ՀՀ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ /ՀԻՄՆԱԴՐԱՄ/

ԱՐԹՈՒՐ ԽԱՉԻԿԻ ՄԽԻԹԱՐՅԱՆ

ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ ԼԱՐՄԱՆ ԵՎ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ՄԻՋՈՑՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ

Ե.27.01 «Էլեկտրոնիկա, միկրո- և նանոէլեկտրոնիկա»
մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի
գիտական աստիճանի հայցման համար

Գիտական ղեկավար՝ ՀՀ ԳԱԱ թղթ. անդամ, տ.գ.դ., պրոֆ.,
ՀՀ գիտության վաստակավոր գործիչ
Վ. Շ. Մելիքյան

ԵՐԵՎԱՆ 2019

Բովանդակություն

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

<u>Թեմայի արդիականությունը:</u> Ինտեգրալ սխեմաները (ԻՍ) լայնորեն կիրառվում են տարբեր նշանակությամբ համակարգերում՝ համակարգիչներում, դյուրակիր սարքավորումներում, ռազմական, ավիացիոն, տիեզերական կայաններում, մեքենաշինության մեջ և այլուր: Միաժամանակ, առաջացել են էներգասպառման նվազեցման հետ կապված խնդիրներ՝ պայմանավորված դյուրակիր սարքերում դրանց լայն կիրառությամբ: Էլեկտրոնային համակարգերի մեծ պահանջարկը առաջացրել է կիսահաղորդչային տեխնոլոգիաների արդիականացման և դրա հետևանքով ԻՍ-երի մասշտաբավորման անհրաժեշտություն: Արդյունքում՝ ներկայումս արտադրվող ԻՍ-երում տրանզիստորների չափերը հասել են ընդհուպ մինչև 7*նմ*-ի:

Մի կողմից ֆիզիկական չափերի փոքրացումը, արդյունքում՝ մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդչային (ՄՕԿ) տրանզիստորների փականը հոսքուղուց մեկուսացնող օքսիդի հաստության նվազեցումը, մյուս կողմից՝ էներգասպառման նվազեցմանը ներկայացվող տեխնիկական պահանջները, հիմք են հանդիսացել սնուցման լարման նվազեցման համար՝ ընդհուպ մինչև մի քանի հարյուր միլիվոլտի:

Գրանցված հաջողություններին զուգահեռ առաջ են եկել նաև այնպիսի բացասական երևույթներ, ինչպիսիք են կիրառված ցածր լարումների հետևանքով կապազերծող կոնդենսատորների ունակության նվազումը, սնման դողերում աղմուկների ազդեցության բարձրացումը, տրանզիստորների ծակման լարումների փոքրացումը և այլն: Տեխնոլոգիական անկատարության, մասշտաբավորման արդյունքում հոսքուղու մոդուլյացիայի երևույթի ազդեցության աճի հետևանքով նվազել է նաև հոսանքի աղբյուրների կայունությունը:

Հաշվի առնելով վերոնշյալ հիմնահարցերը՝ ԻՍ-երի նախագծման ոլորտի առաջատար ընկերությունները վերջին տարիներին իրականացրել են մի շարք մշակումներ, որոնք նպատակաուղղված են ԻՍ-երի կայունության բարձրացմանը՝ ի հաշիվ սնման դողերում աղմուկների նվազեցման: Առաջարկվել են տեխնոլոգիական զարգացումներին համապատասխան նոր սկզբունքներ, որոնք նպաստում են ներբյուրեղային լարման և հոսանքի աղբյուրների բարձր կայունության ապահովմանը: Վերջիններս էականորեն բարձրացրել են լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունությունը, սակայն դեռևս կան խնդիրներ, որոնց լուծման համար պահանջվում են նոր մոտեցումներ: Դրանց կիրառումը ժամանակակից ԻՍ-երում կբարձրացնի ԻՍ-երի անխափան աշխատանքի հավանականությունը՝ ի հաշիվ լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման:

Ատենախոսությունը նվիրված է ժամանակակից ԻՍ-երում կիրառվող հոսանքի և լարման աղբյուրների կայունության բարձրացման արդի հիմնահարցերի լուծմանը:

Հետազոտության առարկան: Ինտեգրալ սխեմաներում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության վրա բացասաբար ազդող գործոնները և դրանց ազդեցությունների նվազեցման միջոցները:

Աշխատանքի նպատակը: Էներգասպառման և կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի նվազագույն աճի հաշվին, տեխնոլոգիական գործընթացի շեղումներից, կիրառված լարման և արտաքին ջերմաստիճանի տատանումներից անկախ, ԻՍ-երի լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունացման եղանակների, մեթոդների և միջոցների մշակումը:

Հետազոտության մեթոդները: Ատենախոսությունը կատարվել է անալոգային և խառը ազդանշանային սխեմաների նախագծման արդի մոտեցումներին և մեթոդներին համապատասխան, ԻՍ-երի մոդելավորման սկզբունքների և օբյեկտակողմնորոշված ծրագրային միջոցների կիրառմամբ:

Գիտական նորույթը:

- Առաջարկվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման սկզբունքներ, որոնք թույլ են տալիս բավարարել ժամանակակից 14 նանոմետրանոց և ավելի փոքր չափերի տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծված սխեմաներին ներկայացվող պահանջները:
- Մշակվել է ինտեգրալ սխեմաների կապազերծող կոնդենսատորների ձևավորման եղանակ, որի դեպքում ավանդական ՄՕԿ և մետաղական շերտերով ՄՕՄ կառուցվածքների համատեղման շնորհիվ, էապես բարելավվել են դրանց հիմնական պարամետրերը. մոտ 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսը, և միաժամանակ նվազել է ունակության արժեքի կախվածությունը տեխնոլոգիական

գործընթացից, շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանի և սնման լարման տատանումներից:

- Ստեղծվել է անալոգային ինտեգրալային լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդ, որտեղ ՄՕԿ տրանզիստորի՝ որպես արհեստական բեռի ընդգրկման շնորհիվ, ապահովվել է անկայունությունը բնութագրող այդ պարամետրի՝ մինչև 7 անգամ նվազեցում՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի 3*10-9*մ*^{2}-ն չգերազանցող արժեքով մեծացման հաշվին:
- Առաջարկվել է խառը ազդանշանային ինտեգրալային համակարգերում օգտագործվող լարման կայունարարներում լարման թռիչքների փոքրացման մեթոդ, որում թվային ղեկավարմամբ բեռի կիրառման շնորհիվ հաջողվել է դրա արժեքը 200*մՎ*-ից հասցնել 28*մՎ*-ի՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի չնչին՝ 0,8*10^{-9}*մ*^{2}-ն չգերազանցող մեծացման հաշվին:
- Մշակվել է ինտեգրալային ընդունիչ-հաղորդիչ սխեմաներում կիրառվող հոսանքի աղբյուրի սխեմա, որտեղ արտաքին ճշգրիտ ռեզիստորի և հենակային լարման աղբյուրի համատեղ կիրառմամբ՝ ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցների հոսանքի արժեքի կայունությունը մեծացել է առնվազն 20%-ով՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի մակերեսի ընդամենը 2,6*10^{-9}*մ*^{2}-ով մեծացման հաշվին:

<u>Պաշտպանությանը ներկայացվող դրույթները:</u>

- Ինտեգրալ սխեմաների կապազերծող կոնդենսատորների ձևավորման եղանակը:
- Անալոգային ինտեգրալային լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդը:
- Խառը ազդանշանային ինտեգրալային համակարգերում օգտագործվող լարման կայունարարներում լարման թռիչքների փոքրացման մեթոդը:
- Ժամանակակից ընդունիչ-հաղորդիչ (Ը/Հ) ինտեգրալ սխեմաներում կիրառվող կայուն հոսանքի աղբյուրի սխեման:

<u>Աշխատանքի գործնական արժեքը:</u>

Ատենախոսության մեջ առաջարկված սկզբունքները, եղանակները, մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումներն իրագործվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մշակված PowerIC ծրագրային միջոցում: Ծրագրային միջոցի փորձարկումը ինտեգրալ սխեմաների մի շարք հատուկ մուտք-ելքի (Մ/Ե) հանգույցներում ցույց է տվել վերջինիս բարձր արդյունավետությունը. մոտավորապես 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա կապազերծող կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը: Միաժամանակ, լարման կայունարարներում բեռի անջատմամբ պայմանավորված գերլարումները նվազել են մինչև 8 անգամ, հոսանքի աղբյուրների ճշտությունը բարձրացել է ավելի քան 20%-ով՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը $3{,}5 \div 5 \cdot 10^{-9}\,մ^2$-ով մեծացման պարագայում:

<u>**Գիտական դրույթների հավաստիությունը:**</u> Գիտական արդյունքները հաստատված են ատենախոսությունում ներկայացված մաթեմատիկական հիմնավորումներով և սխեմատեխնիկական նմանակման փորձնական արդյունքներով:

<u>**Ներդրումը:**</u> PowerIC նախագծման ծրագրային գործիքը ներդրված է «ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ-ում և օգտագործվում է անալոգային ու խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման դեպքում, դրանց ստատիկ և դինամիկ պարամետրերի կայունության բարձրացման նպատակով:

<u>**Հրապարակումները:**</u> Ատենախոսությունում ներկայացված դրույթները ամփոփված են 8 գիտական հոդվածներում:

<u>**Ատենախոսության կառուցվածքը:**</u> Աշխատանքը կազմված է ներածությունից, 3 գլխից, եզրահանգումից, 108 անուն գրականության ցանկից և 4 հավելվածներից, որոնցից առաջինում ներկայացված է ատենախոսության ներդրման ակտը, երկրորդում՝ անալոգային լարման կայունարարում արհեստական բեռի և բարձրհաճախականային զտիչների համատեղ կիրառման և թվային ղեկավարմամբ արհեստական բեռի սխեմաների Spice նկարագրության հատվածներ, երրորդում՝ PowerIC ծրագրային միջոցի նկարագրության հատվածներ, իսկ չորրորդում՝ օգտագործված աղյուսակների, նկարների և հապավումների ցանկերը: Ատենախոսության ծավալը կազմում է 114 էջ, իսկ հավելվածների հետ միասին՝ 167 էջ:

ԳԼՈՒԽ 1. ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ ԼԱՐՄԱՆ ԵՎ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ՄԻՋՈՑՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ՀԱՐՑԵՐԸ

1.1. Ինտեգրալ սխեմաներում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման միջոցների մշակման անհրաժեշտությունը

Ժամանակակից կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդչային (ԿՄՕԿ) ԻՍ-երին ներկայացվող տեխնիկական պահանջներից է հիմնական պարամետրերի բարձր կայունության ապահովումը՝ անկախ շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանից, սնման լարման արժեքից, տեխնոլոգիական գործընթացի շեղումներից: Ներկայումս արտադրվող ԻՍ-երի աշխատանքային ջերմաստիճանային տիրույթը սովորաբար կազմում է -40 ÷ +125 ^{0}C, սնման լարման թույլատրելի փոփոխման տիրույթը՝ ±10% [1]: Տեխնոլոգիական շեղումների մոդելավորման համար ԻՍ-եր արտադրող գործարանները տրամադրում են ԻՍ-երի կազմում ընդգրկված կիսահաղորդչային տարրերի հետևյալ մոդելները [2-3].

- տրանզիստորների դեպքում՝ տիպային՝ TT, դանդաղագործ՝ SS և արագագործ՝ FF: Խաչաձև շեղումները մոդելավորելու համար տրվում են նաև SF և FS մոդելները, որտեղ տառերից առաջինը համապատասխանում է N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորին, իսկ երկրորդը՝ P տիպի, օրինակ՝ SF դեպքը համապատասխանում է N տիպի տրանզիստորի դանդաղագործ և P տիպի տրանզիստորի արագագործ մոդելներին,
- դիմադրության դեպքում՝ տիպային՝ res_t, դեպի վերև շեղված՝ res_h և դեպի ներքև շեղված՝ res_l,
- երկբևեռ տրանզիստորների դեպքում՝ տիպային՝ bip_t, դանդաղագործ՝ bip_s և արագագործ՝ bip_f, ընդ որում՝ գործում է տրանզիստորների բազա-էմիտեր լարման հետևյալ հարաբերակցությունը. $V_{բէ\_bip\_s} > V_{բէ\_bip\_t} > V_{բէ\_bip\_f}$,
- ունակությունների դեպքում՝ տիպային՝ cap_t, դեպի վերև շեղված՝ cap_h, դեպի ներքև շեղված՝ cap_l:

Տեխնոլոգիական գործընթացի շեղումներից կախված՝ տարրերի հիմնական պարամետրերը տիպային բնութագրերից կարող են շեղվել տասնյակ տոկոսների հասնող արժեքներից մինչև բազմաթիվ անգամներ [3-4]: Արդյունքում պարզ է դառնում, որ ԻՍ-երի տարբեր պարամետրերի կայունության պահպանման հարցերը դարձել են որոշիչ նախագծող ընկերությունների համար: Դյուրակիր սարքերի ի հայտ գալուն զուգընթաց՝ խստացել են նաև էներգասպառումը և ԻՍ-ի մակերեսին առաջադրվող պահանջները՝ սահմանափակելով մեծ մակերես և մեծ էներգասպառում ունեցող սխեմաների կիրառումը [5-6]: Միաժամանակ, զարգացել է նաև ԻՍ-երի արտադրության տեխնոլոգիան, և ներկայումս դրանցում տրանզիստորների չափերը հասել են ընդհուպ մինչև մի քանի նանոմետրի. TSMC ընկերությունը պաշտոնապես սկսել է արտադրել 7*նմ* տեխնոլոգիայով ԻՍ-եր [7]: Նման չափերի տրանզիստորներում ի հայտ են եկել նոր երևույթներ, ինչպիսիք են ծերացման հետ կապված խնդիրները, տոպոլոգիական նախագծին ներկայացվող ավելի խիստ պահանջները, ինքնատաքացման և այլ հիմնահարցերը, որոնց ազդեցությունները հատկապես էական են դարձել 14*նմ* և ավելի փոքր տեխնոլոգիական գործընթացներում [7-9]: Ցածր էներգասպառմամբ համակարգերում կիրառվող ԻՍ-երում նվազել է սնուցման լարման արժեքը, և ներկայումս արտադրվող Մ/Ե հանգույցների սնուցման լարման արժեքը կազմում է 1,8*Վ*, իսկ թվային սխեմաների սնուցումը՝ 0,75÷0,9*Վ* [8-14]: Եթե նախկինում մի քանի տասնյակ կամ հարյուրավոր միլիվոլտ ամպլիտուդով աղմուկների առկայությունը սնման դողերի վրա կարելի էր անտեսել, ապա այժմ նման աղմուկների առկայությունը ուղղակիորեն կարող է հանգեցնել ԻՍ-երի անաշխատունակության [15-17]:

Անհրաժեշտություն է առաջացել՝ մշակելու նոր մեթոդներ, որոնք կնվազեցնեն սնման դողերում առկա աղմուկները կամ դրանց ազդեցությունը ստացվող արդյունքների վրա: Մասնավորապես, արդիական է դարձել կապազերծող կոնդենսատորների արդյունավետության բարձրացման անհրաժեշտությունը: Փոքր սնման լարման արժեքների պատճառով փոքրացել է ՄՕԿ կառուցվածքով կոնդենսատորի արդյունավետությունը: Տեխնոլոգիական SS գործընթացի, սնման լարման ցածր արժեքների, ինչպես նաև շրջապատող միջավայրի ցածր ջերմաստիճանի պարագայում այդ կոնդենսատորների ունակությունը նվազում է մի քանի անգամ և հանգեցնում սնման դողերի վրա մեծ աղմուկների առաջացման [18-19]:

Կայուն հենակային լարման աղբյուրների նախագծումը և դրա հիման վրա լարման կայունարարների մշակումը ևս դարձել է կարևորագույն մարտահրավեր: Նորագույն տեխնոլոգիական գործընթացներում առկա շեղումները և ի հայտ եկած նոր երևույթները, ինչպես նաև ԻՍ-երին առաջադրվող խիստ պահանջներն արդիական են դարձրել այդ հանգույցների ելքային արժեքների շեղումների նվազեցմամբ և դրանց որպես բեռ միացված սխեմաների անվտանգ աշխատանքի ապահովմամբ պայմանավորված նոր մեթոդների և լուծումների անհրաժեշտությունը [20]:

Կայուն հոսանքի աղբյուրների սխեմաների նախագծումը ևս խնդրահարույց է դարձել: Նույնիսկ բարձր ճշտություն ապահովող լարման աղբյուրի առկայության դեպքում հոսանքի աղբյուրի արժեքի փոքր շեղման ապահովումը դարձել է անհնար, քանի որ ՄՕԿ կառուցվածքով դիմադրության և հենակային լարման աղբյուրի համադրությունն ապահովում է կայունության ոչ ավելի բարձր ցուցանիշ, քան դիմադրության շեղման չափն է: Սակայն մեծ ճշգրտություն պահանջող հանգույցներում նման ցուցանիշները հանգեցնում են կա՛մ տիպային արդյունքներից, կա՛մ՝ տեխնիկական առաջադրանքի պահանջներից մեծ շեղումների [21]:

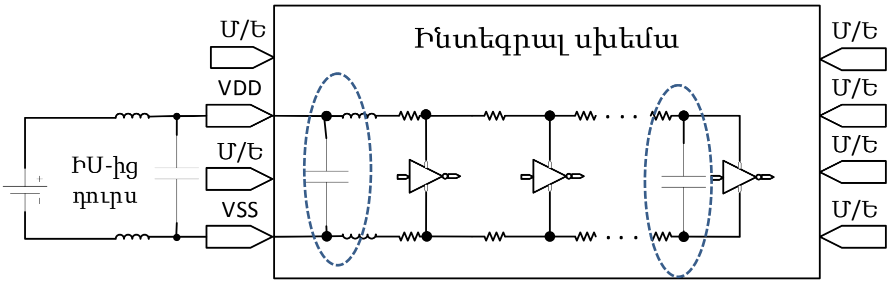
Ամփոփելով կարելի է եզրակազնել, որ ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայի զարգացմանը զուգընթաց ի հայտ են եկել մի շարք բարդություններ՝ պայմանավորված ԻՍ-երում հոսանքի աղբյուրների, սնման լարման արժեքների կայունության բարձրացմամբ, որոնց ապահովումը ԻՍ-երի անխափան աշխատանքի հիմնական գրավականներից մեկն է [14,21-22]: Հաշվի առնելով ներկայումս 14*նմ* և ավելի փոքր տեխնոլոգիաներով նախագծվող և արտադրվող ԻՍ-երին ներկայացվող տեխնիկական խիստ պահանջները, անհրաժեշտություն է առաջացել՝ մշակելու ԿՄՕԿ գերմեծ ԻՍ-երի (ԳՄԻՍ) արտադրության տեխնոլոգիայում կիրառելի նոր միջոցներ, որոնք կբարձրացնեն այդ սխեմաների կայունությունը՝ ապահովելով ԻՍ-ի թվային հանգույցների կայուն աշխատանքը՝ մի կողմից, և անալոգային՝ բարձր զգայնություն ունեցող և բարձր կայունություն պահանջող հատվածների անխափան աշխատանքը՝ մյուս կողմից [21-24]:

1.2. Ինտեգրալ սխեմաներում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առկա միջոցները

1.1-ից հետևում է, որ բարձր կայունություն ապահովող լարման և հոսանքի աղբյուրների նախագծումը ժամանակակից ԻՍ-երի նախագծման կարևորագույն հիմնահարցերից մեկն է: Վերջին տարիներին մշակվել են նշված խնդիրների լուծման տարբեր մեթոդներ: Ներկայումս ամենալայն կիրառում գտած մեթոդներն են սնուցման դողերի միջև կապազերծող կոնդենսատորների կիրառմամբ աղմուկների նվազեցման եղանակը [25-31], լարման կայունարարների կիրառմամբ աղմուկների ազդեցության նվազեցման մեթոդը [27-47], շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանի, սնուցման լարման արժեքի փոփոխություններից, ինչպես նաև՝ տեխնոլոգիական շեղումներից անկախ՝ հաստատուն հենակային լարման աղբյուրների կիրառմամբ լարման կայունարարների ելքային լարման կայունության բարձրացման մեթոդը [43-57], հաստատուն հենակային լարման աղբյուրների հիման վրա հոսանքի աղբյուրների նախագծման սխեման [58-59]: Վերոնշյալ մեթոդների առանձնահատկությունները, ներդրման հնարավորությունները և արդյունավետության գնահատումը ներկայացված են ստորև:

1.2.1. Սնուցման դողերի միջև կապազերծող կոնդենսատորների կիրառմամբ աղմուկների նվազեցման եղանակը

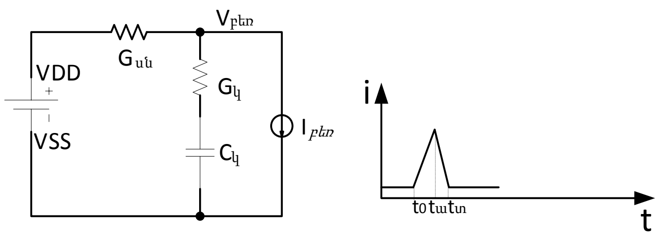
ԻՍ-երի սնուցման դողերի միջև տեղակայելով կապազերծող կոնդենսատորը՝ հնարավորություն է ստեղծվում փոքրացնելու այդ դողերի միջև աղմուկների մակարդակը [25-31]: Ընդ որում՝ կապազերծող կոնդենսատորները տեղակայում են ինչպես ԻՍ-ից դուրս՝ ճնշելու համար հաստատուն սնման լարման աղբյուրի և ԻՍ-ի Մ/Ե հանգույցների միջմիացումներում գոյացած աղմուկները, այնպես էլ ԻՍ-ի ներսում՝ ապահովելու համար ԻՍ-ի յուրաքանչյուր առանձին հատվածին կիրառվող սնման լարման արժեքի՝ աղմուկներից զերծ լինելու պահանջը: Համաձայն ունակային ռեակտիվ դիմադրության հաշարկման բանաձևի՝ $|Xc| = 1/2\pi fC$ [18-20]. որքան մեծ է կոնդենսատորի ունակությունը, այնքան փոքր ռեակտիվ դիմադրությամբ են միմյանց միացված սնման դողերը, հետևաբար՝ փոքր է դրանց միջև առկա աղմուկների մակարդակը (նկ. 1.1) [26]:



Նկ.1.1. ԻՍ-երում կապազերծող կոնդենսատորների կիրառումը

Կապազերծող կոնդենսատորների արդյունավետ տեղաբաշխումն ապահովելու նպատակով օգտագործվում են տարբեր ծրագրային միջոցներ, այդ թվում՝ «Սինոփսիս» ընկերության կողմից մշակված PrimeRail ծրագրային միջոցը [20,27]: Վերջինս հնարավորություն է տալիս՝ կատարելու սնուցման ցանցի արդյունավետության, էլեկտրամիգրացիայի, դինամիկ և ստատիկ հոսանքների արժեքների հիման վրա ԻՍ-ի առանձին հատվածների ակտիվության ցուցանիշների գնահատում: Այդ ինֆորմացիայի հիման վրա կատարվում է կապազերծող կոնդենսատորների օպտիմալ տեղաբաշխում և նախագծողներին հնարավորություն է տրվում՝ խուսափելու այդ տարրերն անհրաժեշտ քանակությունից ավելի կամ պակաս տեղակայելուց:

Հաշվարկները հեշտացնելու, տեղաբաշխման արդյունավետությունը բարձրացնելու նպատակով կիրառվում են ԻՍ-երի առանձին հատվածների պարզեցված մոդելներ (նկ. 1.2) [28]:



Նկ.1.2. ԻՍ-երի սնման դողերի միջև կապազերծող կոնդենսատորների կիրառմամբ սխեմայի պարզեցված մոդելը

Այսպիսի մոդելների հիման վրա կատարելով պարզ հաշվարկներ՝ կարելի է հանգել այն գործիքակազմի առաջարկմանը, որոնց կիրառմամբ հնարավոր կլինի նախագծերը համապատասխանեցնել աղմկակայունության պահանջներին:

Համարելով VDD սնման լարման արժեքը 1Վ՝ կարելի է հաշվարկել $V_{բեռ}$ լարման արժեքը հետևյալ կերպ [28]՝

$$I_{բեռ} = \begin{cases} 0, երբ\ t < t_0 \\ \mu t, երբ\ t < t_ա \\ \mu(2t_ա - t), երբ\ t < 2t_ա \\ 0, երբ\ t > 2t_ա \end{cases}, \tag{1.1}$$

$$\tau = \frac{(G_{սն} + G_կ) * C_կ}{G_{սն} * C_կ}, \tag{1.2}$$

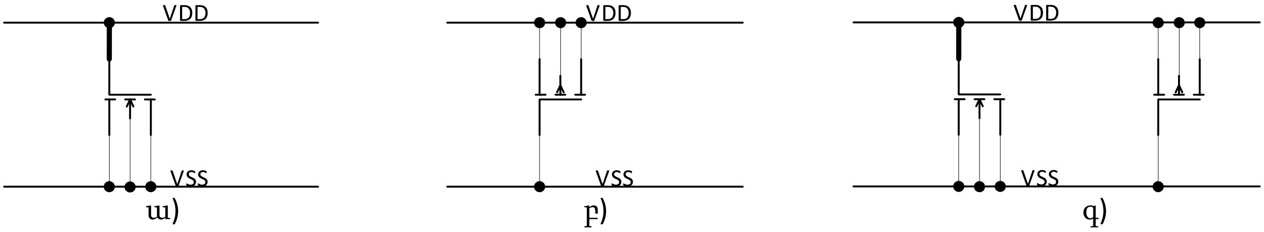
$$V_{բեռ} = 1 - \frac{\mu}{G_կ}\left(t - \frac{C_կ}{G_{սն}}\left(1 - e^{-t/\tau}\right)\right), \tag{1.3}$$

որտեղ t_0-ն հոսանքի փոփոխության սկզբնական, $t_ա$-ն՝ հոսանքի առավելագույն արժեքին հասնելու, $t_{տո}$-ն՝ հոսանքի փոփոխության դադարման պահերն են, μ-ն՝ հոսանքի աճման գրաֆիկի և ժամանակի առանցքի միջև կազմված անկյունը, $G_{սն}$-ն՝ սնուցման ցանցի հաղորդականությունը, $G_կ$-ն՝ կոնդենսատորի դիմադրության ակտիվ բաղադրիչը, $C_կ$-ն՝ կապազերծող կոնդենսատորի ունակությունը: (1.1)-(1.3)-ից պարզ է դառնում, որ ԻՍ-ի որևէ հատվածում, որտեղ հոսանքի արժեքը հավասար է $I_{բեռ}$-ի և իր առավելագույն արժեքին է հասնում ժամանակի $t_ա$ պահին, սնուցման լարման արժեքը VDD արժեքին մոտեցնելու համար անհրաժեշտ է իրականացնել հետևյալ միջոցառումները.

1. մեծացնել $C_կ$ կապազերծող կոնդենսատորի ունակության արժեքը,
2. մեծացնել $G_կ$ հաղորդականության արժեքը՝ կոնդենսատորը տեղակայելով ԻՍ-ի նշված հատվածին հնարավորին չափ մոտ և փոքրացնելով սնման դողի և կոնդենսատորի միջմիացման դիմադրությունը,
3. մեծացնել սնուցման ցանցի $G_ս$ հաղորդականությունը՝ սնուցման ցանցի պարազիտային դիմադրությունների փոքրացման հաշվին:

ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայում ԻՍ-ի ներսում կապազերծող կոնդենսատորներ ձևավորելու նպատակով կիրառվող եղանակներն են.

1. ՄՕԿ տրանզիստորների հիման վրա կապազերծող կոնդենսատորների նախագծումը (նկ. 1.3) [30,31] և
2. մետաղ-օքսիդ-մետաղ (ՄՕՄ) կառուցվածքների հիման վրա կապազերծող կոնդենսատորների նախագծումը (նկ. 1.4) [30,31]:



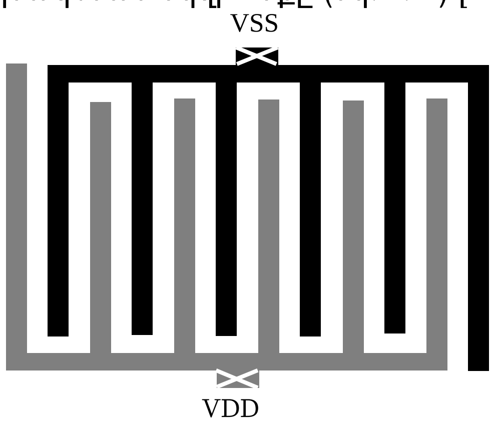
Նկ.1.3. ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայում ա) N-ՄՕԿ տրանզիստորի միջոցով, բ) P-ՄՕԿ տրանզիստորի միջոցով, գ) ԿՄՕԿ տրանզիստորների միջոցով կապազերծող կոնդենսատորների ստացումը

ՄՕԿ տրանզիստորի հիման վրա կոնդենսատորի ունակության արժեքը պայմանավորված է տեխնոլոգիական գործընթացով և ՄՕԿ տրանզիստորի ֆիզիկական չափերով [30].

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 WL}{t_{օքս}}, \qquad (1.4)$$

որտեղ ε-ը փականի և տրանզիստորի հոսքուղու միջև եղած SiO_2-ից բաղկացած մեկուսիչ շերտի դիէլեկտրիկական թափանցելիությունն է, $t_{օքս}$-ը՝ այդ շերտի հաստությունը, իսկ W-ն և L-ը՝ համապատասխանաբար տրանզիստորի հոսքուղու լայնությունը և երկարությունը: (1.4)-ից հետևում է, որ ունակության արժեքը բարձրացնելու նպատակով անհրաժեշտ է մեծացնել տրանզիստորի ֆիզիկական չափերը՝ W-ն և L-ը, քանի որ մյուս բոլոր պարամետրերը պայմանավորված են տեխնոլոգիական գործընթացով:

ՄՕՄ կառուցվածքի հիման վրա կոնդենսատորների ստացման համար ներկայումս կիրառվում է սանրաձև նախագծման սկզբունքը (նկ. 1.4) [29,31]:



Նկ.1.4. ՄՕՄ կառուցվածքի հիման վրա կապազերծող կոնդենսատորների ստացումը

Վերջինս բարձրացնում է կոնդենսատորների արդյունավետությունը, և նախագծվելով միևնույն մակերեսի վրա՝ այն ունենում է ունակության ավելի մեծ արժեք: Այսպիսի կոնդենսատորի ունակության հաշվարկը կատարվում է հետևյալ կերպ [29,31]՝

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 hL}{d_{օքս}}, \qquad (1.5)$$

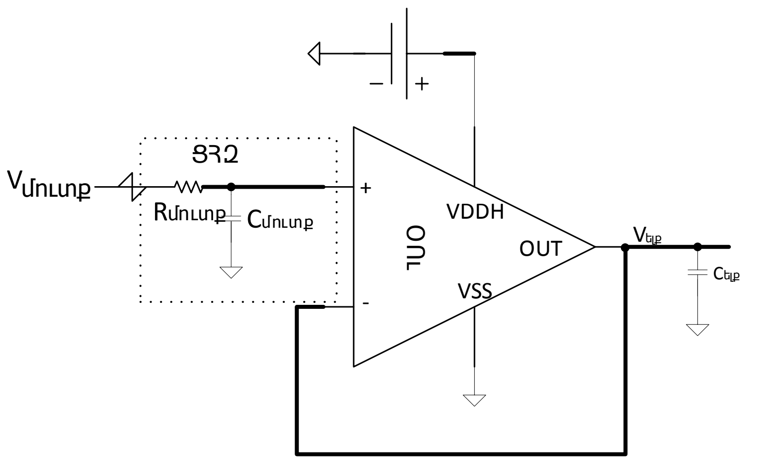
որտեղ ε-ը միևնույն մակարդակում գտնվող մետաղական շերտերը միմյանցից մեկուսանցող SiO_2-ից բաղկացած մեկուսիչ շերտի դիէլեկտրիկական թափանցելիությունն է, ε_0-ն՝ դիէլեկտրկական հաստատունը՝ հավասար $8{,}85 \cdot 10^{-12}$ *Ֆ/մ-ի*, h-ը՝ մետաղական շերտի բարձրությունը, L-ը՝ մետաղական շերտերի միմյանց զուգահեռ հատվածի երկարությունը, d_{opu}-ը՝ միևնույն մակարդակում գտնվող մետաղական շերտերը միմյանցից բաժանող մեկուսչի լայնությունը: (1.5)-ից հետևում է, որ ունակության արժեքի բարձրացման նպատակով անհրաժեշտ է մեծացնել լարերի երկարությունները, քանի որ ε, h, d_{opu} պարամետրերը պայմանավորված են ԻՍ-ի արտադրման տեխնոլոգիայով: Ունակության արժեքի հետագա մեծացման նպատակով կատարվում է մի քանի մետաղական շերտերի համակցությամբ կոնդենսատորի նախագծում: Այսպիսի կոնդենսատորի գումարային ունակությունը որոշվում է (1.6) արտահատությամբ [32].

$$C_{գում} = \sum \frac{\varepsilon \varepsilon_0 hL}{t_{օքս}} + \sum \frac{\varepsilon \varepsilon_0 WL}{h_{օքս}}, \qquad (1.6)$$

որտեղ ε-ը միևնույն մակարդակում գտնվող մետաղական շերտերը միմյանցից մեկուսանցող SiO_2-ից բաղկացած մեկուսիչ շերտի դիէլեկտրիկական թափանցելիությունն է, ε_0-ն՝ դիէլեկտրկական հաստատունը՝ հավասար է $8{,}85 \cdot 10^{-12}$ *Ֆ/մ*-ի, h_{opu}-ը SiO_2-ով միմյանցից մեկուսացված մետաղական մակարդակների միջև հեռավորությունն է, W-ն՝ միմյանց փոխծածկող մետաղական շերտերի լայնությունը, L-ը՝ մետաղական շերտերի միմյանց զուգահեռ հատվածի երկարությունը:

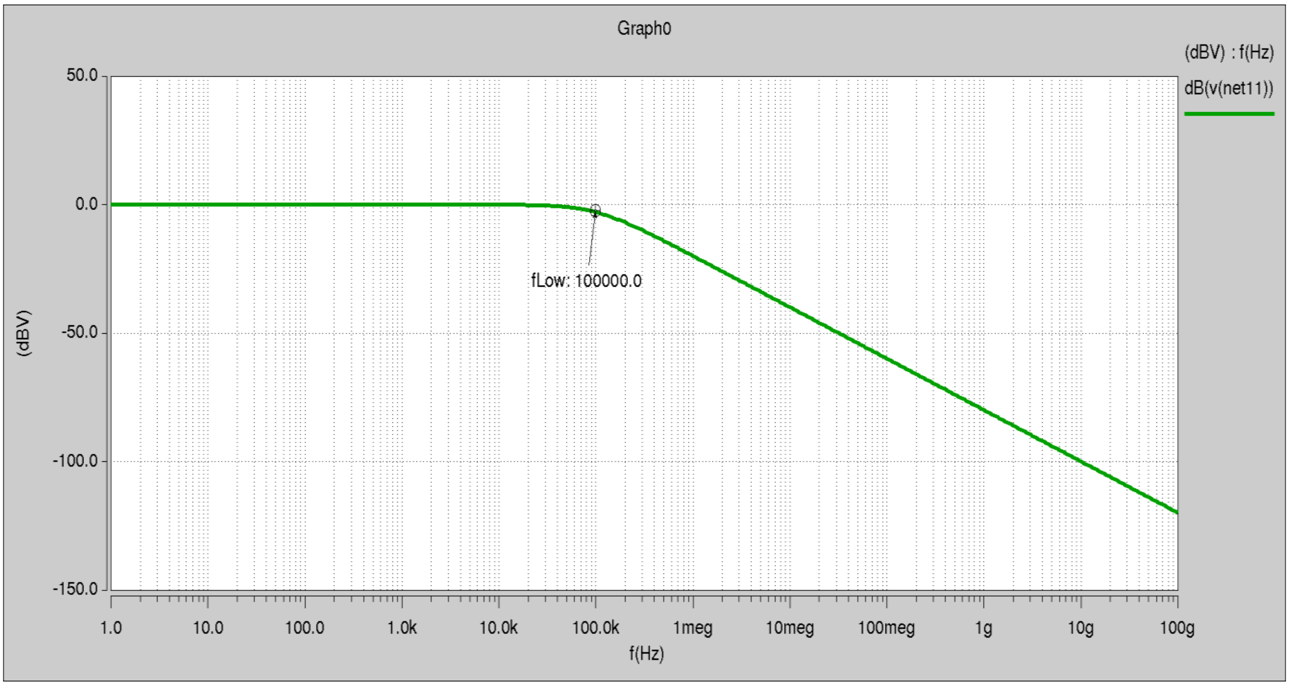
1.2.2. Լարման կայունարարների կիրառմամբ աղմուկների ազդեցության նվազեցման մեթոդը

Աղմուկների զտման պարզագույն միջոցը ցածրհաճախականային զտիչների (ՑՀԶ) կիրառումն է [33-34]: Սակայն այսպիսի սխեմաները չեն կարող կիրառվել ԻՍ-երի այն հատվածներում, որտեղ առկա է էլեկտրական հոսանք, քանի որ զտիչի կազմի մեջ մտնող դիմադրության վրա լարման անկումը չի ապահովում մուտքային լարման հաստատուն բաղադրիչի կրկնում դրա ելքում: Ուստի ներկայումս ԻՍ-երի նախագծման գործընթացում որպես սնման դողերի վրա եղած աղմուկների ազդեցության նվազեցման արդյունավետ մեթոդ կիրառվում է լարման կայունարարների տեղակայումը ԻՍ-ի ներսում [35-36]: Այս մեթոդն ապահովում է աղմուկների ազդեցության նվազեցում և կրում է տեղային ազդեցության բնույթ, քանի որ տեղակայված լինելով բեռին շատ մոտ՝ ապահովում է սնման դողի և բեռի միջև նվազագույն դիմադրության անհրաժեշտ պայմանը [35-36]: Միաժամանակ, այս մեթոդը նվազեցվում են նախագծի ինքնարժեքը և սարքավորումների ֆիզիկական չափերը, քանի որ տպասալի վրա լրացուցիչ լարման կայունարարների տեղակայման, սնուցման ապահովման համար լրացուցիչ մուտքային հանգույցների, բարձրորակ և բազմամակարդակ մետաղական շերտերով սնուցման ցանցի նախագծման անհրաժեշտություն չի առաջանում [37]: Լարման կայունարարի տիպային սխեման իրենից ներկայացնում է բացասական հետադարձ կապով օպերացիոն ուժեղարար (ՕՈՒ), որի մուտքին կիրառվում է հենակային լարման անհրաժեշտ արժեքը, իսկ ելքում ստացվում է աղմուկներից զերծ սնման լարում [30]: ՕՈւ-ի մեծ մուտքային դիմադրության առկայության պատճառով մուտքային հոսանքը գործնականում հավասար է զրոյի, որն ապահովում է ցածր մակարդակի սնման լարման՝ առանց անկման կրկնումը կայունարարի ելքում [30] (նկ.1.5): Կայունարարի ելքում տեղադրված կապազերծող կոնդենսատորը փոքրացնում է ելքային լարման թրթռոցները: Մուտքային ՑՀԶ-ի առկայությունն ապահովում է ՕՈւ-ի դրական մուտքում աղմուկներից զերծ լարման առկայությունը [30,38-46]:



Նկ.1.5. Լարման կայունարարի պարզեցված սխեման

ՕՈւ-ի փոքր ելքային դիմադրության առկայությունը հնարավորություն է տալիս սխեմայի ելքում միացնելու էլեկտրական հոսանքի սպառիչներ [30, 38-50]: Սխեմայի մուտքին կիրառված աղմկոտ, ցածր մակարդակի սնման լարման զտման նպատակով տեղակայած ՑՀԶ-ը պետք է ապահովի հնարավորինս փոքր կտրման հաճախություն, որպեսզի մուտքային ցածրհաճախականային աղմուկները չանցեն սխեմայի ելք: Այդ աղմուկների առաջացման հիմնական պատճառն այն է, որ այդ լարմամբ են սնվում նաև ԻՍ-ի թվային հանգույցները, որոնցում փոխանջատման հաճախությունները ժամանակակից սխեմաներում գտնվում են ԳՀց-երի տիրույթում: ԻՍ-ի մակերը խնայելու նպատակով մուտքային զտիչի կտրման հաճախության տիպային արժեքը սահմանվում է 100÷150կՀց միջակայքում (նկ. 1.6) [48]: R և C տարրերն ընտրվում են այնպես, որ R դիմադրությունը չլինի այնքան մեծ, որ պատճառ հանդիսանա ՕՈՒ-ի դրական մուտքի՝ բարձր դիմադրության վիճակն անցնելու համար: Ուստի այս դիմադրությունն ընտրվում է 300÷400*կՕմ* միջակայքում, և սրան համապատասխան տեղակայվում է 2,7÷3,5*պՖ* ունակությամբ կոնդենսատոր [48]:

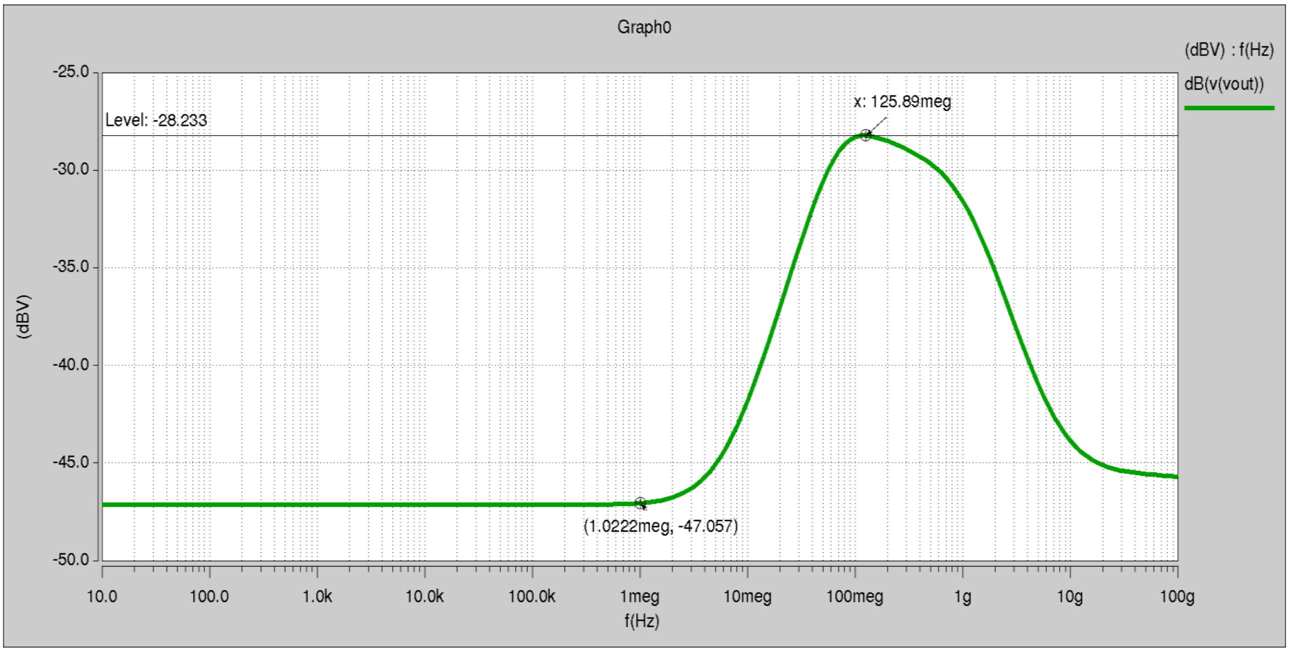


Նկ.1.6. ՑՀԶ-ի ամպլիտուդահաճախականային բնութագիրը

Լարման կայունարարի արդյունավետ աշխատանքի մյուս գրավականը բարձր մակարդակի սնման դողի՝ VDDH-ի վրա եղած աղմուկների ճնշման ապահովումն է: Վերջինս որոշվում է սնման դողի աղմուկի ճնշման գործակցով (ՍԴԱՃԳ)՝ (1.7) արտահայտությամբ [30].

$$ՍԴԱՃԳ = 20log\frac{Av_{ելք}}{A_{VVDDH}}, \tag{1.7}$$

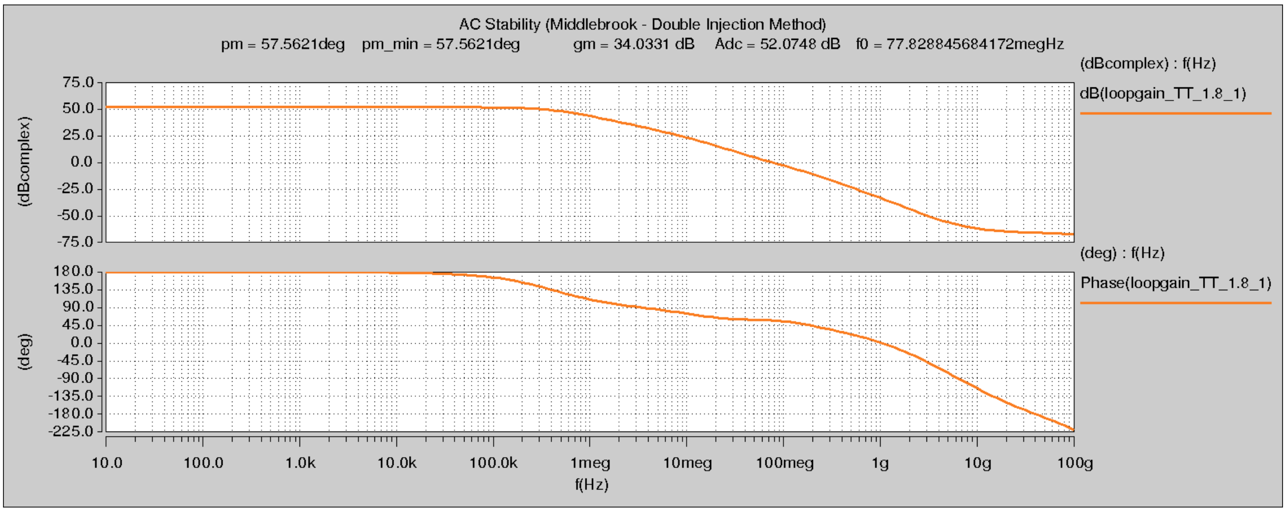
որտեղ A_{vvddh}-ը ցույց է տալիս աղմուկի ամպլիտուդը սնման դողի վրա, իսկ A_{vvddh}-ը՝ դրա առկայությամբ պայմանավորված՝ ելքային ազդանշանի փոփոխման ամպլիտուդը: ՍԴԱՃԳ-ն չափվում է դեցիբելներով (*դԲ*): ՍԴԱՃԳ-ի արժեքը ցածր՝ մինչև 1*ՄՀց* հաճախություններում կազմում է -100 ÷ -40*դԲ*, իսկ բարձր հաճախություններում չափվում է այս պարամետրի առավելագույն արժեքը, և ներկայումս նախագծվող լարման կայունարարների դեպքում կազմում է -30 ÷ -10*դԲ* (նկ.1.7) [33-50]: ՍԴԱՃԳ-ի դրական գործակցի պարագայում տեղի է ունենում լարման կայունարարի ելքում աղմուկների ուժեղացում, ինչը անթույլատրելի է: Հետևաբար, աշխատանքային հաճախությունների ողջ տիրույթում պահանջվում է ապահովել այս գործակցի բացասական արժեքը:



Նկ.1.7. Աղմուկների հաճախությունից լարման կայունարարի ՍԴԱՃԳ-ի կախվածությունը

Ցածր հաճախություններում ՍԴԱՃԳ-ի արժեքը պայմանավորված է ՕՈւ-ի ուժեղացման գործակցով, որը բնութագրվում է (1.8) արտահայտությամբ: Ներկայումս նախագծվող ՕՈւ-երի ուժեղացման գործակիցը՝ A_v-ն, կազմում է 40÷100*դԲ* (նկ. 1.8) [33-38]: Ուժեղացման գործակցի մեծ արժեքի ապահովմամբ է պայմանավորված նաև բացասական հետադարձ կապի մեջ գտնող ՕՈւ-ի մուտքերի միջև շեղումը [30].

$$A_v = 20log\frac{V_{ելք}}{V_{մուտք}}: \tag{1.8}$$



Նկ.1.8. Լարման կայունարարի ամպլիտուդահաճախականային բնութագիրը

Վերը դիտարկված մեթոդում ՕՈւ-ի հենակային լարումը հանդիսանում է ԻՍ-ի թվային հատվածի սնուցման լարումը: Վերջինիս արժեքի փոփոխման միջակայքը կազմում է ±10%: Լարման կայունարարների ելքային լարման փոփոխությունը նվազեցնելու նպատակով կիրառվում է շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանի, սնուցման լարման արժեքի փոփոխություններից և տեխնոլոգիական շեղումներից անկախ հաստատուն հենակային լարման աղբյուրների և լարման կայունարարների համատեղ կիրառման մեթոդը [49]: Ջերմաստիճանից անկախություն ապահովելու նպատակով կիրառվում է հետևյալ սկզբունքը. կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա նախագծվում են բացարձակ ջերմաստիճանին հակադարձ և ուղիղ համեմատական լարումներ գեներացնող սխեմաներ, որոնց համադրությամբ ստացվում է շրջապատող ջերմաստիճանից անկախ համակարգ [30,50]: Որպես ջերմաստիճանին հակադարձ համեմատական լարման գեներացման սխեմա կիրառվում է կիսահաղորդչային դիոդը: ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայում որպես դիոդ կիրառվում է p-n-p երկբևեռ տրանզիստորը, որի բազան միացված է կոլեկտորին (նկ. 1.9): Նշված սխեմայի $V_{բէ}$ լարման կախվածությունը ջերմաստիճանից ներկայացված է (1.9) – (1.14)-ում [30].

$$I_{կ} = I_{հ} * e^{V_{բէ}/V_T}, \tag{1.9}$$

$$I_{հ} \approx \mu * K * T * n_i^2, \tag{1.10}$$

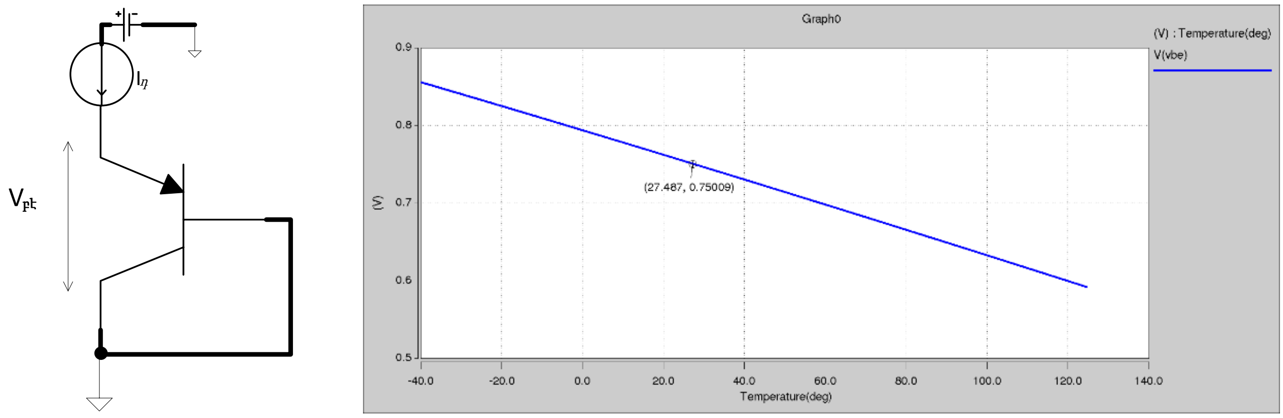
$$\frac{\partial V_{բէ}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T} ln\frac{I_{կ}}{I_{հ}} - \frac{V_T}{I_{հ}} * \frac{\partial I_{հ}}{\partial T}, \tag{1.11}$$

$$\frac{V_T}{I_{հ}}\frac{\partial I_{հ}}{\partial T} = (4+m)\frac{V_T}{T} + \frac{E_{w}}{KT^2}V_T, \tag{1.12}$$

$$\frac{\partial V_{բէ}}{\partial T} = \frac{V_T}{T} * ln\frac{I_կ}{I_h} - (4+m) * \frac{V_T}{T} + \frac{E_ա}{KT^2} * V_T = \frac{E_ա - (4+m)V_T - E_ա/e}{T}, \qquad (1.13)$$

որտեղ $I_կ$-ը տրանզիստորի կոլեկտորային հոսանքն է, I_h-ը՝ հակադարձ հոսանքի հագեցման արժեքը, $V_{բէ}$-ն՝ տրանզիստորի բազա-էմիտեր լարումը, V_T-ն՝ ջերմային պոտենցիալը, μ-ն՝ լիցքակիրների շարժունակությունը, K-ն՝ Բոլցմանի հաստատունը, T-ն՝ բացարձակ ջերմաստիճանը, n_i-ն՝ սեփական կիսահաղորդչում լիցքակիրների կոնցենտրացիան, m-ը՝ կիսահաղորդիչը բնութագրող հաստատուն է և սիլիցումի համար ընդունում է 3,2 արժեքը, $E_ա$-ն՝ կիսաաղորդչի արգելման տիրույթի էներգիան է և սիլիցիումի համար ընդունում է 1,12էՎ արժեքը, e-ն՝ էլեկտրոնի լիցքի արժեքն է: Տեղադրելով բոլոր պարամետրերի արժեքները և ընդունելով տրանզիստորի $V_{բէ}$ լարման արժեքը 300Կ ջերմաստիճանում 750մՎ՝ $V_{բէ}$ կախվածությունը ջերմաստիճանից ստանում է (1.14)-ում նշված տեսքը [30].

$$\frac{\partial V_{բէ}}{\partial T} = -1.5մՎ\,/Կ: \qquad (1.14)$$



Նկ.1.9. Դիոդային միացմամբ p-n-p տրանզիստորի հիման վրա ջերմաստիճանին հակադարձ համեմատական լարման ստացման սխեման և նմանակման արդյունքները

ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայում, որպես ջերմաստիճանին ուղիղ համեմատական լարման աղբյուրի ստացման մեթոդ, կիրառվում է հետևյալ սկզբունքը. տարբեր հոսանքների խտությամբ դիոդային միացված 2 երկբևեռ տրանզիստորների բազա-էմիտեր լարումների տարբերությունն ունենում է հետևյալ կախվածությունը (նկ. 1.10) [30].

