE LOGIC DRIVER.....	77
VARDANYAN H.V. IBIS MODEL OUTPUT IMPEDANCE CORRECTION APPROACH USING CCCS	85
ABGARYAN G.A., GALSTYAN A.A., HARUTYUNYAN G.A. REDUCING THE CONSEQUENCES OF THE WIRE INTERCONNECTIONS IN INTEGRATED CIRCUITS BY OPTIMIZING THE CLOCK TREE	93
GASPARYAN O.N., OHANYAN O.H., KARAPETYAN A.K., SIMONYAN T.A. ANALYZING THE ACCURACY OF CONTROL SYSTEMS OF MULTI-ROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLES AT STATIONARY RANDOM SIGNALS	101

ՀԵՂԻՆԱԿՆԵՐԻ ՑՈՒՑԱԿ

- | | |
|------------------------------|--|
| 1 Աբգարյան Գոռ Արշավիրի | «ՄԻՍԿՈ ՄԻՍԹԵՄՍ ԱՐՄԵՆԻԱ, ASIC» ծրագրի
ինժեներ, ԵՊՀ, Ռադիոֆիզիկա, ասպիրանտ
Էլ. հասցե - abgaryan.gor98@gmail.com |
| 2 Ահարոնյան Ահարոն Կամոյի | Ռուս-հայկական համալսարանի հեռահաղոր-
դակցության ամբիոնի վարիչ, Երևանի կապի
միջոցների գիտահետազոտական ինստիտուտի
առաջատար ճարտարագետ
Էլ. հասցե - aharon.aharonyan@rau.am |
| 3 Այվազյան Արմեն Գագիկի | ՀԱՊՀ, հայցորդ
Էլ. հասցե - agagarm@gmail.com |
| 4 Ավետիսյան Աշոտ Ազատի | ՀԱՊՀ ասպիրանտ, ավագ ճարտարագետ,
«Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - aavet@synopsys.com |
| 5 Ավետիսյան Վահան Հենրիխի | տեխնիկական գիտությունների դոկտոր, Ռուս-
հայկական համալսարանի պրոֆեսոր, Երևանի
կապի միջոցների գիտահետազոտական
ինստիտուտի գիտության գծով փոխստեղծ
Էլ. հասցե - avahan@mail.ru |
| 6 Բաբաջանյան Հայկ Ալեքսանդրի | ՀԱՊՀ ասպիրանտ, Էլեկտրոնիկայի, միկրո- և
նանոէլեկտրոնիկայի ամբիոն, Երկրորդ կարգի
հետազոտման և նախագծման ճարտարագետ,
«Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - hbabajanyan1997@gmail.com |
| 7 Բակունց Մարինե Գարենի | ՀԱՊՀ ասպիրանտ, Ճարտարագիտական
գրաֆիկայի ամբիոնի դասախոս
Էլ. հասցե - marinka-bakunts@mail.ru |
| 8 Գալստյան Արման Աշոտի | «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, մասնագիտացված
ինտեգրալ սխեմաների ֆիզիկական նախագծման
ավագ առաջին կարգի ճարտարագետ, Միկրո-
էլեկտրոնային սխեմաների և համակարգերի միջ-
ֆակուլտետային ամբիոն, ՀԱՊՀ, ասպիրանտ
Էլ. հասցե - armgalstyan98@gmail.com |
| 9 Գասպարյան Օլեգ Նիկոլայի | տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀԱՊՀ, Կառավարման
համակարգերի ամբիոնի վարիչ
Էլ. հասցե - ogasparyan@gmail.com |
| 10 Գրիգորյան Հայկ Տարոնի | ՀԱՊՀ ասպիրանտ, «Մինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ,
ինտեգրալ սխեմաների նախագծող ինժեներ
Էլ. հասցե - htgrigo@gmail.com |