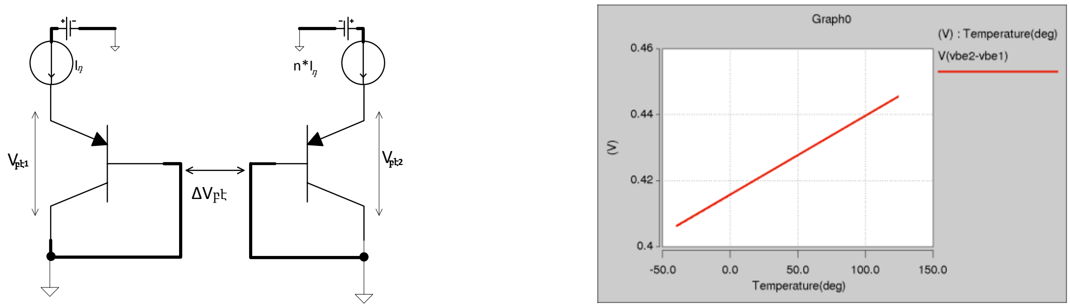
$$V_{բէ1} = V_t\, ln\frac{I_կ}{I_h}, \qquad (1.15)$$

$$V_{բէ2} = V_t\, ln\frac{n*I_կ}{I_{h2}}, \qquad (1.16)$$

$$\Delta V_{բէ} = V_{բէ2} - V_{բէ1} = V_t\, ln\frac{n*I_կ}{I_{h2}} - V_t \ln\frac{I_կ}{I_{h1}} \approx V_t * \ln(n) = \frac{K*T}{q} * \ln(n)\,, \qquad (1.17)$$

$$\frac{\partial \Delta V_{բէ}}{\partial T} = \frac{K}{q} * \ln(n), \qquad (1.18)$$

որտեղ $\Delta V_{բէ}$-ն երկու տրանզիստորների բազա-էմիտեր լարումների՝ $V_{բէ2}$-ի և $V_{բէ1}$-ի տարբերությունն է, V_t-ն՝ ջերմային պոտենցիալը, $I_կ$-ն՝ տրանզիստորի կոլեկտորային հոսանքը, $I_հ$-ը՝ հակադարձ հոսանքի հագեցման արժեքը, n-ը՝ տրանզիստորներով անցնող հոսանքների խտությունների հարաբերությունը, K-ն՝ Բոլցմանի հաստատունը, T-ն՝ միջավայրի բացարձակ ջերմաստիճանը, q-ն՝ էլեկտրոնի լիցքը:



Նկ.1.10. Դիոդային միացմամբ p-n-p տրանզիստորների $\Delta V_{բէ}$-ի հիման վրա ջերմաստիճանին ուղիղ համեմատական լարման գեներացման սխեման և նմանակման արդյունքները

Տրանզիստորների բազա-էմիտեր լարումների տարբերության՝ ջերմաստիճանին ուղիղ համեմատական և յուրաքանչյուր տրանզիստորի բազա-էմիտեր լարման՝ ջերմաստիճանին հակադարձ համեմատական բաղադրիչների գումարման արդյունքում, ջերմաստիճանից անկախ լարման աղբյուրի մշակումն իրականացնելու համար, այդ գործակիցները համապատասխան մասնաբաժնով գումարվում են, այնուհետև որոշվում են (1.19)-ում նշված A,B,n գործակիցները, և հաշվի առնելով ջերմային պոտենցիալի կախվածությունը ջերմաստիճանից՝ $\partial V_T/\partial T = 0{,}087 մՎ/Կ$ [30], ստացվում է (1.20)-ում տրված արտահայտությունը: A գործակցի՝ 1 ընտրման պարագայում B*ln(n) արտադրյալն ընդունում է (1.21)-ում տրված արժեքը [30].

$$V_{հնմ} = A * V_{բէ} + B * V_T * \ln(n), \qquad (1.19)$$

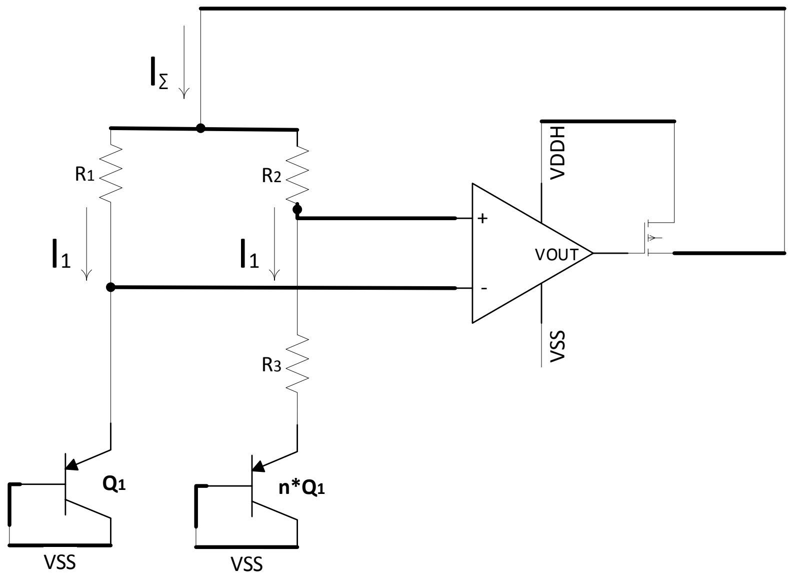
$$\frac{\partial V_{հնմ}}{\partial T} = -A * 1{,}5 մՎ/Կ + B * 0{,}087 մՎ/Կ * \ln(n) = 0, \qquad (1.20)$$

$$B * \ln(n) = 17{,}2, \qquad (1.21)$$

Տեղադրելով (1.21) արտահայտության արժեքը (1.19) արտահայտության մեջ և ընդունելով շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանը 300Կ, որի դեպքում V_T=26մՎ [30,51] և $V_{բէ}$=750մՎ, հենակային լարման արժեքը, ըստ (1.22)-ի, ստացվում է 1,2Վ [30].

$$V_{հեն} = V_{բէ} + 17{,}2 * V_T = 0{,}750 + 17{,}2 * 0{,}026 = 1{,}2Վ: \qquad (1.22)$$

Վերջինս ապահովելու համար մշակված սխեմայում (նկ. 1.11) R_1 և R_2 դիմադրությունններն ընտրվում են միմյանց հավասար, ՕՈւ-ի միջոցով ճյուղերում հոսանքների հավասարության և երկու ճյուղերում անհամաչափ ընտրված երկբևեռ տրանզիստորների հաշվին ապահովվում է հոսանքների խտությունների անհավասարության պահանջը [30]:



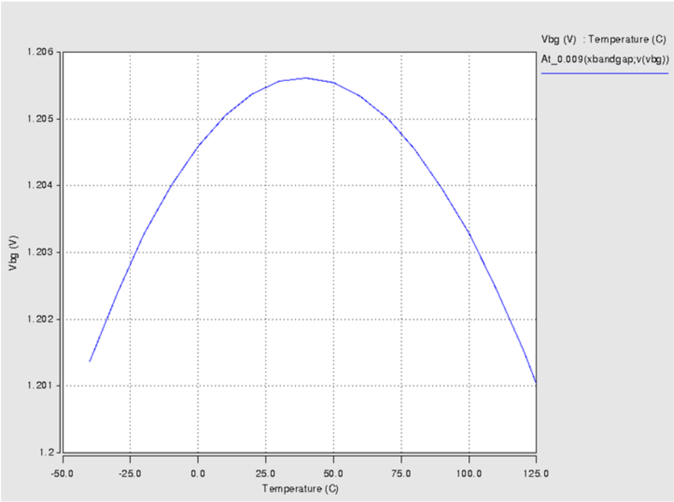
Նկ.1.11. Հենակային լարման աղբյուրի սխեման

Ընդհանուր դեպքում հենակային լարման արժեքի կախվածությունը սխեմայում տեղ գտած բաղադրիչներից ներկայացված է (1.23 – 1.24)-ում [30].

$$I_1 = \frac{V_{բէ2} - V_{բէ1}}{R_3} = \frac{V_T * \ln(n)}{R_3}, \qquad (1.23)$$

$$V_{հեն} = V_{բէ2} + I_1 * (R_2 + R_3) = V_{բէ2} + \frac{V_T * \ln(n) * (R_2 + R_3)}{R_3}: \qquad (1.24)$$

(1.24)-ից ակներև է դառնում, որ ի սկզբանե ներկայացված պահանջը, ըստ որի ջերմաստիճանին ուղիղ և հակադարձ համեմատական երկու գումարելիների առկայությամբ միայն հնարավոր կլինի ապահովել ջերմաստիճանից անկախ հենակային լարում, իրագործված է: Հենակային լարման՝ սնուցման լարումից անկախությունը պայմանավորված է ՕՈւ-ի սխեմայում կիրառված տրանզիստորների՝ հագեցման ռեժիմում գտնվելու պայմանով: HSPICE ծրագրային միջոցով [52] ստացած նմանակման արդյունքները թույլ են տալիս պնդել, որ տեխնոլոգիական շեղումների հետևանքով հենակային լարման արժեքի փոփոխությունը չի գերազանցում 1%-ը (նկ. 1.12):



Նկ.1.12. Հենակային լարման աղբյուրի ելքային լարման արժեքի ջերմաստիճանից կախվածությունը

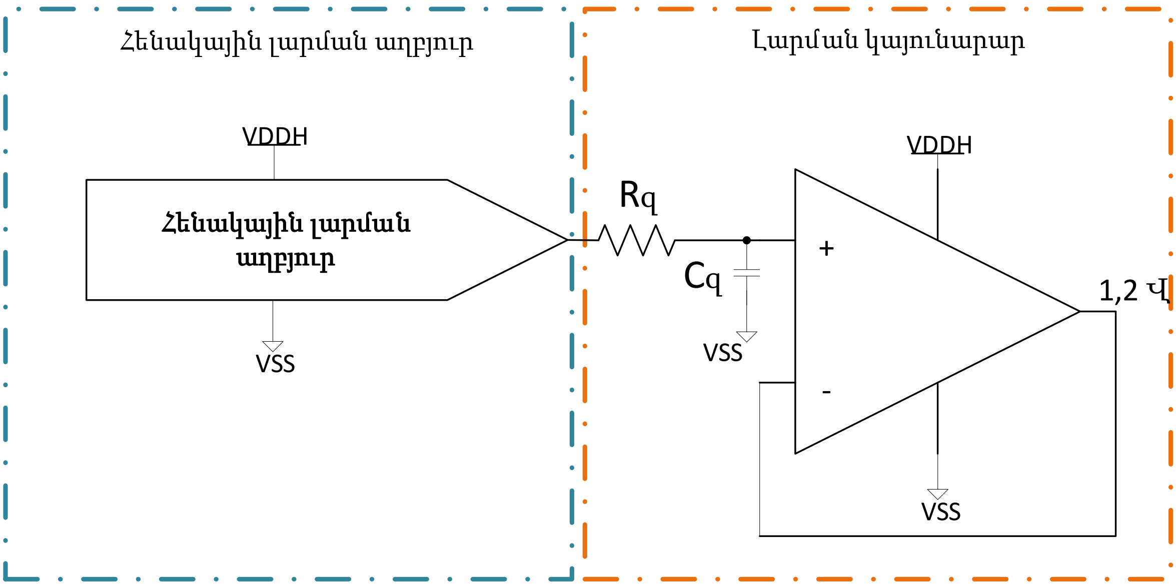
Աղ.1.1-ում ներկայացված են մշակված հենակային լարման աղբյուրի նմանակման արդյունքում ստացված հիմնական պարամետրերի արժեքները:

Աղյուսակ 1.1

Հենակային լարման աղբյուրի հիմնական պարամետրերի կախվածությունը արտաքին գործոններից և տեխնոլոգիական շեղումներից

Պարամետրի անվանումը	TT, 25^{0}C, VDDH=1,8Վ	SS, -40^{0}C, VDDH=1,52Վ	FF, 125^{0}C, VDDH=1,98Վ
Հենակային լարման արժեքը (Վ)	1,2055	1,2096	1,2
Հենակային լարման կախվածությունը ջերմաստիճանից (*մՎ/^{0}C*)	0,025	0,025	0,025
Հենակային լարման առավելագույն արժեքը (Վ)	1,215		
Հենակային լարման նվազագույն արժեքը (Վ)	1,2		
Ուժեղացման պաշարը (*դԲ*)	25	19	31
Փուլի պաշարը (^{0})	60	55	70
ՍԴԱՃԳ-ի առավելագույն արժեքը (*դԲ*)	-5	-1	-8

ՍԴԱՃԳ-ի բարելավման նպատակով հենակային լարման աղբյուրների հետ միաժամանակ կիրառվում է լարման կայունարարը [53-62]: Վերջինիս միջոցով կրկնվում է հենակային լարման արժեքը (նկ. 1.13): Աղ.1.2-ում բերված են ՍԴԱՃԳ-ի սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները՝ լարման կայուրարի և հենակային լարման աղբյուրի համատեղ կիրառման դեպքում: Բացի ՍԴԱՃԳ-ի բարելավումից, լարման կայունարարն ապահովում է նաև ելքային դիմադրության փոքր արժեք, որը սխեմայի ելքում բեռի միացման հնարավորություն է տալիս [57-59]: ԻՍ-ում հենակային լարման արժեքից տարբերվող լարման արժեքներ ստանալու համար լարման կայունարարի ելքում միացվում է դիմադրության բաժանիչ և պահանջվող լարման արժեքը կիրառվում է ԻՍ-ի անհրաժեշտ հատվածում տեղակայված լարման կայունարարի մուտքին [55-62]:



Նկ.1.13. Հենակային լարման աղբյուրի և լարման կայունարարի համապեղ կիրառմամբ սխեման

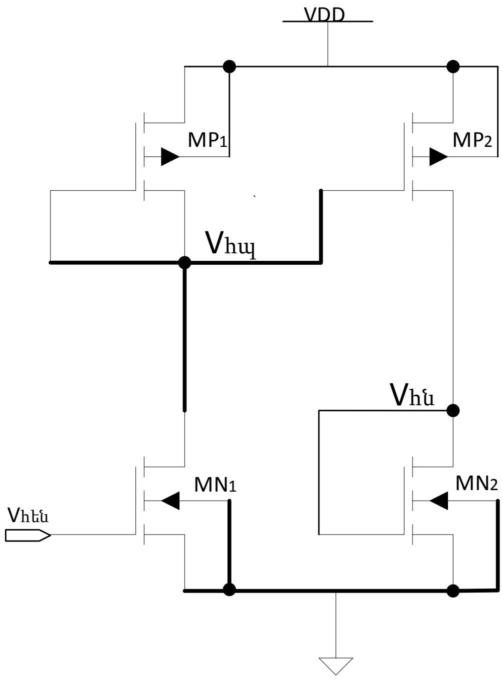
Աղյուսակ 1.2

Հենակային լարման աղբյուրի և լարման կայունարարի համապեղմամբ սխեմայի ՍԴԱՃԳ-ի բարելավման մեթոդով մշակված սխեմայի նմանակման արդյունքները

Պարամետրի անվանումը	TT, 25^0C, VDDH=1,8 Վ	SS, -40^0C, VDDH=1,52 Վ	FF, 125^0C, VDDH=1,98 Վ
ՍԴԱՃԳ-ի առավելագույն արժեքը (*դԲ*)	-28	-25	-32

1.2.3. Հաստատուն հենակային լարման աղբյուրի հիման վրա հոսանքի աղբյուրների մշակման սխեման

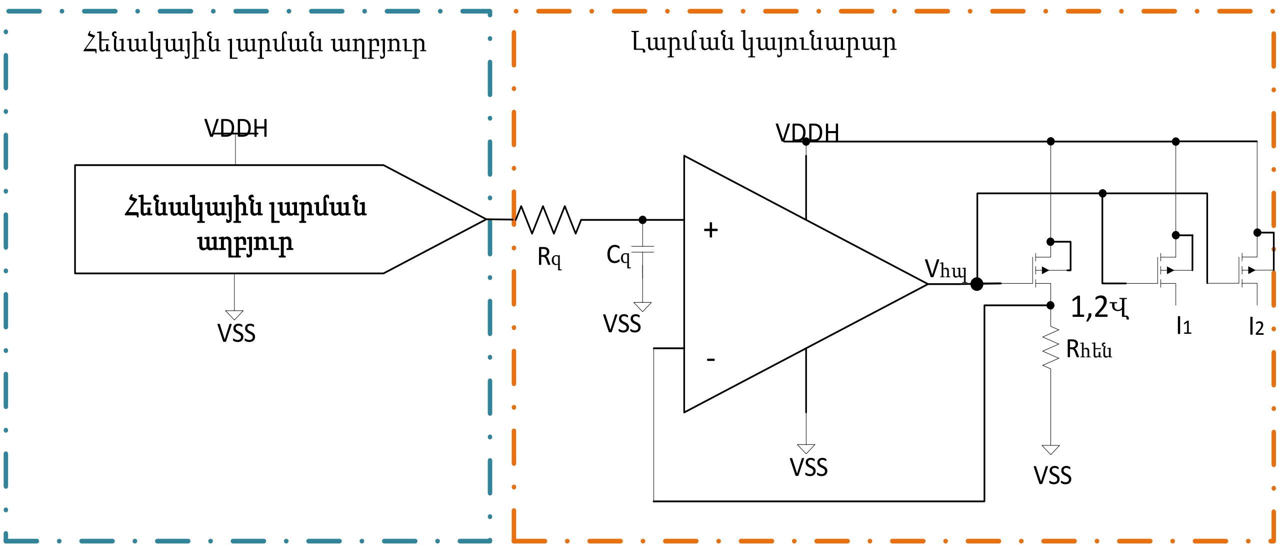
Հոսանքի աղբյուրները լայն կիրառություն ունեն անալոգային սխեմաների նախագծման գործընթացում: Այսպիսի սխեմաների օրինակներ են միակասկադ և դիֆերենցիալ ուժեղարարները, թվաանալոգային (ԹԱՁ) և անալոգաթվային ձևափոխիչները (ԱԹՁ), Ը/Հ հանգույցները, արագագործ համեմատիչները, փուլային ինքնաենթալարման համակարգերը (ՓԻՀ) և այլն: Նման համակարգերը զգայուն համակարգերի օրինակներ են, որոնցում բարձր է դասվում համակարգերի կայունությունը՝ պայմանավորված արտաքին գործոններով և տեխնոլոգիական շեղումներով: Ներկայումս ԻՍ-երում կիրառվող հոսանքի աղբյուրների սխեմաներից առաջինը կասկոդային միացված տրանզիստորների և հոսանքի հայելիների հիման վրա հոսանքի աղբյուրի սխեման է (նկ. 1.14) [55]: MN_1 տրանզիստորի փականին $V_{\text{հեն}}$ լարման կիրառմամբ ստացված, $I_{\text{հեն}}$ հոսանքի և MN_1-MP_1 կասկոդային միացված տրանզիստորներով ստացված $V_{\text{հպ}}$ լարումը կիրառելով P տիպի հոսանքի հայելիների փականին և ընտրելով տրանզիստորների ճիշտ համամասնություն MP_1-ի նկատմամբ՝ ստացվում են անհրաժեշտ հոսանքների արժեքները [37]:



Նկ.1.14. Կասկոդային միացմամբ տրանզիստորների և հոսանքի հայելիների հիման վրա հոսանքի աղբյուրի առկա սխեման

Հոսանքի աղբյուր հանդիսացող հագեցած տրանզիստորների կայունությունը բարձրացնելու (հոսքուղու մոդուլյացիայի երևույթը նվազեցնելու) նպատակով դրանց երկարություններն ընտրվում են հնարավորինս մեծ [30,63-68]:

Սակայն նման կառուցվածքները չեն ապահովում սնման լարման և շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանի արժեքների փոփոխությունների, ինչպես նաև տեխնոլոգիական շեղումների նկատմամբ բարձր կայունություն [55-66]: Կայունությունը բարձրացնելու նպատակով կիրառվում են հենակային լարման աղբյուրների սխեմաները (նկ. 1.15) [30, 53-66], որոնք բարձրացնում են համակարգի կայունությունը վերոնշյալ գործոնների նկատամբ: Հոսանքի՝ հենակային արժեքից տարբերվող արժեքներ ստանալու համար կիրառվում են հոսանքի հայելիների սխեմաները [30,63-68]: Փոփոխելով հոսանքի հայելիներում տրանզիստորների հոսքուղու երկարությունը և լայնությունը՝ հնարավորություն է ստեղծվում՝ ստանալու հոսանքի անհրաժեշտ արժեքները: Հաշվի առնելով ժամանակակից տեխնոլոգիական գործընթացներում տրանզիստորների պարամետրերի կախվածությունը տոպոլոգիական նախագծումից, ինչպես նաև տեխնոլոգիական գործընթացին բնորոշ սահմանափակումներից, կապված տրանզիստորների չափերի կամայական ընտրման անհնարինության հետ, հոսանքի հայելիների սխեմաներում հենակային հոսանքի արժեքին բազմապատիկ հոսանքների արժեքների ստացումը ապահովվում է ոչ թե տրազնիստորների չափերի փոփոխմամբ, այլ զուգահեռ միացված տրանզիստորների քանակների համապատասխանեցմամբ անհրաժեշտ հոսանքի արժեքին [30,63-68]:



Նկ.1.15. Կայուն հոսանքի աղբյուրի առկա սխեման

Ինչպես նախորդ դեպքում, այս դեպքում ևս հոսքուղու մոդուլյացիայի երևույթը նվազեցնելու նպատակով դրանց երկարություններն ընտրվում են հնարավորինս մեծ [38]: (1.25)-ից պարզ է դառնում, որ որքան մեծ է հոսքուղու երկարությունը, այնքան փոքր է հոսանքի արժեքի կախվածությունը արտաքեր-ակունք լարումից [30].

$$I=\frac{1}{2}\mu_p C_{\text{օքս}}\frac{W}{L}*\left[\left(V_{\text{ՓԱ}}-V_{\text{շ}}\right)^2*\left(1+\frac{\Delta L}{L}\right)\right]=\frac{1}{2}\mu_p C_{\text{օքս}}\frac{W}{L}*\left[\left(V_{\text{ՓԱ}}-V_{\text{շ}}\right)^2*\left(1+\lambda*V_{\text{ԱԱ}}\right)\right], \quad (1.25)$$

որտեղ μ_p-ն P-ՄՕԿ տրանզիստորում խոռոչների շարժունակությունն է, $C_{\text{օքս}}$-ը՝ փականի մեկուսչի միավոր մակերեսի ունակությունը, W-ն և L-ը՝ տրանզիստորի հոսքուղու լայնությունը և երկարությունը, $V_{\text{ՓԱ}}$-ն՝ կիրառված փական-ակունք լարումը, $V_{\text{շ}}$-ն՝ շեմային լարումը, ΔL-ը՝ մոդուլյացիայի հետևանքով հոսքուղու կարճացման չափը, λ-ն՝ հոսքուղու մոդուլյացիայի գործակիցը: Հոսանքների արժեքների անսխալ ապահովումը կախված է նաև տրանզիստորների՝ հարթակի վրա տեղակայումից: (1.26)-ից պարզ է դառնում, որ տրանզիստորի շեմային լարումն ուղիղ համեմատական է արտաքին ջերմաստիճանի արժեքին: Այստեղից բխում է մյուս կարևոր մոտեցումը, որը լայնորեն կիրառվում է այս սխեմաների նախագծման գործընթացում. հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորները ԻՍ-ում տեղակայվում են միմյանց հնարավորինս մոտ: Դրանով ապահովվում է այդ տրանզիստորների ջերմաստիճանների նվազագույն տարբերությունը, ինչն էլ, իր հերթին, ապահովում է տրանզիստորների շեմային լարումների նվազագույն շեղումները [30,67].

$$V_{\text{շ}}=\varphi_{\text{ե}}+2\varphi_{\text{Ֆ}}+\frac{Q_{\text{աղբ}}}{C_{\text{օքս}}}=\varphi_{\text{ե}}+2*\frac{K*T}{q}*\ln\frac{N_{\text{հ}}}{n_i}+\frac{Q_{\text{աղբ}}}{C_{\text{օքս}}}, \quad (1.26)$$

որտեղ $\varphi_{\text{ե}}$-ն տրանզիստորի փականի և հարթակի միջև ելքի աշխատանքների տարբերությունն է, $\varphi_{\text{Ֆ}}$-ը՝ Ֆերմիի պոտենցիալը, $Q_{\text{աղբ}}$-ը՝ տրանզիստորի աղքատացած տիրույթի միավոր մակերեսում էլեկտրական լիցքը, $C_{\text{օքս}}$-ը՝ տրանզիստորի փականի միավոր մակերեսի ունակությունը, $N_{\text{հ}}$-ը՝ լեգիրացված հարթակում հիմնական լիցքակիրների կոնցենտրացիան, n_i-ն՝ սեփական կիսահաղորդչում լիցակիրների կոնցենտրացիան:

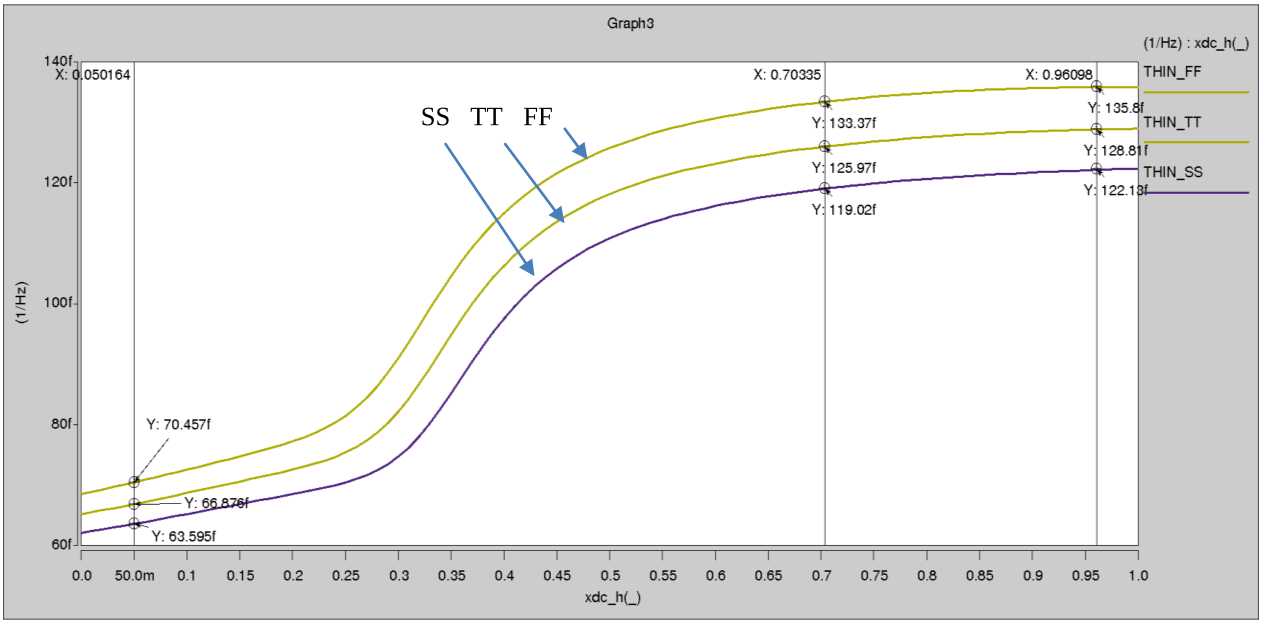
Վերը ներկայացված լուծումները միտված են բարձրացնելու լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունությունը: Սակայն դրանցում դեռևս առկա են թերություններ, որոնց դիտարկումը և հետագա բարելավումը կապահովի ժամանակակից ԻՍ-երի որակական հատկանիշների բարձրացումը:

1.3. Ինտեգրալ սխեմաներում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման միջոցներում առկա խնդիրները և հիմնահարցերը

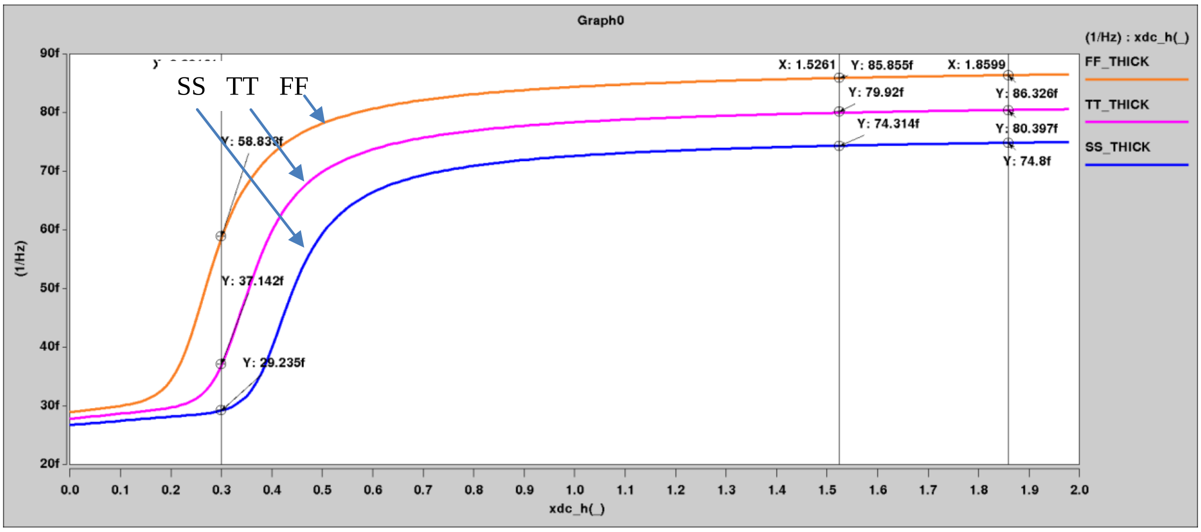
ԿՄՕԿ ԻՍ-երում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առկա միջոցները բարելավում են այս սխեմաների կայունությունը, ապահովում արտաքին գործոնների և տեխնոլոգիական շեղումների նկատմամբ որոշակի կայունություն: Սակայն ԻՍ-երի արտադրման տեխնոլոգիաների զարգացմանը, ինչպես նաև պատվիրատուների կողմից անընդհատ խստացվող պահանջներին զուգընթաց՝ առաջանում են նոր դժվարություններ, որոնք առկա միջոցներով լուծելը հաճախ դառնում է անհնար: Ստորև ներկայացված են ներկայումս կիրառվող մեթոդներում առկա խնդիրները և հիմնահարցերը:

1.3.1. Սնուցման դողերի միջև կապազերծող կոնդենսատորների կիրառմամբ աղմուկների նվազեցման եղանակում առկա խնդիրները

ՄՕԿ տրանզիստորների միջոցով կապազերծող կոնդենսատորների կիրառման հիմնական բարդությունը դրա ունակության փոփոխությունն է՝ պայմանավորված արտաքին գործոններով՝ կիրառված լարման և շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանի արժեքներով, ինչպես նաև տեխնոլոգիական շեղումներով (նկ. 1.16...1.17):

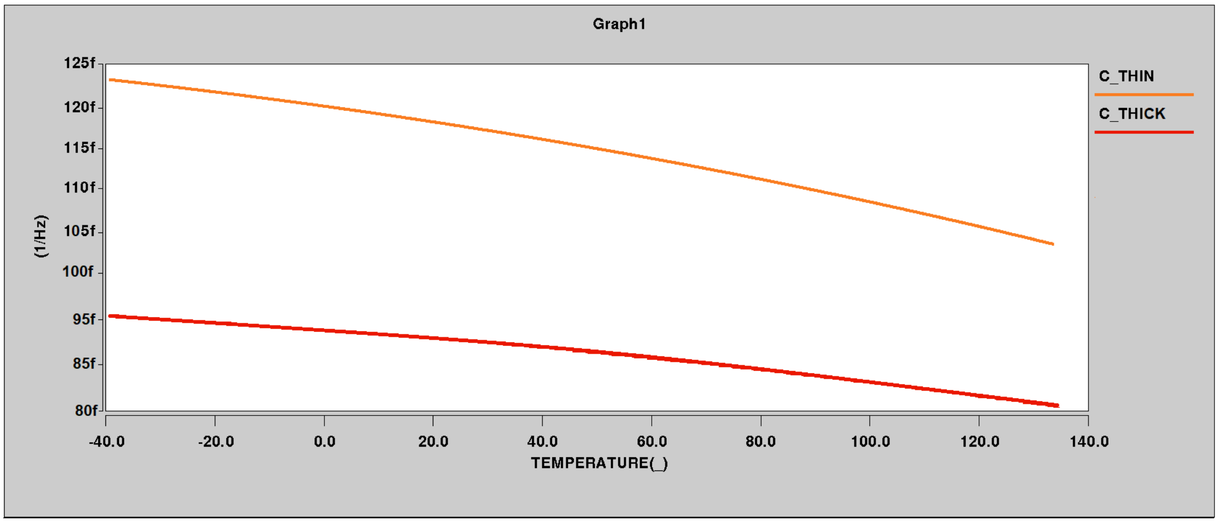


Նկ.1.16. Կիրառված լարման արժեքից և տեխնոլոգիական շեղումերից ՄՕԿ ցածր շեմային լարմամբ տրանզիստորների ունակության կախածությունը



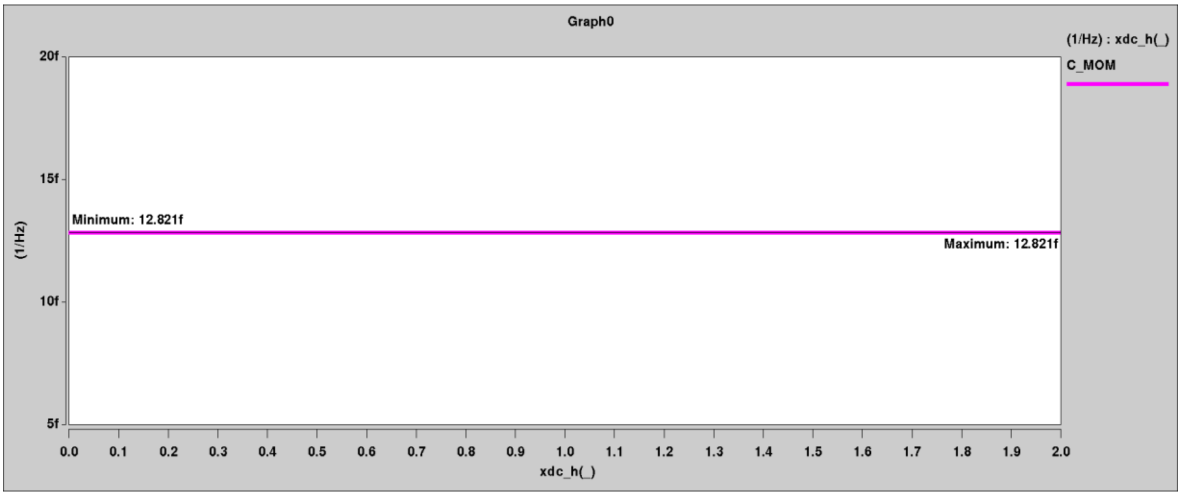
Նկ.1.17. Կիրառված լարման արժեքից և տեխնոլոգիական շեղումներից ՄՕԿ բարձր շեմային լարմամբ տրանզիստորների ունակության կախվածությունը

Տրանզիստորի ունակության կախվածությունը կիրառված լարումից պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ որքան բարձր է փական-ակունք լարումը, այնքան շատ լիցք է կուտակվում հոսքուղու տեղամասում, հետևաբար՝ բարձրանում է տրանզիստորի ունակությունը: Այդ կախվածությունն առավել արտահայտված է մինչշեմային լարման տեղամասում, որի դեպքում հոսքուղու տիրույթում ազատ լիցքակիրների քանակը խիստ ցածր է [30,67], իսկ տեխնոլոգիական շեղումները և ջերմաստիճանի տատանումները փոփոխում են տրանզիստորի շեմային լարման արժեքը՝ այսպիսով էլ ավելի ակնառու դարձնելով ունակության արժեքի կախվածությունը կիրառված լարման արժեքից (նկ. 1.16-1.18):

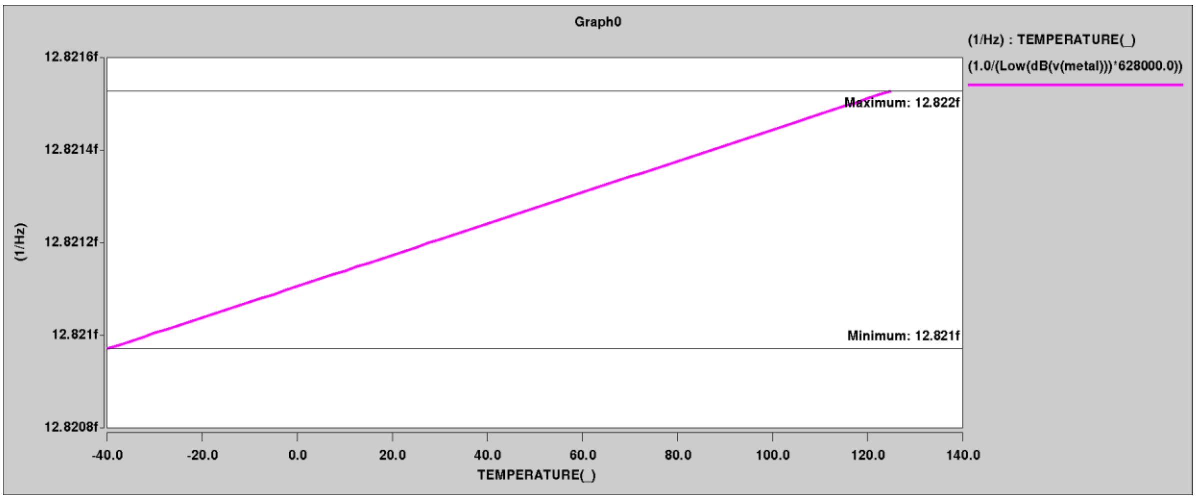


Նկ.1.18. Արտաքին ջերմաստիճանից ՄՕԿ ցածր և բարձր շեմային լարմամբ տրանզիստորների ունակության կախվածությունը

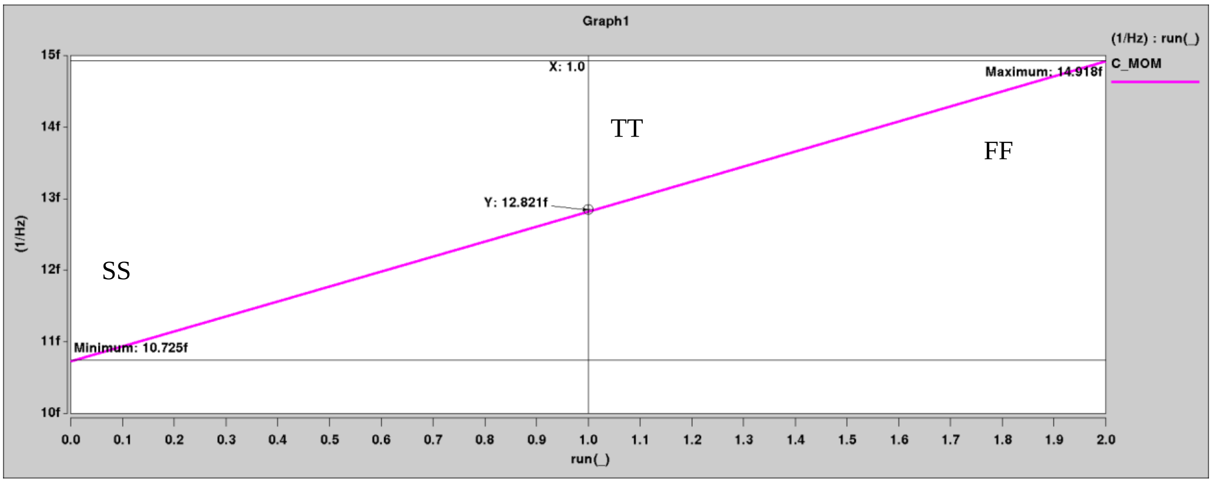
Համեմատած ՄՕԿ կոնդենսատորների հետ՝ մետաղական կառուցվածքների ունակության արժեքը ավելի կայուն է արտաքին գործոնների նկատմամբ [31,69-70]: (1.5)-ից պարզ է դառնում, որ այսպիսի կոնդենսատորների ունակության արժեքը գործնականում անկախ է կիրառված լարման արժեքից, արտաքին ջերմաստիճանի փոփոխություններից և փոփոխվում է՝ պայմանավորված տեխնոլոգիական անկատարությամբ (նկ. 1.19-1.21): Սակայն մետաղական կոնդենսատորների կիրառմամբ մեծ ունակության ստացումը դժվար է՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ միևնույն ունակությունը ստանալու համար ՄՕՄ կառուցվածքով կոնդենսատորների նախագծման համար պահանջվող մակերեսը 10 անգամ գերազանցում է ՄՕԿ կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը [69-70]:



Նկ.1.19. Կիրառված լարման արժեքից ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակության կախվածությունը



Նկ.1.20. Արտաքին ջերմաստիճանից ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակության կախվածությունը



Նկ.1.21. Տեխնոլոգիական շեղումներից ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակության կախվածությունը

Աղյուսակ 1.3

ՄՕԿ և ՄՕՄ կառուցվածքներով կոնդենսատորների ունակության կախվածությունը արտաքին գործոններից և տեխնոլոգիական շեղումներից

Պարամետրի անվանումը	Ջերմաստիճան	Լարում	Տեխ.շեղումներ
ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակություն (%)	±10	-25/+10 ($V_{gs} > V_{th}$ պարագայում)	±5 ($V_{gs} > V_{th}$ պարագայում)
ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակություն (%)	0,07	0	±17

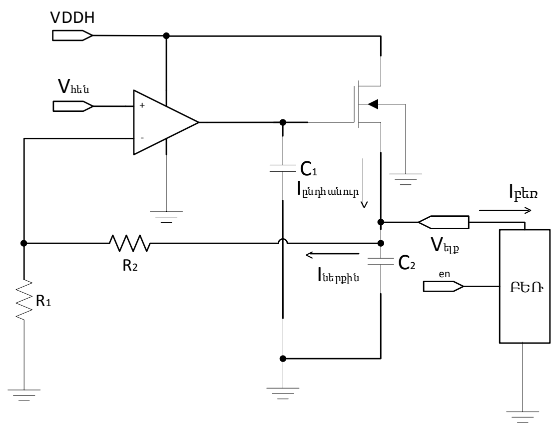
1.3.2. Լարման կայունարարների կիրառմամբ աղմուկների ազդեցությունների նվազեցման մեթոդում առկա խնդիրները

Ժամանակակից ԿՄՕԿ ԻՍ-երում լարման կայունարարների կիրառմամբ հաջողությամբ լուծվում են աղմկակայունության հետ կապված բազմաթիվ հարցեր:

Սակայն տեխնոլոգիաների զարգացմանը զուգընթաց՝ տրանզիստորների չափերի մասշտաբավորումը հանգեցրել է փականը և հոսքուղին մեկուսացնող SiO_2 օքսիդի շերտի հաստության նվազեցմանը: Արդյունքում՝ փոքրացել է այդ օքսիդի ծակման լարումը: Ժամանակակից տեխնոլոգիաները չեն թույլատրում ցածր շեմային լարմամբ տրանզիստորների փականի և մյուս 3 հանգույցների միջև սնման լարման անվանական արժեքի 20%-ից ավելի գերազանցում, հակառակ պարագայում՝ ԻՍ-ի անխափան աշխատանքը երաշխավորված չէ [71-72]:

Հատկանշական է նաև այն հանգամանքը, որ անգամ նշված արժեքը չգերազանցող, սակայն տևական ժամանակ սնման լարման արժեքից ավելի քան 10% լարում կիրառելու դեպքում տրանզիստորներում ի հայտ են գալիս ծերացման երևույթներ: Արդյունքում՝ փոխվում է տրանզիստորների շեմային լարումը, մեծանում են ստատիկ կորուստները [73]:

Վերոնշյալը հաշվի առնելով՝ պարզ է դառնում, որ լարման կայունարարների մշակումը պահանջում է հաշվի նստել այդ երևույթների հետ: Գերլարումները հատկապես ակներև են դառնում, երբ տեղի է ունենում լարման կայունարարի բեռ հանդիսացող սխեմայի՝ աշխատանքային ռեժիմից ոչ աշխատանքայինի փոխանջատում (նկ. 1.22) [74-75]: Նման պարագայում կայունարարի ելքում առաջանում են վերոնշյալ առավելագույն թույլատրելի լարումը գերազանցող լարումներ, որոնց տևողությունը հասնում է հարյուրավոր նանովայրկյաններից մինչև մի քանի միկրովայրկյանի: Նման երևույթի պատճառն այն է, որ աշխատանքային ռեժիմում գտնվող բեռը, միացված լինելով լարման կայունարարի սխեմային, նրա ելքային տրանզիստորից սպառում է $I_{բեռ}$ հոսանք, իսկ կայունարարի ելքային տրանզիստորից հոսող հոսանքի գումարային հոսանքը այդ պարագայում, ինչպես ներկայացված է (1.27)-ում, հավասար է լինում ներքին և բեռի հոսանքների գումարին: Բեռի՝ ոչ աշխատանքային ռեժիմ անցնելուն զուգընթաց՝ այդ հոսանքը հոսում է R_2-R_1 շղթայով, և քանի որ վերջինիս արժեքը շատ անգամ գերազանցում է $I_{ներքին}$ հոսանքի արժեքը, (1.28) ելքային լարման արժեքը բարձրանում է ելքային արժեքի թույլատրելի առավելագույն մակարդակից (նկ. 1.23) [74-75]:



Նկ.1.22. Բեռի առկայության դեպքում լարման կայունարարի սխեման

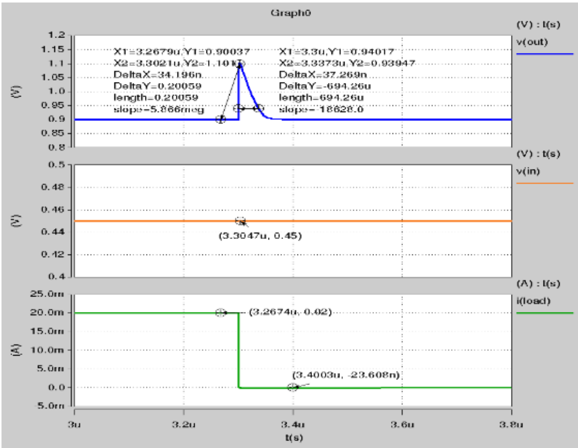
$$I_{ընդհանուր} = I_{բեռ} + I_{ներքին}, \tag{1.27}$$

$$V_{ելք} = I_{ընդհանուր} * ((R_2 + R_1)||R_{բեռ}) = V_{հեն} * (1 + R_2/R_1), \quad (1.28)$$

$$V^*_{ելք} = I_{ընդհանուր} * (R_2 + R_1) > V_{ելք}\,, \quad (1.29)$$

$$V^{**}_{ելք} = I_{ներքին} * (R_2 + R_1) = V_{հեն} * (1 + R_2/R_1) = V_{ելք}, \quad (1.30)$$

որտեղ $I_{ընդհանուր}$-ը կայունարարի ելքային գումարային հոսանքն է, $I_{բեռ}$-ը՝ բեռով, իսկ $I_{ներքին}$-ը՝ ներքին շղթայով անցնող հոսանքները, $V_{հեն}$-ը՝ հենակային լարման արժեքը, $V^*_{ելք}$-ը՝ բեռի անջատման ընթացքում, իսկ $V^{**}_{ելք}$-ը՝ անջատումն ավարտվելուց հետո ելքային լարման արժեքները:



Նկ.1.23. Բեռի անջատմամբ պայմանավորված՝ լարման կայունարարի նմանակման արդյունքները

Նման արդյունքներից խուսափելու տարբերակներից մեկը շատ մեծ կտրման հաճախությամբ լարման կայունարարի մշակումն է [21,33-50], որը կապահովի հետադարձ կապի շղթայում ելքային լարման նման թռիչքի արագ ճնշում և կստացվեն թույլատրելի առավելագույն արժեքը չգերազանցող արդյունքներ: Սակայն նման լուծումը գործնական կիրառություն չունի, քանի որ մեծ կտրման հաճախությամբ լարման կայունարարի նախագծումը պահանջում է մի կողմից՝ տրանզիստորների ֆիզիկական չափերի փոքրացում, որն անթույլատրելի է՝ հաշվի առնելով անալոգային սխեմաներում ուժեղացման գործակցի, ՍԴԱՃԳ-ի պահանջվող արժեքները, և մյուս կողմից՝ էներգասպառման բազմակի մեծացումը, ինչը ևս անթույլատրելի է ժամանակակից ԻՍ-երի մշակման գործընթացում՝ հաշվի առնելով դյուրակիր սարքերում դրանց լայն կիրառությունը և ցածր էներգասպառման անհրաժեշտությունը:

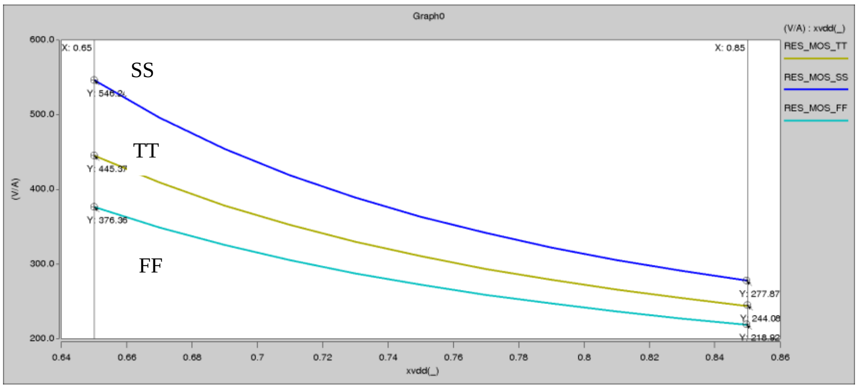
Այսպիսով՝ անհրաժեշտություն է առաջանում մշակելու նոր մեթոդներ, որոնք կփոքրացնեն լարման կայունարարի ելքում լարման նմանատիպ թռիչքները՝ չխոչընդոտելով դրանց գործնական կիրառությանը ժամանակակից ԻՍ-երում:

1.3.3. Հաստատուն հենակային լարման աղբյուրի հիման վրա հոսանքի աղբյուրների մշակման սխեմայում առկա խնդիրները

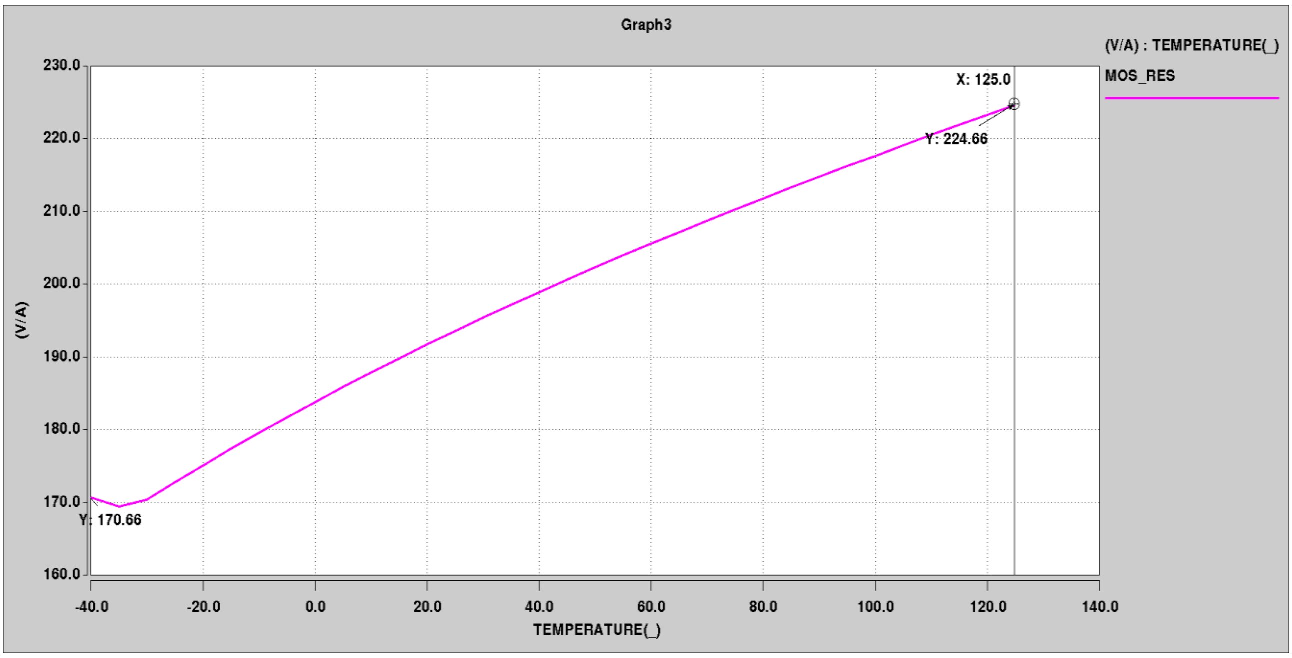
Հաստատուն հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առկա միջոցները [55-73] ապահովում են ներբյուրեղային ռեզիստորի դիմադրության շեղումներին համապատասխան կայունություն: Ժամանակակից ԿՄՕԿ ԻՍ-երի նախագծման գործընթացում ներբյուրեղային դիմադրությունները ստանում են երկու եղանակով՝ տրիոդային ռեժիմում աշխատող տրանզիստորի կամ բազմաբյուրեղ սիլիցիումի միջոցով [65]: Ինչպես հետևում է (1.31)-ից [30], տրիոդային ռեժիմում աշխատող տրանզիստորի դիմադրությունը կախված է արտաքին ջերմաստիճանից և տեխնոլոգիական շեղումներից՝ հաշվի առնելով շեմային լարման կախվածությունը այդ գործոններից (նկ. 1.24...1.25) [48]: Նման ռեզիստորի դիմադրության երկու անգամ փոփոխությունը չի ապահովում հոսանքի աղբյուրի բարձր կայունություն, հետևաբար՝ այդպիսի կառուցվածքների կիրառումը կայուն հոսանքի աղբյուրների մշակման գործընթացում չի թույլատրվում:

$$R = \frac{1}{\mu * C_{opu} * W/L * (V_{\text{ՓԱ}} - V_t)}, \qquad (1.31)$$

որտեղ R-ը տրիոդային ռեժիմում գտնվող ՄՕԿ տրանզիստորի դիմադրությունն է, μ-ն՝ հիմնական լիցքակիրների շարժունակությունը, C_{opu}-ը՝ փականի և հոսքուղու միջև կազմված միավոր մակերեսի ունակությունը, W-ն և L-ը՝ հոսքուղու լայնությունը և երկարությունը, $V_{\text{ՓԱ}}$-ն՝ փականի և ակունքի միջև կիրառված լարումը, V_2-ն՝ շեմային լարումը:

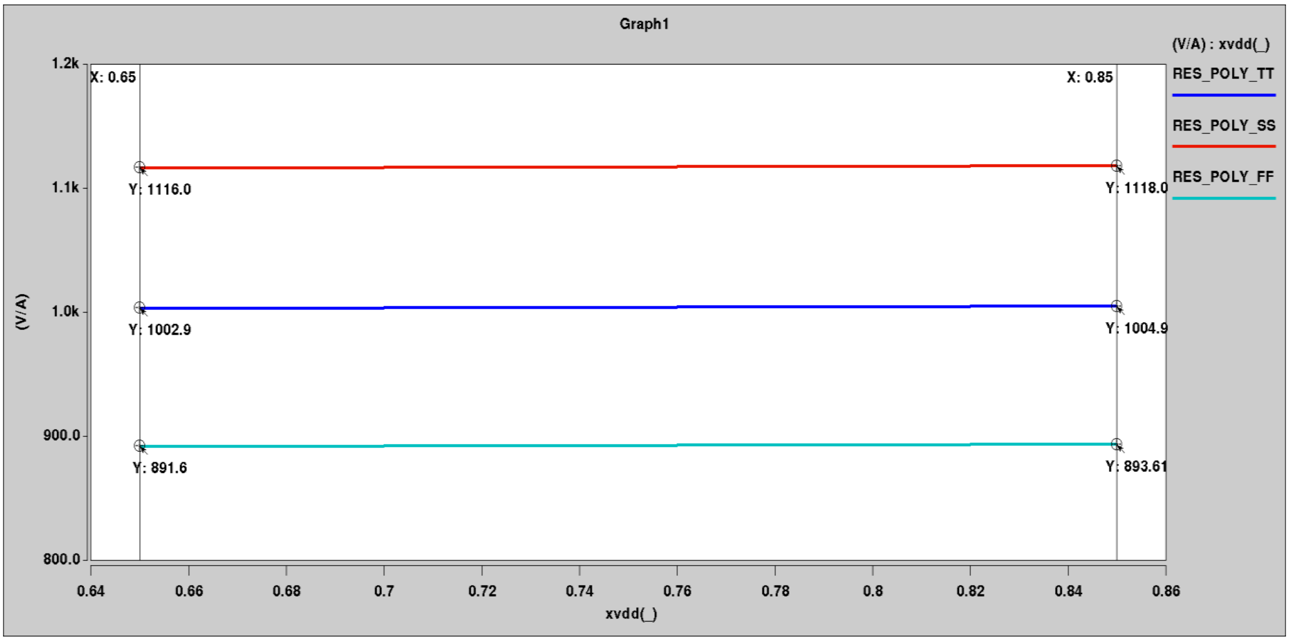


Նկ.1.24. Տեխնոլոգիական շեղումներից և փական-ակունք կիրառված լարումից ՄՕԿ տրանզիստորի հիման վրա ստացված դիմադրության կախվածությունը

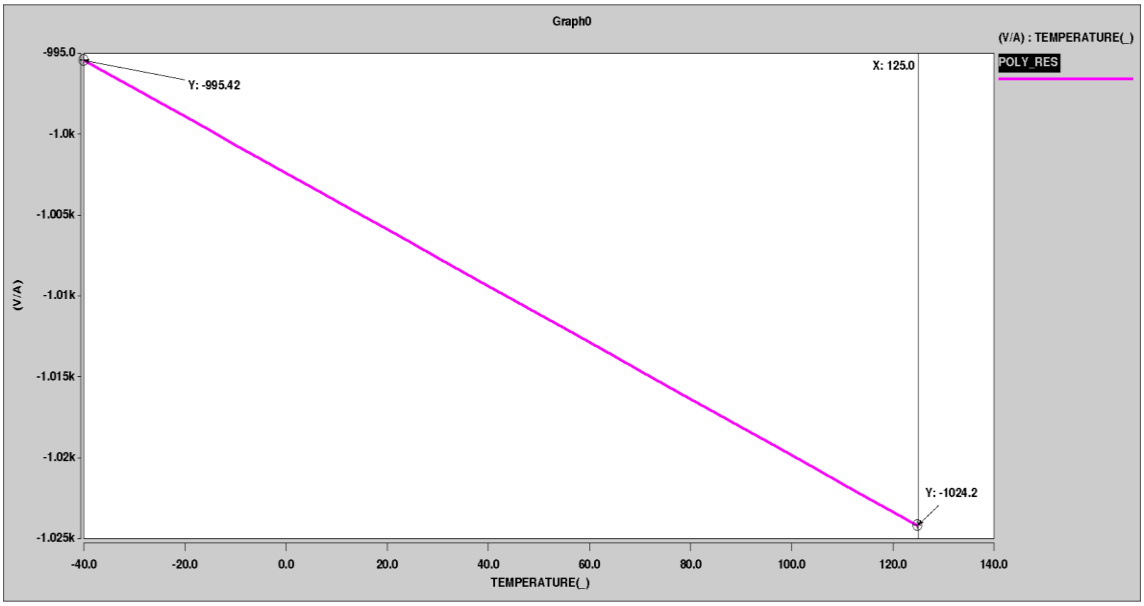


Նկ.1.25. Արտաքին ջերմաստիճանից ՄՕԿ տրանզիստորի հիման վրա ստացված դիմադրության կախվածությունը

Բազմաբյուրեղ սիլիցումի հիման վրա ստացված դիմադրությունները անկախ են կիրառված լարման արժեքներից, իսկ ջերմաստիճանից կախվածությունը կազմում է մոտավորապես ±1,5%: Մինչդեռ տեխնոլոգիական շեղումները բավականին մեծ են՝ մոտ 25% (նկ. 1.26…1.27): Հետևաբար ԻՍ-ի ներսում բարձր կայունություն ապահովող դիմադրությունների ստացումը դեռևս անլուծելի հարց է:



Նկ.1.26. Տեխնոլոգիական շեղումներից և կիրառված լարումից բազմաբյուրեղ սիլիցիումի հիման վրա ստացված դիմադրության կախվածությունը



Նկ.1.27. Արտաքին ջերմաստիճանից բազմաբյուրեղ սիլիցիումի հիման վրա ստացված դիմադրության կախվածությունը

Հաշվի առնելով վերոնշյալը՝ պարզ է դառնում, որ ԻՍ-երի ներսում բարձր կայունություն ապահովող հոսանքի աղբյուրների մշակումն արդիական է և պահանջում է նոր մեթոդների մշակում, որոնց միջոցով այդ սխեմաներում առկա շեղումները կհասնեն նվազագույնի:

1.4. Ինտեգրալ սխեմաներում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առաջարկվող սկզբունքները

Հաշվի առնելով ժամանակակից ԻՍ-երում լարման և հոսանքի աղբյուրներին ներկայացվող խիստ պահանջները, դրանց բավարարման համար առկա մեթոդներում գոյություն ունեցող երբեմն անթույլատրելի շեղումները՝ պայմանավորված ժամանակակից տեխնոլոգիական գործընթացների արդիականացմամբ և դրանց ուղեկցող երևույթների ի հայտ գալով, անհրաժեշտություն է առաջացել՝ իրականացնելու նոր միջոցառումներ, որոնք միտված կլինեն եղած լուծումները որակապես բարելավելուն, դրանց արդյունավետությունը բարձրացնելուն:

Մասնավորապես, ատենախոսության շրջանակներում առաջարկվում է լուծել հետևյալ հիմնահարցերը.

1) Բարձրացնել կապազերծող կոնդենսատորների արդյունավետությունը:

Ինչպես ցույց տրվեց 1.3.1-ում ներկայացված մոդելավորման արդյունքներով, ՄՕԿ կառուցվածքով նախագծված կապազերծող կոնդենսատորները դրսևորում են շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանի և կիրառված լարման տատանումների, ինչպես նաև տեխնոլոգիական շեղումների նկատմամբ խիստ արտահայտված կախվածություն: Մինչդեռ ՄՕՄ կոնդենսատորներում այդ կախվածությունն ավելի քիչ է արտահայտված: Սակայն միավոր մակերսում նախագծված ՄՕՄ կոնդենսատորների ունակությունը մոտավորապես 10 անգամ ավելի փոքր է, քան ՄՕԿ կոնդենսատորներինը: Առաջարկվում է ՄՕՄ և ՄՕԿ կոնդենսատորների համատեղմամբ բարձրացնել կապազերծող կոնդենսատորների կախվածությունը արտաքին գործոններից՝ լարումից և ջերմաստիճանից՝ միաժամանակ զբաղեցնելով ԻՍ-ի հնարավորինս փոքր մակերես:

2) Նվազեցնել լարման կայունարարներում ելքային բեռի անջատման հետևանքով առաջացող լարման թռիչքները:

Հաշվի առնելով ժամանակակից ԻՍ-երում տրանզիստորի փականի և հոսքուղու միջև գտնվող օքսիդի շերտի հաստության նվազեցման հետևանքով փականի և մյուս երեք հանգույցներից որևէ մեկի միջև կիրառված լարման առավելագույն արժեքի նկատմամբ խիստ պահանջները՝ պայմանավորված այդ սարքերն անվտանգ շահագործելու պայմանով, ատենախոսության շրջանակներում առաջարկվում են նոր մեթոդներ, որոնք գործնականում նվազագույնի են հասցնում այդ վտանգները:

3) Բարձրացնել հաստատուն հոսանքի աղբյուրների կայունությունը:

1.3.3-ից պարզ դարձավ, որ ժամանակակից ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական տարրերով հոսանքի աղբյուրների կայունության ավելի քան 75% արժեքի ապահովումն անհնար է: Ատենախոսության շրջանակներում առաջարկվում է նոր սխեմա, որը հնարավորություն է տալիս կիրառելու արտաքին բարձր կայունությամբ ռեզիստոր՝ փոքրացնելու համար ներբյուրեղային ռեզիստորի անկայունությամբ պայմանավորված շեղումները: Կիրառելով առաջարկվող սխեման ԻՍ-երի Ը/Հ հանգույցներում բարձրանում է առկա հոսանքի աղբյուրների կայունությունը՝ միաժամանակ չպահանջելով նոր արտաքին ռեզիստորների կիրառման անհրաժեշտություն՝ հաշվի առնելով դրանցում այդ տարրերի առկայությունը:

Եզրակացություններ

1. Ներկայումս ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման միջոցների մշակումը դարձել է չափազանց արդիական, քանի որ տեխնոլոգիական մասշտաբավորման հետևանքով դրանց կազմում ընդգրկված տարրերի մի շարք պարամետրեր՝ ռեզիստորների, կոնդենսատորների ճշգրտությունը, տրանզիստորների ծակման լարումը, աղմկակայունության պաշարը և այլն, փոքրացել են այն աստիճան, որ դրանց հաշվի չառնելը կարող է հանգեցնել սխեմաների անթույլատրելի խափանումների:
2. Ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առկա միջոցները կողմնորոշված են եղել 28 նանոմետրանոց և ավելի մեծ չափերի տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծվող սխեմաներին, և անհնար է դրանց կիրառումը 14 նանոմետրանոց և ավելի փոքր տեխնոլոգիաների պարագայում: Դրանցում հաշվի չեն առնված կայունության վրա ազդող և նորագույն տեխնոլոգիաներին բնորոշ կարևորագույն առանձնահատկությունները՝ սնման լարման նվազման հետևանքով ՄՕԿ կառուցվածքներով կոնդենսատորների ունակության արժեքի անկումը, լարման կայունարարներում լարման թռիչքների անթույլատրելի չափը, հոսանքի աղբյուրների հոսանքի արժեքի ճշտության նվազումը և այլն:
3. Առաջարկվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման սկզբունքներ, որոնք թույլ կտան բավարարել ժամանակակից 14 նանոմետրանոց և ավելի փոքր չափերի տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծված սխեմաներին ներկայացվող պահանջները:

ԳԼՈՒԽ 2. ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ ԼԱՐՄԱՆ ԵՎ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԱՌԱՋԱՐԿՎՈՂ ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԸ

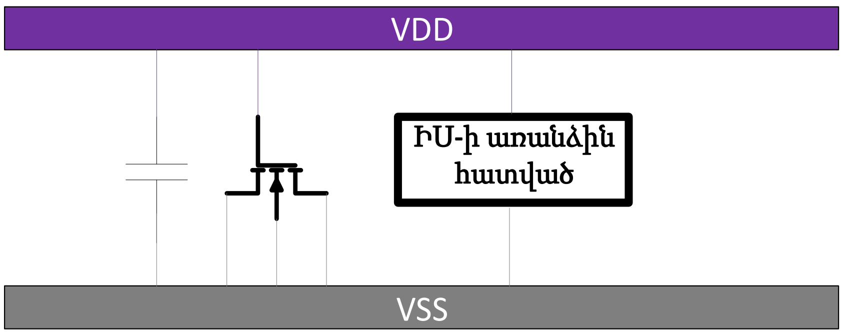
Առաջին գլխում մատնանշված խնդիրները վկայում են ժամանակակից ԻՍ-երում լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման առկա միջոցներում դեռևս գոյություն ունեցող թերությունների մասին: ԻՍ-երի արագագործության անընդհատ աճը, ինչպես նաև այդ սխեմաների՝ ամենատարբեր բնագավառներում՝ դյուրակիր սարքերից մինչև ինքնակառավարվող մեքենաներ, ռազմական տեխնիկակից մինչև օդանավեր և տիեզերանավեր, կիրառումը ստիպում են հաշվի նստել ԻՍ-երի կայունության բարձրացման խնդիրների հետ, քանի որ եթե մի դեպքում նախագծված բջջային հեռախոսում որոշ խնդիրների առկայության պարագայում լուրջ վտանգների սպառնալիքը չնչին է, ապա այլ դեպքերում մշակված համակարգերը գործ են ունենում մարդկային կյանքերի հետ, որտեղ ամենաչնչին շեղումն անգամ կարող է ունենալ լուրջ հետևանքներ: Մյուս կողմից, հայտնի է, որ ԻՍ-երի անխափան աշխատանքը, առաջին հերթին, պայմանավորված է դրանցում առկա հոսանքի և լարման աղբյուրների կայունությամբ: Հետևաբար, նոր մեթոդների և լուծումների մշակման անհրաժեշտությունը, որոնք կբարձրացնեն առկա միջոցների արդյունավետությունը և այդ աղբյուրների կայունությունը, դառնում է հիմնավորված:

2.1. ՄՕԿ և ՄՕՄ կառուցվածքներով կապազերծող կոնդենսատորների համատեղ կիրառմամբ սնման դողերում առկա աղմուկների ճնշման եղանակը

Ինչպես պարզ դարձավ 1.3.1-ից, ՄՕԿ կոնդենսատորների ունակության կայունությունը բավականին ցածր է՝ պայմանավորված շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանի, կիրառված լարման արժեքի փոփոխություններով, տեխնոլոգիական շեղումներով: Մյուս կողմից՝ ՄՕԿ կոնդենսատորներին շեմային լարման արժեքը գերազանցող լարման կիրառման պարագայում բարձր ունակության արժեքի ապահովումը նախագծողներին ստիպում է չհրաժարվել կապազերծման և այլ նպատակներով այդ կառուցվածքով կոնդենսատորների օգտագործումից: Պարամետրերի կայունության, ԻՍ-երի մակերեսի օպտիմալ օգտագործման նպատակով անհրաժեշտ է մշակել նոր եղանակներ, որոնք կբարձրացնեն վերոնշյալ գործոնների նկատմամբ այդ կոնդենսատորների կայունությունը:

Հաշվի առնելով ՄՕՄ կոնդենսատորների ունակության՝ կիրառված լարման, շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանի արժեքների նկատմամբ բարձր կայունությունը՝ հիմնավորված է դառնում նաև դրանց օգտագործումը: Ինչպես նշվեց Գլուխ 1-ում, համեմատած ՄՕԿ կոնդենսատորների հետ, այս տարրերի հիմնական թերությունը միավոր մակերեսում ունակության ավելի փոքր արժեքի ստացումն է: Մյուս կողմից՝ տեխնոլոգիական շեղումների ազդեցությունը այսպիսի կոնդենսատորներում ավելի ակնառու է արտահայտված՝ մոտ 35%, քան ՄՕԿ կոնդենսատորներում, որտեղ այդ արժեքը մոտավորապես 10% է:

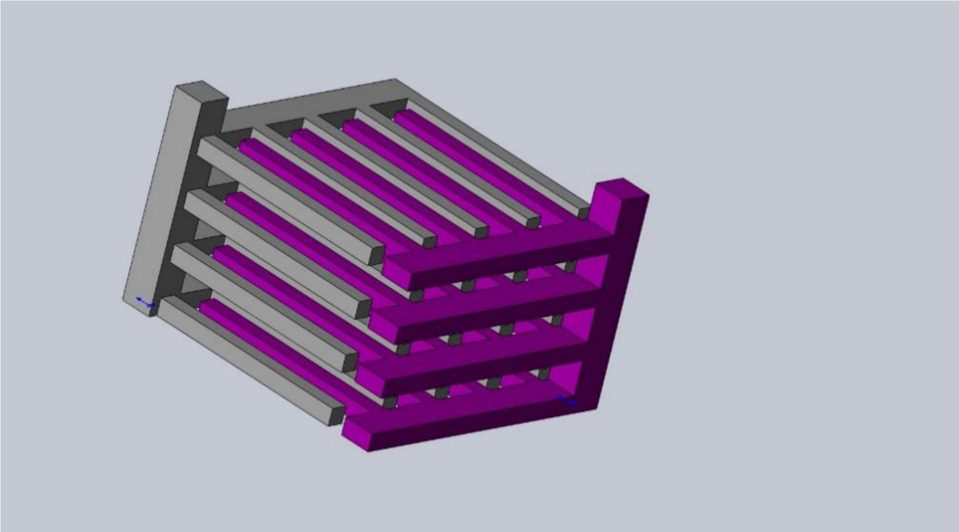
Երկու տիպի կոնդենսատորների առավելությունները և թերությունները հաշվի առնելով՝ մշակվել է նոր եղանակ, որի նպատակն է նախագծման երկու եղանակների միաժամանակյա կիրառման արդյունքում (նկ. 2.1) փոքրացնել գումարային ունակության արժեքի կախվածությունը ազդող գործոններից: Մշակման շրջանակներում նաև հնարավորություն է ստեղծվում խնայելու ԻՍ-ում այդ տարրերի զբաղեցրած մակերեսը:



Նկ.2.1. Որպես կապազերծող կոնդենսատորներ՝ ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների համատեղ կիրառումը

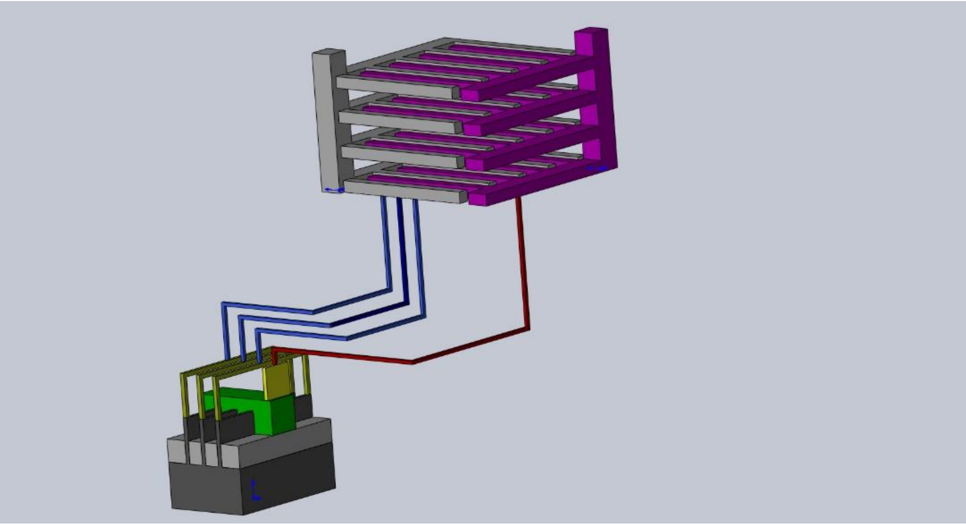
Մշակման էությունը ավելի հստակեցնելու նպատակով կատարվել են հետևյալ հաշվարկները. դիցուք անհրաժեշտ է նախագծել կոնդենսատոր, որի ունակության նվազագույն արժեքը հավասար է 100*ֆՖ*-ի, իսկ կիրառված լարման արժեքը տատանվում է 0,3 ÷ 0,6*Վ* միջակայքում: Այսպիսի լարման արժեքների կարելի է հանդիպել տարբեր անալոգային ազդանշանների զտիչներ մշակելիս. նման սնման լարումների տիրույթում են աշխատում ժամանակակից ՓԻՀ-երի հիմնական հանգույցներից մեկը հանդիսացող լարմամբ ղեկավարվող գեներատորները, լարման կայունարարների և հոսանքի աղբյուրների տարբեր հատվածները, որտեղ կոնդենսատորների կիրառմամբ լուծվում են համակարգերի կայունության բարձրացմամբ պայմանավորված խնդիրները [77]: Տարբերակներից մեկը կարող էր լինել միայն ՄՕԿ կոնդենսատորի կիրառմամբ խնդրի լուծումը: Սակայն ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակության կախվածությունը կիրառված լարման արժեքից ցույց է տալիս, որ այսպիսի կառուցվածք ընտրելու դեպքում կնվազի համակարգերի կայունությունը, քանի որ սնուցման դողերում, ինչպես նաև հոսանքի և լարման աղբյուրների տարբեր հանգույցներում առկա աղմուկները կճնշվեն ավելի փոքր չափով: Ինչպես ցույց տրվեց առաջին գլխում, ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակության նվազագույն արժեքը (նկ. 1.16) 0,3*Վ* լարման պարագայում հավասար էր 70*ֆՖ*-ի, հետևաբար ունակության անհրաժեշտ արժեքն ապահովելու համար հարկավոր կլիներ 1,5 անգամ մեծացնել որպես կոնդենսատոր ծառայող ՄՕԿ տրանզիստորի չափերը:

Առաջարկվող եղանակի էությունն այն է, որ կիրառված ցածր լարման հետևանքով ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակության՝ 30*ֆՖ*-ով նվազումը փոխհատուցվում է ՄՕՄ կոնդենսատորի կիրառման միջոցով: Սակայն միևնույն մակերեսով ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակությունը մոտավորապես 10 անգամ ավելի փոքր էր, քան ՄՕԿ կոնդենսատորինը, և պահանջվող ունակությունն ապահովելու համար հնարավոր տարբերակներից մեկը կլիներ ՄՕԿ կոնդենսատորի մակերեսից 3 անգամ մեծ մակերեսով կոնդենսատորի կիրառումը: Սակայն մակերեսի արդյունավետ օգտագործում ապահովելու համար առաջարկվում է մեծացնել ոչ թե կոնդենսատորի լայնական հատույթի մակերեսը, այլ կիրառել ավելի բարձր մետաղական շերտեր (նկ. 2.2) [78], քանի որ, համաձայն (1.6)-ի, մետաղական շերտերի ավելացման միջոցով հնարավորություն է ստեղծվում մեծացնելու այս կոնդենսատորի ունակության արժեքը: Այսպիսով, եթե հաշվի առնվի այն հանգամանքը, որ ՄՕԿ կոնդենսատորի մակերեսին հավասար մակերեսով ՄՕՄ կոնդենսատորն ապահովում է 10ֆՖ ունակություն, ապա անհրաժեշտ 30ֆՖ ունակությունն ստանալու համար հարկավոր է նախագծել տրանզիստորի մակերեսին հավասար մակերեսով ՄՕՄ կոնդենսատոր, որը կազմված կլինի 3 մետաղական շերտերից: Կոնդենսատորի նկարագրված մոդելը մշակվել է Solidworks ծրագրով [79] և ներկայացված է ստորև (նկ.2.2)։

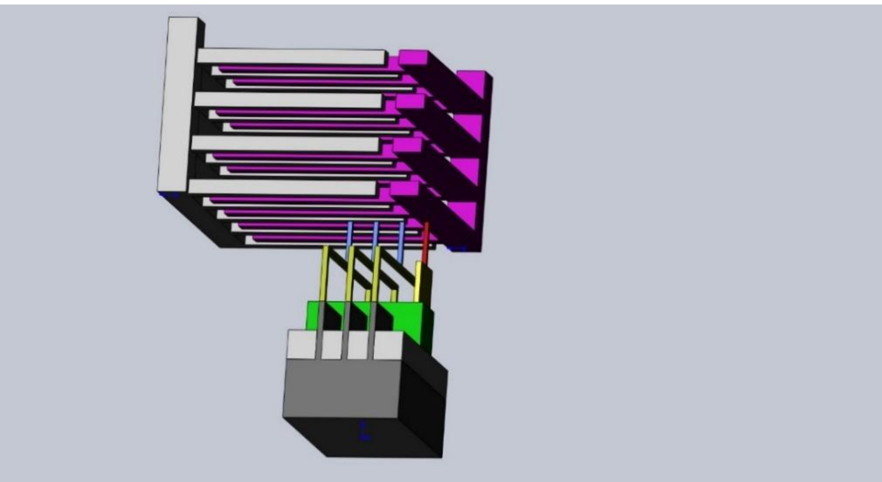


Նկ.2.2. Մետաղական շերտերի ավելացման հաշվին ՄՕՄ կոնդենսատորների ստացումը

Տեխնոլոգիական գործընթացի շեղումների պատճառով ՄՕՄ կոնդենսատորներում 35% շեղումները չեզոքացնելու նպատակով կավելացվի նաև լրացուցիչ մեկ մետաղական շերտ՝ դրանց քանակը հասցնելով 4-ի: Արդյունքում ստացող կապազերծող կոնդենսատորի ունակության գումարային նվազագույն արժեքը կհավասարվի 100ֆՖ-ի: Թվում է, թե այս դեպքում մակերեսի կորուստը կստացվի ոչ թե 1,5 անգամ, ինչպես միայն ՄՕԿ կոնդենսատորների կիրառման դեպքում էր, այլ 2 անգամ՝ իմաստազրկելով քննարկված մեխանիզմը (նկ. 2.3): Ասվածը բացառելու համար առաջարկվում է այդ կոնդենսատորները տեղաբաշխել ԻՍ-ում ոչ թե կողք կողքի, այլ ՄՕՄ կոնդենսատորը տեղակայել ՄՕԿ կոնդենսատորի վրա (նկ. 2.4): Հարկ է նշել, որ նման եղանակով կոնդենսատորների ստացումն ապահովում է ԻՍ-ում նման կոնդեսատորների զբաղեցրած մակերեսի 2 անգամ փոքրացում՝ համեմատած կողք կողքի տեղակայված ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների կիրառման եղանակի հետ, և 1,5 անգամ փոքրացում՝ համեմատած միայն ՄՕԿ կառուցվածքների կիրառմամբ կոնդենսատորների ստացման եղանակի հետ:



Նկ.2.3. Տոպոլոգիական նախագծի մեջ ՄՕՄ և ՄՕԿ կոնդենսատորների միմյանց զուգահեռ տեղաբաշխումը

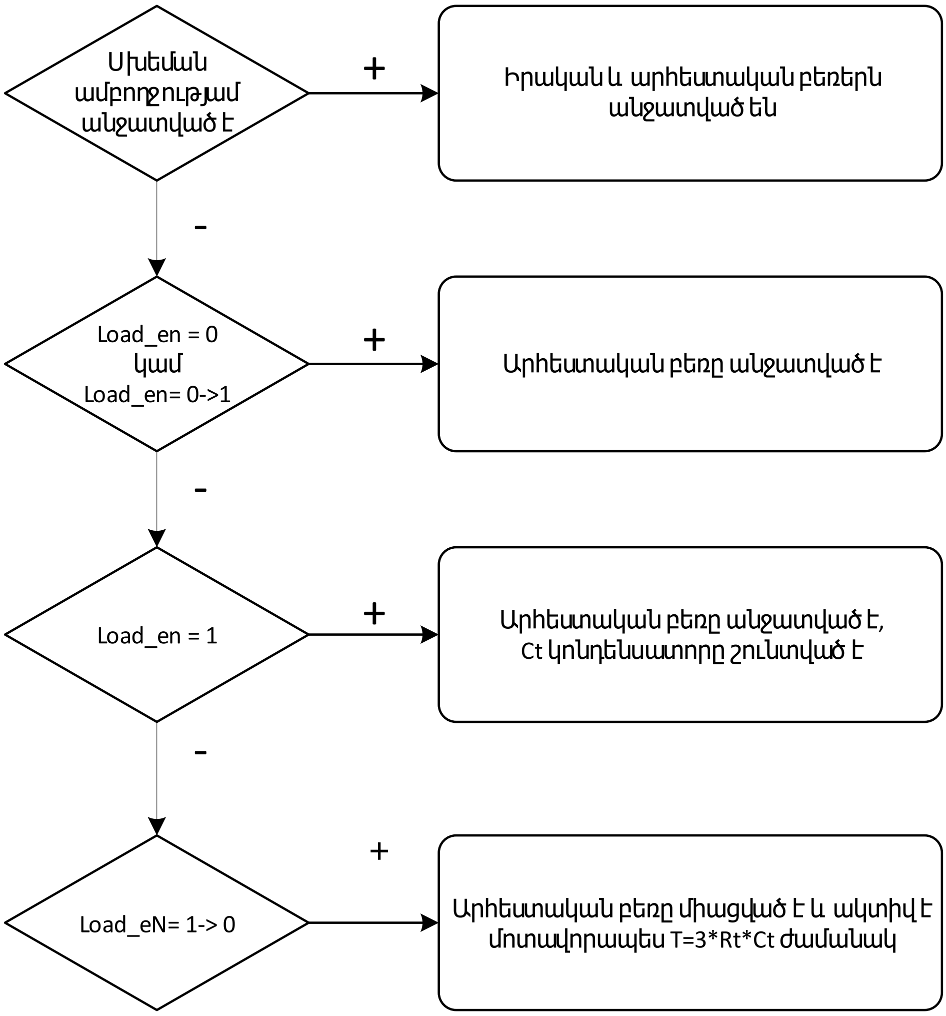


Նկ.2.4. Տոպոլոգիական նախագծի մեջ ՄՕՄ և ՄՕԿ կոնդենսատորների միմյանց ուղղահայաց տեղաբաշխումը

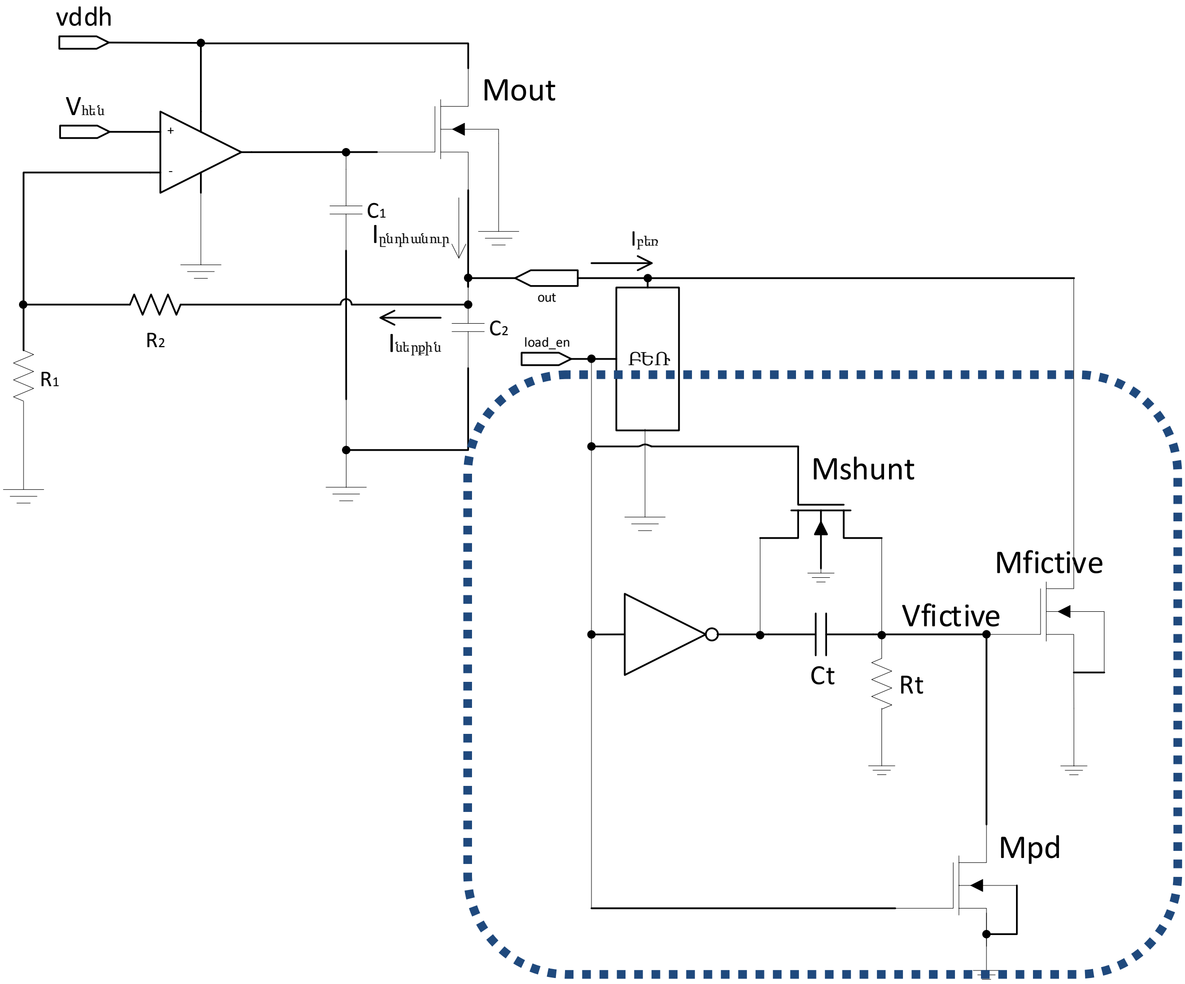
2.2. Լարման կայունարարներում իրական բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդը՝ հիմնված արհեստական բեռի և բարձրհաճախականային զտիչների համատեղ կիրառման սխեմայի վրա

Ինչպես ցույց տրվեց նախորդ գլխում, լարման կայունարարներում բեռի՝ աշխատանքայինից ոչ աշխատանքային ռեժիմ անցնելու ժամանակ ելքային լարման արժեքը հասնում է անթույլատրելի մակարդակների՝ վտանգելով ԻՍ-ի առանձին հատվածների կայուն աշխատանքը: Լարման թռիչքը հետևանք է այն բանի, որ բացասական հետադարձ կապով ՕՈւ-ի ելքային կասկադով հոսող մեծ հոսանքի ճանապարհը մեծ դիմադրությամբ կտրուկ փակելու արդյունքում առաջանում է մեծ լարման անկում, որը տևում է այնքան ժամանակ, մինչև հետադարձ կապը հասցնում է ուղղել ելքային հոսանքի արժեքը և ելքային լարումը բերել կայուն արժեքի: Խնդիրը լուծելու համար մշակվել է նոր մեթոդ, որի էությունը լարման կայունարարի ելքում արհեստական բեռի ավելացումն է (նկ. 2.5), որը բեռի անջատման պահին ակտիվանում է և բարձրհաճախականային զտիչի (ԲՀԶ) ելքային լարման թռիչքի միջոցով ճանապարհ է բացում $I_{բեռ}$ հոսանքի համար՝ նվազեցնելով ելքում միացված բեռի դիմադրության արժեքը և համապատասխանաբար փոքրացնելով դրա վրա լարման անկումը: Սխեմայի ելքում միացված իրական բեռը անջատվում է load_en ազդանշանով: Վերջինիս՝ տրամաբանական '1'-ից '0' անցմանը զուգընթաց՝ բեռը դադարում է հոսանք սպառել կայունարարի ելքից: Կառավարող load_en ազդանշանի '1'-ից '0' անցման պահին C_t կոնդենսատորի միջոցով սխեմայի Vfictive հանգույցում տեղի է ունենում $\tau=R_t*C_t$ ժամանակային հաստատունով լարման թռիչք: Վերջինս բացում է Mfictive տրանզիստորը: $T=3*\tau$ ժամանակ հետո լարման արժեքը Vfictive հանգույցում հավասարվում է զրոյի՝ հաշվի առնելով R_t ռեզիստորի առկայությունը, և արհեստական բեռով հոսանքը դադարում է: Սակայն ի հայտ է գալիս նոր խնդիր՝ կապված բեռի ակտիվացման պահին load_en ազդանշանի '1'-ից '0' անցման հետ: Այդ ժամանակ load_en_n հանգույցում տեղի է ունենում '1' - '0' փոխանջատում, և Vfictive հանգույցում արձանագրվում է τ ժամանակային հաստատունով լարման բացասական թռիչք: Վերջինս անթույլատրելի է, քանի որ վտանգվում է Mfictive տրանզիստորի՝ լարման թույլատրելի տիրույթում աշխատելու պայմանը: Խնդիրը լուծելու նպատակով ավելացվել է Mpd տրանզիստորը, որը նշված փոխանջատման պահին բացվում և հողակցում է Vfictive հանգույցը: Նշված խնդրի լուծումն էլ ավելի բարելավելու համար սխեմայում ավելացվել է M_{shunt} տրանզիստորը, որը շունտում է կոնդենսատորի երկու հանգույցները և ավելի է բարձրացնում Mpd տրանզիստորի արդյունավետությունն ու արգելափակում հակառակ հոսանքի հնարավորությունը դեպի Vfictive հանգույց (նկ. 2.6): Մեթոդի արդյունավետությունը գնահատելու համար «Սինոփսիս» ընկերության