- 11 Գրիգորյան Մուշեղ Տարոնի
ՀԱՊՀ ասպիրանտ, վերահսկիչ ճարտարագետ,
«Synopsys Armenia» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - mushegg@synopsys.com
- 12 Գևորգյան Ալբերտ Խաչիկի
«Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, «Սինոփսիս
Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ,
անալոգային և խառն ազդանշանային ինտեգրալ
սխեմաների ճարտարագետ
Էլ. հասցե - galbert@synopsys.com
- 13 Դավթյան Ռուբեն Արտեմի
ինժեներ, Երևանի կապի միջոցների ԳՀԻ
Էլ. հասցե - davtyan2919@gmail.com
- 14 Էլբակյան Սիլվիանա Հենրիկի
տ.գ.թ., ՋԷ և ՇՄՊ ամբիոնի դոցենտ
Էլ. հասցե - silviana.elbakyan@mail.ru
- 15 Խաչատրյան Տիգրան Բագրատի
ՀԱՊՀ ասպիրանտ, ծրագրային ապահովման
ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - khacha@synopsys.com
- 16 Խուդավերդյան Սուրիկ Խաչիկի
տ.գ.դ., պրոֆեսոր, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - xudaver13@mail.ru
- 17 Կարապետյան Արմանդ Կարենի
ՀԱՊՀ, ասպիրանտ, Կառավարման
համակարգերի ամբիոն
Էլ. հասցե - karapetyan.armand@mail.ru
- 18 Կոստիկ Նիկիտա Ռուսլանի
ասիստենտ, Սանկտ Պետերբուրգի պետական
Էլեկտրատեխնիկական համալսարան
Էլ. հասցե - nrkostik@etu.ru
- 19 Հակոբյան Լյուդվիգ Դավթի
«Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, «Սինոփսիս
Արմենիա» ուսումնական դեպարտամենտ,
անալոգային և խառն ազդանշանային ինտեգրալ
սխեմաների ճարտարագետ, մագիստրանտ
Էլ. հասցե - lyudvig@synopsys.com
- 20 Հարությունյան Գևորգ Արմենի
ՀԱՊՀ ասպիրանտ
Էլ. հասցե - harutyunyangervorgam@gmail.com
- 21 Հովհաննիսյան Վարդան Դավթի
ՀԱՊՀ, մագիստրանտ
Էլ. հասցե - vardan@aragatsltd.am
- 22 Դուկասյան Սևակ Արշակի
ՀԱՊՀ ասպիրանտ, անալոգային և խառն
ազդանշանային համակարգերի ավագ կարգի
ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - ghukasya@synopsys.com
- 23 Մարուխյան Ոստանիկ Զավենի
տ.գ.թ., ՋԷ և ՇՄՊ ամբիոնի պրոֆ.
Էլ. հասցե - vosmar@seua.am
- 24 Մխիթարյան Արթուր Խաչիկի
տ.գ.թ., «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, անալոգային
և խառն ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների
մենեջեր
Էլ. հասցե - marthur@synopsys.com

- 25** Ներսիսյան Անահիտ Սերգեյի
Շուշիի տեխնոլոգիական համալսարանի բնական
գիտությունների, կապի և տեղեկատվական
տեխնոլոգիաների ամբիոնի դասախոս
Էլ. հասցե - anomonika@mail.ru
- 26** Պետրոսյան Արմեն Օլեգի
«Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ, Տեղեկատվական և
հեռահաղորդակցական տեխնոլոգիաների ու
էլեկտրոնիկայի ինստիտուտ, անալոգային և
խառն ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների
ճարտարագետ, ՀԱՊՀ
Էլ. հասցե - armenp@synopsys.com
- 27** Սիմոնյան Տարիել Արեգի
ՀԱՊՀ, մագիստրոս, Կառավարման
համակարգերի ամբիոն
Էլ. հասցե - simonyantariel07@gmail.com
- 28** Վարդանյան Հայկ Վարդանի
ՀԱՊՀ ասպիրանտ, անալոգային և խառը
ազդանշանային համակարգերի ավագ կարգի
ճարտարագետ, «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ
Էլ. հասցե - vardanya@synopsys.com
- 29** Տարասով Սերգեյ Անատոլիի
տ.գ.դ., Սանկտ Պետերբուրգի պետական
էլեկտրատեխնիկական համալսարան,
Էլ. հասցե - satarasov@etu.ru
- 30** Օհանյան Օվսաննա Համլետի
տ.գ.թ., ՀԱՊՀ, Կառավարման համակարգերի
ամբիոնի ասիստենտ
Էլ. հասցե - o.ovsanna@gmail.com

СПИСОК АВТОРОВ

- | | |
|--------------------------------|---|
| 1 Абгарян Гор Аршавирович | аспирант, ЕГУ,
Эл. почта - abgaryan.gor98@gmail.com |
| 2 Аветисян Ашот Азатович | аспирант, НПУА; старший инженер, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - aavet@synopsys.com |
| 3 Аветисян Ваан Генрихович | д.т.н., профессор, Ереванский НИИ средств связи, Российско–Армянский университет, зам.директора по науке,
Эл. почта - avahan@mail.ru |
| 4 Агаронян Агарон Камоевич | заведующий кафедрой Телекоммуникации, Российско–Армянский университет; ведущий инженер, Ереванский НИИ средств связи,
Эл. почта - aharon.aharonyan@rau.am |
| 5 Айвазян Армен Гагикович | соискатель, НПУА,
Эл. почта - agagarm@gmail.com |
| 6 Акопян Людвиг Давидович | инженер-схемотехник, ЗАО “Синописис Армения”, НПУА,
Эл. почта - lyudvig@synopsys.com |
| 7 Арутюнян Геворг Арменович | аспирант, НПУА,
Эл. почта – harutyunyan@evorgam@gmail.com |
| 8 Бабаджанян Айк Александрович | аспирант, НПУА; инженер 2-й категории по исследованию и разработке, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - hbabajanyan1997@gmail.com |
| 9 Бакунц Марине Гареновна | аспирант, кафедра Инженерной графики, НПУА,
Эл. почта - marinka-bakunts@mail.ru |
| 10 Варданян Айк Варданович | аспирант, НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - vardanya@synopsys.com |
| 11 Галстян Арман Ашотович | аспирант, НПУА,
Эл. почта - armgalstyan98@gmail.com |
| 12 Гаспарян Олег Николаевич | д.т.н., проф., зав. кафедрой Систем управления, НПУА,
Эл. почта - ogasparyan@gmail.com |
| 13 Геворгян Альберт Хачикович | инженер-схемотехник, ЗАО “Синописис Армения”, НПУА,
Эл. почта - galbert@synopsys.com |
| 14 Григорян Айк Таронович | аспирант, НПУА; инженер интегральных схем, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - htgrigo@gmail.com |
| 15 Григорян Мушег Таронович | аспирант, НПУА; инженер, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - mushegg@synopsys.com |