Galaxy Custom Designer [80] ծրագրային գործիքով կատարվել է սխեմատեխնիկական նախագծում, և SAED14nm FinFet տեխնոլոգիական գործընթացով մշակված մոդելներով [76] ու մոդելավորման HSPICE ծրագրով [35] կատարված նմանակման արդյունքները (նկ. 2.7, 2.8) ապացուցել են, որ առաջարկվող մեթոդը բարելավում է լարման կայունարարի որակը՝ նրա ելքային արժեքի թռիչքի ամպլիտուդը փոքրացնելով մոտավորապես 8 անգամ: Ելքային հոսանքի մեծ արժեքների հնարավորությունը ստիպում է՝ ընտրելու հոսքուղու մեծ լայնությամբ և նվազագույն երկարությամբ արհեստական բեռ հանդիսացող տրանզիստոր, որպեսզի հոսանքի համար ստեղծվի հնարավորինս փոքր դիմադրությամբ ճանապարհ: Փոքր դիմադրությամբ տրանզիստորով հոսող հոսանքը վերջինիս մեծ էներգասպառման և դրա հնարավոր տաքացման պատճառ չի հանդիսանում:

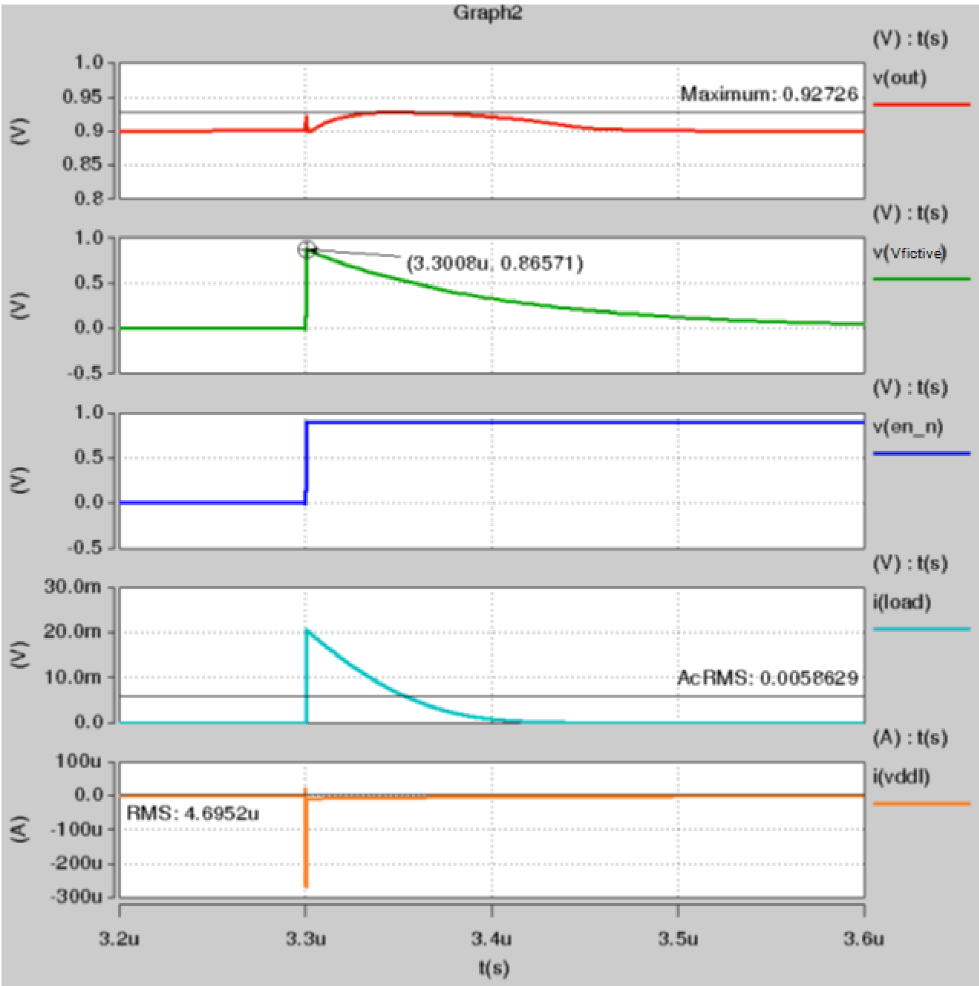


Նկ.2.5. Արհեստական բեռի և ԲՀՁ-ի կիրառմամբ լարման կայունարարի ելքային արժեքի թռիչքի փոքրացման առաջարկվող մեթոդի բլոկ-սխեման

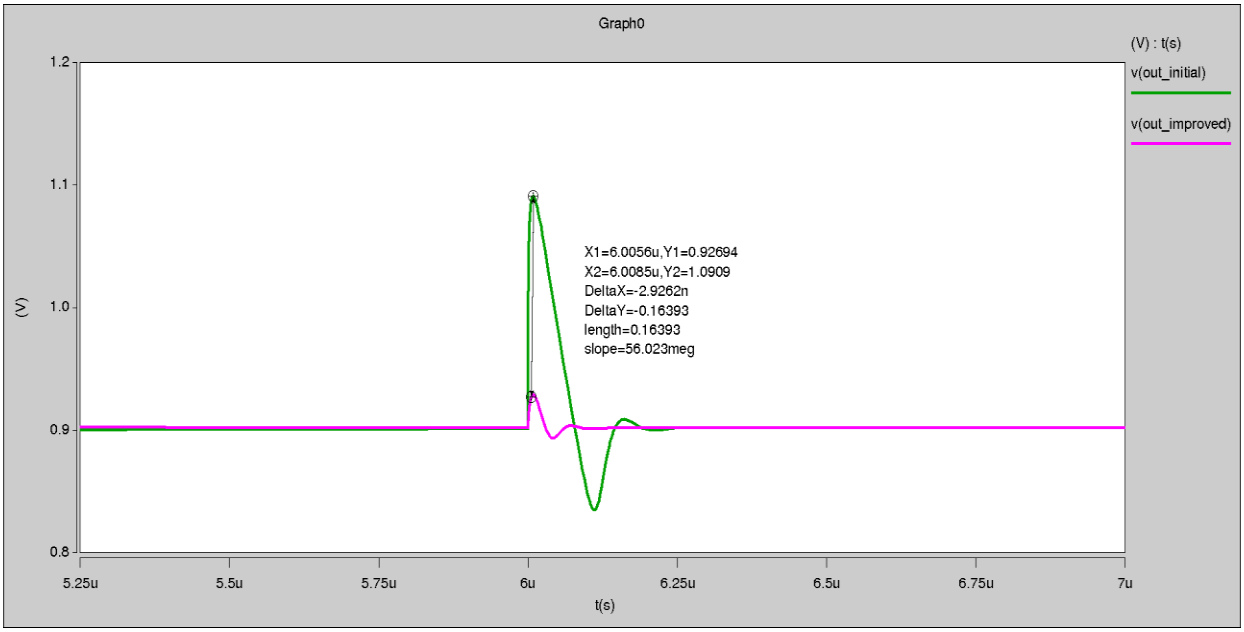


Նկ.2.6. Արհեստական բեռի և ԲՀԶ-ի համատեղ կիրառմամբ լարման կայունարարի ելքային արժեքի թռիչքի փոքրացման առաջարկվող սխեման

Հատկանշական է այն փաստը, որ սխեմայում արհեստական բեռի ավելացման հետևանքով դրանում ստատիկ հոսանքի արժեքի փոփոխությունը մոտ է զրոյին, իսկ դինամիկ հոսանքի տևողությունը՝ պայմանավորված Vfictive հանգույցի լիցքաթափմամբ, պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ արհեստական բեռով հոսանքի աստիճանաբար փոքրացումը համաձայնեցված է կայունարարի ամպլիտուդահաճախականային բնութագրին: Որքան երկար լինի այս հոսանքի տևողությունը, այնքան ավելի ապահով կլինի սխեմայի աշխատանքը: Մեթոդը կիրառելի է ժամանակակից ԿՄՕԿ ԻՍ-երի նախագծման գործընթացում՝ հաշվի առնելով էներգասպառման վրա նրա ունեցած գրեթե զրոյական ազդեցությունը և ԻՍ-ի մակերեսի փոքր՝ $3*10^{-9}$մ^2 մեծացումը: Առաջարկվող մեթոդի ներդրման արդյունքում լարման կայունարարի պարամետրերի փոփոխությունները ներկայացված են աղ.2.1-ում:



Նկ.2.7. Առաջարկվող մեթոդի կիրառմամբ մշակված սխեմայի սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները



Նկ.2.8. Առաջարկվող մեթոդով և առանց դրա կիրառման ելքային լարման թռիչքի ստացված արդյունքների համեմատությունը

Աղյուսակ 2.1

Արհեստական բեռի և C-R շղթայի կիրառմամբ բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդի ներդրմամբ ստացված արդյունքները

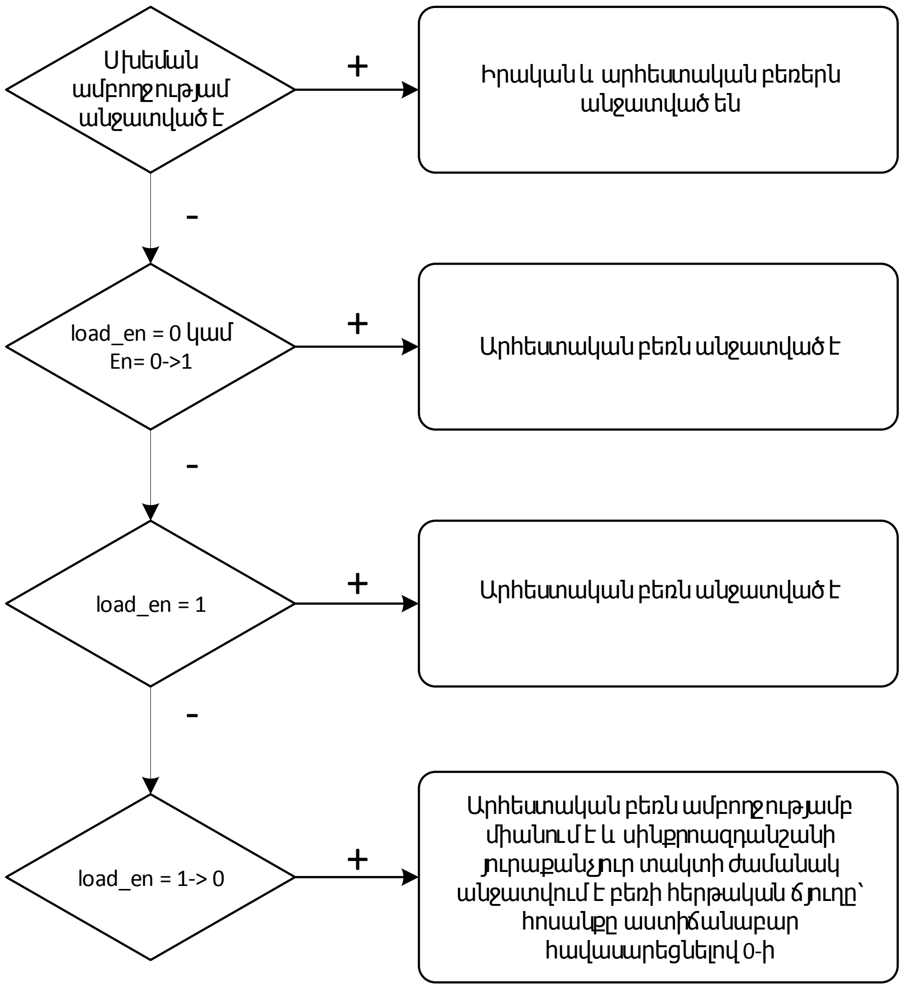
Պարամետրի անվանումը	Առանց մեթոդի կիրառման	Մեթոդի կիրառմամբ
Լարման թռիչքը (*մՎ*)	200	27
Սպառվող ստատիկ հոսանքը (*մկԱ*)	50	50,5
Արհեստական բեռի միացման ընթացքում սպառվող միջին հոսանքը (*մԱ*)	-	6
ԻՍ-ում կայունարարի զբաղեցրած մակերեսը (*մ²*)	30*10^{-9}	33*10^{-9}

Այսպիսով՝ առաջարված մեթոդը, ի հաշիվ ԻՍ-ում զբաղեցրած 3*10^{-9}*մ²* մակերեսի, գործնականում ունակ է մոտավորապես 7,5 անգամ նվազեցնելու 1.3.2-ում նշված իրական բեռի անջատման հետևանքով առաջացած 200*մՎ* գերլարումը:

2.3.Լարման կայունարարներում թվային կառավարմամբ արհեստական բեռով հոսանքի աստիճանական փոքրացմամբ իրական բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդը

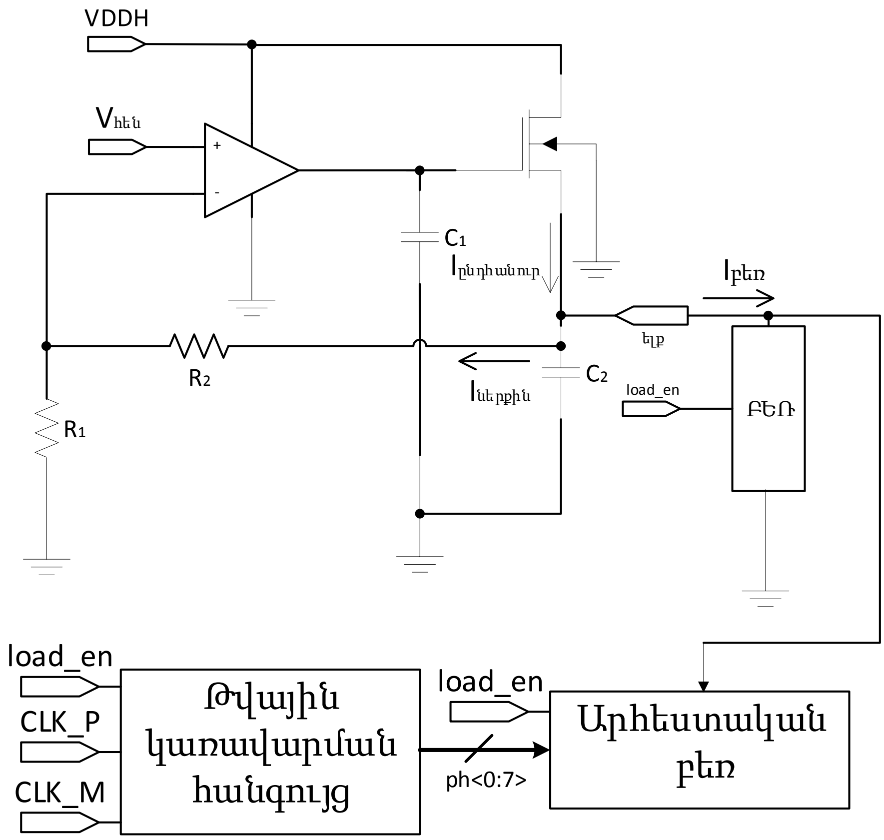
2.2-ում առաջարկված մեթոդը նվազեցնում է բեռի անջատման հետևանքով առաջացող ելքային լարման թռիչքը մոտավորապես 8 անգամ: Սակայն իրական բեռի հոսանքի մեծացման պարագայում անհրաժեշտություն է առաջանում մեծացնելու նաև արհեստական բեռ հանդիսացող տրանզիստորի, ինչպես նաև ԲՀԶ-ի ֆիզիկական չափերը, որը կարող է դառնալ ԻՍ-ի ընդհանուր մակերեսի շոշափելի մեծացման պատճառ: Մյուս խնդիրն այն է, որ, ինչպես վերը նշվեց, ԻՍ-երում կայուն կոնդենսատորների նախագծումը բարդ խնդիր է, և առկա շեղումների հետևանքով շեղվում է նաև ժամանակային τ հաստատունը:

Նման խնդիրները լուծելու, արհեստական բեռով անցնող հոսանքի տևողությունը կայունացնելու նպատակով առաջարկվում է մեկ այլ մեթոդ՝ հիմնված ոչ թե ԲՀԶ-ի ելքային անալոգային լարմամբ, այլ՝ թվային, ավելի կայուն ազդանշաններով ղեկավարվող արհեստական բեռի կիրառման վրա (նկ. 2.9)։ Մյուս կողմից, որպես արհեստական բեռ առաջարկվում է կիրառել բազմաբյուրեղ սիլիցիումից ստացված ռեզիստորներ, որոնք ապահովում են արհեստական բեռի հոսանքի ավելի բարձր կայունություն (նկ. 2.10)։ Ինչպես նախորդ մեթոդի դեպքում, այս դեպքում ևս արհեստական բեռը միանում է իրական բեռի անջատմանը զուգընթաց և հոսանքի աստիճանական նվազման հաշվին ապահովում է ելքային լարման թռիչքի փոքրացումը։



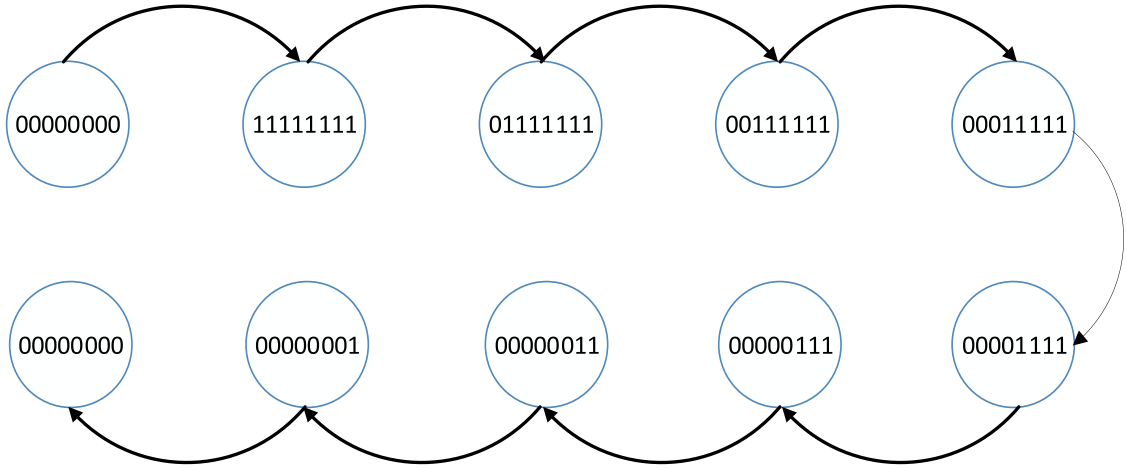
Նկ.2.9. Թվային ղեկավարմամբ արհեստական բեռի կիրառմամբ հոսանքի աստիճանական փոքրացման հաշվին լարման կայունարարի ելքային արժեքի թռիչքի փոքրացման առաջարկվող մեթոդի բլոկ-սխեման

Վերոնշյալ մեթոդի իրականացումն ապահովող սխեմայում (նկ. 2.10) ‘clk_p’ և ‘clk_m’ սինքրոազդանշանների հաճախությունն ընդունվել է 1*ՄՀց*։ Վերջինս ապահովելու համար կիրառվել է այն սկզբունքը, որ ժամանակակից ԻՍ-երը տակտավորվում են կայուն բարձր՝ *ԳՀց*-երի հասնող հաճախություններ ունեցող սինքրոազդանշաններով, որոնց գեներացումն իրականացվում է փուլային ինքնաենթալարման համակարգերի կիրառմամբ, որոնց մուտքային հենակային սինքրոազդանշանը ստացվում է քվարցային գեներատորների միջոցով [81]: Ժամանակակից ԻՍ-երի նախագծման գործընթացում օգտագործվում են մի քանի *ՄՀց*-ից մինչև մի քանի տասնյակ *ՄՀց* հաճախությամբ քվարցային գեներատորներ, հետևաբար, ԻՍ-ում 1*ՄՀց* հաճախությամբ սինքրոազդանշանների գեներատորների ստացումը լուծվում է հաճախության բաժանիչների կիրառման միջոցով [82]:



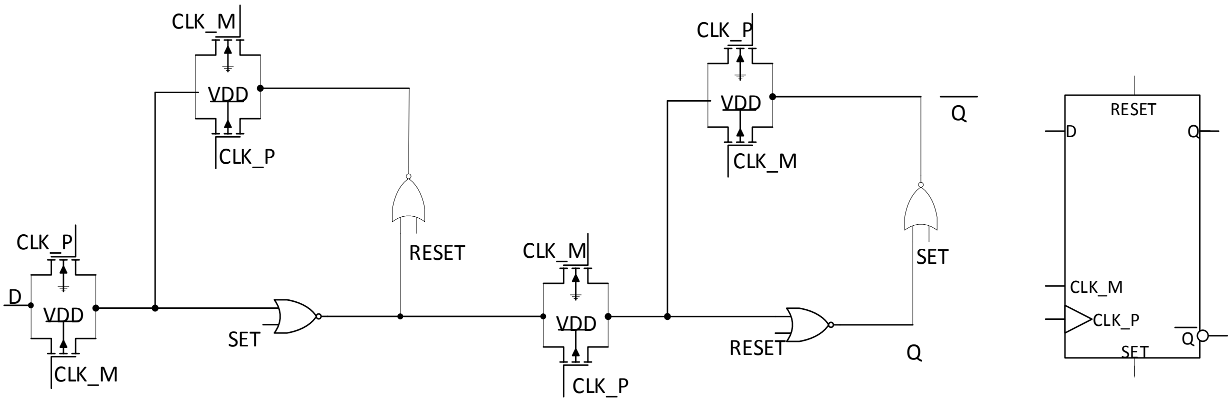
Նկ.2.10. Թվային ղեկավարմամբ արհեստական բեռի կիրառմամբ լարման կայունարարի ելքային արժեքի թռիչքի փոքրացման առաջարկվող սխեման

Ինչպես նախորդ դեպքում, այստեղ ևս մուտքային load_en ազդանշանի զրոյից մեկ փոխանջատմամբ իրական բեռն անջատվում է, իսկ տակտային ազդանշանների գեներցման մշակված համակարգը այդ փոխանջատման պահին բոլոր ելքային ազդանշանները կարգում է տրամաբանական ‘1’ արժեք, որի հետևանքով միանում են արհեստական բեռի բոլոր ճյուղերը. միանում է արհեստական բեռը: Այնուհետև ′clk_p′ և ′clk_m′ մուտքային դիֆերենցիալ տակտային ազդանշանների յուրաքանչյուր տակտով ելքային ՛clk<0:7>՛ ազդանշանները հաջորդաբար կարգվում են տրամաբանական ‘0’ արժեքներ՝ համաձայն հաջորդական սխեմայի անցումների առաջարկվող գրաֆի (նկ. 2.11), որի հետևանքով արհեստական բեռի ճյուղերը հերթականությամբ անջատվում են՝ փոքրացնելով լարման կայունարարի ելքով հոսող հոսանքը և ի վերջո անջատում ամբողջ արհեստական բեռը՝ արհեստական բեռով անցնող հոսանքի արժեքը հավասարեցնելով զրոյի:



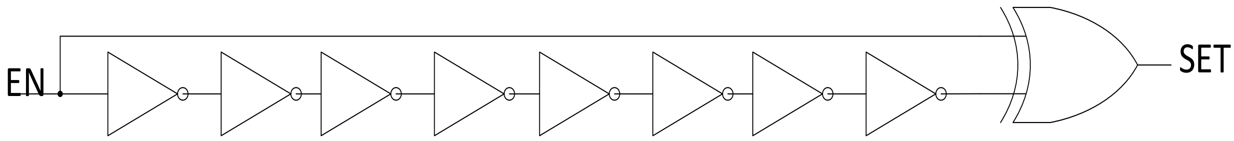
Նկ.2.11. Տակտային ազդանշանների անցումները բնութագրող գրաֆը

Ալգորիթմն իրականացնելու համար մշակված սխեմայի հիմքում ընկած է ասինքրոն ՛1՛ կարգմամբ, սինքրոազդանշանի աճման ճակատով ղեկավարվող տրիգերի սխեման (նկ. 2.12): Տրիգերի ‘Set’ ազդանշանի տրամաբանական ՛1՛ լինելու պարագայում սխեմայի ելքային ‘Q’ ազդանշանը կարգվում է ՛1՝՛ անկախ մուտքային ‘D’ ազդանշանի արժեքից և սինքրոազդանշանի վիճակից: Մուտքային ‘D’ ազդանշանի արժեքի տարածումը տրիգերի ելք իրականացվում է տակտային ազդանշանի հաջորդ ակտիվ ճակատով՝ ‘clk_p’-ի ՛0՛-ից ՛1՛ անցմամբ: Ունենալով 8 հաջորդաբար միացված տրիգերներ, որոնք սկզբում գտնվում են ՛00000000՛ վիճակում և բոլորի մուտքային ‘set’ ազդանշանին կրառելով տրամաբանական ՛1՝՛ կիրագործվի գրաֆի առաջին քայլը: Մշակված սխեմայի և լարման կայունարարի բեռի անջատման գործընթացի միջև կապ հաստատելը միայն ‘load_en’ ազդանշանով առաջացնում է խնդիր՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ ‘load_en’ ազդանշանը միշտ ՛0՛ է, իսկ գրաֆում ներկայացված քայլերի հաջորդականությունն ապահովելու համար անհրաժեշտ է կարճատև ‘set' ազդանշան:

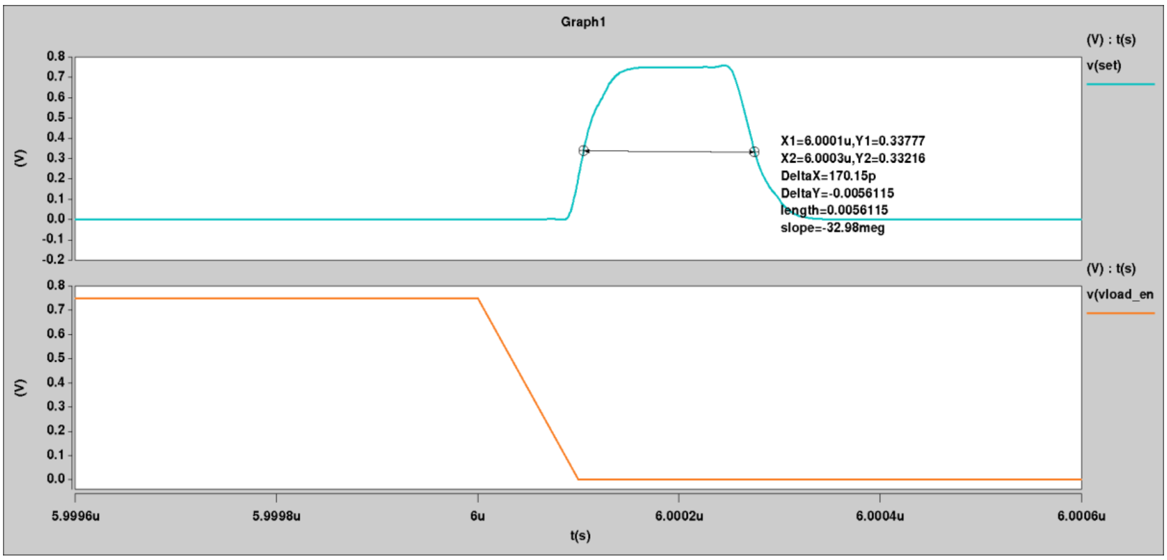


Նկ.2.12. Սինքրոազդանշանի աճող ճակատով ղեկավարվող ասինքրոն '1' կարգմամբ փրիգերի սխեման և նիշը

Խնդիրը լուծելու համար մշակվել է նոր սխեմա (նկ. 2.13), որտեղ 'load_en' ազդանշանի '1'-ից '0' անցման պահին գեներացվում է տրամաբանական '1' ազդանշան, որը որոշ ժամանակ անց կրկին վերադառնում '0' արժեքին․ այսպիսով լուծվում է վերը նշված խնդիրը (նկ. 2.14)։

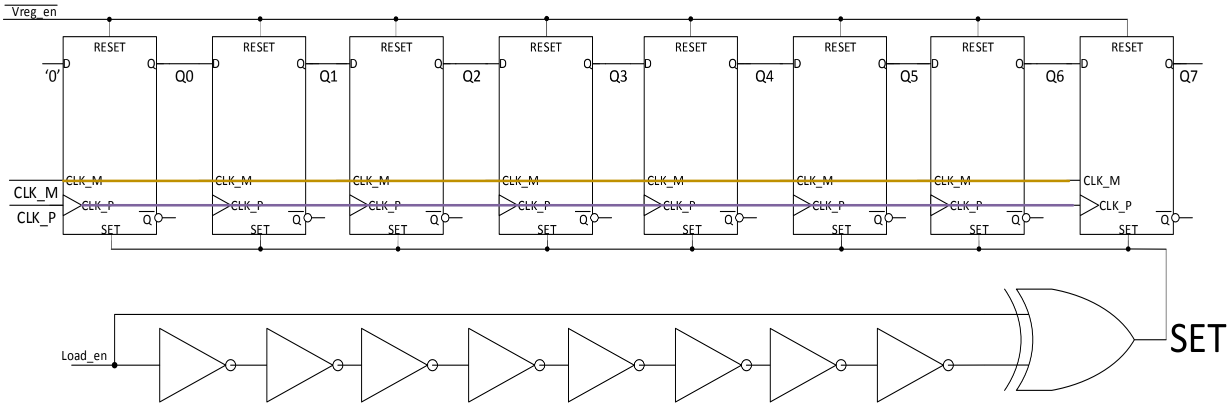


Նկ.2.13. Տրիգերի 'set' ազդանշանի գեներացման սխեման



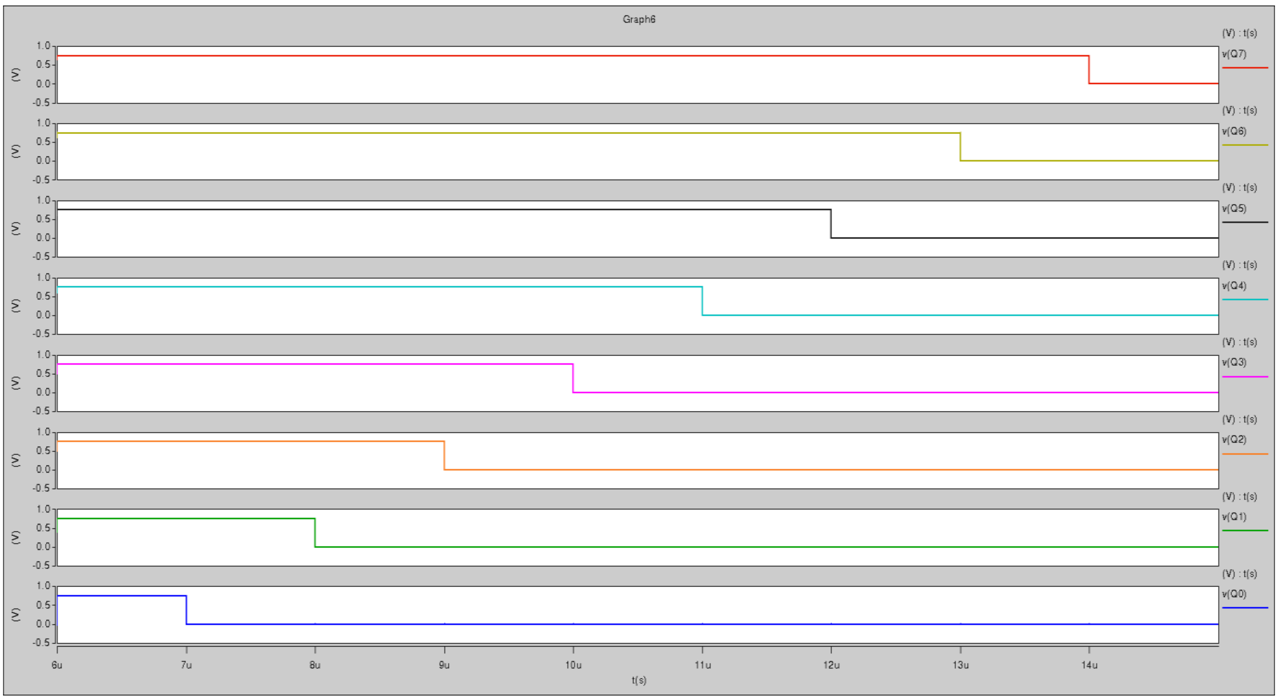
Նկ.2.14. Տրիգերի 'set' ազդանշանի գեներացման մշակված սխեմայի սխեմատեխնիկական մոդելավորման արդյունքները

Հաջորդ քայլում մշակվել է տակտային ազդանշանների անցումները բնութագրող գրաֆին համապատասխանող, հաջորդական տեղաշարժմամբ ռեգիստրի սխեման (նկ. 2.15): Ռեգիստրի առաջին տրիգերի մուտքին կիրառվում է տրամաբանական ′0′ ազդանշան, իսկ յուրաքանչյուր հաջորդ տրիգերի մուտքը միացվում է նախորդի ելքին: Սինքրոազդանշանի ակտիվ ճակատով տրամաբանական ′0′ ազդանշանը գրանցվում է հաջորդ տրիգերում, և 8 տակտային ազդանշանի տևողություն՝ 8*մկվրկ*, անց հաջորդական սխեման իրականացնում է գրաֆում առկա անհրաժեշտ բոլոր անցումները (նկ. 2.16):



Նկ.2.15. Հաջորդական սխեման բնութագրող գրաֆի իրականացման սխեման

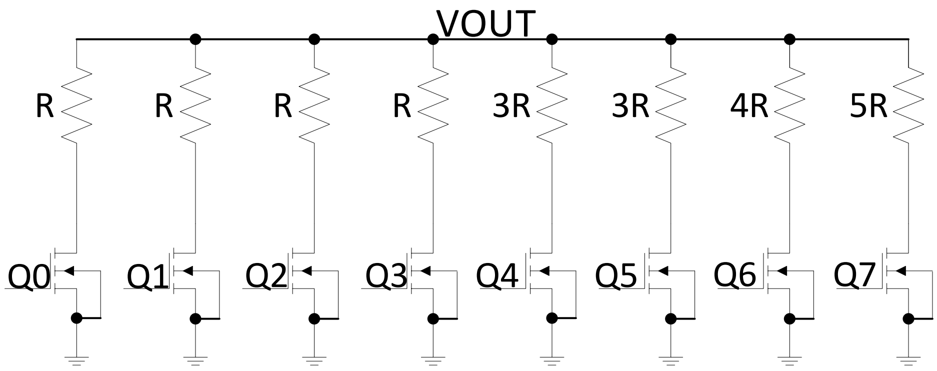
Նմանակման արդյունքների (նկ. 2.16) հիման վրա կարելի է եզրակացնել, որ ալգորիթմում նկարագրված քայլերը՝ կապված թվային ղեկավարման հատվածի հետ, իրականացված են:



Նկ.2.16. 8-կարգ հաջորդական փեղաշարժմամբ ռեգիստրի սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները

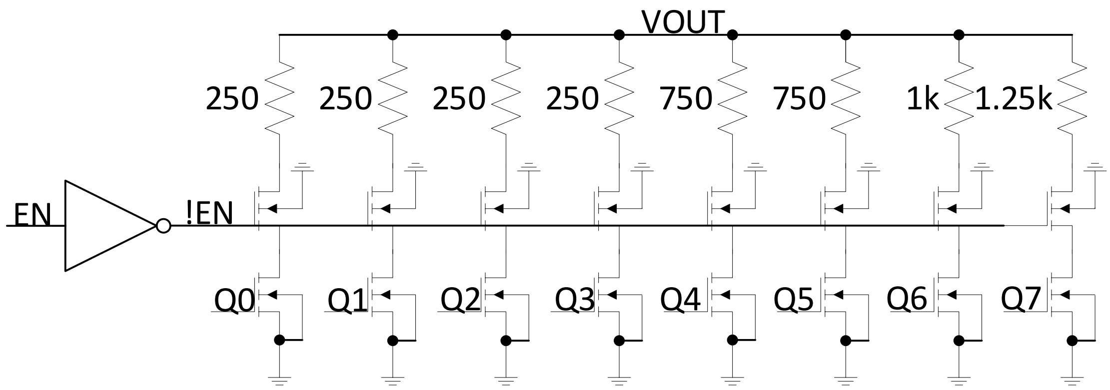
Հաջորդ քայլում մշակվել է թվային համակարգով ղեկավարվող արհեստական բեռի սխեման (նկ. 2.17): Քանի որ արհեստական բեռի ճյուղերը հերթականությամբ անջատվում են, դրանցով անցնող հոսանքներն ընտրվել են անհավասարաչափ, որպեսզի կայունարարի ելքային հոսանքի աստիճանաբար նվազման չափը լինի փոքր՝ համեմատած արհեստական բեռի ընդհանուր հոսանքի հետ: Ամենափոքր արժեքով հոսանքը անցնում է ամենավերջինը անջատվող ճյուղով․ այդպիսով ապահովվում է լարման կայունարարի ելքային հոսանքի փոփոխության հնարավորինս փոքր արժեքը: Սխեմայի հաշվարկը կատարվել է այն սկզբունքի համաձայն, որ լարման կայունարարի ելքից իրական բեռի սպառած հոսանքը հավասար է 20*մԱ*-ի: Այդ պարագայում արհեստական բեռի դիմադրության նվազագույն արժեքը հավասար է $R_{գում} = V_{out} / I_{բեռ}$,

և 0,9*Վ* ելքային լարման դեպքում այդ բեռի նվազագույն դիմադրությունը, երբ նրա բոլոր ճյուղերն ակտիվ են, հավասարվում է 45*Օմ*-ի: Անտեսելով տրանզիստորների դիմադրությունները՝ սխեմայում նշված R դիմադրության արժեքը ստացվում է 250*Օմ*:



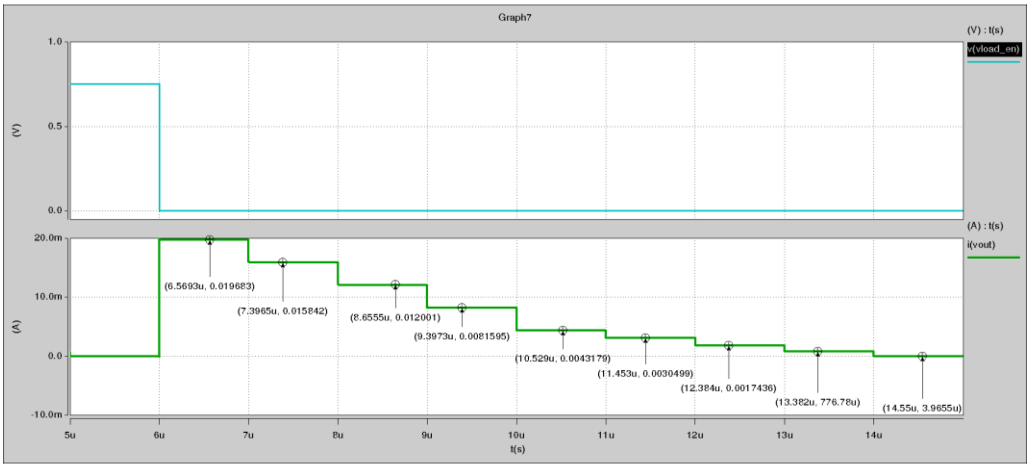
Նկ.2.17. Արհեստական բեռի սխեման

Քանի որ ‘set’ ազդանշանի գեներացման սխեման (նկ. 2.13) ելքային ազդանշանը ′1′ է կարգում մուտքային ′load_en’ ազդանշանի ցանկացած փոխանջատման դեպքում, հետևաբար, տեղաշարժվող ռեգիստրի (նկ. 2.15) ելքերը կկարգվեն ′1′ ոչ միայն իրական բեռի անջատման, այլ նաև միացման դեպքում, ինչը չի բավարարում ալգորիթմի (նկ. 2.9) երկրորդ քայլին: Խնդիրը լուծելու համար արհեստական բեռի ճյուղերում հաջորդաբար միացվել են ′load_en′ ազդանշանի ինվերս ազդանշանով ղեկավարվող N-ՄՕԿ տրանզիտորներ: Արդյունքում՝ ‘load_en’ ազդանշանի ′1′ լինելու պարագայում արհեստական բեռով անցնող հոսանքը հավասարվում է զրոյի՝ անկախ ‘set’ ազդանշանի և ռեգիստրի ելքային ազդանշանների արժեքներից:



Նկ.2.18. Արհեստական բեռի առաջարկվող վերջնական սխեման

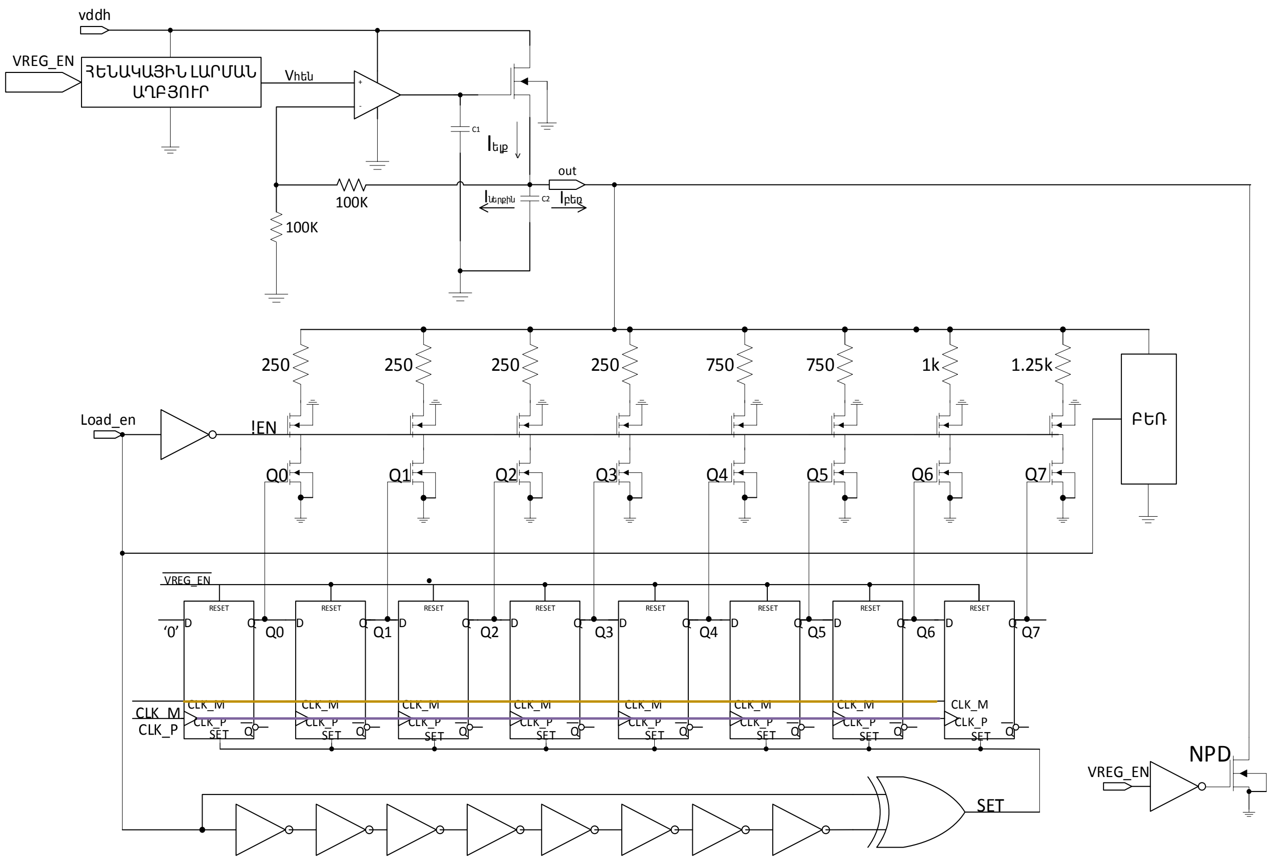
Նմանակման արդյունքներն (նկ․ 2.19) ապացուցում են այն պնդումը, որ արհեստական բեռով հոսանքը պետք է առկա լինի այն դեպքում, երբ ‘load_en’ ազդանշանը փոխանջատվում է '0'-ից ՛1՛ և ռեգիստրի բոլոր կարգերում ՛0՛ գրանցվելուց հետո հոսանքը դադարում է:



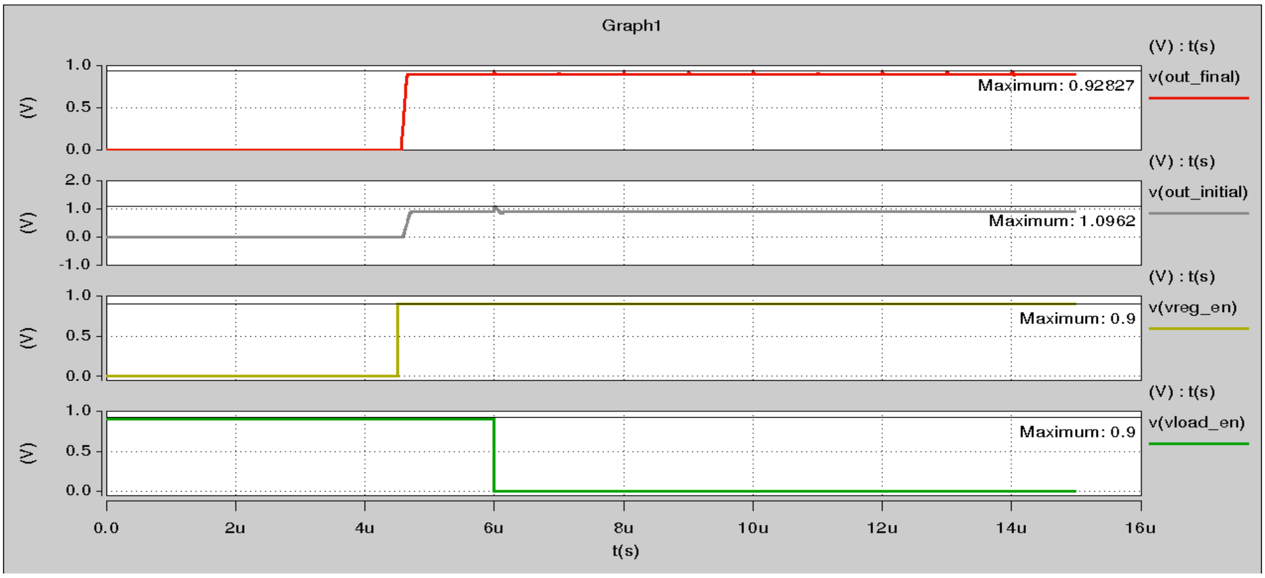
Նկ.2.19. Արհեստական բեռի աշխատանքային ռեժիմում

լարման կայունարարի ելքային հոսանքը

Ստացված արդյունքներն ամփոփելու և առաջարկվող միջոցն ավարտին հասցնելու նպատակով առաջարկվում է լարման կայունարարներում թվային կառավարմամբ արհեստական բեռով հոսանքի աստիճանական փոքրացմամբ իրական բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդը (նկ. 2.20): Հարկ է նշել, որ ԻՍ-ի մակերեսին ներկայացվող խիստ սահմանափակումների բացակայության պարագայում կարելի է ավելացնել արհեստական բեռի լրացուցիչ ճյուղերի և ղեկավարող թվային ազդանշանների քանակը՝ այդպիսով է՛լ ավելի սահուն կազմակերպելով իրական բեռի անջատման ընթացքը: SAED 14nm FinFet տեխնոլոգիայով նախագծված սխեմայի (նկ. 2.20) սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները (նկ. 2.21…2.22) ապացուցում են, որ մեթոդն ունակ է՝ լուծելու 1.3.2-ում նշված խնդիրը և բարձրացնելու ներբյուրեղային լարման աղբյուրների կայունությունը՝ փոքրացնելով բեռի անջատման հետևանքով առաջացող ելքային լարման թռիչքը ավելի քան 10 անգամ: Հաշվի առնելով նմանակման արդյունքները՝ հարկ է նշել, որ ելքային լարման թռիչքի փոքրացման հետևանքով նվազում է նաև լարման կայունարարի ելքային լարման վերականգնման ժամանակը (նկ. 2.22): Ներդրված նոր սխեմաների հետևանքով ԻՍ-ի մակերեսը մեծանում է ընդամենը $0{,}8*10^{-9}$*մ*^{2}-ով, որը զբաղեցնում է լարման կայունարարի սեփական մակերեսի ընդամենը 2,7%-ը: Հատկանշական է, որ նման փոքր մակերեսում ԻՍ-ի այս հատվածի նախագծումը պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ արհեստական բեռի մշակման գործընթացում կիրառվել են փոքր մակերես զբաղեցնող, ցածր շեմային լարմամբ տրանզիստորներ, և տեխնոլոգիական գործընթացների հետագա զարգացմանը զուգընթաց տեղի ունեցող տրանզիստորների մասշտաբավորմանը զուգահեռ կ՛լ ավելի կփոքրանա այս սխեմայի մակերեսը: Բարձր շեմային լարմամբ տրանզիստորների կիրառման պարագայում այս հնարավորությունը կբացառվեր:

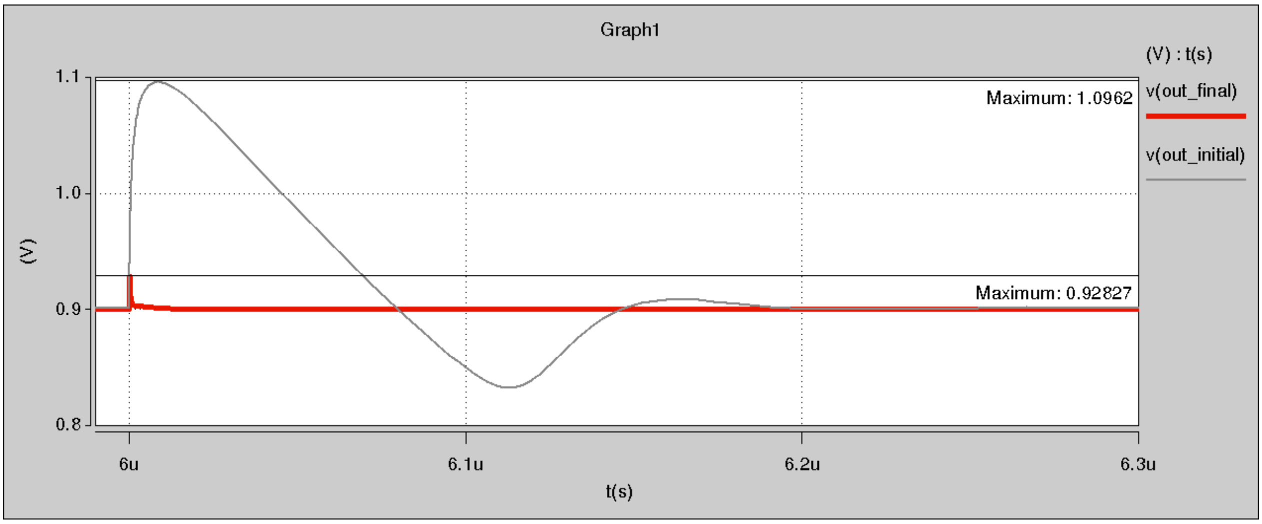


Նկ.2.20. Առաջարկվող մեթոդի իրականացման սխեման



Նկ.2.21. Առաջարկվող սխեմայի սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները

Լարման գրեթե զրոյական տևողությամբ թռիչքի ամպլիտուդը կազմում է 28*մՎ* (նկ. 2.22), որը կարելի է անտեսել քանի որ այսպիսի թռիչքները վտանգավոր չեն ԻՍ-ում կիրառվող ցածր շեմային լարմամբ տրանզիստորների աշխատանքի համար:



Նկ.2.22. Առաջարկվող մեթոդով և առանց դրա կիրառման ստացված արդյունքների համեմատությունը

Այս մեթոդը կիրառելիս անհրաժեշտություն չի առաջանում՝ հաշվի առնելու արտադրման տեխնոլոգիական գործընթացների շեղումները, քանի որ թվային, ոչ բարձր ճշտություն պահանջող համակարգը չի առաջացնում այնպիսի խնդիրներ, ինչպիսիք են կոնդենսատորների ունակության արժեքների շեղումները, դրա հետևանքով առաջացող ժամանակային և այլ պարամետրերի շեղումները, և որպես արդյունք՝ արհեստական բեռով անցնող հոսանքի արժեքների տատանումները որոշիչ չեն դառնում: Մեթոդը կիրառելի է նաև այն դեպքերում, երբ լարման կայունարարի ելքային հոսանքն ավելին է, քան դիտարկված 20*մԱ*-ը: Այդ դեպքերում հարկավոր է մեծացնել զուգահեռ ճյուղերի քանակը՝ ստանալու համար տրված հոսանքին համարժեք արհեստական դիմադրության արժեքը:

Լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող ելքային լարման թռիչքների նվազեցման միջոցով լարման աղբյուրների կայունության բարձրացմանն ուղղված առաջարկվող երկու մեթոդների դեպքում էլ լուծվում են առաջադրված խնդիրները: Ի տարբերություն առաջին մեթոդի՝ երկրորդը պահանջում է ԻՍ-ի մոտավորապես 10 անգամ փոքր մակերեսի զբաղեցում, սակայն նրա իրականացման համար պահանջվում է սինքրոազդանշանի առկայություն: Այն համակարգերում, որտեղ սինքրոազդանշան չկա, կամ բարձր հաճախությամբ սինքրոազդանշանների ձևավորումն իրականացվում է ոչ թե կայուն հենակային ցածրհաճախականային գեներատորի և փուլային ինքնաենթալարման համակարգերի կիրառմամբ, այլ ներքյուրեղային ոչ կայուն սինքրոազդանշանների գեներատորների հիման վրա, կիրառելի է առաջին մեթոդը, հակառակ դեպքում՝ առաջարկվող երկրորդ մեթոդը ապահովում է ավելի բարձր արդյունավետություն: Հզորության ծախսի տեսանկյունից երկուսն էլ կիրառելի են, քանի որ ելքային հոսանքը կարճ ժամանակում զրոյացնելուց հետո երկու սխեմաներն էլ դադարում են հոսանք սպառել: Աղ. 2.2-ում ամփոփված են երկու մեթոդների համեմատության արդյունքները:

Աղյուսակ 2.2

2.2 և 2.3-ում առաջարկվող մեթոդների համեմատությունը

Պարամետրի անվանումը	**Առաջին մեթոդի կիրառմամբ**	**Երկրորդ մեթոդի կիրառմամբ**
Լարման թռիչքը (*մՎ*)	27	28
Սպառվող ստատիկ հոսանքը (*մկԱ*)	0,5	1,1
ԻՍ-ում լրացուցիչ սխեմայի զբաղեցրած մակերեսը (*մ*^{2})	$3*10^{-9}$	$0,8*10^{-9}$

2.4.ԿՄՕԿ ինտեգրալ սխեմաների Ը/Հ հանգույցներում հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման սխեման

Ժամանակակից ներբյուրեղային հոսանքի աղբյուրների կայունությունը, ինչպես ցույց տրվեց 1.3.3-ում, չի գերազանցում 75%-ը՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ կիսահաղորչային ռեզիստորները ավելի բարձր կայունություն չեն ապահովում:

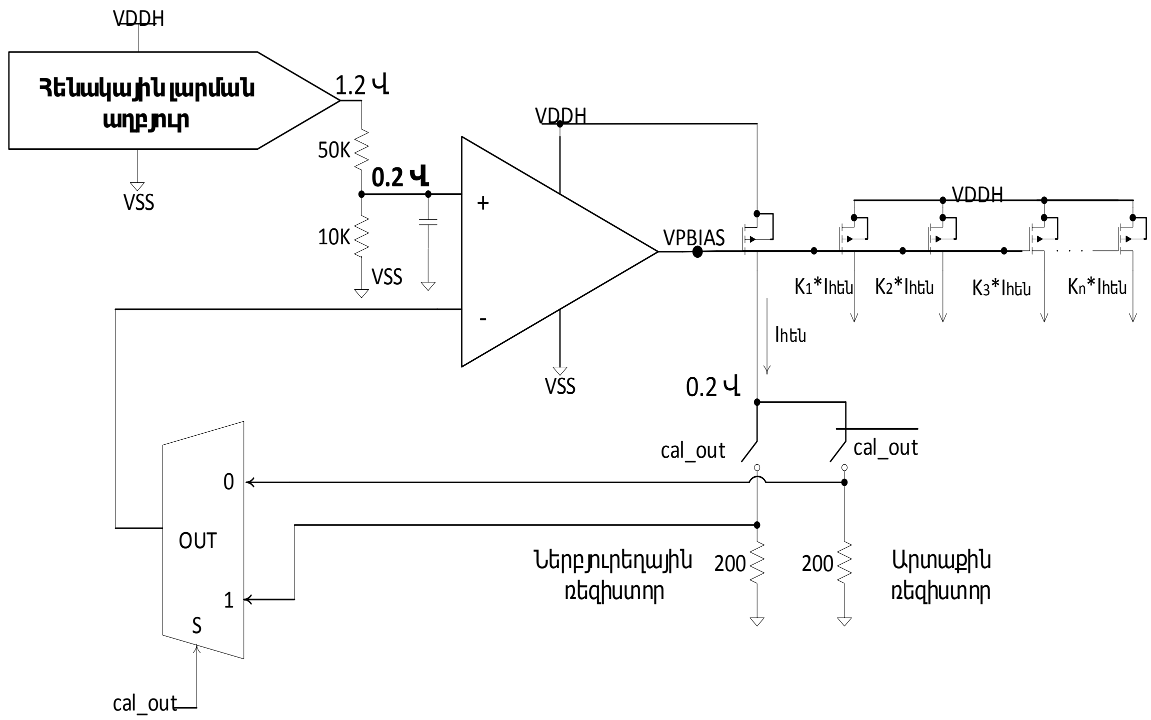
Վերոնշյալից հետևում է, որպես լուծման տարբերակ կարող է հանդիսանալ նոր սխեմայի մշակումը՝ միտված այդ ռեզիստորների կայունության բարձրացմանը: Որպես խնդրի լուծման հնարավոր միջոց կարող է լինել ներբյուրեղային ռեզիստորների փոխարինումը արտաքին տարրերով, որոնց կայունությունը հասնում է մինչև 0,001%-ի [83]: Արդյունքում՝ կարելի է անտեսել ռեզիստորի շեղումները և հոսանքի աղբյուրի կայունությունը հասցնել հենակային լարման աղբյուրի կայունության չափին՝ 1,3%-ին: Սակայն այս եղանակի կիրառումը ենթադրում է ԻՍ-ի մուտք-ելք հանգույցների մեկով ավելացում՝ պայմանավորված արտաքին ռեզիստորը հոսանքի աղբյուրի հենակային տրանզիստորի արտաբերին միացնելու անհրաժեշտությամբ: Նոր Մ/Ե հանգույցի ավելացումը առաջ կբերի ինչպես ԻՍ-ի ինքնարժեքի բարձրացում [84], այնպես էլ էլեկտրաստատիկ պաշտպանության ապահովման հետ կապված խնդիրներ [85]: Բացի վերոնշյալ խնդիրներից, ժամանակակից ԻՍ-երը նախագծվում են որոշակի ստանդարտներով, և լրացուցիչ հանգույցների ավելացումը շատ հաճախ պատվիրատուների կողմից չի թույլատրվում [86-87]: Հետևաբար, այն սխեմաներում, որտեղ արտաքին կայուն ռեզիստորներ օգտագործված չեն, հոսանքի աղբյուրների կայունության ավելի բարձր ցուցանիշ, քան 75%-ն է, ապահովելն անհնար է:

Այլ է պատկերն այն սխեմաներում, որտեղ ԻՍ-ի որոշակի հանգույցները միացված են տպասալի վրա առկա կայուն ռեզիստորների: Այս նպատակով առաջարկվում է արտաքին կայուն ռեզիստորի կիրառմամբ հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման եղանակը կիրառել ներկայումս լայն տարածում գտած և առաջատար ընկերությունների, այդ թվում՝ «Սինոփսիսի» կողմից նախագծվող Ը/Հ հանգույցներում: Այսպիսի Ը/Հ հանգույցների օրինակներ են համապիտանի հաջորդական դողը (ՀՀԴ) [87-94], կրկնակի արագությամբ օպերատիվ հիշողության [95-103] և բարձրորակ տեսաազդանշանի Ը/Հ հանգույցները [104-105] և այլն: Նման համակարգերում տեղեկույթի փոխանակման բարձր արագության հետևանքով մի համակարգի հաղորդիչը մյուսի ընդունիչին կապող գիծը երկար գիծ է և պահանջում է լուծել համաձայնեցման առնչվող խնդիրներ [106-108]: Ժամանակակից ԻՍ-երը բաղկացած են մի քանի Ը/Հ հանգույցներից, իսկ հաղորդիչների ելքային դիմադրությունները և ընդունիչների մուտքային դիմադրությունները կարգաբերվում են ոչ թե առանձին արտաքին ռեզիստորների, այլ՝ մի ռեզիստորի միջոցով [106-108]: Յուրաքանչյուր Ը/Հ հանգույցում առկա են դիմադրությունների ներբյուրեղային ավտոմատ համաձայնեցման սխեմաներ [106-108]:

Ներկայումս գործում են այդ հանգույցների կարգաբերման երկու մեխանիզմներ, որոնցից առաջինի դեպքում բոլոր ընդունիչները և բոլոր հաղորդիչները հաջորդաբար կարգաբերվում են մեկ անգամ, տեղեկույթի հաղորդումը և ստացումը սկսելուց առաջ, իսկ երկրորդի դեպքում կարգաբերումն իրականացվում է պարբերաբար: Առաջին դեպքում կարգաբերումն ավարտվելուց հետո համաձայնեցման սխեման տեղեկույթի հաղորդման և ընդունման ողջ ընթացքում մնում է անջատված: Երկրորդ դեպքում այդ սխեման պարբերաբար միանում է, և կատարվում է դիմադրության կարգաբերում:

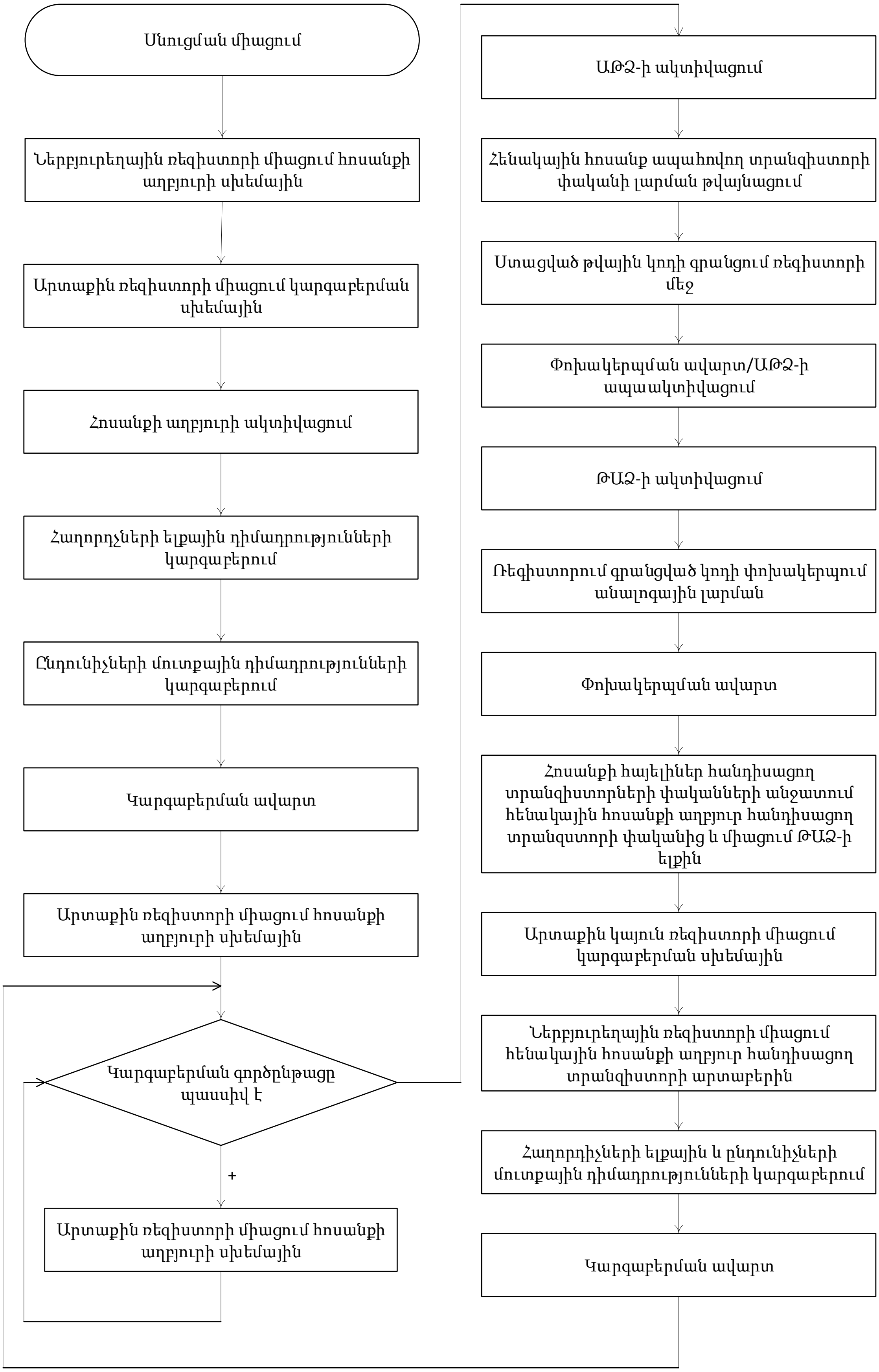
Առաջարկվող լուծման կիրառումը մեկ անգամ կարգաբերվող հանգույցներում իրականացվում է բավականանին պարզ եղանակով. կարգաբերումն ավարտվելուց հետո cal_out ազդանշանն ընդունում է տրամաբանական ‘0’ արժեք, և արտաքին կայուն ռեզիստորը, որը դիմադրությունների համաձայնեցման գործընթացում միացված էր համաձայնեցման սխեմային, անջատվում է դրանից և միացվում հոսանքի աղբյուրի սխեմային (նկ. 2.23): Ռեզիստորի դիմադրության արժեքի 200*Օմ*-ի ընտրությունը պայմանավորված է ներկայումս լայն կիրառում գտած ՀՀԴ ստանդարտում [87-94] նրա արժեքով: Արդյունքում՝ հենակային հոսանքը հավասարվում է 1*մԱ*-ի: Մուլտիպլեքսորի տեղակայումը մշակված սխեմայում ապահովում է բանալիների դիմադրությունների չեզոքացումը, քանի որ ՕՌւ-ի մուտքային հոսանքը գործնականում հավասար է զրոյի: Այս մոտեցման կիրառումը պայմանավորված է նրանով, որ առանց մուլտիպլեքսորի տեղակայման՝ ԿՄՕԿ բանալիների դիմադրությունների շեղումները՝ պայմանավորված արտաքին միջավայրի ջերմաստիճանի փոփոխություններով կամ տեխնոլոգիական շեղումներով, կհանգեցնեն հենակային հոսանքի արժեքի փոփոխման, և ստացված արդյունքները, ըստ էության, չեն տարբերվի դասական եղանակով նախագծված հոսանքի աղբյուրի սխեմայի կիրառմամբ ստացվածներից: Հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ լարման կայունարարները և հենակային լարման աղբյուրները, որոնք կազմում են հոսանքի աղբյուրների հիմնական ենթահանգույցները, պահանջում են հաստատման երկար ժամանակ՝ դրանք աշխատանքային ռեժիմին մոտեցնելու համար հոսանքի հենակային աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի արտաբերը միացվում է բազմաբյուրեղ սիլիցիումից ստացված ոչ ճշգրիտ, սակայն տիպային պայմաններում արտաքին ճշգրիտ ռեզիստորի դիմադրությանը հավասար ռեզիստորին: Այսպիսով հնարավորություն է ստեղծվում՝ կարճ ժամանակում հոսանքի աղբյուրը բերելու կայուն աշխատանքային ռեժիմի: Իսկ կարգաբերման ընթացքում հոսանքի աղբյուրների շեղումները ընդունելի են, քանի որ այդ փուլում Ը/Հ հանգույցների հիմնական ենթահանգույցները պասիվ են, և տվյալների փոխանցումը դադարեցված է:

Այսպիսի հոսանքի աղբյուրի կայունությունը մոտ է հենակային լարման աղբյուրի կայունությանը, որը կազմում է 1,3% և մոտավորապես 20 անգամ ավելի բարձր է, քան ներկայումս կիրառվող հոսանքի աղբյուրներինը [55-62]:



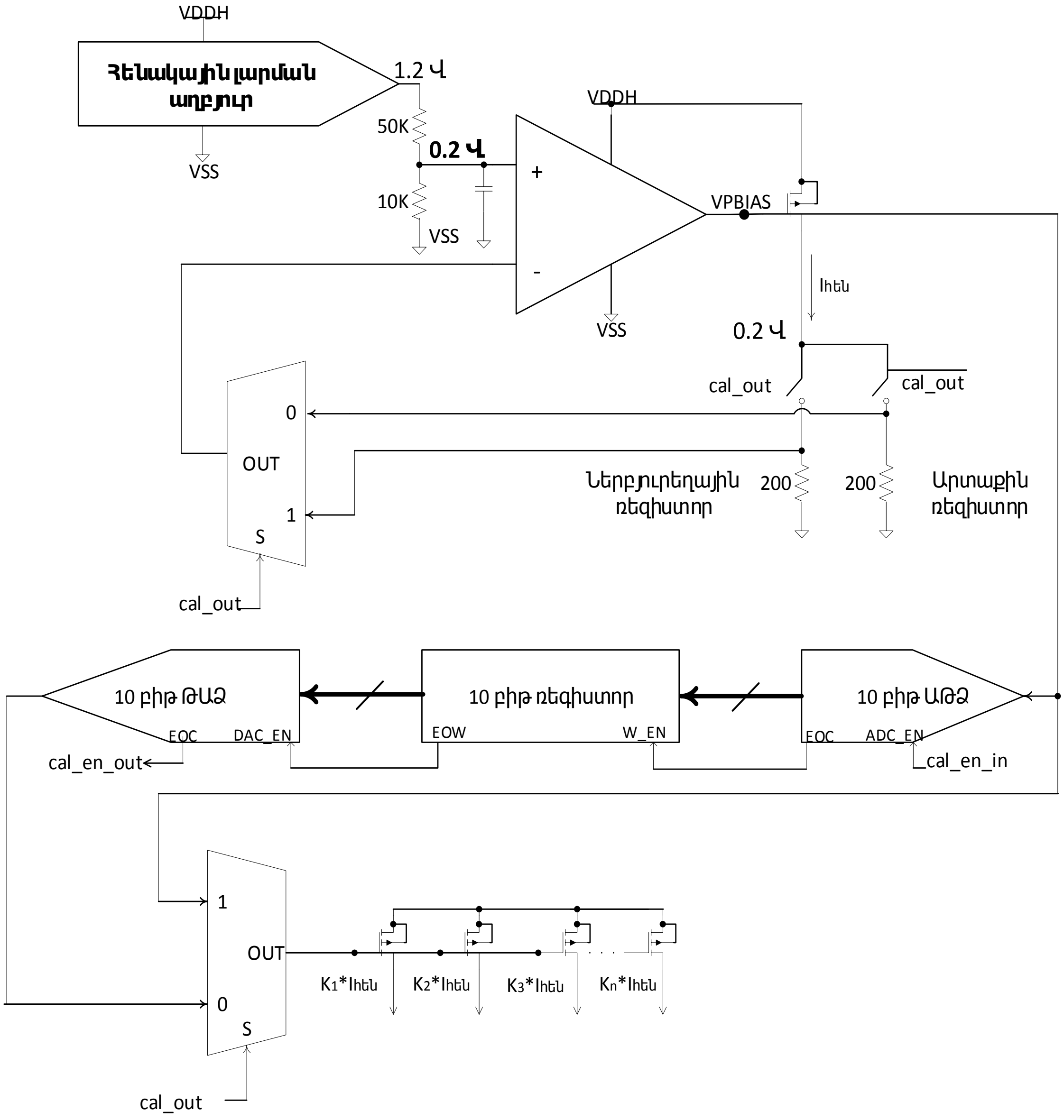
Նկ.2.23. Արտաքին կայուն ռեզիստորի կիրառմամբ հոսանքի աղբյուրի սխեման

Երկրորդ եղանակով կարգաբերվող Ը/Հ հանգույցներում խնդիրն ավելի բարդ է, քանի որ տեղի է ունենում cal_en_out ազդանշանի պարբերաբար փոխանջատում: Խնդիր է առաջանում՝ կիրառելու առաջարկվող եղանակը նաև այսպիսի սխեմաներում: Խնդիրը լուծելու համար մշակվել է ալգորիթմ (նկ. 2.24), որի նպատակն է կարգաբերման ընթացքում հնարավորություն ստեղծել՝ պահպանելու մշակված հոսանքի աղբյուրի կայունությունը: Ալգորիթմի սկզբում ներբյուրեղային ոչ կայուն ռեզիստորը միացվում է հոսանքի աղբյուրի սխեմային: Զուգահեռաբար սկսվում են հոսանքի աղբյուրի միացման, նրա ելքային լարման արժեքի հաստատման ու Ը/Հ հանգույցների դիմադրությունների կարգաբերման գործընթացները: Քանի որ կարգաբերման գործընթացում տեղեկույթի փոխանցում չի իրականացվում, Ը/Հ հանգույցներում հոսանքի աղբյուրների բարձր կայունություն չի պահանջվում: Կարգաբերման ավարտից հետո հոսանքի աղբյուրի սխեմայում կատարվում է ներբյուրեղային ռեզիստորի փոխարինում արտաքին ռեզիստորով, որը մնում է միացված այնքան ժամանակ, քանի դեռ կարգաբերման հաջորդ գործընթացը չի սկսվել: Կարգաբերման հաջորդ գործընթացի սկիզբն ազդարարող ազդանշանի ստացումից հետո ակտիվացվում է ԱԹՁ-ն, որը թվայնացնում է հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորների փականների լարումը: Վերջինը ձևավորվել էր բացասական հետադարձ կապի շղթայում անհրաժեշտ հոսանքի արժեքը ստանալու պայմանից: Ձևափոխումն ավարտելուց հետո թվային կոդը գրանցվում է ռեգիստրի մեջ, և անջատվում է ԱԹՁ-ի սխեման: Այնուհետև ռեգիստրում գրանցված կոդը կիրառվում է ԹԱՁ-ի մուտքին: Ստացվում է տրանզիստորների փականի լարմանը հավասար անալոգային լարում, որի ճշտությունը պայմանավորված է ԱԹՁ-ԹԱՁ համակարգի կարգայնությամբ: Հոսանքի աղբյուր հանդիսացող բոլոր տրանզիստորների փականները, բացառությամբ հենակային հսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի փականի, միացվում են ԹԱՁ-ի ելքին: Արդյունքում այդ տրանզիստորների ապահոված հոսանքների արժեքները մնում են կայուն՝ մինչև կարգաբերման ավարտը: Հենակային տրանզիստորը մնում է միացված ՕՈւ-ի ելքին, նրա արտաբերին որպես բեռ միացված արտաքին ռեզիստորը փոխարինվում է տիպային դեպքում արժեքով արտաքին դիմադրությանը հավասար ներբյուրեղային ռեզիստորով, որպեսզի բացասական հետադարձ կապի շղթայում բացառվեն կայունության հետ կապված խնդիրները: Համաձայնեցման սխեման դիմադրության ճշգրտման ավարտից հետո cal_out ազդանշանի ′0′ կարգմամբ ազդարարում է կարգաբերման գործընթացի ավարտը, որից հետո կայուն արտաքին դիմադրությունը կրկին միացվում է հոսանքի աղբյուրի սխեմային: Հաշվի առնելով այն փաստը, որ ժամանակակից Ը/Հ սխեմաներում արտաքին ռեզիստորի դիմադրությունը տատանվում է մի քանի հարյուր օհմի շրջանակներում, խնդիր է առաջանում այդ դիմադրությանը կիրառելու հնարավորինս ցածր լարում՝ հենակային հոսանքի արժեքի նվազեցման նպատակով: Մյուս կողմից՝ լարման կայունարարի մուտքային աշխատանքային տիրույթը պահանջում է առնվազն 150÷200*մՎ* լարում: Վերոգրյալը հաշվի առնելով՝ հենակային լարման աղբյուրի 1,2*Վ* ելքային արժեքը հարկավոր է բաժանել լարման բաժանիչի միջոցով՝ 1:5 հարաբերակցությամբ և կայունարարի մուտքում կիրառել 200*մՎ* լարում: Արդյունքում՝ հենակային հոսանքի արժեքը, որն ըստ էության կարելի է համարել կորստի հոսանք, հավասարվում է 1*մԱ*-ի: Սա մի կողմից՝ բարձր ցուցանիշ է՝ համեմատած լարման կայունարարի կամ հենակային լարման աղբյուրի ներքին հոսանքների հետ, որոնք չեն գերազանցում մի քանի հարյուր *մկԱ*-ն, սակայն մյուս կողմից՝ ԻՍ-ում ապահովվում է կայուն հոսանքի աղբյուրի առկայությունը: Այս դեպքում անհրաժեշտություն չի առաջանում հոսանքի բոլոր աղբյուրների արժեքները, որոնք կիրառված են օպերացիոն կամ դիֆերենցիալ ուժեղարարներում, միակասկադ և բազմակասկադ ուժեղարարներում, համեմատիչներում կամ այլ անալոգային համակարգերում, մեծացնելու այնքան, որ տեխնոլոգիական շեղումների հետևանքով արտադրված SS տիպի տրանզիստորներով անցնի պահանջվող նվազագույն հոսանքը, դրա հետևանքով տիպային կամ արագագործ սխեմաներում որպես արդյունք ունենալով հոսանքի մի քանի անգամ տարբերություններ դանդաղագործ տրանզիստորներով դեպքերի համեմատ: Ուստի առաջարկվող մոտեցումը կայունացնում է Ը/Հ հանգույցների կողմից սպառվող հոսանքների արժեքները՝ մի դեպքում մեծացնելով դրանք, մյուս դեպքում՝ փոքրացնելով՝ տիպային դեպքում այս հանգույցերում մոտեցնելով գումարային հոսանքի արժեքին:



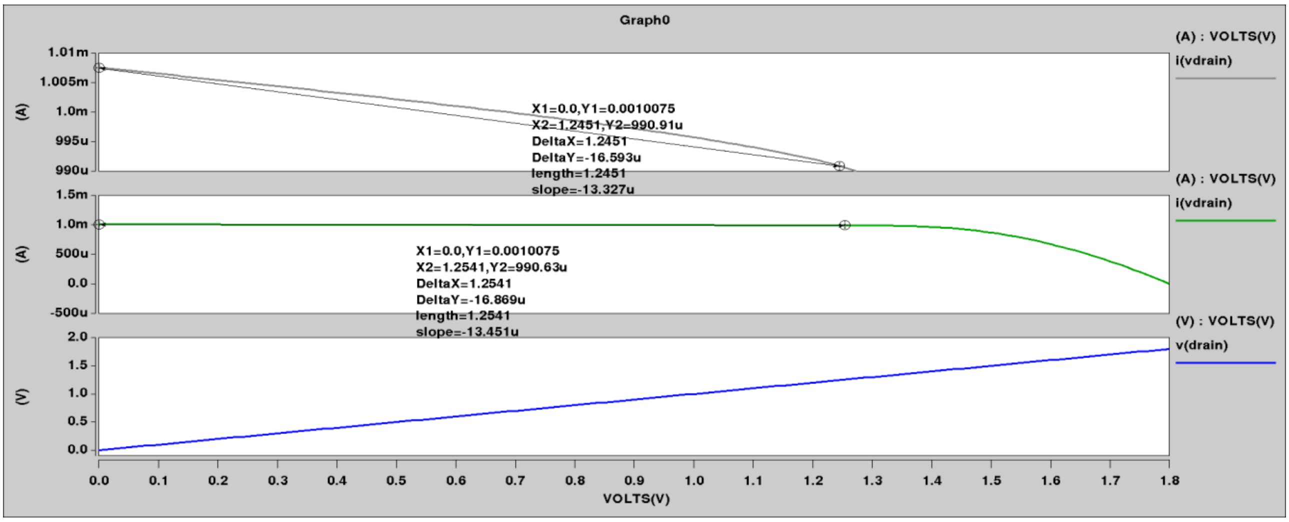
Նկ.2.24. Պարբերաբար կարգաբերվող դիմադրությամբ Ը/Հ հնագույցներում հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մշակված ալգորիթմը

Ալգորիթմի իրականացման համար մշակված սխեմայում (նկ. 2.25) օգտագործված են նախորդ եղանակում նշված, հոսանքի աղբյուրի կայունությունը բարձրացնող եղանակները: Միաժամանակ ընտրվել են տասկարգանի ԱԹՁ-ԹԱՁ համակարգեր, որոնց միջոցով հոսանքի հնարավոր շեղման չափը չի գերազանցում 1%-ը: Վերջինս գումարվելով հենակային լարման աղբյուրի շեղման 1,3% չափին, հնարավորություն է ստեղծում՝ ապահովելու հոսանքի աղբյուրի կայունության 97,7% նվազագույն ցուցանիշ: Ընդ որում, կարգաբերման ավարտից հետո, երբ արտաքին դիմադրությունը կրկին միացվում է հոսանքի աղբյուրի սխեմային, ԱԹՁ-ԹԱՁ համակարգի սխալանքը դուրս է մղվում, և հոսանքի աղբյուրի կայունությունը բարձրանում է և հասնում 98,7%-ի:



Նկ.2.25. Պարբերաբար կարգաբերվող դիմադրությամբ Ը/Հ հնագույցներում հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մշակված սխեման

Սխեմայի ճշտությունը չնվազեցնելու համար անհրաժեշտ է հոսանքի աղբյուր հանդիսացող հագեցած տրանզիստորների հոսքուղիների երկարություններն ընտրել այնքան մեծ, որ հոսքուղու մոդուլյացիայի երևույթը հնարավոր լինի անտեսել: Նմանակման արդյունքները ցույց են տվել, որ 0,8*մկմ* հոսքուղու երկարությամբ տրանզիստորում հոսքուղու մոդուլյացիայի հետևանքով հոսանքի շեղման չափը կազմում է 1% (նկ. 2.26): Համարելով այս անճշտության չափը որպես համակարգային սխալը բնութագրող մեծություն և գումարելով մինչ այժմ եղած անճշտության չափին՝ կարելի է ապահովել առաջարկվող հոսանքի աղբյուրի կայունության 96,7% և 97,7% ցուցանիշներ՝ համապատասխանաբար կարգաբերման ընթացքում և դրա ավարտից հետո:



Նկ.2.26. SAED 14nm FinFet տեխնոլոգիայում 0,8մկմ հոսքուղու երկարությամբ տրանզիստորում մոդուլյացիայի երևույթը

Աղ. 2.3-ում ամփոփված են դասական եղանակով և առաջարկվող սխեմայի կիրառմամբ մշակված հոսանքի աղբյուրների տվյալները: Ինչպես հետևում է արդյունքներից, սխեմայի ներդրումը մեկ անգամ կարգաբերվող Ը/Հ համակարգերում գործնականում չի հանգեցնում է ԻՍ-ի մակերեսի մեծացման, իսկ պարբերաբար կարգաբերվող ԻՍ-երինը մեծացնում է $2600*10^{-12}$*մ²*-ով: Մակերեսի այսպիսի մեծացումը կարելի է անտեսել, քանի որ դասական եղանակով նախագծելու դեպքում պահանջվում է մեծացնել յուրաքանչյուր հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի չափերը 25%-ով՝ ապահովելու համար հոսանքի նվազագույն արժեքը, երբ ներբյուրեղային ռեզիստորները շեղված են դեպի տեխնոլոգիական res_h կողմը:

Աղյուսակ 2.3

Հոսանքի աղբյուրի դասական և առաջարկվող մեթոդներով մշակման արդյունքները

Պարամետրի անվանումը	**Դասական եղանակի կիրառմամբ**	**Առաջարկվող սխեմայի կիրառմամբ**
Հենակային հոսանքի կայունությունը (%)	75%	97,7%
Տրանզիստորներով անցնող հոսանքի կայունությունը (%)	74%	96,7%
ԻՍ-ում լրացուցիչ սխեմայի զբաղեցրած մակերեսը ($մ^2$)	0	$2{,}6 \cdot 10^{-9}$

Եզրակացություններ

1. Առաջարկվել է ինտեգրալ սխեմաների կապազերծող կոնդենսատորների ձևավորման եղանակ, որում ավանդական ՄՕԿ և մետաղական շերտերով ՄՕՄ կառուցվածքների համատեղման շնորհիվ էապես բարելավվել են դրանց հիմնական պարամետրերը՝ մոտավորապես 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսը, և միաժամանակ նվազել է ունակության արժեքի կախվածությունը տեխնոլոգիական գործընթացից, շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանի և սնման լարման տատանումներից:
2. Մշակվել է անալոգային ինտեգրալային լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդ, որում որպես արհեստական բեռի՝ ՄՕԿ տրանզիստորի ընդգրկման շնորհիվ ապահովվել է անկայունությունը բնութագրող այդ պարամետրի՝ մինչև 7 անգամ նվազեցում՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի՝ $3*10^{-9}մ^2$-ն չգերազանցող արժեքով մեծացման հաշվին:
3. Ստեղծվել է խառը ազդանշանային ինտեգրալային համակարգերում օգտագործվող լարման կայունարարներում լարման թռիչքների փոքրացման մեթոդ, որում թվային ղեկավարմամբ բեռի կիրառման շնորհիվ հաջողվել է դրա արժեքը 200*մՎ*-ից հասցնել 28*մՎ*-ի՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի չնչին՝ $0,8*10^{-9}մ^2$-ն չգերազանցող մեծացման հաշվին:
4. Առաջարկվել է ինտեգրալային ընդունիչ-հաղորդիչ սխեմաներում կիրառվող հոսանքի աղբյուրի սխեմա, որում արտաքին ճշգրիտ ռեզիստորի և հենակային լարման աղբյուրի համատեղ կիրառմամբ՝ ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցների հոսանքի արժեքի կայունությունը մեծացել է առնվազն 20%-ով՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի մակերեսի՝ ընդամենը $2,6*10^{-9}մ^2$-ով մեծացման հաշվին:

ԳԼՈՒԽ 3. ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐՈՒՄ ԼԱՐՄԱՆ ԵՎ ՀՈՍԱՆՔԻ ԱՂԲՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ՄԻՋՈՑԻ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ

Առաջարկվող մեթոդների և սխեմատեխնիկական լուծումների իրականացման, ավտոմատացման միջոցով դրանց արդյունավետության բարձրացման նպատակով ստեղծվել է PowerIC ծրագրային միջոցը, որն ԻՍ-երի նախագծման գործընթացը դարձնում է ավելի դյուրին և պակաս ժամանակատար:

Ծրագրային միջոցն իրագործված է MS Visual Studio .NET-2010 միջավայրում, tcl և perl սկրիպտավորման լեզուների կիրառմամբ, և կողմնորոշված է Windows օպերացիոն համակարգերին: Ծրագրային գործիքի աշխատանքը հիմնված է «Սինոփսիս» ընկերության Galaxy Custom Designer [80] և HSPICE [52] ծրագրային գործիքների վրա:

3.1. Լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման ծրագրային միջոցի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը

Ծրագրային միջոցը բաղկացած է չորս ենթահամակարգերից: Առաջին ենթահամակարգը՝ PowerIC Decap Calculator-ը, հնարավորություն է տալիս կատարելու կապազերծող կոնդենսատորների անհրաժեշտ ունակության հաշվարկ՝ թույլատրելով այն տեղաբաշխել նախագծողի կողմից մուտքագրված ԻՍ-ի ազատ մակերեսի վրա: Ունակության հաշվարկն իրականացվում է՝ հաշվի առնելով կապազերծող կոնդենսատորների նախագծման առկա և առաջարկվող եղանակները, ինչն իր հերթին բարձրացնում է առաջարկվող միջոցի ճկունությունը: Մյուս կարևոր խնդիրը, որը լուծվում է առաջարկվող PowerIC ծրագրային միջոցի կիրառմամբ, լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող լարման թռիչքների նվազեցմանը միտված արհեստական բեռի հաշվարկն է: Ընդ որում՝ ծրագրային միջոցը ներառում է վերոնշյալ խնդրի լուծմանը միտված և Գլուխ 2-ում առաջարկված երկու լուծումները: Կախված ներդրման պայմաններից՝ նախագծողը կարող է որոշել, թե ո՞ր մեթոդի կիրառումն է հասանելի իրեն՝ առաջադրված տեխնիկական առաջադրանքը բավարարելու համար: Ըստ այդմ, մշակվել են երկու ծրագրային լուծումներ: Վերջին հարցը, որը լուծվում է առաջարկվող ծրագրային միջոցի օգնությամբ, ԻՍ-երում հենակային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի չափերի հաշվարկն է, որի արդյունքում դրա հոսքուղու երկարությունը և լայնությունը որոշվում են այնպես, որ ԻՍ-ում այն զբաղեցնի նվազագույն մակերես ՝ չխախտելով տրանզիստորի հագեցման ռեժիմում գտնվելու և հոսքուղու մոդուլյացիայի հետևանքով հոսանքի ավելի փոքր, քան 1% շեղման պայմանները:

3.2. Լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման ծրագրային միջոցի հնարավորությունները

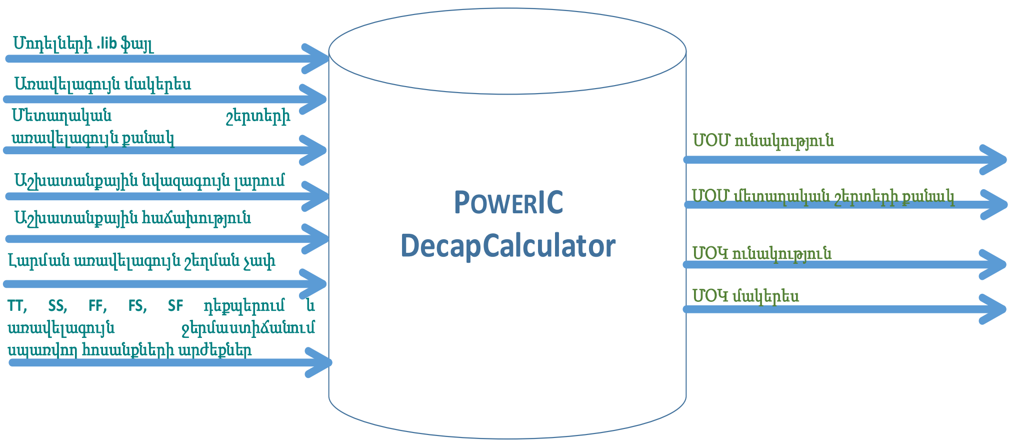
Գլուխ 2-ում առաջարկվող լուծումների ներդրմամբ լարման և հոսանքի աղբյուրների նախագծումը ժամանակատար է՝ հաշվի առնելով սխեմաների անալոգային կամ խառը ազդանշանային բնույթը և դրանով պայմանավորված՝ բազմակի իտերացիաների անհրաժեշտությունը: Միաժամանակ, առաջարկված լուծումները անկախ են տեխնոլոգիական գործընթացներից, հետևաբար, դրանց ներդրման համար պահանջվում է ապահովել միայն տեխնոլոգիական գործընթացը բնութագրող տվյալների, հաշվարկվող համակարգերի սխեմատեխնիկական նկարագրության, ինչպես նաև առաջադրվող տեխնիկական պահանջների առկայությունը:

Առաջարկվող ծրագրային միջոցը հնարավորություն է տալիս նախագծողներին կատարելու դրանց արագ և արդյունավետ հաշվարկ:

3.2.1. PowerIC ծրագրային միջոցի Decap Calculator ենթահամակարգի կիրառմամբ կապազերծող կոնդենսատորների ունակության հաշվարկի իրականացումը

PowerIC ծրագրային միջոցի Decap Calculator ենթահամակարգի ներդրումը ԻՍ-երի նախագծման գործընթացում հնարավորություն է տալիս նախագծման վաղ փուլերում, երբ ԻՍ-ի ֆիզիկական նախագիծը չի հասցվել իր վերջնական ավարտին, սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքում ստացված հոսանքների արժեքների հիման վրա կատարել կապազերծող կոնդենսատորների ունակությունների և ԻՍ-ում դրանց համար անհրաժեշտ մակերեսների հաշվարկ:

Ունակությունների հաշվարկի համար ծրագրային միջոցում ներմուծվում են մուտքային տվյալները (նկ. 3.1), որոնք հետագայում օգտագործվում են մաթեմատիկական հաշվարկներում, և ծրագրի միջոցով որպես արդյունք արտածվում են ՄՕՄ և ՄՕԿ կոնդենսատորների ունակությունների արժեքները, ԻՍ-ում դրանց զբաղեցրած մակերեսները, ՄՕՄ կոնդենսատորի անհրաժեշտ մետաղական շերտերի քանակը:



Նկ.3.1. PowerIC ծրագրային միջոցի Decap Calculator ենթահամակարգի մուտքային տվյալները և հաշվարկվող պարամետրերը

Մուտքային տվյալներից առաջինը .lib ֆայլն է, որը պարունակում է տրված տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխան կիրառվող տրանզիստորների, ռեզիստորների, դիոդների և այլ տարրերի տիպային, արագագործ և դանդաղագործ SPICE մոդելները: Մոդելները պարունակում են տվյալներ նաև շրջապատող միջավայրի ջերմաստիճանից և կիրառված լարման արժեքից այդ տարրերի տարբեր պարամետրերի կախվածության վերաբերյալ:

Հաջորդ պարամետրը, որին պետք է բավարարի ծրագրային միջոցի հաշվարկի արդյունքում ստացվող կոնդենսատորը, ԻՍ-ում զբաղեցրած առավելագույն մակերեսն է: Տրված մակերեսում չտեղավորվելու դեպքում ծրագիրը հաղորդում է խնդրի լուծման անհնարինության մասին, ինչպես նաև տալիս է տեղեկություն այն մասին, թե որքան է տրված մակերեսում ունակության չափը, և որքան՝ անհրաժեշտ արժեքի չափը, որում հնարավոր կլինի ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների համատեղ կիրառմամբ եղանակի ներդրման արդյունքում նախագծել պահանջվող կոնդենսատորը:

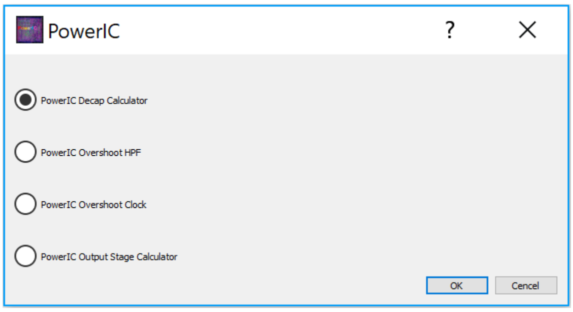
ԻՍ-ում միջմիացումները կատարվում են ինչպես բարձր մետաղական շերտերով, այնպես էլ ցածր: Հետևաբար, ՄՕՄ կառուցվածքով նախագծման համար անհրաժեշտ է նախօրոք մուտքագրել ազատ մետաղական շերտերի ցուցակը, որոնցով թույլատրվում է նախագծել կապազերծող կոնդենսատորը:

Ինչպես նշվեց Գլուխ 1-ում, ՄՕԿ կոնդենսատորների ունակության արժեքը կախված է տրանզիստորի փականի և ակունքի միջև կիրառված լարման արժեքից: Ուստի ունակության ճշգրիտ հաշվարկի համար անհրաժեշտ է ներմուծել կիրառված լարման հնարավոր ամենափոքր արժեքը՝ պայմանավորած խնդրի դրվածքով, որի դեպքում այն կլինի նվազագույնը, և կբացառվի պահանջվածից ավելի փոքր ունակությամբ կոնդենսատորի նախագծման հնարավորությունը:

Ունակության ճշգրիտ հաշվարկի համար անհրաժեշտ է ներմուծել նաև աշխատանքային հաճախության արժեքը, քանի որ որքան բարձր է այն, այնքան բարձր է նաև սնման դողերում աղմուկների առկայության հավանականությունը: Մյուս ներմուծվող պարամետրը, որի փոքրացմանն է միտված կապազերծող կոնդենսատորների կիրառումը, լարման թույլատրելի առավելագույն շեղման չափն է: Վերջինս սահմանվում է տեխնիկական առաջադրանքում և հանդիսանում է ԻՍ-երի կայունության կարևորագույն ցուցանիշ: Վերոնշյալ պարամետրերից զատ ներմուծվում են նաև տեխնոլոգիական բոլոր հնարավոր դեպքերում, բարձր ջերմաստիճանում ԻՍ-ի տրված հատվածով անցնող հոսանքների արժեքները, որոնց հիման վրա կատարվում է ունակության ստացված արժեքի և բոլոր դեպքերում անհրաժեշտ արժեքների հետ համեմատություն: Բարձր ջերմաստիճանում ստացված տվյալների մուտքագրման պայմանն առաջադրվում է այն հիմնավորմամբ, որ այդ դեպքում ԻՍ-ի բոլոր հանգույցներով անցնող հոսանքներն ընդունում են առավելագույն արժեքներ:

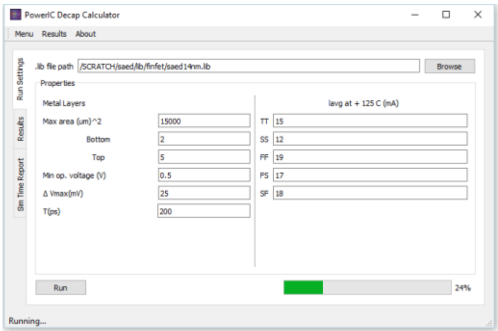
Ծրագիրն ակտիվանում է Windows օպերացիոն համակարգում համապատասխան հղման ակտիվացմամբ: Բացվում է PowerIC ծրագրային նշանը (նկ. 3.2), այնուհետև՝ ենթահամակարգերի ընտրման պատուհանը: Ներկայացված 4 ենթահամակարգերից ընտրվում է PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգը (նկ. 3.3):

Նկ.3.2. PowerIC ծրագրային նշանը



Նկ.3.3. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի ակտիվացումը

PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգում ներմուծվում են մուտքային տվյալները (նկ. 3.4), որից հետո սեղմվում է RUN կոճակը: Մուտքային տվյալներից որևէ մեկի բացակայության պարագայում RUN կոճակը չի ակտիվանում:



Նկ.3.4. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգում տվյալների ներմուծման պատուհանը

Ծրագիրը, մշակված ալգորիթմին (նկ. 3.5) համապատասխան, կատարում է ունակության հաշվարկ, որի ընթացքում կիրառվում է «Սինոփսիս» ընկերության HSPICE ծրագրային միջոցը: Հաշվարկը կատարվում է ըստ (3.1-3.2)-ի, յուրաքանչյուր տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխանող .lib ֆայլում ներառված տվյալների հիման վրա:

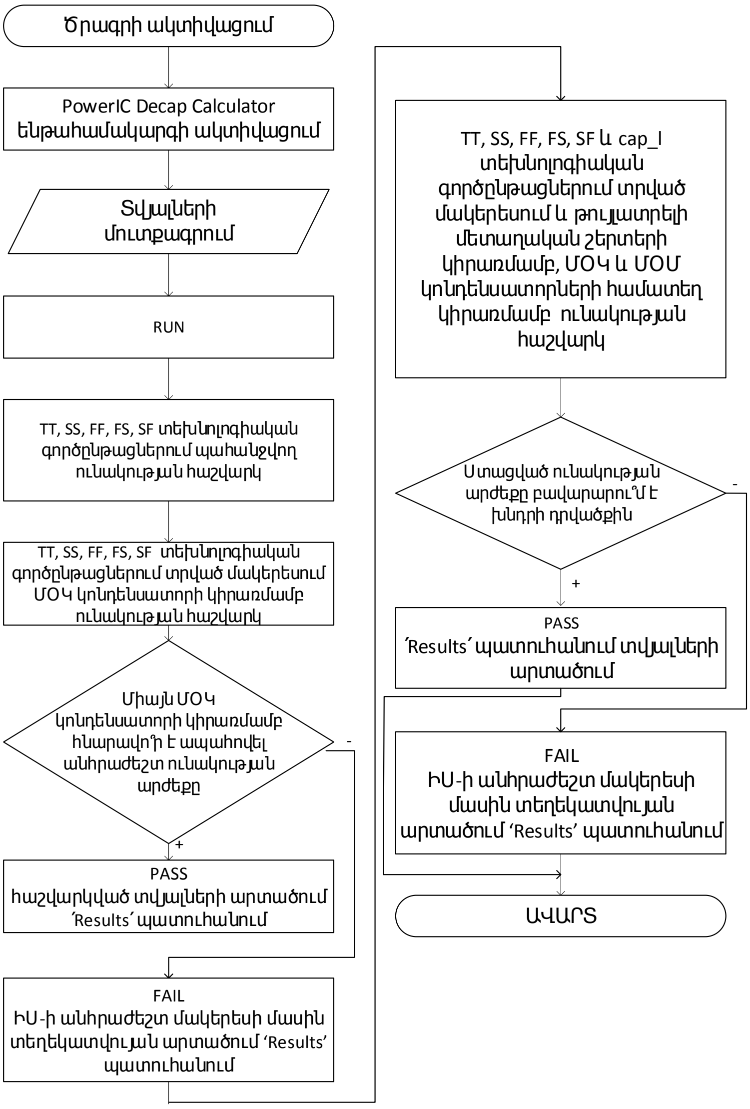
$$dU = \frac{1}{C} * \int_0^T i * dt, \qquad (3.1)$$

որտեղ dU-ն լարման փոփոխության չափն է, C-ն՝ ունակության արժեքը, i-ն՝ հոսանքի արժեքը, t-ն՝ ժամանակահատվածը, որի ընթացքում հոսում է հոսանքը, T-ն՝ տվյալ հատվածի աշխատանքային հաճախությունը: Կապազերծող կոնդենսատորների ունակության հաշվարկի համար կիրառվում է հոսանքի միջին արժեքը, հետևաբար համարելով i-ն ժամանակից կախված հաստատուն և dU-ն փոխարինելով լարման փոփոխության մուտքագրված առավելագույն արժեքով՝ ΔU-ով, C-ի արժեքի հաշվարկի համար անհրաժեշտություն է առաջանում հաշվարկելու (3.2) արտահայտության արժեքը.

$$C = \frac{1}{\Delta U} * I_{միջ} * T, \tag{3.2}$$

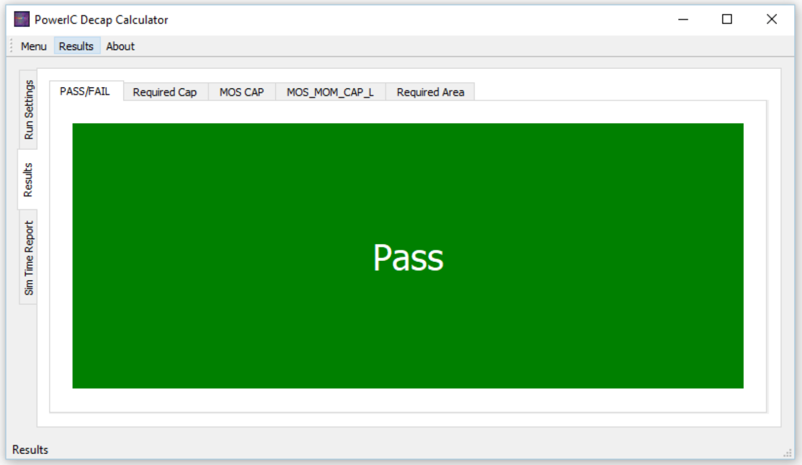
$$T = \frac{1}{f}, \tag{3.3}$$

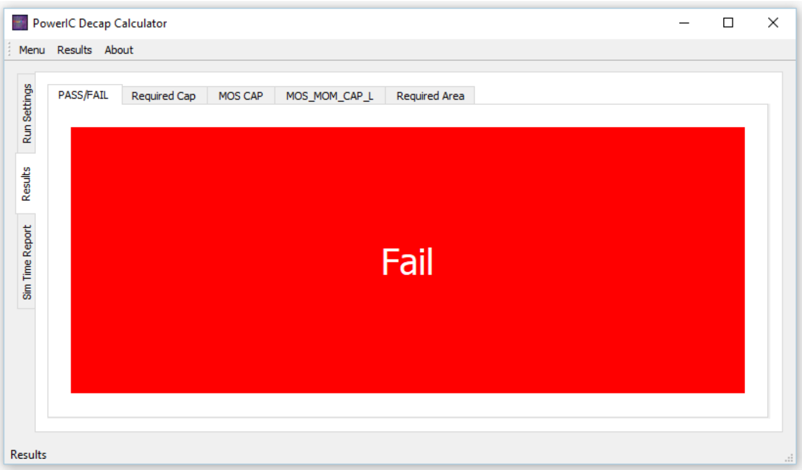
որտեղ $I_{միջ}$-ը հոսանքի միջին արժեքն է, f-ն՝ ԻՍ-ի տրված հատվածի աշխատանքային հաճախությունը, T-ն՝ պարբերությունը:



Նկ.3.5. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի աշխատանքը բնութագրող ալգորիթմը

Հաշվի առնելով Գլուխ 1-ում ներկայացված ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակության արժեքի կախվածությունը կիրառված լարումից (նկ. 1.16), հաշվարկը ճշգրիտ իրականացնելու համար հիմք է ընդունվում լարման նվազագույն արժեքը, որը զտելու համար կիրառվելու է հաշվարկվող կապազերծող կոնդենսատորը: Եթե կիրառված լարման ցածր արժեքի կամ առաջադրված մակերեսում նախագծելու դեպքում ՄՕԿ կոնդենսատորի կիրառմամբ խնդրի լուծումը հնարավոր չէ, ապա հաշվարկը շարունակվում է՝ ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների համատեղ կիրառման եղանակին համապատասխան: ՄՕՄ կոնդենսատորի ունակության հաշվարկը կատարվում է ըստ ներմուծված .lib ֆայլի և մետաղական շերտերի քանակի: Հաշվարկների ավարտից հետո բացվում է ‘Results’ պատուհանը, որտեղ արտածվում է ‘PASS’ արդյունքը (նկ. 3.6, ա), եթե ծրագրին հաջողվել է տրված մակերեսում հաշվարկել անհրաժեշտ ունակության արժեքը, հակառակ դեպքում՝ է 'FAIL' արդյունքը (նկ. 3.6, բ):

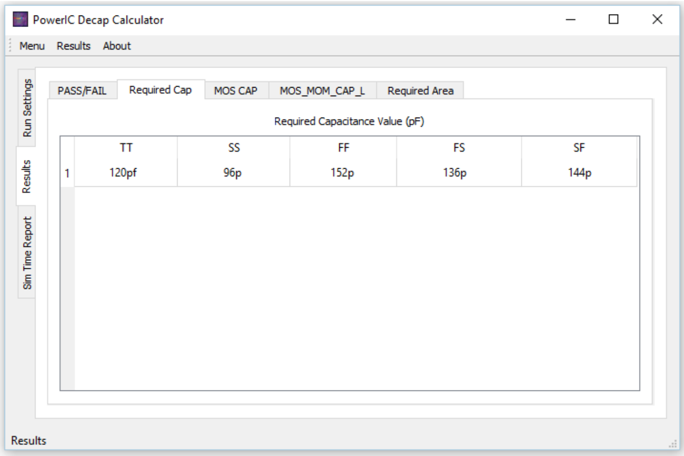
ա) 

բ) 

Նկ.3.6. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի հաշվարկման ավարտի գրաֆիկական արտածման արդյունքները

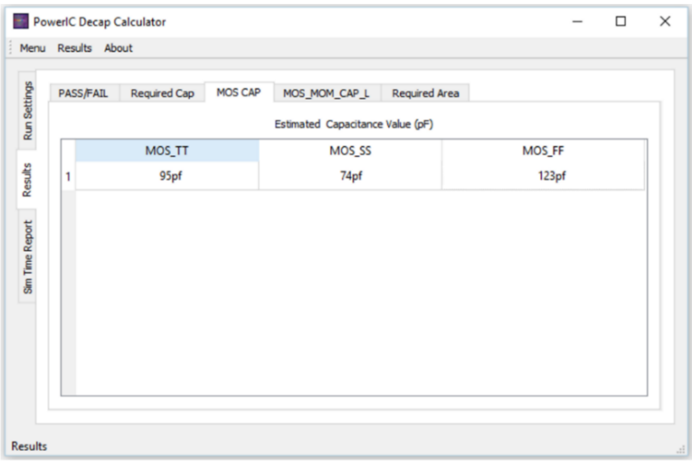
Results պատուհանում արտածվում են նաև հետևյալ տվյալները.

1. մուտքագրված տվյալների հիման վրա անհրաժեշտ ունակության հաշվարկման արդյունքները (նկ. 3.7)։



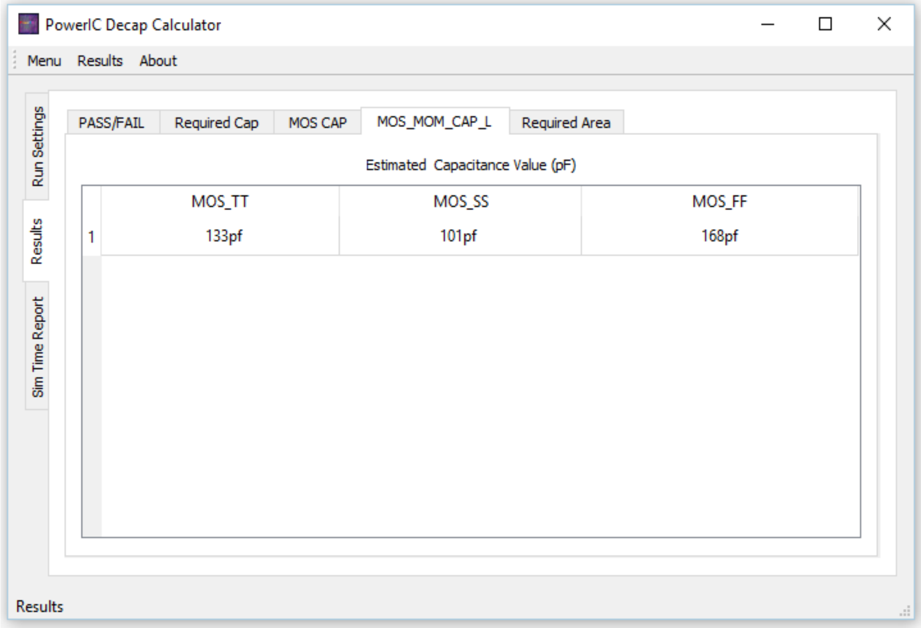
Նկ.3.7. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի կիրառմամբ անհրաժեշտ ունակության հաշվարկման արդյունքները

2. Տրված մակերեսում միայն ՄՕԿ կոնդենսատորի ունակության արժեքները տրանզիստորի տիպային, դանդաղագործ և արագագործ լինելու դեպքերում (նկ. 3.8)։



Նկ.3.8. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի ներդրմամբ ՄՕԿ կապազերծող կոնդենսատորի ունակության հաշվարկման արդյունքները

3. Տրված մակերեսում ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների համատեղ կիրառման եղանակի ներդրման արդյունքում ունակությունների արժեքները մետաղական կոնդենսատորի դեպի ցածր արժեքը շեղման՝ cap_l-ի և տրանզիստորի՝ տիպային, դանդաղագործ և արագագործ լինելու դեպքերում, և դրանց համապատասխանությունը տեխնիկական առաջադրանքին (նկ. 3.9)։

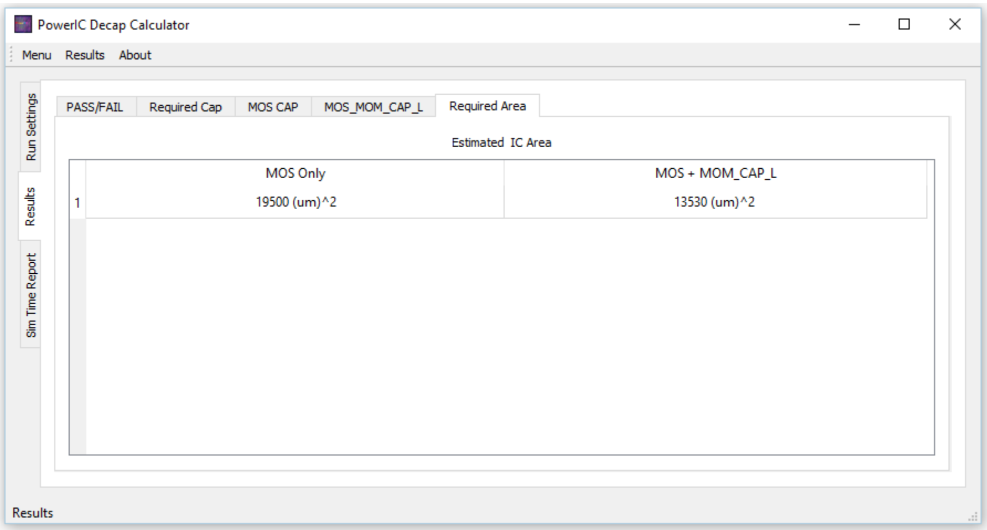


Նկ.3.9. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի ներդրմամբ ՄՕԿ և ՄՕՄ կոնդենսատորների համատեղ կիրառման եղանակով կապազերծող կոնդենսատորի ունակության հաշվարկման արդյունքները

4. Վերջին պատուհանում (նկ. 3.10) արտածվում է ԻՍ-ի անհրաժեշտ մակերեսի արժեքը, որի դեպքում տեխնիկական առաջադրանքը կապահովվի.

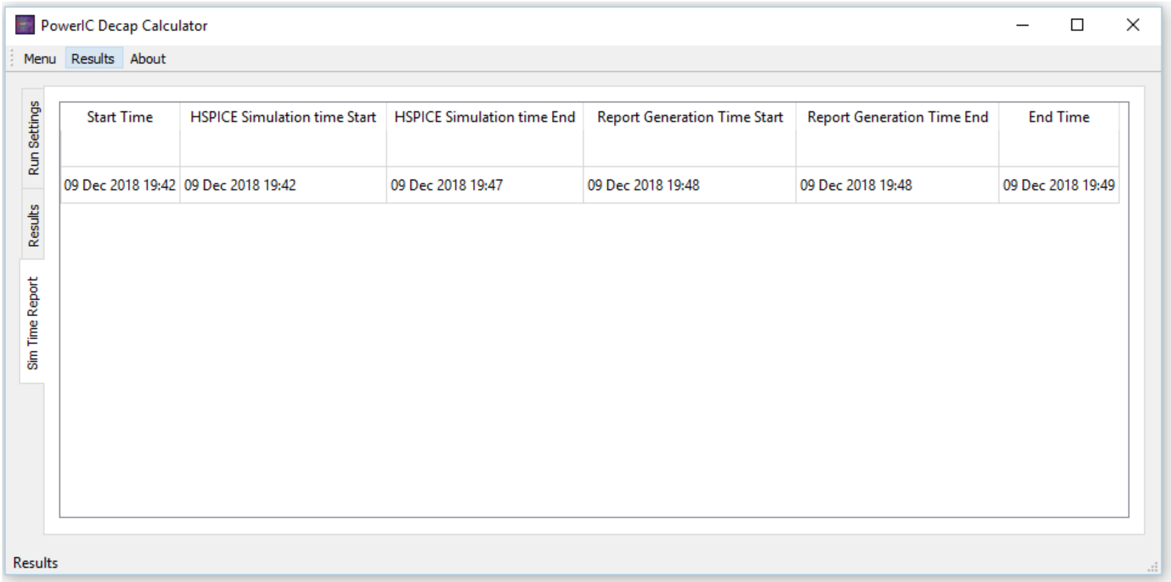
ա) միայն ՄՕԿ կառուցվածքով կոնդենսատորների կիրառմամբ,

բ) ՄՕԿ և ՄՕՄ կառուցվածքներով կոնդենսատորների համատեղ կիրառման եղանակի ներդրմամբ:



Նկ.3.10. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի ներդրմամբ կապազերծող կոնդենսատորի պահանջվող ունակության ապահովման համար ԻՍ-ի անհրաժեշտ մակերեսի հաշվարկման արդյունքները

SAED14nm FinFet տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխանող մոդելների .lib ֆայլի ներմուծմամբ անհրաժեշտ հաշվարկների կատարման և տվյալների արտածման համար ենթահամակարգի աշխատանքային ժամանակը 1 պրոցեսորային միջուկի կիրառման դեպքում կազմում է մոտ 7 րոպե (նկ. 3.11):

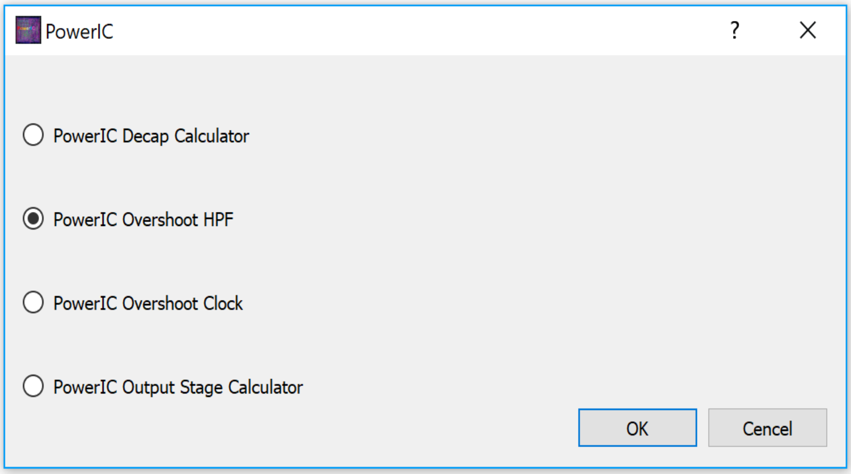


Նկ.3.11. PowerIC Decap Calculator ենթահամակարգի հաշվարկների կատարման ժամանակի վերաբերյալ տեղեկատվության քաղվածքը

3.2.2. PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot HPF ենթահամակարգի կիրառմամբ արհեստական բեռի հաշվարկի իրականացումը

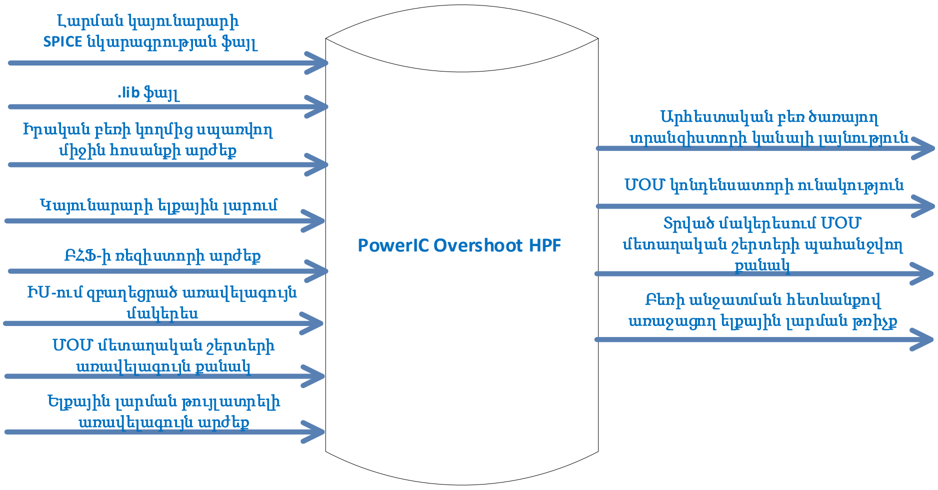
Մշակված PowerIC ծրագրային միջոցի հաջորդ ենթահամակարգը՝ PowerIC Overshoot HPF-ը, ստեղծվել է 2.2-ում առաջարկված լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցմանը միտված մշակման արդյունավետության բարձրացման, հաշվարկների հեշտացման և ԻՍ-ի մակերեսի արդյունավետ օգտագործման նպատակով:

Ծրագիրն ակտիվանում է Windows օպերացիոն համակարգում համապատասխան հղման ակտիվացմամբ: Բացվում է PowerIC ծրագրային նշանը (նկ. 3.2), որից հետո բացվում է ենթահամակարգերի ընտրման պատուհանը: Ընտրվում է PowerIC Overshoot HPF ենթահամակարգը (նկ. 3.12): PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot HPF ենթահամակարգի կիրառմամբ արհեստական բեռի հաշվարկի իրականացման համար ծրագրային միջոցում ներմուծվում են մի շարք պարամետրեր (նկ. 3.13, 3.15):



Նկ.3.12. PowerIC Overshoot HPF ենթահամակարգի ակտիվացումը

Մուտքային պարամետրերից առաջինը լարման կայունարարի SPICE նկարագրության ֆայլն է: Մուտքագրման նպատակն է ծրագրային միջոցով, HSPICE ծրագրի կիրառմամբ արհեստական բեռի և ԲՀՁ-ի հնարավորինս ճշգրիտ հաշվարկումը:

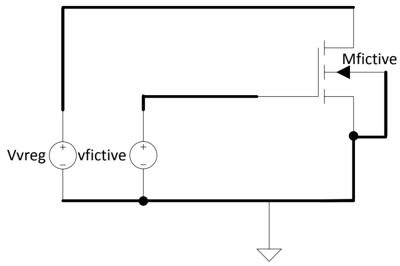


Նկ.3.13. PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot HPF ենթահամակարգի մուտքային տվյալները և հաշվարկվող պարամետրերը

ԲՀՁ-ի ռեզիստորի դիմադրության արժեքի մուտքագրման նպատակը ծրագրի միջոցով հնարավոր հաշվարկների արդյունքում մեծ դիմադրության ստացման հնարավորության բացառումն է, որը կարող է դառնալ ԲՀՁ-ի ելքում բարձր դիմադրության վիճակի առաջացման պատճառ: Մուտքային .lib ֆայլի, ԻՍ-ում զբաղեցրած մակերեսի սահմանափակման, մետաղական շերտերի մուտքագրման նպատակայնության մասին նշվել է 3.1-ում: Արհեստական բեռի սխեման բաղկացած է 2 հիմնական հանգույցներից՝ որպես բեռ ծառայող տրանզիստորից և ԲՀՁ-ից:

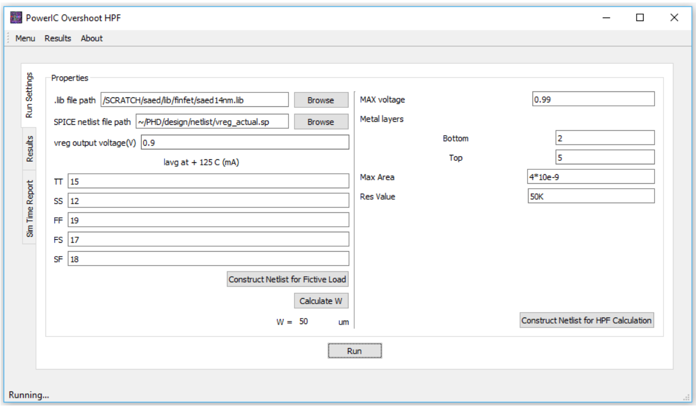
Վերջիններիս համատեղ կիրառման արդյունքում անհրաժեշտ է իրականացնել ելքային լարման թույլատրելի առավելագույն արժեքի ապահովման պայմանը: Տրանզիստորի չափերի հաշվարկման համար ծրագրում մուտքագրվում են նաև լարման կայունարարի ելքային լարման արժեքը և իրական բեռով անցնող հոսանքի սխեմատեխնիկական նմանակման արդյունքները (նկ. 3.13, 3.15):

Ծրագրի աշխատանքի առաջին փուլում հաշվարկում են որպես արհեստական բեռ ծառայող տրանզիստորի ֆիզիկական չափերը: ԻՍ-ի նվազագույն մակերեսի զբաղեցման անհրաժեշտությամբ պայմանավորված՝ տրանզիստորի հոսքուղու երկարությունն ընտրվում է տեխնոլոգիական նվազագույն չափին հավասար: Այնուհետև տրանզիստորի փականին կիրառվում է load_en ազդանշանի տրամաբանական ′1′ մակարդակին համապատասխանող լարում, արտաբերը միացվում է կայունարարի ելքային արժեքին հավասար լարման աղբյուրին (նկ. 3.14):



Նկ.3.14. Արհեստական բեռ հանդիսացող տրանզիստորի հոսքուղու լայնության հաշվարկման սխեման

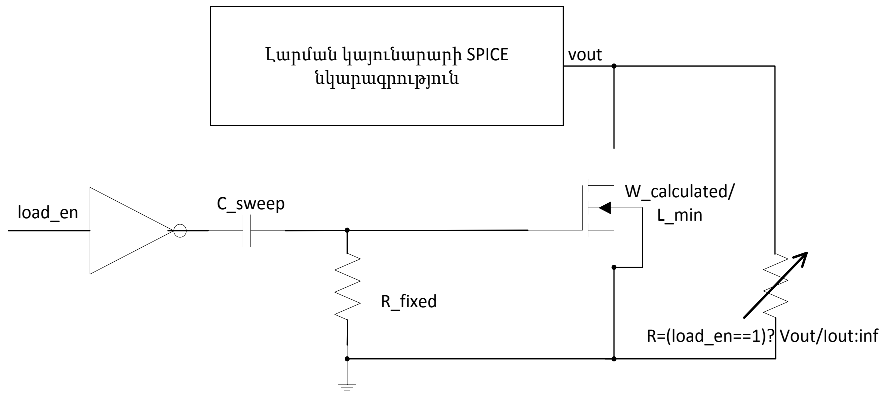
Նախագծողը սեղմում է Construct Netlist for Fictive Load կոճակը, որից հետո ենթահամակարգը ստեղծում է նոր SPICE ֆայլ՝ վերը նկարագրված սխեմային համապատասխան (նկ. 3.15):



Նկ.3.15. Power IC Overshoot HPF ենթահամակարգի մուտքային տվյալների ներմուծման, SPICE ֆայլերի գեներացման և հաշվարկների մեկնարկման պատուհանը

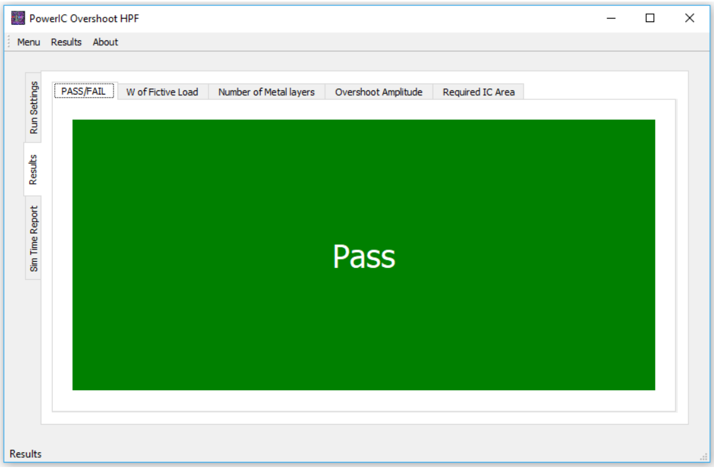
HSPICE sweep հրամանի կիրառմամբ նմանակում իրականացնելու համար նախագծողը սեղմում է Calculate W կոճակը, որից հետո ենթահամակարգը հաշվարկում է տրանզիստորի հոսքուղու այն լայնությունը, որի դեպքում տրանզիստորով անցնող (նկ. 3.14) և մուտքագրված հոսանքների արժեքները միմյանց հավասարվում են:

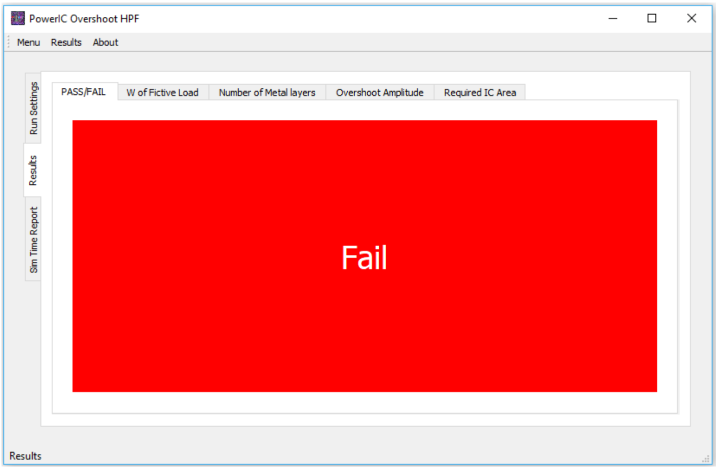
Մյուս հաշվարկը, որն իրականացվում է մշակված ենթահամակարգի կիրառմամբ, ԲՀՁ-ի բաղադրիչների պարամետրերի որոշումն է: Քանի որ դիմադրության արժեքը մուտքային տվյալ է, հետևաբար ծրագրին մնում է կատարել կոնդենսատորի ունակության հաշվարկը: Վերջինս իրականացնելու համար ծրագիրը մշակում է արհեստական բեռի սխեման՝ նկարագրված SPICE լեզվով, ինչպես նաև իրական բեռը փոխարինում է լարումով ղեկավարվող իդեալական դիմադրությամբ, որի արժեքը հավասարվում է անվերջ մեծ դիմադրության, երբ load_en ազդանշանը ՛0՛ է, և կայունարարի ելքային լարման ու ելքային հոսանքի հարաբերությանը հավասար դիմադրության, երբ այն ՛1՛ է: Mfictive տրանզիստորի ֆիզիկական չափերը հավասարեցվում է նախորդ քայլում ստացված արժեքներին: ԲՀՁ-ի ռեզիստորին վերագրվում է մուտքագրված դիմադրության արժեքը: Սխեման միացվում է նախապես մուտքագրված լարման կայունարարի սխեմատեխնիկական նկարագրությամբ սխեմայի ելքային հանգույցին (նկ. 3.16):



Նկ.3.16. ԲՀՁ-ի կոնդենսատորի պահանջվող ունակության հաշվարկման սխեման

Սեղմելով RUN կոճակը՝ ծրագիրը գեներացնում է նոր SPICE ֆայլ, որտեղ կոնդենսատորի արժեքը տրվում է պարամետրով, և sweep հրամանի կիրառմամբ հաշվարկվում է ունակության այն արժեքը, որի դեպքում կայունարարի ելքային լարման թռիչքը չի գերազանցում մուտքագրված արժեքը: Հաշվարկների ավարտից հետո բացվում է 'Results' պատուհանը, որտեղ արտածվում է 'PASS' արդյունքը, եթե ծրագրին հաջողվել է տրված մակերեսում հաշվարկելու անհրաժեշտ ունակությամբ կոնդենսատոր, հակառակ դեպքում՝ 'FAIL' արդյունքը (նկ. 3.17):

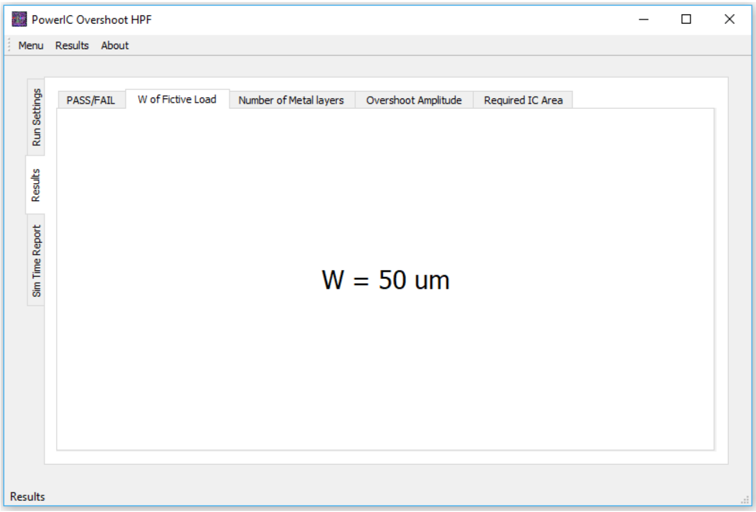
ա) 

բ 

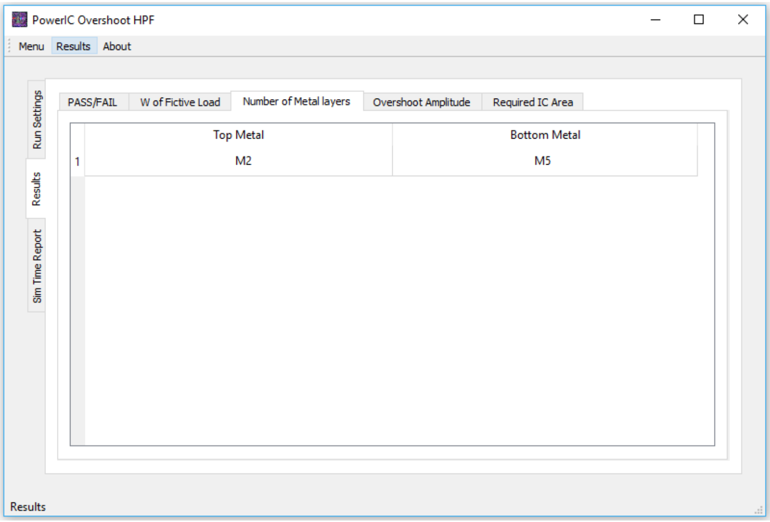
Նկ.3.17. PowerIC Overshoot HPF ենթահամակարգի հաշվարկման ավարտի գրաֆիկական արտածման արդյունքները

'Results' պատուհանում արտածվում են նաև հետևյալ տվյալները.

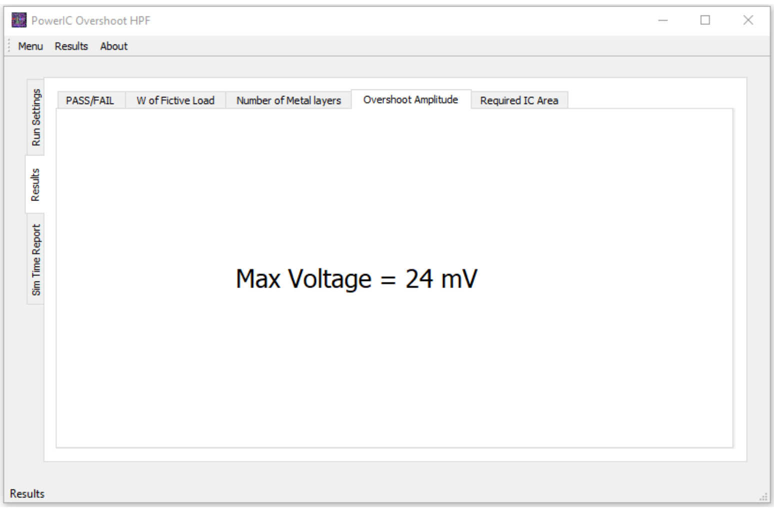
- 'W of Fictive Load' հատվածում՝ արհեստական բեռ ծառայող տրանզիստորի հոսքուղու լայնությունը (նկ. 3.18),
- 'Number of Metal Layers' հատվածում՝ ԲՀԶ-ի կազմի մեջ մտնող ՄՕՄ կոնդենսատորի պահանջվող մետաղական շերտերի համարները (նկ. 3.19),
- 'Overshoot Amplitude' հատվածում՝ ելքային լարման թռիչքի ստացված արժեքները (նկ. 3.20),
- 'Required IC Area' հատվածում՝ ԻՍ-ի պահանջվող մակերեսի արժեքը, որտեղ պետք է տեղակայվի արհեստական բեռի շղթան (նկ. 3.21):



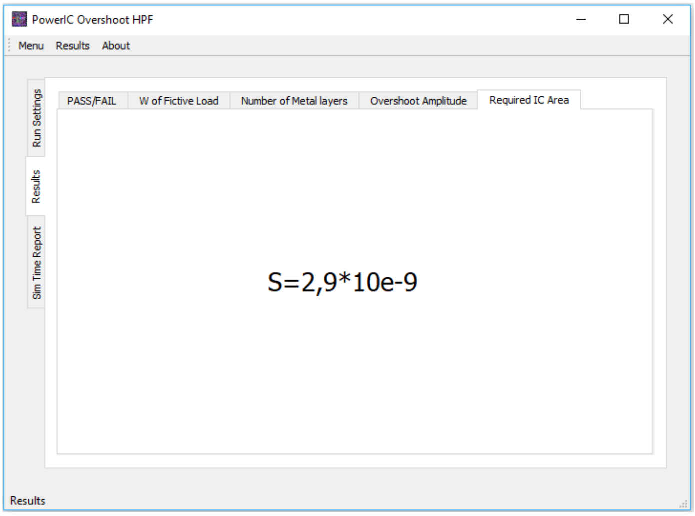
Նկ.3.18. Արհեստական բեռ ծառայող ՄՕԿ տրանզիստորի հոսքուղու երկարության հաշվարկված արժեքի արտածումը



Նկ.3.19. ԲՀՁ-ի կոնդենսատորի պահանջվող մետաղական շերտերի մասին տվյալների արտածման պատուհանը

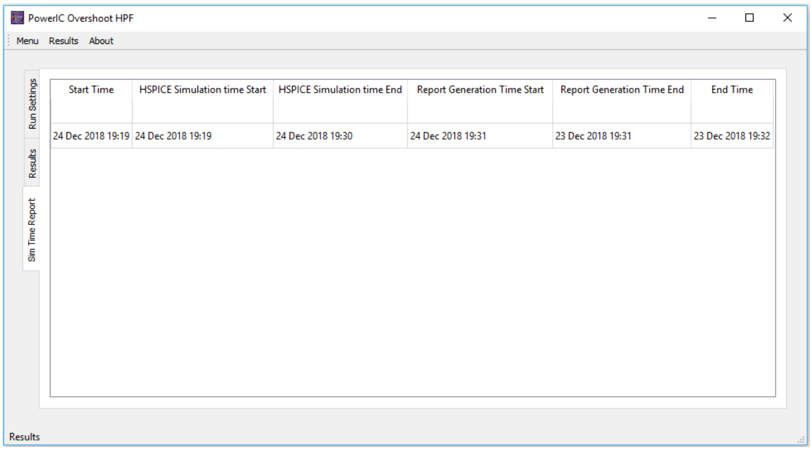


Նկ.3.20. Կայունարարի ելքային լարման թռիչքի նվազեցման արդյունքը



Նկ.3.21. ԻՍ-ի պահանջվող մակերեսի հաշվարկման արդյունքը

SAED14nm FinFet տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխանող մոդելների .lib ֆայլի ներմուծմամբ անհրաժեշտ հաշվարկների կատարման և տվյալների արտածման համար ենթահամակարգի աշխատանքային ժամանակը կազմում է մոտավորապես 13 րոպե (նկ. 3.22):

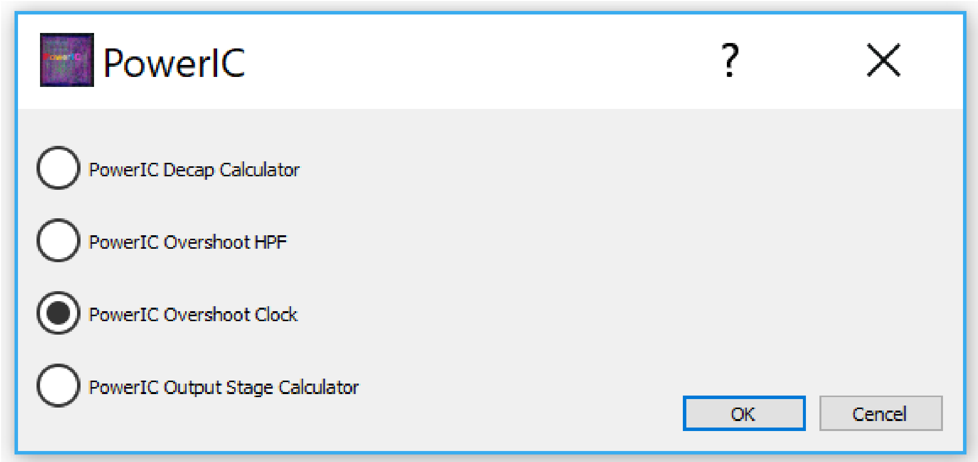


Նկ.3.22. Ենթահամակարգի կողմից հաշվարկների կատարման ժամանակի մասին տեղեկատվության քաղվածքը

3.2.3. PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot Clock ենթահամակարգի կիրառմամբ արհեստական բեռի հաշվարկի իրականացումը

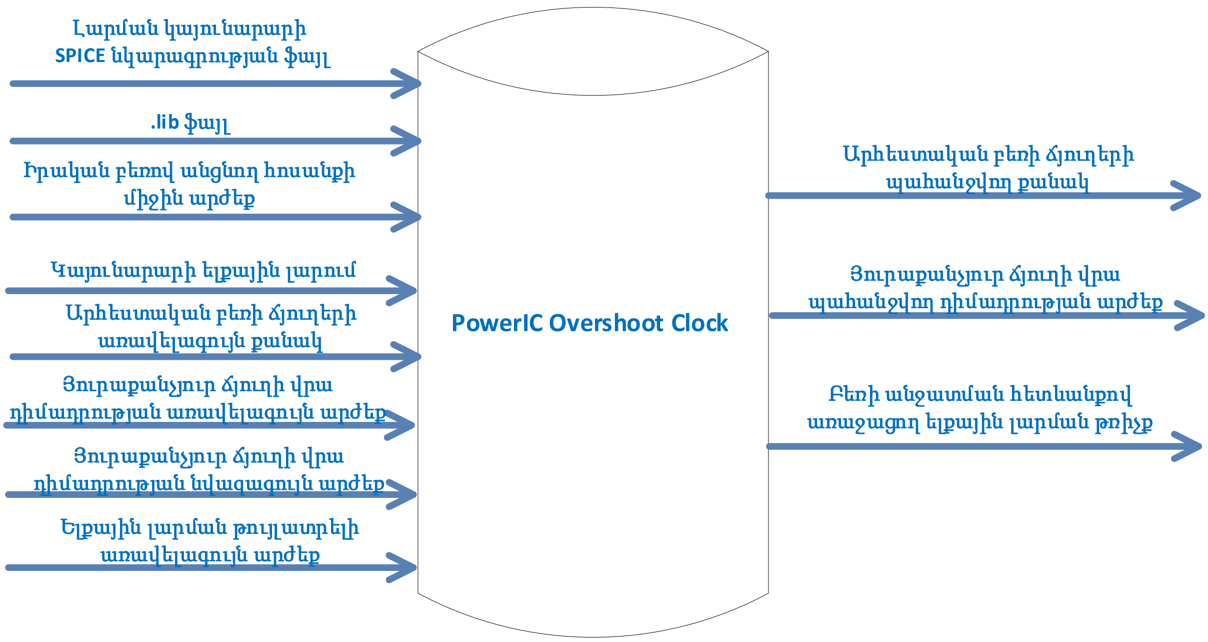
Մշակված PowerIC ծրագրային միջոցի երրորդ ենթահամակարգի՝ PowerIC Overshoot Clock-ի մշակման նպատակն է 2.3-ում կատարված սխեմատեխնիկական լուծումների արդյունավետության բարձրացումը և նախագծման ժամանակահատվածի փոքրացումը:

Ծրագիրն ակտիվանում է Windows օպերացիոն համակարգում՝ համապատասխան հղման ակտիվացմամբ: Բացվում է PowerIC ծրագրային նշանը (նկ. 3.2), որից հետո բացվում է ենթահամակարգերի ընտրման պատուհանը: Ընտրվում է PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգը (նկ. 3.23):



Նկ.3.23. PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի ակտիվացումը

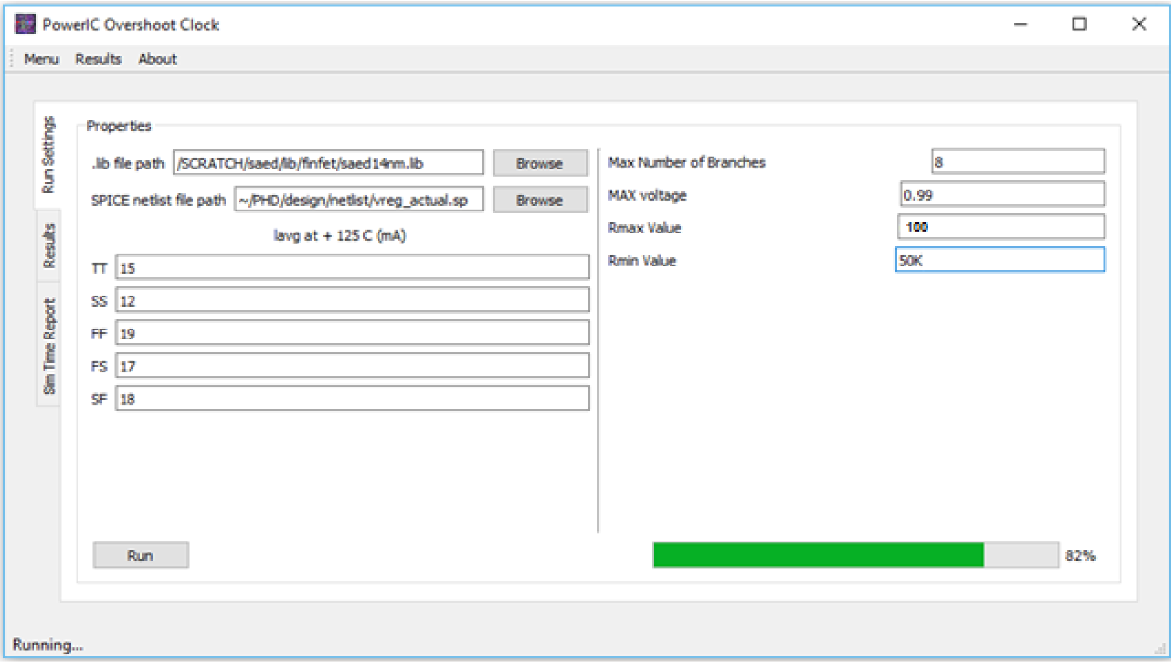
PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot Clock ենթահամակարգի կիրառմամբ՝ արհեստական բեռի հաշվարկի իրականացման համար ծրագրային միջոցում ներմուծվում են մի շարք պարամետրեր (նկ. 3.24...3.25):



Նկ.3.24. PowerIC ծրագրային միջոցի Overshoot Clock ենթահամակարգի մուտքային տվյալները և հաշվարկվող պարամետրերը

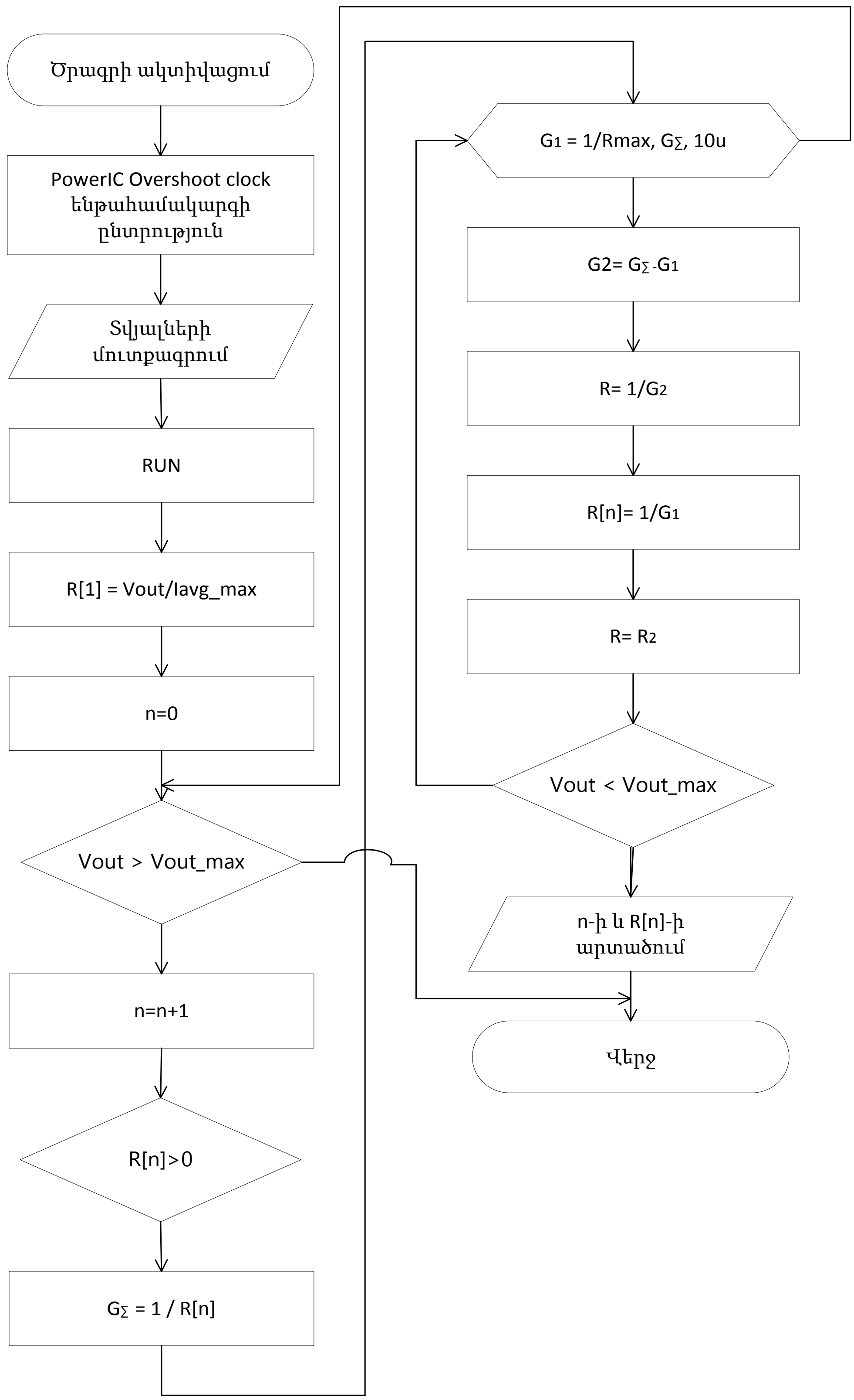
Մուտքագրվող տվյալներն են լարման կայունարարի SPICE նկարագրության ֆայլը, մոդելների .lib ֆայլը, իրական բեռով անցնող հոսանքի միջին, կայունարարի ելքային լարման սպասվող և թույլատրելի առավելագույն արժեքները: Անընդունելի արդյունքների ստացումից խուսափելու նպատակով մուտքագրվում են նաև արհեստական բեռի ճյուղերի առավելագույն քանակը՝ չխախտելու համար թվային կառավարման հանգույցի և արհեստական բեռի միջև համապատասխանությունը, դրանցից յուրաքանչյուրի ռեզիստորի դիմադրության առավելագույն և նվազագույն արժեքները՝ բացառելու համար ճյուղերով շատ մեծ կամ շատ փոքր հոսանքների անցման հնարավորությունը:

Ծրագիրը նպատակն է հաշվարկել և արտածել արհեստական բեռի պահանջվող ճյուղերի քանակը, դրանցից յուրաքանչյուրի անհրաժեշտ դիմադրության արժեքը, ինչպես նաև ստուգել բեռի անջատման հետևանքով առաջացող ելքային լարման թռիչքի և մուտքագրված առավելագույն թույլատրելի արժեքի համապատասխանությունը: Հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ այդ թռիչքը համեմատական է բեռով անցնող հոսանքի արժեքին, հաշվարկները կատարվում են վերջինիս ստացված առավելագույն դեպքին համապատասխան:



Նկ.3.25. Power IC Overshoot Clock ենթահամակարգի մուտքային տվյալների ներմուծման պատուհանը

Տվյալների մուտքագրումից հետո սեղմվում է Run կոճակը, որով ազդարարվում է հաշվարկների մեկնարկը: Դրանք իրականացվում են ըստ նախապես մշակված ալգորիթմի (նկ. 3.26):



Նկ.3.26. PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի աշխատանքը բնութագրող ալգորիթմը

Ալգորիթմի իրականացման համար արհեստական բեռի սխեման բաժանվում է 2 հատվածների, որոնցից առաջինն անջատվում է կառավարող թվային ազդանշանի՝ '1'-

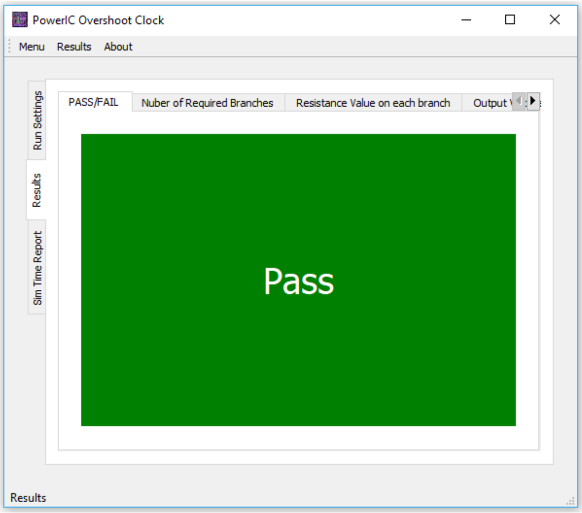
ից ′0′-ն անցնելիս, իսկ մյուսը մնում է միացված: Այս սկզբունքով հաշվարկվում են բոլոր ճյուղերի դիմադրությունները: Զուգահեռ միացված ճյուղերի գումարային դիմադրությունը որոշվում է ըստ (3.4)-ի՝

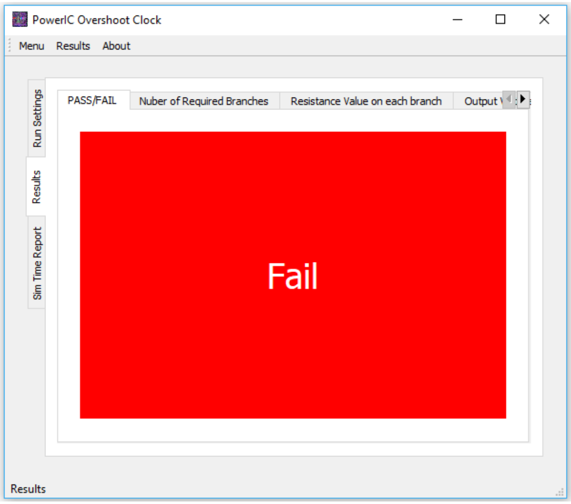
$$R_{\Sigma} = \frac{V_{ելք}}{I_{ելք}}, \tag{3.4}$$

որտեղ $R_{\Sigma\text{-ը}}$ ցույց է տալիս իրական բեռին համարժեք գումարային դիմադրության չափը, $V_{ելք}$-ը՝ կայունարարի ելքային լարման, իսկ $I_{ելք}$-ը՝ բեռով անցնող հոսանքի արժեքներն են:

Այնուհետև կատարվում է բեռի անջատում, սխեմատեխնիկական մոդելավորման միջոցով չափվում է ելքային լարման արժեքը և համեմատվում դրա մուտքագրված առավելագույն թույլատրելի արժեքի հետ: Թույլատրելի արժեքը չգերազանցելու դեպքում արհեստական բեռի կիրառումը նպատակահարմար չէ: Հակառակ դեպքում՝ R_{Σ} դիմադրությամբ ռեզիստորը միացվում է առաջին ճյուղին: Կրկին կատարվում է բեռի անջատման մոդելավորում, և չափվում է ելքային լարման արժեքը: Եթե վերջինս չի գերազանցում թույլատրելի առավելագույն արժեքը, ապա ճյուղերի քանակը հավասարեցվում է մեկի, որին միացված ռեզիստորի դիմադրությունը ընդունում է (3.4)-ում նշված արժեքը: Հակառակ դեպքում՝ արհեստական բեռը բաժանվում է 2 հատվածի, և համաձայն վերը նկարագրված սկզբունքի, կիրառելով SPICE sweep հրամանը, որոշվում է առաջին ճյուղի դիմադրությունը, որի անջատման դեպքում կայունարարի ելքային լարման արժեքը չի գերազանցում թույլատրելի առավելագույն արժեքը: Զուգահեռ միացված երկրորդ ճյուղի դիմադրությունը որոշվում է այնպես, որ երկու ճյուղերի միաժամանակյա աշխատանքի դեպքում գումարային դիմադրությունը հավասար լինի (3.4)-ում ստացված արժեքին: Դիմադրության որոշման դեպքում R_{Σ} արժեքը նվազեցվում է առաջին ճյուղի դիմադրությանը հավասար մեծությամբ: Գործողությունը կրկնվում է հաջորդ ճյուղերի դիմադրությունները որոշելիս:

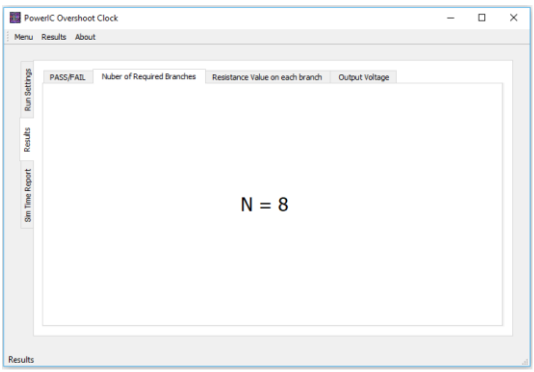
Ծրագրի աշխատանքի ավարտից հետո բացվում է 'Results’ պատուհանը (նկ. 3.27), որտեղ արտածվում է ‘PASS’ արդյունքը, եթե ծրագրին հաջողվել է հաշվարկել ճյուղերի դիմադրությունները՝ չգերազանցելով ճյուղերի առավելագույն քանակի մուտքագրված արժեքը: Հակառակ դեպքում՝ արտածվում է ‘FAIL’ արդյունքը:

ա) 

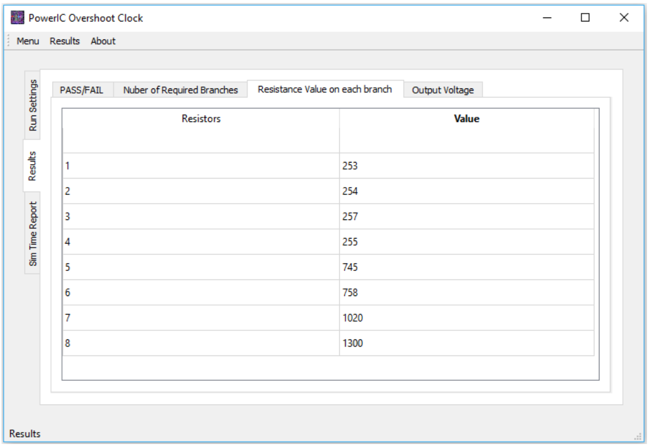
բ) 

Նկ.3.27. PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի հաշվարկման ավարտի գրաֆիկական արտածման արդյունքները

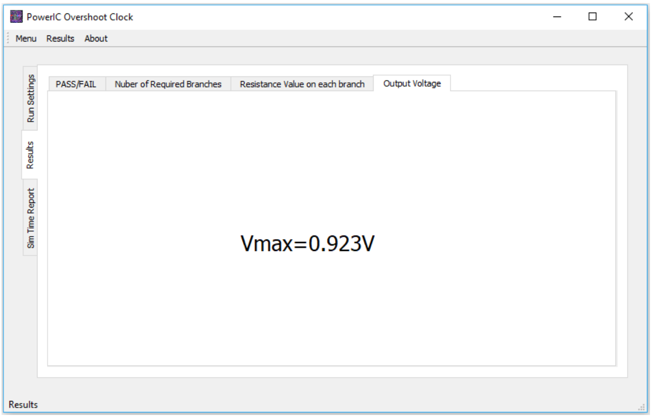
Resuts պատուհանում արտածվում են նաև ստացված ճյուղերի քանակի (նկ. 3.28), յուրաքանչյուր ճյուղի դիմադրության (նկ. 3.29) և ելքային լարման առավելագույն արժեքի մասին տվյալները (նկ. 3.30):



Նկ.3.28. PowerIC Overshoot Clock ծրագրի միջոցով արհեստական բեռի ճյուղերի անհրաժեշտ քանակի հաշվարկման արդյունքը

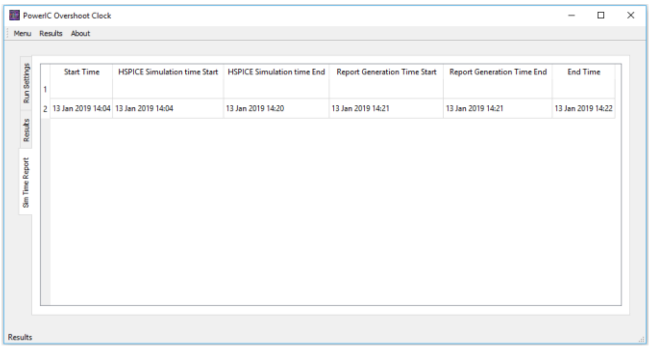


Նկ.3.29. PowerIC Overshoot Clock ծրագրի միջոցով հաշվարկված արհեստական բեռի ճյուղերի դիմադրությունների արժեքները



Նկ.3.30. Մեթոդի ներդրման դեպքում PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի միջոցով կայունարարի ելքային լարման թռիչքի նվազեցման արդյունքները

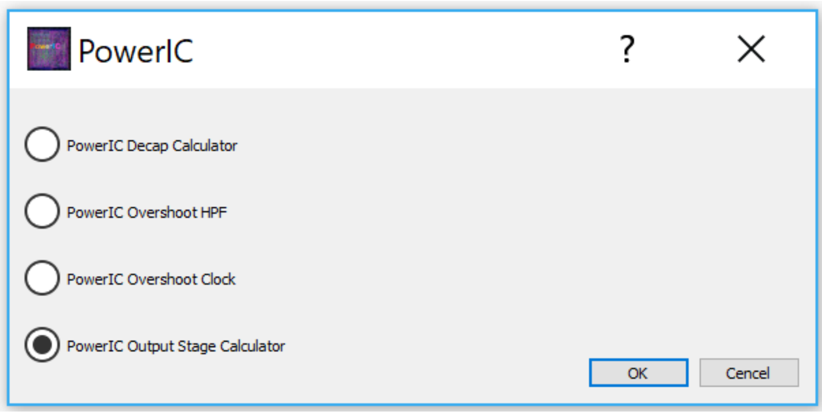
SAED14nm FinFet տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխանող մոդելների .lib ֆայլի ներմուծմամբ անհրաժեշտ հաշվարկների կատարման և տվյալների արտածման համար ենթահամակարգի աշխատանքային ժամանակը կազմում է մոտավորապես 18 րոպե (նկ. 3.31)։



Նկ.3.31. PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի հաշվարկների կատարման ժամանակի վերաբերյալ տեղեկատվության քաղվածքը

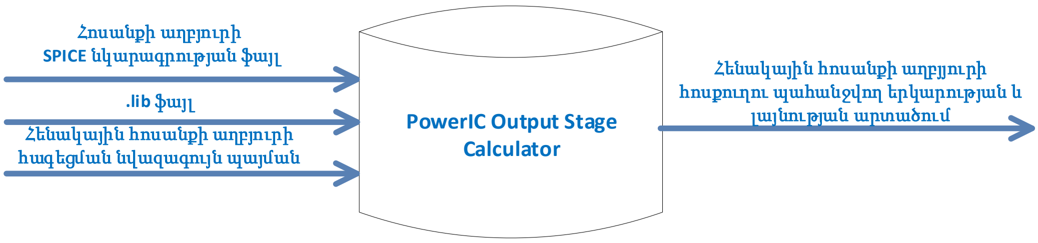
3.2.4. PowerIC ծրագրային միջոցի Output Stage Calculator ենթահամակարգի կիրառմամբ հոսանքի աղբյուրի ելքային կասկադի պարամետրերի հաշվարկը

Մշակված PowerIC ծրագրային միջոցի վերջին ենթահամակարգի՝ PowerIC Output Stage Calculator-ի մշակման նպատակն է 2.4-ում առաջարկված լուծումների արդյունավետության բարձրացումը և նախագծման ժամանակահատվածի փոքրացումը: Ծրագիրն ակտիվանում է Windows օպերացիոն համակարգում՝ համապատասխան հղման ակտիվացմամբ: Բացվում է PowerIC ծրագրային նշանը (նկ. 3.2), որից հետո ակտիվանում է ենթահամակարգերի ընտրման պատուհանը: Ընտրվում է PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգը (նկ. 3.32):



Նկ.3.32. PowerIC Overshoot Clock ենթահամակարգի ակտիվացումը

PowerIC ծրագրային միջոցի Output Stage Calculator ենթահամակարգի կիրառմամբ հոսանքի աղբյուրի ելքային կասկադի չափերի հաշվարկի իրականացման համար ծրագրային միջոցում ներմուծվում են մի շարք պարամետրեր (նկ. 3.33-3.34):

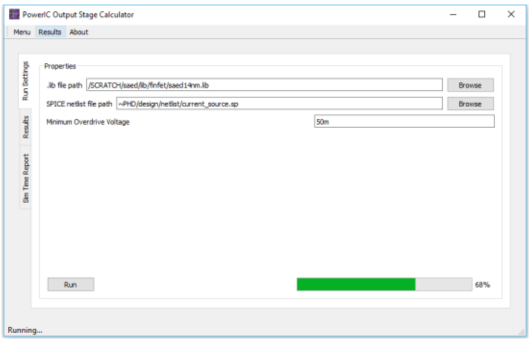


Նկ.3.33. PowerIC ծրագրային միջոցի Output Stage Calculator ենթահամակարգի մուտքային տվյալները և հաշվարկվող պարամետրերը

Ինչպես նախորդ դեպքերում, այստեղ ևս մուտքագրվում են մոդելների նկարագրության .lib և հոսանքի աղբյուրի սխեմատեխնիկական նկարագրության ֆայլերը: Միաժամանակ մուտքագրվում է (3.5)-ի միջոցով հաշվարկվող տրանզիստորի հագեցման ռեժիմում գտնվելու համար անհրաժեշտ արտաբեր-ակունք լարման նվազագույն արժեքը: Վերջինիս մուտքագրման նպատակն է բացասական հետադարձ կապի շղթայում գտնվող տրանզիստորի մեծ փական-ակունք լարման արժեքները ստանալը և հետագայում հոսանքի աղբյուր հանդիսացող մյուս տրանզիստորները հագեցման ռեժիմում պահելու անհրաժեշտությունից խուսափելը:

$$V_{ԱԱՆվ} = V_{ՓԱ} - V_{շեմ}, \tag{3.5}$$

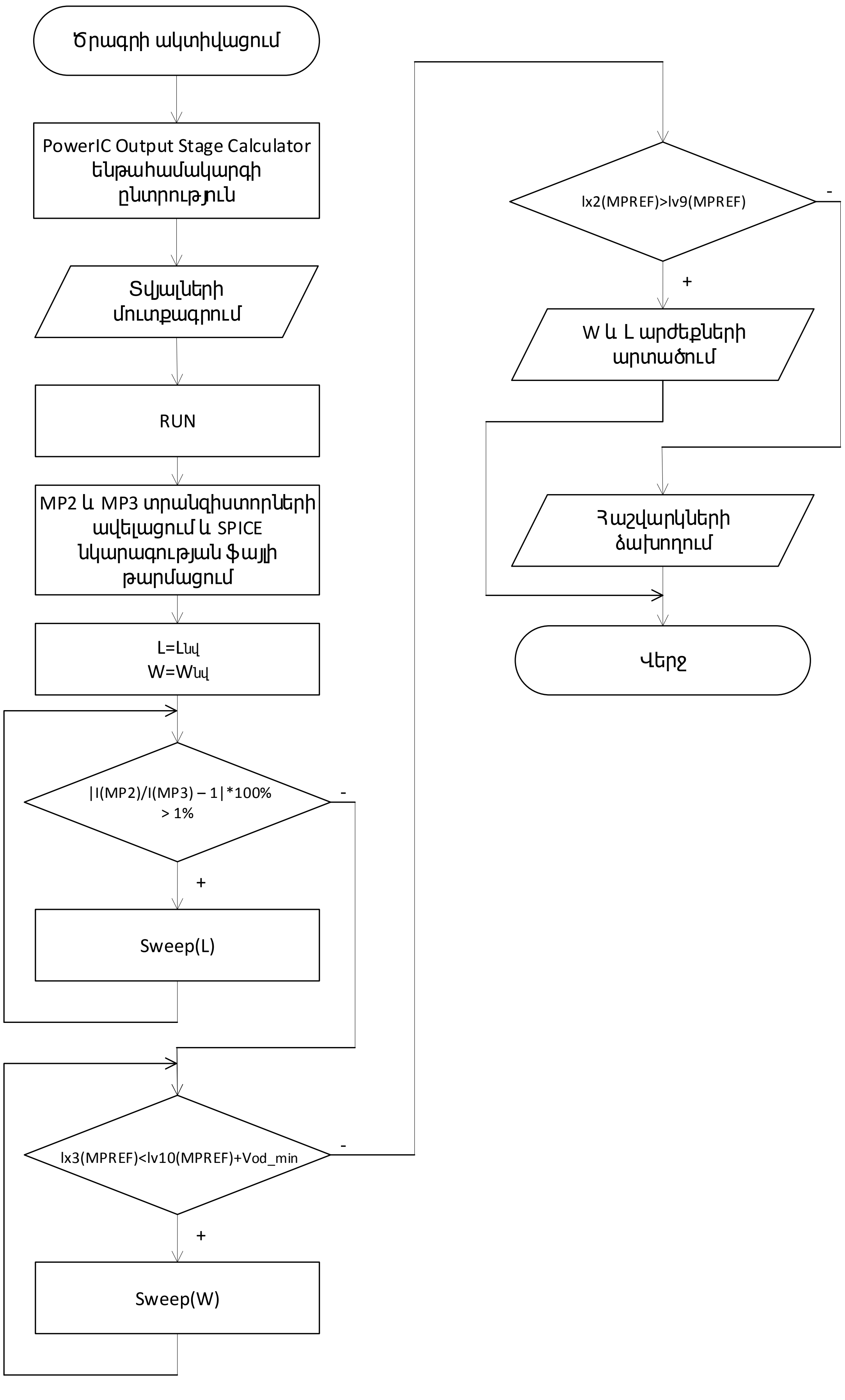
որտեղ $V_{ԱԱնվ}$-ը ցույց է տալիս տրանզիստորի արտաբեր-ակունք լարման պահանջվող նվազագույն արժեքը, $V_{ՓԱ}$-ն՝ փական ակունք լարման, իսկ $V_{շեմ}$-ը՝ շեմային լարման արժեքներն են:



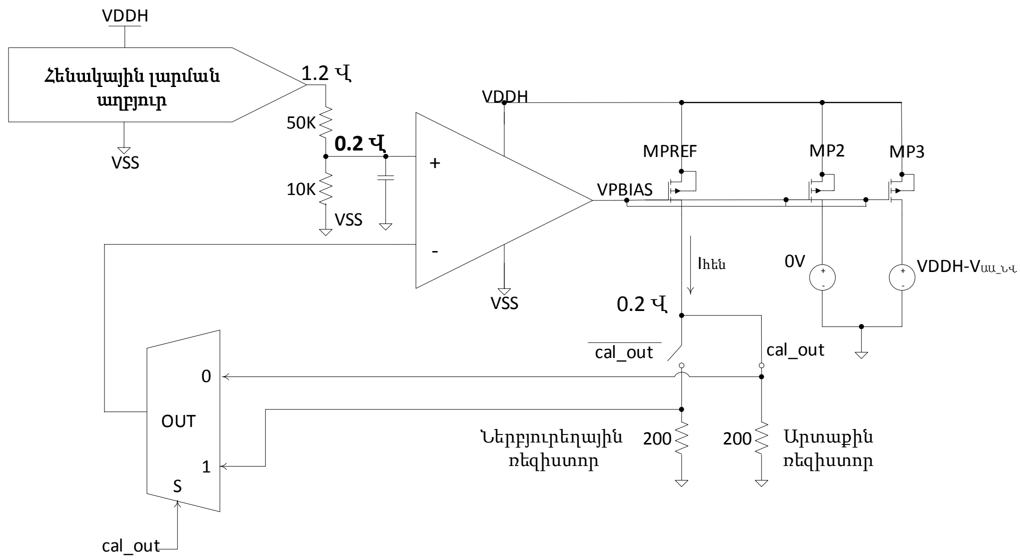
Նկ.3.34. Power IC Output Stage Calculator ենթահամակարգի մուտքային փվյալների ներմուծման պատուհանը

Տվյալների մուտքագրումից հետո սեղմվում է Run կոճակը, և ծրագիրը սկսում է հաշվարկել ելքային տրանզիստորի W/L հարաբերությունը: Հաշվարկները կատարվում են՝ համաձայն նախապես մշակված ալգորիթմի (նկ. 3.35):

Նախ հաշվարկվում է հոսքուղու երկարության այն նվազագույն L արժեքը, որի դեպքում հոսանքի փոփոխությունը չի գերազանցում 1%-ը: Վերջինս ապահովելու համար հարկավոր է փոփոխել հենակային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի արտաբեր-ակունք լարումը և չափել հագեցման ռեժիմ անցած տրանզիստորով անցնող հոսանքները այդ լարման առավելագույն և նվազագույն արժեքների դեպքերում: Հետադարձ կապի շղթան պահպանելու և փական-ակունք լարման ստացվող արժեքը չափելու նպատակներով տրանզիստորին զուգահեռ միացվում են նույն չափերով երկու այլ՝ MP2 և MP3 տրանզիստորներ, որոնց արտաբերները միացված են իդեալական լարման աղբյուրներին (նկ. 3.36):



Նկ.3.35. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի աշխատանքը բնութագրող ալգորիթմը



Նկ.3.36. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի միջոցով հաշվարկների համար կառուցվող սխեման

Առաջին տրանզիստորի արտաբերին միացված լարման աղբյուրի արժեքը 0Վ է և մոդելավորում է առավելագույն արտաբեր-ակունք լարման դեպքը, իսկ մյուսին միացվածինը՝ VDDH-$V_{ԱԱmin}$: Վերջինս էլ մոդելավորում է նվազագույն արտաբեր-ակունք լարման դեպքը: Լրացուցիչ տրանզիստորներից առաջինի միջոցով չափվում է այն հոսանքի աղբյուրի հոսքուղու մոդուլյացիայի հետևանքով տրանզիստորով անցնող հոսանքի արժեքի մեծացման չափը, որին կիրառած է առավելագույն արտաբեր-ակունք լարում: Իսկ երկրորդի միջոցով չափվում է այն հոսանքի աղբյուրի հագեցման ռեժիմում գտնվելու պայմանը, որի արտաբեր-ակունք լարումն ընդունել է թույլատրելի նվազագույն արժեքը:

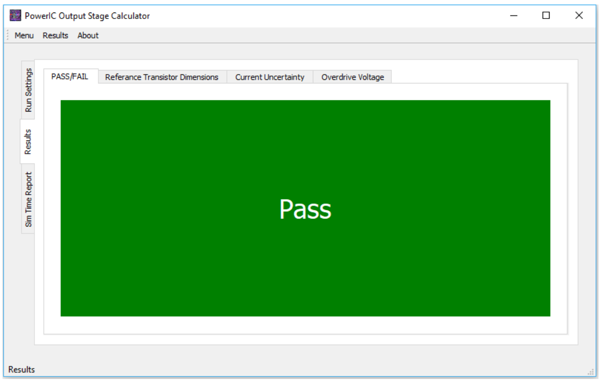
Սխեման (նկ. 3.36) կառուցելուց հետո sweep հրամանի կիրառմամբ կատարելով սխեմատեխնիկական նմանակում և փոփոխելով տրանզիստորների հոսքուղու W երկարությունները՝ ստուգվում են հոսանքի աղբյուր ծառայող տրանզիստորների՝ ըստ (3.6-3.7)-ի հագեցման ռեժիմում գտնվելու պայմանները: W-ի արժեքը մեծացվում է այնքան, քանի դեռ նշված պայմաններն ապահովված չեն:

$$lx2(MPREF) \geq lv9(MPREF), \tag{3.6}$$

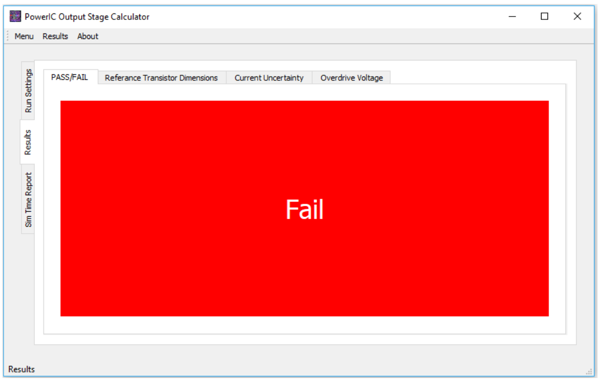
$$lx3(MP3) \geq lv10(MP3) + V_{ԱԱ\_Նվ.}, \tag{3.7}$$

որտեղ օգտագործված HSPICE ծրագրի ֆունկցիաներից lx2-ը չափում է MPREF տրանզիստորի փական-ակունք լարումը, lv9-ը՝ շեմային լարումը, և (3.6)-ը ստուգում է տրանզիստորի՝ կտրման ռեժիմի մեջ չգտնվելու պայմանը, իսկ (3.7)-ով, որտեղ Ix3 ֆունկցիան չափում է MP3 տրանզիստորի արտաբեր-ակունք լարումը, իսկ Iv10-ը՝ այդ լարման պահանջվող նվազագույն արժեքը, ստուգվում է տրանզիստորի հագեցման պայմանը՝ ներառյալ այն նվազագույն լարման պաշարը, որը պետք է առկա լինի հագեցման ռեժիմում գտնվող տրանզիստորի անշեղ աշխատանքի համար: Քանի որ նվազագույն արտաբեր-ակունք լարումը կիրառված է MP3 տրանզիստորին, ուստի վերջինիս հագեցման ռեժիմում գտնվելու պայմանը ապահովում է մյուս բոլոր դեպքերում (3.7)-ի իրագործումը: Անհրաժեշտ W-ի հաշվարկից հետո W/L հարաբերության արժեքի պահպանմամբ կատարվում է L-ի մեծացում մինչև այն արժեքը, որի դեպքում MP2 և MP3 տրանզիստորներով անցնող հոսանքները միմյանցից տարբերվեն ավելի փոքր արժեքով, քան $I_{\text{հեն}}$ հոսանքի 1%-ն է: Քանի որ MPREF տրանզիստորը գտնվում է բացասական հետադարձ կապի շղթայում, ուստի առկա է փական-ակունք լարման այնպիսի արժեքի ստացման հավանականություն, որը կհակասի (3.6)-ին: Ալգորիթմի վերջին քայլում ստուգվում է այդ պայմանը, և չիրագործվելու դեպքում ազդարարվում է հաշվարկների ձախողման մասին (նկ. 3.37):

ա)



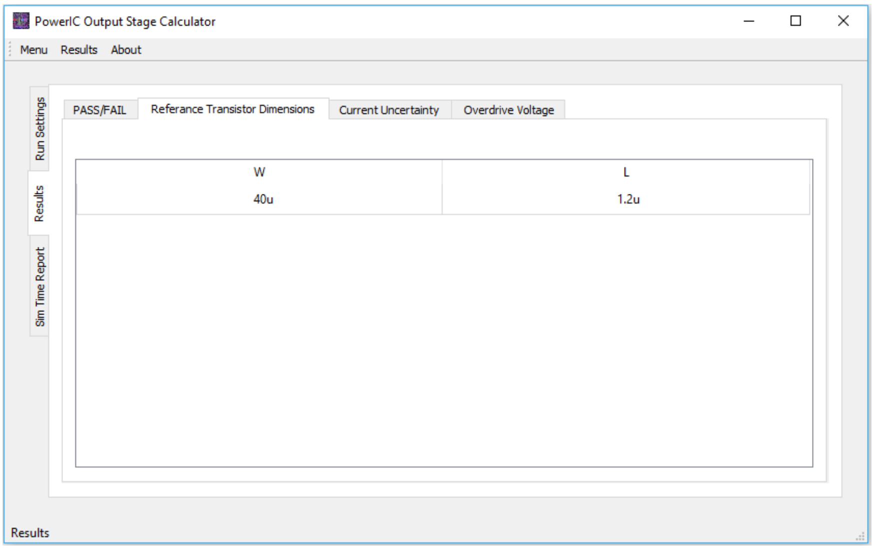
բ)



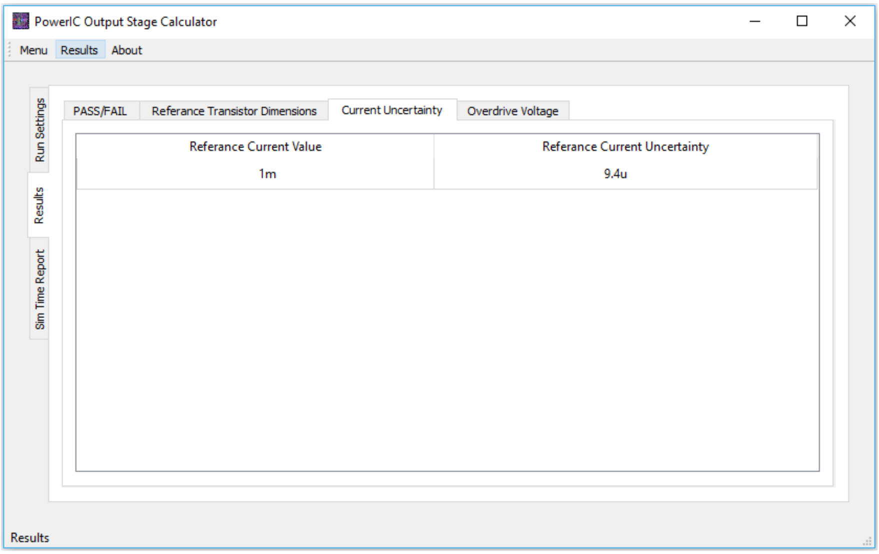
Նկ.3.37. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի հաշվարկման ավարտի գրաֆիկական արտածման արդյունքները

Հաշվարկների ավարտից հետո բացվում է Results պատուհանը, որտեղ արտածվում է PASS արդյունքը, եթե ծրագրին հաջողվել է հաշվարկել մուտքային պայմանները բավարարող պարամետրերը: Հակառակ դեպքում՝ արտածվում է FAIL արդյունքը:

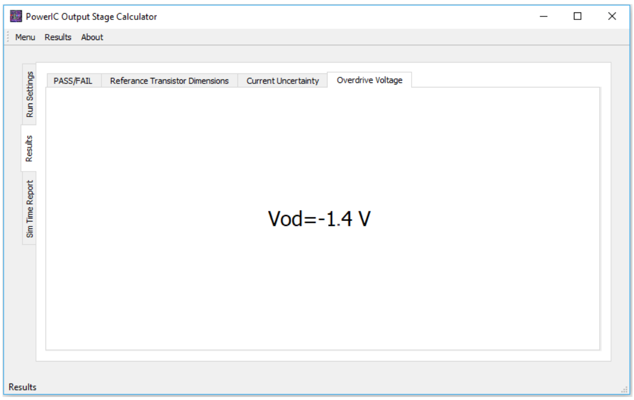
Միաժամանակ արտածվում են նաև հենակային տրանզիստորի հոսքուղու W և L պարամետրերի (նկ. 3.38), դրանց հաշվարկների արդյունքում հոսանքի շեղման (նկ. 3.39) և փական-ակունք լարման և շեմային լարման տարբերության արժեքները (նկ. 3.40):



Նկ.3.38. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի միջոցով MPREF տրանզիստորի հաշվարկված պարամետրերի արժեքները

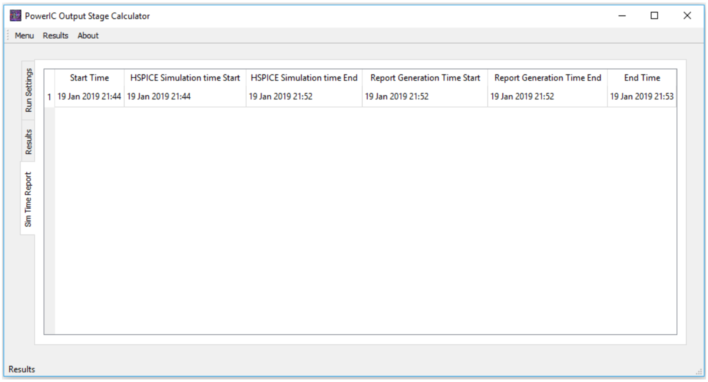


Նկ.3.39. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի միջոցով հաշվարկված հենակային հոսանքի և դրա շեղման արժեքները



Նկ.3.40. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի միջոցով հաշվարկված հոսանքի հայելիների արտաբեր-ակունք լարման պահանջվող նվազագույն արժեքը

SAED14nm FinFet տեխնոլոգիական գործընթացին համապատասխանող մոդելների .lib ֆայլի ներմուծմամբ անհրաժեշտ հաշվարկների կատարման և տվյալների արտածման համար ենթահամակարգի աշխատանքային ժամանակը կազմում է մոտ 9 րոպե (նկ. 3.41)։



Նկ.3.41. PowerIC Output Stage Calculator ենթահամակարգի հաշվարկների կատարման ժամանակի վերաբերյալ տեղեկատվության քաղվածքը

3.3. Լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման ծրագրային միջոցի արդյունավետության գնահատումը

PowerIC ծրագրային միջոցի արդյունավետության գնահատման համար կատարվել են հետևյալ միջոցառումները.

1. ակունք-արտաբեր լարման 0,5*Վ* արժեքի դեպքում բեռով հոսող 19*մԱ* հոսանքի պարագայում ավելի փոքր, քան 25*մՎ* լարման փոփոխություն ապահովող կապազերծող կոնդենսատորի ունակության հաշվարկ: Հաշվարկի արդյունքում

ստացվել է, որ ՄՕԿ և ՄՕՄ կառուցվածքներով կոնդենսատորների համատեղ կիրառմամբ կապազերծող կոնդենսատորների նախագծման պարագայում նվազում է ԻՍ-երում այդ տարրերի զբաղեցրած մակերեսը 1,5 անգամ, միաժամանակ նվազում է այդ տարրերի կախվածությունը արտաքին և տեխնոլոգիական գործընթացներով պայմանավորված գործոններից:

2. Լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով ելքային արժեքի նվազեցման նպատակով, արհեստական բեռի և բարձրհաճախականային զտիչի կամ՝ թվային կառավարմամբ արհեստական բեռի ներդրմամբ դրա նվազեցում: Հաշվարկները ցույց են տվել, որ ծրագրի միջոցով ստացված արդյունքները բավարարում են նախապես առաջադրված տեխնիկական առաջադրանքները:
3. Արտաքին կայուն դիմադրության և հենակային լարման աղբյուրի կիրառմամբ հոսանքի աղբյուրի ելքային կասկադի հաշվարկ, որի արդյունքում հաջողվել է ապահովել հենակային հոսանքի պահանջվող արժեքը և հոսքուղու մոդուլյացիայի հետևանքով դրա ավելի փոքր, քան 1% շեղման չափը: Վերոնշյալը հաշվի առնելով՝ կարելի է պնդել, որ մշակված ծրագրային միջոցը հնարավորություն է տալիս նախագծողներին՝ կիրառելու այն կայուն լարման և հոսանքի աղբյուրների նախագծման գործընթացում և արագորեն կատարելու Գլուխ 2-ում մշակված սխեմաների պահանջվող հաշվարկները:

Եզրակացություններ

1. Առաջարկվել է ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման միջոցի կառուցվածք, որն օգտագործողին հնարավորություն է տալիս, առանց ծրագրավորման, պարզ մուտքագրումների միջոցով, իրականացնել այդ սխեմաներում կիրառված լուծումների ճշգրիտ սխեմատեխնիկական հաշվարկներ:
2. Մշակվել է PowerIC ծրագրի օգտագործողի ինտերֆեյսը, որը բավարարում է նմանատիպ միջոցներին առաջադրվող ժամանակակից պահանջները և հնարավորություն է տալիս օգտագործողին՝ հեշտությամբ իրականացնելու կապազերծող կոնդենսատորների պահանջվող ունակության, անալոգային և խառը ազդանշանային ինտեգրալային լարման կայունարարներում արհեստական բեռի սխեմաների, ինչպես նաև հոսանքի աղբյուրների ելքային կասկադների հաշվարկներ:
3. Ատենախոսության մեջ առաջարկված սկզբունքները, եղանակները, մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումներն իրագործվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մշակված PowerIC ծրագրային միջոցում: Այն ներդրված է «ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ-ում և օգտագործվում է անալոգային և խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման ժամանակ, դրանց ստատիկ և դինամիկ պարամետրերի կայունության բարձրացման նպատակով: Ծրագրային միջոցի փորձարկումը ինտեգրալ սխեմաների մի շարք հատուկ մուտք-ելքի հանգույցներում ցույց է տվել վերջինիս բարձր արդյունավետությունը՝ մոտավորապես 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա կապազերծող կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը: Միաժամանակ, լարման կայունարարներում բեռի անջատմամբ պայմանավորված գերլարումները նվազել են մինչև 8 անգամ, հոսանքի աղբյուրների ճշտությունը բարձրացել ավելի, քան 20%-ով՝ կիսահաղողդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը $3,5\div5*10^{-9}$մ^2-ով մեծացման պարագայում:

ԵԶՐԱՀԱՆԳՈՒՄ

- Առաջարկվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման սկզբունքներ, որոնք թույլ են տալիս բավարարել ժամանակակից 14 նանոմետրանոց և ավելի փոքր չափերի տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծված սխեմաներին առաջադրվող պահանջներին:
- Մշակվել է ինտեգրալ սխեմաների կապազերծող կոնդենսատորների ձևավորման եղանակ, որում ավանդական ՄՕԿ և մետաղական շերտերով ՄՕՄ կառուցվածքների համատեղման շնորհիվ էապես բարելավվել են դրանց հիմնական պարամետրերը՝ մոտ 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսը, և միաժամանակ նվազել է ունակության արժեքի կախվածությունը տեխնոլոգիական գործընթացից, շրջակա միջավայրի ջերմաստիճանի և սնման լարման տատանումներից:
- Ստեղծվել է անալոգային ինտեգրալային լարման կայունարարներում բեռի անջատման հետևանքով առաջացող գերլարումների նվազեցման մեթոդ, որում որպես արհեստական բեռի՝ ՄՕԿ տրանզիստորի ընդգրկման շնորհիվ ապահովվել է անկայունությունը բնութագրող այդ պարամետրի՝ մինչև 7 անգամ նվազեցում՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի՝ $3*10^{-9}$ մ^2-ն չգերազանցող արժեքով մեծացման հաշվին:
- Առաջարկվել է խառը ազդանշանային ինտեգրալային համակարգերում օգտագործվող լարման կայունարարներում լարման թռիչքների փոքրացման մեթոդ, որում թվային ղեկավարմամբ բեռի կիրառման շնորհիվ հաջողվել է դրա արժեքը 200*մՎ*-ից հասցնել 28*մՎ*-ի՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի չնչին՝ $0,8*10^{-9}$*մ*^{2}-ն չգերազանցող մեծացման հաշվին:
- Մշակվել է ինտեգրալային ընդունիչ-հաղորդիչ սխեմաներում կիրառվող հոսանքի աղբյուրի սխեմա, որում արտաքին ճշգրիտ ռեզիստորի և հենակային լարման աղբյուրի համատեղ կիրառմամբ՝ ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցների հոսանքի արժեքի կայունությունը մեծացել է առնվազն 20%-ով՝ կիսահաղորդչային բյուրեղի մակերեսի՝ ընդամենը $2,6*10^{-9}$*մ*^{2}-ով մեծացման հաշվին:

- Ատենախոսության մեջ առաջարկված սկզբունքները, եղանակները, մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումները իրագործվել են ինտեգրալ սխեմաների լարման և հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մշակված PowerIC ծրագրային միջոցում: Այն ներդրված է «ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ-ում և օգտագործվում է անալոգային և խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման ժամանակ, դրանց ստատիկ և դինամիկ պարամետրերի կայունության բարձրացման նպատակով: Ծրագրային միջոցի փորձարկումը ինտեգրալ սխեմաների մի շարք հատուկ մուտք-ելքի հանգույցներում ցույց է տվել վերջինիս բարձր արդյունավետությունը՝ մոտավորապես 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա կապազերծող կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը: Միաժամանակ, լարման կայունարարներում բեռի անջատմամբ պայմանավորված գերլարումները նվազել են մինչև 8 անգամ, հոսանքի աղբյուրների ճշտությունը բարձրացել է ավելի, քան 20%-ով՝ կիսահաղողրդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը $3{,}5 \div 5 \cdot 10^{-9}$մ^2-ով մեծացման պարագայում:

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Ge G., Zhang C., Hoogzaad G., Makinwa K. A single-trim CMOS bandgap reference with a 3σ inaceuracy of ±0.15% from −40°C to 125°C //2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCE). - San Francisco, CA, 2010. - P. 78-79.
2. Device Design Guidelines for Nanoscale FinFETs in RF/Analog Applications /C. Sohn et al //IEEE Electron Device Letters. - Sept. 2012. - Vol. 33, no. 9. - P. 1234-1236.
3. Tang J., Tang F. Temperature and process independent ring-oscillator using compact compensation technic //2010 International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification. - Chengdu, China, 2010. - P. 49-52.
4. 7-nm Nanowire FET process variation modeling using industry standard BSIM-CMG model /R. Singh, K. Aditya, A. Bansal et al //2016 3rd International Conference on Emerging Electronics (ICEE). - Mumbai, India, 2016. - P. 1-4.
5. Multi-Voltage and Multi-Threshold Low Power Design Techniques for ORCA Processor Based on 14 nm Technology /V. Melikyan, M. Martirosyan, D. Babayan, et al //2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2018. - P. 116-120.
6. Sharma A., Ravi V. A novel method for design and implementation of low power, high stable SRAM cell //2017 International Conference on Nextgen Electronic Technologies: Silicon to Software (ICNETS2). - Chennai, India, 2017. - P. 112-116.
7. A 7nm 256Mb SRAM in high-k metal-gate FinFET technology with write-assist circuitry for low-VMINapplications /J. Chang, et al //2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCE). - San Francisco, CA, 2017. - P. 206-207.
8. WonsaeSim S., Andersson W. On-Die Decoupling Capacitor Optimization for DDR IO Interface Power Rail //2018 IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). - San Jose, CA, 2018. - P. 229-231.
9. Systematical study of 14nm FinFET reliability: from device level stress to product HTOL /C. Liu, et al //2015 IEEE International Reliability Physics Symposium. - Monterey, CA, 2015. - P. 2F.3.1-2F.3.5.