- | | |
|---------------------------------|---|
| 16 Гукасян Севак Аршакович | аспирант НПУА; инженер-конструктор аналоговых и смешанных сигналов, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - ghukasya@synopsys.com |
| 17 Давтян Рубен Артемович | инженер, Ереванский НИИ средств связи,
Эл. почта - davtyan2919@gmail.com |
| 18 Карапетян Арманд Каренович | аспирант, кафедра Систем управления, НПУА,
Эл. почта - karapetyan.armand@mail.ru |
| 19 Костик Никита Русланович | ассистент, СПбГЭТУ,
Эл. почта - nrkostik@etu.ru |
| 20 Марухян Востаник Завенович | к.т.н., профессор, кафедра Теплоэнергетики и охраны окружающей среды, НПУА,
Эл. почта - vosmar@seua.am |
| 21 Мхитарян Артур Хачикович | к.т.н., менеджер-схемотехник, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - marthur@synopsys.com |
| 22 Нерсисян Анаит Сергеевна | преподаватель департамента естественных наук, средств связи и информационных технологий, Шушинский технологический университет,
Эл. почта - anomonika@mail.ru |
| 23 Оганнисян Вардан Давидович | магистрант, кафедра Электрических машин и аппаратов, НПУА,
Эл. почта - vardan@aragatsltd.am |
| 24 Оганян Овсання Гамлетовна | к.т.н., преподаватель, кафедра Системм управления, НПУА,
Эл. почта - o.ovsanna@gmail.com |
| 25 Петросян Армен Олегович | к.т.н., топологический инженер, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - armenp@synopsys.com |
| 26 Симонян Таризел Арегович | магистрант, кафедра Системм управления, НПУА,
Эл. почта - simonyantariel07@gmail.com |
| 27 Тарасов Сергей Анатольевич | д.т.н., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет (СПбГЭТУ),
Эл. почта - satarasov@etu.ru |
| 28 Хачатрян Тигран Багратович | аспирант, НПУА; инженер по программному обеспечению, ЗАО “Синописис Армения”,
Эл. почта - khacha@synopsys.com |
| 29 Худавердян Сурик Хачикович | д.т.н., профессор, НПУА,
Эл. почта - худaver13@mail.ru |
| 30 Элбакян Сильвиана Генриховна | к.т.н., доцент, кафедра Теплоэнергетики и охраны окружающей среды, НПУА,
Эл. почта - silviana.elbakyan@mail.ru |

LIST OF THE AUTHORS

- 1 Abgaryan Gor Arshavir Post-graduate student, YSU,
E-mail - abgaryan.gor98@gmail.com
- 2 Aharonyan Aharon Kamo Head of the Department of Telecommunications at Russian-Armenian University, Leading Engineer at Yerevan Telecommunication Research Institute,
E-mail - aharon.aharonyan@rau.am
- 3 Avetisyan Ashot Azat Post-graduate student of NPUA, Senior Engineer, “Synopsisys Armenia” CJSC
E-mail - aavet@synopsys.com
- 4 Avetisyan Vahan Henrik Dr. of tech. sci., Prof. at Russian-Armenian University, Deputy Director for Science at Yerevan Telecommunication Research Institute,
E-mail - avahan@mail.ru
- 5 Ayvazyan Armen Gagik Probationer, NPUA,
E-mail - agagarm@gmail.com
- 6 Babajanyan Hayk Aleksandr Post-graduate student at NPUA in “Electronics, micro- and nano-electronics”, Second step research and development engineer in “Synopsisys Armenia” CJSC.
E-mail - hbabajanyan1997@gmail.com
- 7 Bakunts Marine Garen Post-graduate student
Lecturer, Chair of Engineering Graphics, NPUA
E-mail - marinka-bakunts@mail.ru
- 8 Davtyan Ruben Artem Engineer at Yerevan Telecommunication Research Institute,
E-mail - davtyan2919@gmail.com
- 9 Elbakyan Silviana Henrik Cand. of tech. sci., Assoc. Prof. of the Chair of Heat-power Engineering Environment of Protection, NPUA
E-mail - silviana.elbakyan@mail.ru
- 10 Galstyan Arman Ashot Post-graduate student, NPUA,
E-mail - armgalstyan98@gmail.com
- 11 Gasparyan Oleg Nikolay Dr. of tech. sci., Prof. Head of the Chair, Control Systems, NPUA
E-mail - ogasparyan@gmail.com
- 12 Gevorgyan Albert Khachik Undergraduate student, “Synopsisys Armenia” CJSC, Synopsisys Armenia Educational Department A&MS circuit design engineer, NPUA,
E-mail - galbert@synopsys.com
- 13 Ghukasyan Sevak Arshak Post-graduate student, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Senior Engr. “Synopsisys Armenia” CJSC, NPUA
E-mail - ghukasya@synopsys.com
- 14 Grigoryan Hayk Taron Post-graduate student, “Synopsisys Armenia” CJSC, A&MS circuit design engineer, NPUA
E-mail - htgrigo@gmail.com
- 15 Grigoryan Mushegh Taron Post-graduate student of NPUA
Supervisor engineer, “Synopsisys Armenia” CJSC
E-mail - mushegg@synopsys.com

- 16 Hakobyan Lyudvig Davit** Undergraduate student, “Synopsys Armenia” CJSC, Synopsys Armenia Educational Department, A&MS circuit design engineer, NPUA,
E-mail - lyudvig@synopsys.com
- 17 Harutyunyan Gevorg Armen** Post-graduate student, NPUA,
E-mail – harutyunyangevorgam@gmail.com
- 18 Hovhannisyan Vardan Davit** Graduate student, NPUA,
E-mail - vardan@aragatsltd.am
- 19 Karapetyan Armand Karen** Post-graduate student, Chair of Control Systems, NPUA
E-mail - karapetyan.armand@mail.ru
- 20 Khachatryan Tigran Bagrat** Post-graduate student of NPUA
Software Engineer, “Synopsys Armenia” CJSC
E-mail - khacha@synopsys.com
- 21 Khudaverdyan Surik Khachik** Dr. of tech sci., Prof., NPUA,
E-mail - xudaver13@mail.ru
- 22 Kostik Nikita Ruslan** Assistant, St. Petersburg, ETU,
E-mail - nrkostik@etu.ru
- 23 Marukhyan Vostanik Zaven** Cand. of tech. sci., Prof. of the Chair “Heat-power Engineering and Environment Protection”, NPUA
E-mail - vosmar@seua.am
- 24 Mkhitaryan Arthur Khachik** Cand. of tech. sci., “Synopsys Armenia” CJSC, A&MS circuit design manager, PHD,
E-mail - marthur@synopsys.com
- 25 Nersisyan Anahit Sergey** Lecturer of the Department of Natural Sciences, Communications and Information Technologies at Shusha Technological University,
E-mail - anomonika@mail.ru
- 26 Ohanyan Ovsanna Hamlet** Lecturer, Chair of Control Systems, NPUA,
E-mail - o.ovsanna@gmail.com
- 27 Petrosyan Armen Oleg** “Synopsys Armenia” CJSC, Institute of Information and telecommunication Technologies and Electronics, A&MS layout design engineer, NPUA,
E-mail - armenp@synopsys.com
- 28 Simonyan Taniel Areg** Graduate student, Chair of Control Systems, NPUA,
E-mail - simonyantaniel07@gmail.com
- 29 Tarasov Sergey Anatoli** Dr. of tech. sci., St. Petersburg Electrotechnical University (St. Petersburg ETU),
E-mail - satarasov@etu.ru
- 30 Vardanyan Hayk Vardan** Post-graduate student of NPUA, Analog and Mixed signal circuit design engineer, Senior Engr. “Synopsys Armenia” CJSC,
E-mail - vardanya@synopsys.com

«Հայաստանի գիտությունների ազգային ակադեմիայի և Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի տեղեկագիր. տեխնիկական գիտությունների սերիա» հանդեսում տպագրվում են տեսական և փորձարարական հետազոտությունների արդյունքները տեխնիկական գիտությունների հետևյալ բաժիններից՝ մեքենաշինություն, մետալուրգիա, նյութագիտություն, ընդերքօգտագործման տեխնոլոգիաներ, շինարարական կառուցվածքներ, 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 գետեղման էջերը, գրքերի դեպքում՝ հեղինակի ազգանունը, անվան-հայրանվան սկզբնատառերը, վերնագիրը, հրատարակման վայրը, հրատարակչությունը, թվականը, էջերի քանակը:

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

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

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

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ

Материал представляется в редакцию в соответствии со следующими правилами:

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

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

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

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

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

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

7. В конце статьи дается список литературы: размер 9 – на арм.яз., 10 – на рус. и англ. яз. Словосочетание **“СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ”** располагается в центре строки заглавными буквами, Bold. 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).