10. Patel R., Friedman E., Raghavan P. Power noise in 14, 10, and 7 nm FinFET CMOS technologies //2016 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). - Montreal, QC, 2016. - P. 37-40.
11. 14-nm FinFET Technology for Analog and RF Applications /J. Singh, et al //IEEE Transactions on Electron Devices. - Jan. 2018. - Vol. 65, no. 1. - P. 31-37.
12. Nariai Y., Hiroki A. Gate voltage dependence of channel length modulation for 14 nm FinFETs //2016 IEEE International Meeting for Future of Electron Devices Kansai (IMFEDK). - Kyoto, Japan, 2016. - P. 1-2.
13. Reliability and scalability of FinFET split-gate MONOS array with tight Vth distribution for 16/14nm-node embedded flash /S. Tsuda, et al //2017 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM). - San Francisco, CA, 2017. - P. 19.3.1-19.3.4.
14. Makimoto T., Sakai Y. Evolution of low power electronics and its future applications //Proceedings of the 2003 International Symposium on Low Power Electronics and Design (ISLPED). - Seoul, South Korea, 2003. - P. 2-5.
15. SRAM PUF quality and reliability comparison for 28 nm planar vs. 16 nm FinFET CMOS processes /B. Narasimham, D. Reed, S. Gupta, et al //2017 IEEE International Reliability Physics Symposium (IRPS). - Monterey, CA, 2017. - P. PM-11.1-PM-11.4.
16. Hajare R., Lakshminarayana C., Sumanth S., Anish A. Design and evaluation of FinFET based digital circuits for high speed ICs //2015 International Conference on Emerging Research in Electronics, Computer Science and Technology (ICERECT). - Mandya, India, 2015. - P. 162-167.
17. Hoentschel J., Wei A. From the present to the future: Scaling of planar VLSI-CMOS devices towards 3D-FinFETs and beyond 10nm CMOS technologies; manufacturing challenges and future technology concepts //2015 China Semiconductor Technology International Conference. - Shanghai, China, 2015. - P. 1-4.
18. High performance 14nm FinFET technology for low power mobile RF application /E. Jeong, et al //2017 Symposium on VLSI Technology. - Kyoto, 2017. - P. T142-T143.

19. Jaemin L., Yesung K., Youngmin K. Analysis of on chip decoupling capacitor in the double-gate FinFETs with PEEC-based power delivery network //2014 International SoC Design Conference (ISOCE). - Jeju, South Korea, 2014. - P. 290-291.
20. Safaryan K. Power noise optimization with decoupling capacitors //2017 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). - Novi Sad, 2017. - P. 1-4.
21. Cheon J., Kim S., Lee D., Lee K. Low-dropout regulator with low output peak voltage with soft-start added to bandgap reference output //2017 International SoC Design Conference (ISOCE). - Seoul, South Korea, 2017. - P. 210-211.
22. Luo M., Yu M., Li G. An 11-bit high-speed current steering DAC //2012 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet). - Yichang, China, 2012. - P. 1622-1625.
23. Cao H., Yu Z., Deng H., Li P. A reference voltage source and its output buffer for pipeline ADC //2014 International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID). - Macao, China, 2014. - P. 1-5.
24. Nagaraj R., Yagain D. Design and Implementation of a Linear Transconductance Amplifier with a Digitally Controlled Current Source //2011 Fourth International Conference on Emerging Trends in Engineering & Technology. - Port Louis, Mauritius, 2011. - P. 274-279.
25. Amina M., Biswas P., Ullah A., Chowdhury I. B. Analysis of common-mode rejection ratio of a CMOS differential amplifier considering all the non-idealities //2015 2nd International Conference on Electrical Information and Communication Technologies (EICT). - Khulna, Bangladesh, 2015. - P. 234-238.
26. Chia J. Design, layout and placement of on-chip decoupling capacitors in IP blocks. - The University of British Columbia, 2004. - 72p.
27. PrimeRail User Guide. – Synopsys Inc, 2017.
28. Haihua S., Sapatnekar S., Nassif S. Optimal decoupling capacitor sizing and placement for standard-cell layout designs //IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. - April 2003. - Vol. 22, no. 4. - P. 428-436.

29. Charania T., Opal A., Sachdev M. Analysis and Design of On-Chip Decoupling Capacitors //IEEE Transactions on Very Large-Scale Integration (VLSI) Systems. - April 2013. - Vol. 21, no. 4. - P. 648-658.
30. Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. - Mc Graw Hill India, 2nd edition, 2017. – 782p.
31. Մխիթարյան Ա. Հատուկ նշանակությամբ ինտեգրալ սխեմաներում կապազերծող կոնդենսատորների միջոցով սնման դողերի աղմուկների ճնշման եղանակ //Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի Լրաբեր. Գիտական հոդվածների ժողովածու. Մաս 1. - Երևան, 2018. - էջ 191 – 197:
32. Liu E., Li E. Electrical performance of vertical natural capacitor for RF system-on-chip in 32-nm technology //2011 IEEE 20th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems. - San Jose, CA, 2011. - P. 35-38.
33. Kumar A., Verma A. Techniques to improve sharpness and stop band rejection of Defected Ground Structure based low pass filter // 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC). - Kolkata, India, 2011. - P. 1-5.
34. Yang Y., Jiang Y., Li X., Yang W. Optimal design of Voltage-controlled Voltage Source second-order unit gain Butterworth low-pass filter // 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering. - Wuhan, China, 2011. - P. 4318-4321.
35. Design of on-chip linear voltage regulator module and measurement of power distribution network noise fluctuation at high-speed output buffer /M. Lee, et al //2015 IEEE 24th Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). - San Jose, CA, 2015. - P. 3-6.
36. Characterizing power delivery systems with on/off-chip voltage regulators for many-core processors /X. Wang, et al //2014 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE). - Dresden, Germany, 2014. - P. 1-4.
37. Analysis of dynamic voltage drop with PVT variation in FinFET designs /Y. Ban, et al //2014 International SoC Design Conference (ISOCE). - Jeju, South Korea, 2014. - P. 132-133.

38. Design of low power, high PSRR low drop-out voltage regulator /M. Bautista, et al //2015 International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM). - Cebu City, Philippines, 2015. - P. 1-5.
39. Nasrollahpour M., Hamedi-Hagh S. Fast transient response and high PSRR low drop-out voltage regulator // 2016 IEEE Dallas Circuits and Systems Conference (DCAS). - Arlington, TX, 2016. - P. 1-4.
40. Yang Y., Yuan Y., Wu L., Zhang X. A High PSRR Low Drop-out Linear Regulator without Output Capacitor // 2018 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC). - Shenzhen, China, 2018. - P. 1-2.
41. Li Y., Liu Y., Rhee W., Wang Z. A high-PSRR ADPLL with self-regulated GRO TDC and DCO-dedicated voltage regulator // VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT). - Hsinchu, Taiwan, 2015. - P. 1-4.
42. Khan M., Chowdhury M. Capacitor-less Low-Dropout Regulator (LDO) with Improved PSRR and Enhanced Slew-Rate //2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). - Florence, USA, 2018. - P. 1-5.
43. Motkurwar S., Ghodeswar U. Design and power noise cancellation analysis of low dropout voltage regulator //2016 International Conference on Communication and Signal Processing (ICESP). - Melmaruvathur, India, 2016. - P. 1282-1285.
44. Design of a capacitor-less LDO with high PSRR for RF energy harvesting applications /D. Khan, et al //2017 International SoC Design Conference (ISOCE). - Seoul, South Korea, 2017. - P. 202-203.
45. A fast transient LDO based on dual loop FVF with high PSRR /L. Wang, W. Mao, C. Wu, et al //2016 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCEAS). - Jeju, South Korea, 2016. - P. 99-102.
46. Kampus V., Rang T. A smart capless voltage regulator for very high bandwidth A/D and D/A converters in a standard 28nm CMOS process //2016 15th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC). - Tallinn, Estonia, 2016. - P. 43-46.

47. Milliken R., Silva-Martinez J., Sanchez-Sinencio E. Full On-Chip CMOS Low-Dropout Voltage Regulator //IEEE Transactions on Circuits and Systems. - Sept. 2007. - Vol. 54, no. 9. - P. 1879-1890.
48. Khadiri K., Qjidaa H. A low noise, high PSR low-dropout regulator for low-cost portable electronics //2013 ACS International Conference on Computer Systems and Applications (AICESA). - Ifrane, Morocco, 2013. - P. 1-5.
49. Ying-Cheng W., Chun-Yueh H., Bin-Da L. A low dropout voltage regulator with programmable output //2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. - Xi'an, China, 2009. - P. 3357-3361.
50. Akima H., Dec A., Suyama K. A wide tuning 1.3 GHz LC VCO with fast settling noise filtering voltage regulator in 0.18 μm CMOS process //2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. - Anaheim, CA, 2010. – P. 333-336.
51. Song L., Homulle H., Charbon E., Sebastiano F. Characterization of bipolar transistors for cryogenic temperature sensors in standard CMOS //2016 IEEE SENSORS. - Orlando, FL, 2016. - P. 1-3.
52. Hspice Reference Manual, Synopsys Inc.- 2017. -846p.
53. Kleczek R., Grybos P. Low voltage area efficient current-mode CMOS bandgap reference in deep submicron technology //2014 Proceedings of the 21st International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES). - Lublin, Poland, 2014. - P. 247-251.
54. The Single Event Upset Forecasting in Digital and Analog Integrated Circuits in SAED 14nm FinFet Technology /V. Melikyan, A. Petrosyan, A. Mkhitaryan, et al //MES 2018 All-Russia Science & Technology Conference. - Moscow, Russia, 2018. - P. 76-81.
55. A temperature and process insensitive CMOS reference current generator /S. Bethi, K. Lee, R. Veillette, et al //2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). - Columbus, OH, 2013. - P. 301-304.
56. Gupta S., Raychaudhuri A. Fin-FET based low temperature coefficient current reference generator //2016 IEEE Annual India Conference (INDICON). - Bangalore, India, 2016. - P. 1-4.

57. FinFET current mirror design and evaluation /A. Marshall et al //2005 IEEE Dallas/CAS Workshop on Architecture, Circuits and Implementtation of SOCs. - Richardson, TX, 2005. - P. 187-190.
58. Cheng H., Li Y. Electrical characteristic variability in 16-nm multi-gate MOSFET current mirror circuit //2010 International Conference on Enabling Science and Nanotechnology (ESciNano). - Kuala Lumpur, Malaysia, 2010. - P. 1-2.
59. Effect of intrinsic-parameter fluctuations on 16-nm-gate CMOS and current mirror circuit /C. Yiu, et al //10th IEEE International Conference on Nanotechnology. - Seoul, South Korea, 2010. - P. 798-801.
60. An ultra-compact, untrimmed CMOS bandgap reference with 3σ inaceuracy of +0.64% in 16nm FinFET /C. Chang, et al // 2014 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCE). - KaoHsiung, Taiwan, 2014. - P. 165-168.
61. BJT Device and Circuit Co-Optimization Enabling Bandgap Reference and Temperature Sensing in 7-nm FinFET / U. Kamath, et al //2018 48th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC). - Dresden, Germany, 2018. - P. 86-89.
62. Eberlein M., Panagopoulos G., Pretl H. A 40nW, Sub-IV Truly ‘Digital’ Reverse Bandgap Reference Using Bulk-Diodes in 16nm FinFET // 2018 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCE). - Tainan, Taiwan, 2018. - P. 99-102.
63. Մխիթարյան Ա. Կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ ինտեգրալ սխեմաների ընդունիչ-հաղորդիչ հանգույցներում հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման մեթոդ //Հայաստանի գիտությունների ազգային ակադեմիայի և Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի տեղեկագիր: - Տեխնիկական գիտություններ, 71 (2): - Երևան, 2018: - էջ 171-180:
64. A 14-nm FinFET Logic CMOS Process Compatible RRAM Flash with Excellent Immunity to Sneak Path /E. Hsieh, et al //IEEE Transactions on Electron Devices. - Dec. 2017. - Vol. 64, no. 12. - P. 4910-4918.

65.Simulations and comparisons of basic analog and digital circuit blocks employing Tunnel FETs and conventional FinFETs /F. Settino, S. Strangio, M. Lanuzza, et al // 2017 Fifth Berkeley Symposium on Energy Efficient Electronic Systems & Steep Transistors Workshop (E3S). - Berkeley, CA, 2017. - P. 1-3.
66. Compact Model of Drain Current in Short-Channel Triple-Gate FinFETs /N. Fasarakis, et al //IEEE Transactions on Electron Devices. - July 2012. - Vol. 59, no. 7. - P. 1891-1898.
67.Baker J.R. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation. - 3rd Edition. - John Wiley and & Sons, Inc., Publication, 2010. - 1173p.
68. Low Power, Low Offset, Area Efficient Comparator Design in Nanoscale CMOS Technology /V. Melikyan, A. Mkhitaryan, A. Hayrapetyan, et al //2018 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). - Kazan, Russia, 2018. - P. 75-79.
69. Popovich M., Friedman E. Nanoscale on-chip decoupling capacitors //2008 IEEE International SOC Conference. - Newport Beach, CA, 2008. - P. 51-54.
70.Deevi B., Rao N. High Q on-chip 3-D capacitor for RF applications //2015 Annual IEEE India Conference (INDICON). - New Delhi, India, 2015. - P. 1-4.
71. Sabui G., Shen Z. Analytical Calculation of Breakdown Voltage for Dielectric RESURF Power Devices //IEEE Electron Device Letters. - June 2017. - Vol. 38, no. 6. - P. 767-770.
72. Performance Comparisons Between 7-nm FinFET and Conventional Bulk CMOS Standard Cell Libraries /Q. Xie, X. Lin, Y. Wang, et al //IEEE Transactions on Circuits and Systems. - Aug. 2015. - Vol. 62, no. 8. - P. 761-765.
73. Localized thermal effect of sub-16nm FinFET technologies and its impact on circuit reliability designs and methodologies /Y. Sun, C. Zhan, J. Guo, et al //2015 IEEE International Reliability Physics Symposium. - Monterey, CA, 2015. - P. 3D.2.1-3D.2.6.
74. High Overshoot Correction Method in Voltage Regulators /V. Melikyan, A. Mkhitaryan, A. Hayrapetyan, et al //2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2018. - P. 130-133.

75. The Overshoot Reducing Method in Voltage Regulators in SAED 14nm FinFet Technology /V. Melikyan, A. Mkhitaryan, G. Petrosyan, et al //2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kyiv, Ukraine, 2019. - P. 106-109.
76. Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G. 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future //Small Systems Simulation Symposium 2018. - Niš, Serbia, 12th-14th February 2018. - P. 37-41.
77. Loikkanen M., Rostamovaara J. PSRR improvement technique for amplifiers with Miller capacitor //2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. - Island of Kos, 2006. – P. 1394-1397.
78. A 45 GHz CMOS VCO Adopting Digitally Switchable Metal-Oxide-Metal Capacitors /G. Huang, S. Kim, Z. Gao, et al //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. - May 2011. - Vol. 21, no. 5. - P. 270-272.
79. Introducing Solidworks, Dassault Systèmes SolidWorks Corp. – 2016. – 127p.
80. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide, Synopsys Inc. - 2014. - 236p.
81. Jandhyala S., Tapse S. A power efficient phase frequency detector and low mismatch charge pump in on-chip clock generator //2016 IEEE Distributed Computing, VLSI, Electrical Circuits and Robotics (DISCOVER). - Mangalore, India, 2016. - P. 57-61.
82. Athanasiadis P., Mountrichas L., Siskos S. An ultra wide-band adaptive frequency divider for mm-wave PLL applications //2015 Nordic Circuits and Systems Conference (NORCAS): NORCHIP & International Symposium on System-on-Chip (SoC). - Oslo, Norway, 2015. - P. 1-4.
83. Бондаренко И. Электрорадиоэлементы.Резисторы. - СПБ, 2012. -109с.
84. Karim N., Zou Y., Wen S. Enhancing overall system functionality and performance with the right packaging solutions //2012 13th International Conference on Electronic Packaging Technology & High-Density Packaging. - Guilin, China, 2012. - P. 19-24.

85. Somashekaraiah C. Overview of ESD impacts over industry yield: Technical consideration to control ESD during prototype development and production, advanced inspection techniques for ESD failure analysis //2016 International Conference on ElectroMagnetic Interference & Compatibility (INCEMIC). - Bangalore, India, 2016. - P. 1-4.
86. Resistance calibration method without external precision elements /V. Melikyan, et al //IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). - Kiev, Ukraine, 2014. - P. 1-4.
87. Dwivedi R., Narula M. USB 2.0 Transceiver macrocell Interface implementation on Xilinx Vivado //2016 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC). - Noida, India, 2016. - P. 419-424.
88. He F. USB Port and power delivery: An overview of USB port interoperability //2015 IEEE Symposium on Product Compliance Engineering (ISPCE). - Chicago, IL, 2015. - P. 1-5.
89. Sung G., Wang H., Lin J. Serial interface engine asic with usb physical transceiver based on fpga development board //2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC). - Banff, AB, 2017. - P. 410-413.
90. Deshmukh S., Mahajan R. Handheld device for data transfer between two USB sticks //2015 International Conference on Information Processing (ICIP). - Pune, India, 2015. -P. 647-651.
91. Sharma M., Agarwal N., Reddy S. Design and development of daughter board for USB-UART communication between Raspberry Pi and PC //International Conference on Computing, Communication & Automation. - Noida, India, 2015. - P. 944-948.
92. Szecówka P., Pyrzynski K. USB receiver/transmitter for FPGA implementation //2012 International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES). - Wroclaw, Poland, 2012. -P. 1-6.
93. Pranav P., Brahmbhatt P., Rao U. USB based high speed data acquisition system //2015 5th Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE). – Ahmedabad, India, 2015. - P. 1-5.

94. DDR4 transmitter with AC-boost equalization and wide-band voltage regulators for thin-oxide protection in 14-nm SOI CMOS technology /M. Kossel, et al //ESSCIRC 2017 - 43rd IEEE European Solid-State Circuits Conference. - Leuven, Belgium, 2017. - P. 115-118.
95. SDF Report Generation Methodology for Digital Delay Lines without Simulations / V. Melikyan, Z. Avetisyan, A. Hovsepyan, A. Mkhitaryan, et al //MES 2018 All-Russia Science & Technology Conference. - Moscow, Russia, 2018. - P. 63-68.
96. New frequency dependent target impedance for DDR3 memory system / H. Sasaki, et al //2011 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS). - Hanzhou, China, 2011. - P. 1-4.
97. Wang L., Wang J., Zhang Q. Design and implementation of DDR SDRAM controller based on FPGA in satellite navigation system. - 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing. - Beijing, China, 2012. - P. 456-460.
98. Vbg optimization in DDR4 RDIMMs for improved timing margins / S. Sethuraman, et al //2014 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging & Systems Symposium (EDAPS). - Bangalore, Inida, 2014. - P. 73-76.
99. Singh P., Reniwal B., Vijayvargiya V., Vishvakarma S. Design of high-speed DDR SDRAM controller with less logic utilization //2014 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICXCS). - Combiatore, India, 2014. - P. 1-6.
100. Monthie J., Sreekumar V., Yashwante R. Impact of Power Supply Noise on Clock Jitter in High-Speed DDR Memory Interfaces //2013 26th International Conference on VLSI Design and 2013 12th International Conference on Embedded Systems. - Pune, India, 2013. - P. 262-266.
101. Chae M., Wilson T., Naviasky E. Multi-standard low-power DDR I/O circuit design in 7nm CMOS process //2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). - Baltimore, MD, 2017. - P. 1-4.
102. Mansilla O., Thomson E. Power solution for DDR memory in space applications //2014 IEEE Aerospace Conference. - Big Sky, MT, 2014. - P. 1-10.

103. Martin F., Bennett P. Configurable I/O integration to reduce system-on-chip time to market: DDR, PCIe examples //2013 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE). - Grenoble, France, 2013. - P. 169-169.
104. Hilavin S., Keskin C., Kodal E., Yilmazlar I., Ardali E., Hilavin I. Analysis of repeatability and uncertainty issues in radiated emission tests regarding HDMI ports //2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. - EMC EUROPE, Wroclaw, 2016. - P. 61-65.
105. Zero power 4.95Gbps HDMI transmitter / N. Gupta, T. Nandy, P. Sahni, et al //2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). - Melbourne VIC, 2014. - P. 1500-1503.
106. Transmitter Output Impedance Calibration Method / V. Melikyan, B. Baghramyan, A. Mkhitaryan, et al //2018 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). - Kazan, Russia, 2018. - P. 51-58.
107. Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Melikyan N. Receiver/transmitter input/output termination resistance calibration method //2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference Electronics and Nanotechnology (ELNANO). - Kiev, Ukraine, 2013. - P. 126-130.
108. A versatile I/O with robust impedance calibration for various memory interfaces /K. Kyoung-Hoi, L. Soo-Kyung, S. Jin-Ho, et al //2006 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. - Island of Kos, 2006. - P. 1003- 1006.

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1

SYNOPSYS®

№ 223/19

"02" 04 2019

Հաստատում եմ՝
«ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ
Գլխավոր տնօրեն՝
Հ. Մուսայելյան

Արթուր Խաչիկի Մխիթարյանի << Ինտեգրալ սխեմաներում լարման եվ հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման միջոցների մշակումը >> թեմայով թեկնածուական ատենախոսության արդյունքների

ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ

ՀԱՊՀ <<Էլեկտրոնիկա, միկրո և նանոէլեկտրոնիկա>> մասնագիտությամբ 3-րդ կուրսի ասպիրանտ Ա.Խ.Մխիթարյանի կողմից ինտեգրալ սխեմաներում լարման եվ հոսանքի աղբյուրների կայունության բարձրացման PowerIC ծրագրային միջոցը ներդրված է <<ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ>> ՓԲԸ-ում և օգտագործվում է անալոգային և խառը ազդանշանային ինտեգրալ սխեմաների նախագծման ժամանակ, դրանց ստատիկ և դինամիկ պարամետրերի կայունության բարձրացման նպատակով: Ծրագրային միջոցի փորձարկումը ինտեգրալ սխեմաների մի շարք հատուկ մուտք-ելքի հանգույցներում ցույց է տվել վերջինիս բարձր արդյունավետությունը՝ 1,5 անգամ փոքրացել է կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա կապազերծող կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը, լարման կայունարարներում բեռի անջատմամբ պայմանավորված գերլարումները նվազել են մինչև 8 անգամ, հոսանքի աղբյուրների ճշտությունը բարձրացել է ավելի, քան 20%-ով:

Անալոգային և խառը ազդանշանային սխեմաների
նախագծման դեպարտամենտի տնօրեն՝ Ա. Ադաջանյան

"ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ" ՓԲԸ
0026, ՀՀ, ԵՐԵՎԱՆ, ԱՐՇԱԿՈՒՆՅԱՑ 41
ՀԵՌ. (+374 10) 49 21 00, ՖԱՔՍ (+374 10) 49 26 96
ՀՎՀՀ 02236362

"SYNOPSYS ARMENIA" CJSC
41 ARSHAKUNYATS AVE., YEREVAN, ARMENIA, 0026
TEL.: (+374 10) 49 21 00, FAX: (+374 10) 49 26 96
TAX PAYER'S ID 02236362

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 2

- **Անալոգային լարման կայունարարում արհեստական բեռի և բարձրհաճախականային զտիչների համատեղ կիրառման սխեմայի Spice նկարագրության հատված**

```
*Custom Compiler Version N-2017.12-SP1-6
*Sun Feb  3 15:16:24 2019
.GLOBAL gnd!
.subckt snfinhv_1 d g s b
xmn1_1 net2 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_1 d g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_1
.subckt snfinhv_2 d g s b
xmn5_1 net10 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn4_1 net9 g net10 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn5 net5 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn4 net4 g net5 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn3 net3 g net4 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
 xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
 xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_2
.subckt snfinhv_3 d g s b
xmn3 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_3
```

```
.subckt snfinhv_4 d g s b
xmn3_1 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_4
.subckt spfinhv_1 d g s b
xmn2_15 net32 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_3 net8 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_3 net7 g net8 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_2 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_2 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_1 net4 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_1 net3 g net4 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2 net2 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
.ends spfinhv_1
.subckt spfinhv_2 d g s b
xmn3_1 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
.ends spfinhv_2
.subckt spfinhv_3 d g s b
xmn2_7 net16 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_3 net8 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_3 net7 g net8 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
```

```
xmn2_2 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_2 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_1 net4 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1_1 net3 g net4 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2 net2 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
.ends spfinhv_3
.subckt spfinhv_4 d g s b
xmn3_7 net24 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn2_2 net8 g net9 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn3_1 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=12 nf=1 m=1
.ends spfinhv_4
.subckt spfinhv_5 d g s b
xmn3_1 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends spfinhv_5
.subckt vreg_2 en_h en_hn gnd! nbias vdd_h vinm vinp vout vph
xm_pd_m15 nbias2 en_hn gnd! gnd! egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn75 vout gnd! gnd! gnd! egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=4
x_tr_nb3 nb3|net6 vncasc gnd! gnd! snfinhv_2 m=1
xnb2<7> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<6> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
```

```
xnb2<5> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<4> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<3> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<2> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<1> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb2<0> netcasc2 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb1<3> netcasc1 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb1<2> netcasc1 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb1<1> netcasc1 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb1<0> netcasc1 nbias2 gnd! gnd! snfinhv_3 m=1
xnb nbias nbias2 gnd! gnd! snfinhv_4 m=1
xnb0 pbias nbias2 gnd! gnd! snfinhv_4 m=1
xm_sw_p62 gnd! nb3|net6 netcasc1 netcasc1 lvtpfet l=0.15u nfin=12 nf=1  m=1
xpb0 pbias pbias vph vph spfinhv_2 m=1
xpb1 net_mirr net_mirr vdd_h vdd_h spfinhv_3 m=1
xptail virt_gnd! pbias vph vph spfinhv_4 m=1
xpb3 vncasc pbias vph vph spfinhv_5 m=1
.ends vreg_2
.subckt saed14nm_inv2x a gnd! vph z
xmp0 z a vph vph egpfet l=0.17u nfin=4 nf=2
xmp13 vph vph vph vph egpfet l=0.17u nfin=4 nf=2 m=1
xmn0 z a gnd! gnd! egnfet l=0.17u nfin=4 nf=2
.ends saed14nm_inv2x
.subckt snfinlvt_1 d g s b
xmn1_5 net6 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn0_5 d g net6 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn1_4 net5 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn0_4 d g net5 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn1_3 net4 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
```

```
xmn0_3 d g net4 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn1_2 net3 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn0_2 d g net3 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn1_1 net2 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn0_1 d g net2 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g s b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b lvtnfet l=8n nfin=8 nf=1
.ends snfinlvt_1
.subckt alias2 plus minus
ralias plus minus r=0.001
.ends alias2
.subckt alias_4 i o
vi o i dc=0
.ends alias_4
.subckt vreg_nmos bias boost<1> boost<0> en_h gnd! pd_tie resdiv<1>
resdiv<0> vdd_h vg vout vout_sense vph vbg_filt
x_dg_i106 en_h gnd! vph vreg_en_hn saed14nm_inv2x
x_sw_n21 net185 boost<1> gnd! gnd! snfinlvt_1 m=1
x_sw_n14 s2<3> boost<0> gnd! gnd! snfinlvt_1 m=1
xi30<1> resdiv<1> s2<2> alias2
xi30<0> resdiv<0> s2<3> alias2
xstb2 sense_i sense alias_4
xrr20 s2<2> net185 gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr26 net161 vout_sense gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr6<3> s<1> sense gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr6<2> s<2> s<1> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr6<1> s<3> s<2> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr6<0> vout s<3> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr5<3> sense s2<1> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
```

```
xrr5<2> s2<1> s2<2> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr5<1> s2<2> s2<3> gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr5<0> s2<3> gnd! gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
xrr25 sense_i net161 gnd! rmres w=0.32u l=4.03525u m=1
.ends vreg_nmos
.subckt nfincap_hv_base bulk gate
xmn0 bulk gate bulk bulk egnfet l=0.1825u nfin=26 nf=8  m=1
.ends nfincap_hv_base
.subckt nfincap_hv_m1 bulk gate
xdecap_base bulk gate nfincap_hv_base
.ends nfincap_hv_m1
.subckt vreg_nmos_output_cell_cgate gnd! sig_high
x_cap_ce<16> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<15> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<14> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<13> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<12> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<11> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<10> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<9> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<8> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<7> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<6> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<5> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<4> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<3> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<2> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<1> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
x_cap_ce<0> gnd! sig_high nfincap_hv_m1
```

```
.ends vreg_nmos_output_cell_cgate
.subckt vreg_nmos_output_cell gnd! vg vout vph
xmnout<2> vph vg vout gnd! egnfet l=0.15u nfin=20 nf=40 m=1
.subckt nfincap_lvt_m1 bulk gate
xmn0 bulk gate bulk bulk lvtnfet l=0.1u nfin=40 nf=12 m=1
.ends nfincap_lvt_m1
.subckt vreg_nmos_output_cell_cout gnd! sig_high
xc5 sig_high gnd! vncap_2t l=2.140u w=36.076u
x_cap_out<16> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<15> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<14> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<13> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<12> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<11> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<10> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<9> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<8> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<7> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<6> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<5> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<4> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<3> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<2> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
x_cap_out<1> gnd! sig_high nfincap_lvt_m1
.ends vreg_nmos_output_cell_cout
.subckt vreg_amp_output_7ma bias boost<1> boost<0> en_h gnd! vdd_h vg vout
+ vout_sense vph vbg_filt
xregulator_base bias boost<1> boost<0> en_h gnd! gnd! resdiv<1> resdiv<0> vdd_h vg
+ vout vout_sense vph vbg_filt vreg_nmos
```

```
xcgate<2> gnd! vg vreg_nmos_output_cell_cgate
xcgate<1> gnd! vg vreg_nmos_output_cell_cgate
xoutput_cell<7> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<6> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<5> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<4> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<3> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<2> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xoutput_cell<1> gnd! vg vout vph vreg_nmos_output_cell
xcout<7> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<6> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<5> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<4> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<3> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<2> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
xcout<1> gnd! vout vreg_nmos_output_cell_cout
.ends vreg_amp_output_7ma
.subckt cap w na nb nc nd nrest c=0.01f cf=0.01f ce=0.01f cx=0.01f
crest=0.01f
caprest w nrest c='crest'
capd w nd  c='cx'
capc w nc  c='ce'
capb w nb  c='cf'
capa w na  c='ca'
.ends cap
.subckt sc_invx64_lvt a gnd! vp z
xmm1 z a vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=8
xmm0 z a gnd! gnd! lvtnfet l=8n nfin=4 nf=8
.ends sc_invx64_lvt
```

```
.subckt bandgap_reference_main gnd! i o s sb vph
xmmpsw<1> i sb o vph egpfet l=0.172u nfin=4 nf=2 m=1
.subckt spfinhv_6 d g s b
xmn11_15 net176 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn10 net10 g net11 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends spfinhv_6
.subckt spfinhv_7 d g s b
xmn3_1 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends spfinhv_7
.subckt spfinhv_8 d g s b
xmn11_31 net352 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn10 net10 g net11 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends spfinhv_8
.subckt spfinhv_9 d g s b
xmn5_3 net20 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn5 net5 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends spfinhv_9
.subckt spfinhv_10 d g s b
xmn5_7 net40 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn5 net5 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends spfinhv_10
.subckt spfinhv_11 d g s b
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
```

```
.ends spfinhv_11
.subckt spfinhv_12 d g s b
xmn3_9 net30 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_9 net29 g net30 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_8 net27 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_8 net26 g net27 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_7 net24 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_7 net23 g net24 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_6 net21 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_6 net20 g net21 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_5 net18 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_5 net17 g net18 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_4 net15 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_4 net14 g net15 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_3 net12 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_3 net11 g net12 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_2 net9 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_2 net8 g net9 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_1 net6 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egpfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends spfinhv_12
.subckt bandgap_reference_rten b m p
xrrref p m b rmres w=0.3u l=6.4935e-6 r=10.0002k m=1
.ends bandgap_reference_rten
.subckt bandgap b m p
```

```
xrrref p m b rmres w=0.4u l=1.5155e-6 r=1.99994k m=1
.ends bandgap
.subckt snfinhv_5 d g s b
xmn5_9 net50 g s b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn5 net5 g s b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends snfinhv_5
.subckt snfinhv_6 d g s b
xmn5_39 net200 g s b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn5 net5 g s b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends snfinhv_6
.subckt snfinhv_7 d g s b
xmn11_4 net55 g s b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
xmn10 net10 g net11 b egnfet l=0.15u nfin=10 nf=1 m=1
.ends snfinhv_7
.subckt snfinhv_8 d g s b
xmn1_11 net12 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn0_9 d g net10 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_8 net9 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_8 d g net9 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_7 net8 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_7 d g net8 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_6 net7 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_6 d g net7 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_5 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_5 d g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_4 net5 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_4 d g net5 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
```

```
xmn1_3 net4 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_3 d g net4 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_2 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_2 d g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_1 net2 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_1 d g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_8
.subckt snfinhv_9 d g s b
xmn3_29 net90 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn2_9 net29 g net30 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_8 net27 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_8 net26 g net27 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_7 net24 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_7 net23 g net24 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_6 net21 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_6 net20 g net21 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_5 net18 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_5 net17 g net18 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_4 net15 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 x
mn2_4 net14 g net15 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_3 net12 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_3 net11 g net12 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_2 net9 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_2 net8 g net9 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_1 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
```

```
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_9
.subckt snfinhv_10 d g s b
xmn3_5 net18 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_5 net17 g net18 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_4 net15 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_4 net14 g net15 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_3 net12 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_3 net11 g net12 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_2 net9 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_2 net8 g net9 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_1 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_10
.subckt snfinhv_11 d g s b
xmn3_59 net180 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn2_9 net29 g net30 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_8 net27 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_8 net26 g net27 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_7 net24 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_7 net23 g net24 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_6 net21 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_6 net20 g net21 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
```

```
xmn3_5 net18 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_5 net17 g net18 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_4 net15 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_4 net14 g net15 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_3 net12 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_3 net11 g net12 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_2 net9 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_2 net8 g net9 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3_1 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2_1 net5 g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1 m=1
xmn3 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn2 net2 g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_11
.subckt snfinhv_12 d g s b
xmn1_7 net8 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_7 d g net8 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_6 net7 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_6 d g net7 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_5 net6 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_5 d g net6 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_4 net5 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_4 d g net5 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_3 net4 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_3 d g net4 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_2 net3 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0_2 d g net3 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1_1 net2 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
```

```
xmn0_1 d g net2 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn1 net1 g s b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn0 d g net1 b egnfet l=0.15u nfin=8 nf=1
.ends snfinhv_12
.subckt snfinlvt_2 d g s b
xmn1_15 net16 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_15 d g net16 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_14 net15 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_14 d g net15 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_13 net14 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_13 d g net14 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_12 net13 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_12 d g net13 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_11 net12 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_11 d g net12 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_10 net11 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_10 d g net11 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_9 net10 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_9 d g net10 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_8 net9 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_8 d g net9 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_7 net8 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_7 d g net8 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_6 net7 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_6 d g net7 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_5 net6 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_5 d g net6 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_4 net5 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_4 d g net5 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
```

```
xmn1_3 net4 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_3 d g net4 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_2 net3 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_2 d g net3 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1_1 net2 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_1 d g net2 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1 net1 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0 d g net1 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
.ends snfinlvt_2
.subckt snfinlvt_3 d g s b
xmn7_3 net28 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_3 net27 g net28 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_2 net21 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_2 net20 g net21 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_1 net14 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_1 net13 g net14 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn1_1 net8 g net9 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_1 d g net8 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn7 net7 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6 net6 g net7 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn5 net5 g net6 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn3 net3 g net4 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn2 net2 g net3 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1 net1 g net2 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0 d g net1 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
.ends snfinlvt_3
.subckt snfinlvt_4 d g s b
xmn7_7 net56 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
```

```
xmn6_7 net55 g net56 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_6 net49 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_6 net48 g net49 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_5 net42 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_5 net41 g net42 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_4 net35 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_4 net34 g net35 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_3 net28 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_3 net27 g net28 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_2 net21 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_2 net20 g net21 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn7_1 net14 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6_1 net13 g net14 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1 m=1
xmn1_1 net8 g net9 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0_1 d g net8 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn7 net7 g s b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn6 net6 g net7 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn5 net5 g net6 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn4 net4 g net5 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn3 net3 g net4 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn2 net2 g net3 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn1 net1 g net2 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
xmn0 d g net1 b lvtnfet l=8n nfin=10 nf=1
.ends snfinlvt_4
.subckt saed14nm_nand4x a0 a1 gnd! vph z
xmp0 z a1 vph vph egpfet l=0.17u nfin=4 nf=4
xmn0 z a0 _n6 gnd! egnfet l=0.17u nfin=4 nf=8
.ends saed14nm_nand4x
.subckt alias_1 i o
```

```
vi o i dc=0
.ends alias_1
xvreg net13 gnd! gnd! vreg_en gnd! net14 net1 vout net8 vddh vbg_vreg_clk_filt
vreg_amp_output_7ma
xrr13 vfictive gnd! gnd! rmres w=1u l=2.0e-5 r=9.08259k m=1
xrr0 vbg_vreg_clk_filt vbg gnd! rmres w=1u l=2.0e-5 r=9.08259k m=1
xmn15 vfictive vreg_en gnd! gnd! lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1 60n m=1
x_sw_i112 gnd! v1m vbbe<52> p_h m_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i113 gnd! vinn_i vbbe<52> m_h p_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i111 gnd! v1m vrip<46> m_h p_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i109 gnd! vout1 vfrc0 m_h p_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i110 gnd! vout2 vfrc0 p_h m_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i105 gnd! vout1 net15 p_h m_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i108 gnd! vout2 net15 m_h p_h vddh bandgap_reference_main
x_sw_i114 gnd! vinn_i vrip<46> p_h m_h vddh bandgap_reference_main
x_tr_casc_bias vcasc vcasc vddh vddh spfinhv_6
xmout1 net18 pbias22 vddh vddh spfinhv_8
xpb1 vcn pbias22 vddh vddh spfinhv_9
xpb0 vcm pbias22 vddh vddh spfinhv_9
xpb3 vout2 net15 vddh vddh spfinhv_10
xpb2 vout1 net15 vddh vddh spfinhv_10
x_tr_rep2 vbn gnd! vcm vddh spfinhv_11
xpmirror3_kick vpbias_kick vpbias_kick vp vp spfinhv_12
xpmirror2_kick vkick2 vpbias_kick vp vp spfinhv_12
xpmirror1_kick vkick1 vpbias_kick vp vp spfinhv_12
xa1_bias<4> gnd! rcur<3> vp bandgap_reference_rten
xa1_bias<3> gnd! rcur<2> rcur<3> bandgap_reference_rten
xa1_bias<2> gnd! rcur<1> rcur<2> bandgap_reference_rten
xa1_bias<1> gnd! rcur<0> rcur<1> bandgap_reference_rten
```

xa1_bias<0> gnd! vnbias_kickx rcur<0> bandgap_reference_rten

xrc<3> gnd! rcasc<2> vcasc bandgap_reference_rten

xrc<2> gnd! rcasc<1> rcasc<2> bandgap_reference_rten

xrc<1> gnd! rcasc<0> rcasc<1> bandgap_reference_rten

xrc<0> gnd! rcascgnd! rcasc<0> bandgap_reference_rten

x_rdx<1> gnd! gnd! gnd! bandgap_reference_rten

x_rdx<0> gnd! gnd! gnd! bandgap_reference_rten

xrc<4> gnd! gnd! gnd! bandgap_reference_rten

xrip<76> gnd! vrip<75> vrip<76> bandgap

xrip<75> gnd! vrip<74> vrip<75> bandgap

xrip<74> gnd! vrip<73> vrip<74> bandgap

xrip<73> gnd! vrip<72> vrip<73> bandgap

xrip<72> gnd! vrip<71> vrip<72> bandgap

xrip<71> gnd! vrip<70> vrip<71> bandgap

xrip<70> gnd! vrip<69> vrip<70> bandgap

xrip<69> gnd! vrip<68> vrip<69> bandgap

xrip<68> gnd! vrip<67> vrip<68> bandgap

xrip<67> gnd! vrip<66> vrip<67> bandgap

xrip<66> gnd! vrip<65> vrip<66> bandgap

xrip<65> gnd! vrip<64> vrip<65> bandgap

xrip<64> gnd! vrip<63> vrip<64> bandgap

xrip<63> gnd! vrip<62> vrip<63> bandgap

xrip<62> gnd! vrip<61> vrip<62> bandgap

xrip<61> gnd! vrip<60> vrip<61> bandgap

xrip<60> gnd! vrip<59> vrip<60> bandgap

xrip<59> gnd! vrip<58> vrip<59> bandgap

xrip<58> gnd! vrip<57> vrip<58> bandgap

xrip<57> gnd! vrip<56> vrip<57> bandgap

xrip<56> gnd! vrip<55> vrip<56> bandgap

xrip<55> gnd! vrip<54> vrip<55> bandgap

xrip<54> gnd! vrip<53> vrip<54> bandgap

xrip<53> gnd! vrip<52> vrip<53> bandgap

xrip<52> gnd! vrip<51> vrip<52> bandgap

xrip<51> gnd! vrip<50> vrip<51> bandgap

xrip<50> gnd! vrip<49> vrip<50> bandgap

xrip<49> gnd! vrip<48> vrip<49> bandgap

xrip<48> gnd! vrip<47> vrip<48> bandgap

xrip<47> gnd! vrip<46> vrip<47> bandgap

xrip<46> gnd! vrip<45> vrip<46> bandgap

xrip<45> gnd! vrip<44> vrip<45> bandgap

xrip<44> gnd! vrip<43> vrip<44> bandgap

xrip<43> gnd! vrip<42> vrip<43> bandgap

xrip<42> gnd! vrip<41> vrip<42> bandgap

xrip<41> gnd! vrip<40> vrip<41> bandgap

xrip<40> gnd! vrip<39> vrip<40> bandgap

xrip<39> gnd! vrip<38> vrip<39> bandgap

xrip<38> gnd! vrip<37> vrip<38> bandgap

xrip<37> gnd! vrip<36> vrip<37> bandgap

xrip<36> gnd! vrip<35> vrip<36> bandgap

xrip<35> gnd! vrip<34> vrip<35> bandgap

xrip<34> gnd! vrip<33> vrip<34> bandgap

xrip<33> gnd! vrip<32> vrip<33> bandgap

xrip<32> gnd! vrip<31> vrip<32> bandgap

xrip<31> gnd! vrip<30> vrip<31> bandgap

xrip<30> gnd! vrip<29> vrip<30> bandgap

xrip<29> gnd! vrip<28> vrip<29> bandgap

xrip<28> gnd! vrip<27> vrip<28> bandgap

xrip<27> gnd! vrip<26> vrip<27> bandgap

xrip<26> gnd! vrip<25> vrip<26> bandgap

xrip<25> gnd! vrip<24> vrip<25> bandgap

xrip<24> gnd! vrip<23> vrip<24> bandgap

xrip<23> gnd! vrip<22> vrip<23> bandgap

xrip<22> gnd! vrip<21> vrip<22> bandgap

xrip<21> gnd! vrip<20> vrip<21> bandgap

xrip<20> gnd! vrip<19> vrip<20> bandgap

xrip<19> gnd! vrip<18> vrip<19> bandgap

xrip<18> gnd! vrip<17> vrip<18> bandgap

xrip<17> gnd! vrip<16> vrip<17> bandgap

xrip<16> gnd! vrip<15> vrip<16> bandgap

xrip<15> gnd! vrip<14> vrip<15> bandgap

xrip<14> gnd! vrip<13> vrip<14> bandgap

xrip<13> gnd! vrip<12> vrip<13> bandgap

xrip<12> gnd! vrip<11> vrip<12> bandgap

xrip<11> gnd! vrip<10> vrip<11> bandgap

xrip<10> gnd! vrip<9> vrip<10> bandgap

xrip<9> gnd! vrip<8> vrip<9> bandgap

xrip<8> gnd! vrip<7> vrip<8> bandgap

xrip<7> gnd! vrip<6> vrip<7> bandgap

xrip<6> gnd! vrip<5> vrip<6> bandgap

xrip<5> gnd! vrip<4> vrip<5> bandgap

xrip<4> gnd! vrip<3> vrip<4> bandgap

xrip<3> gnd! vrip<2> vrip<3> bandgap

xrip<2> gnd! vrip<1> vrip<2> bandgap

xrip<1> gnd! vrip<0> vrip<1> bandgap

xrip<0> gnd! gnd! vrip<0> bandgap

xrbe_r gnd! gnd! vbbe<0> bandgap

xrbe<87> gnd! vbbe<86> vbe bandgap

xrbe<86> gnd! vbbe<85> vbbe<86> bandgap

xrbe<85> gnd! vbbe<84> vbbe<85> bandgap

xrbe<84> gnd! vbbe<83> vbbe<84> bandgap

xrbe<83> gnd! vbbe<82> vbbe<83> bandgap

xrbe<82> gnd! vbbe<81> vbbe<82> bandgap

xrbe<81> gnd! vbbe<80> vbbe<81> bandgap

xrbe<80> gnd! vbbe<79> vbbe<80> bandgap

xrbe<79> gnd! vbbe<78> vbbe<79> bandgap

xrbe<78> gnd! vbbe<77> vbbe<78> bandgap

xrbe<77> gnd! vbbe<76> vbbe<77> bandgap

xrbe<76> gnd! vbbe<75> vbbe<76> bandgap

xrbe<75> gnd! vbbe<74> vbbe<75> bandgap

xrbe<74> gnd! vbbe<73> vbbe<74> bandgap

xrbe<73> gnd! vbbe<72> vbbe<73> bandgap

xrbe<72> gnd! vbbe<71> vbbe<72> bandgap

xrbe<71> gnd! vbbe<70> vbbe<71> bandgap

xrbe<70> gnd! vbbe<69> vbbe<70> bandgap

xrbe<69> gnd! vbbe<68> vbbe<69> bandgap

xrbe<68> gnd! vbbe<67> vbbe<68> bandgap

xrbe<67> gnd! vbbe<66> vbbe<67> bandgap

xrbe<66> gnd! vbbe<65> vbbe<66> bandgap

xrbe<65> gnd! vbbe<64> vbbe<65> bandgap

xrbe<64> gnd! vbbe<63> vbbe<64> bandgap

xrbe<63> gnd! vbbe<62> vbbe<63> bandgap

xrbe<62> gnd! vbbe<61> vbbe<62> bandgap

xrbe<61> gnd! vbbe<60> vbbe<61> bandgap

xrbe<60> gnd! vbbe<59> vbbe<60> bandgap

xrbe<59> gnd! vbbe<58> vbbe<59> bandgap

xrbe<58> gnd! vbbe<57> vbbe<58> bandgap

xrbe<57> gnd! vbbe<56> vbbe<57> bandgap

xrbe<56> gnd! vbbe<55> vbbe<56> bandgap

xrbe<55> gnd! vbbe<54> vbbe<55> bandgap

xrbe<54> gnd! vbbe<53> vbbe<54> bandgap

xrbe<53> gnd! vbbe<52> vbbe<53> bandgap

xrbe<52> gnd! vbbe<51> vbbe<52> bandgap

xrbe<51> gnd! vbbe<50> vbbe<51> bandgap

xrbe<50> gnd! vbbe<49> vbbe<50> bandgap

xrbe<49> gnd! vbbe<48> vbbe<49> bandgap

xrbe<48> gnd! vbbe<47> vbbe<48> bandgap

xrbe<47> gnd! vbbe<46> vbbe<47> bandgap

xrbe<46> gnd! vbbe<45> vbbe<46> bandgap

xrbe<45> gnd! vbbe<44> vbbe<45> bandgap

xrbe<44> gnd! vbbe<43> vbbe<44> bandgap

xrbe<43> gnd! vbbe<42> vbbe<43> bandgap

xrbe<42> gnd! vbbe<41> vbbe<42> bandgap

xrbe<41> gnd! vbbe<40> vbbe<41> bandgap

xrbe<40> gnd! vbbe<39> vbbe<40> bandgap

xrbe<39> gnd! vbbe<38> vbbe<39> bandgap

xrbe<38> gnd! vbbe<37> vbbe<38> bandgap

xrbe<37> gnd! vbbe<36> vbbe<37> bandgap

xrbe<36> gnd! vbbe<35> vbbe<36> bandgap

xrbe<35> gnd! vbbe<34> vbbe<35> bandgap

xrbe<34> gnd! vbbe<33> vbbe<34> bandgap

xrbe<33> gnd! vbbe<32> vbbe<33> bandgap

xrbe<32> gnd! vbbe<31> vbbe<32> bandgap

xrbe<31> gnd! vbbe<30> vbbe<31> bandgap

xrbe<30> gnd! vbbe<29> vbbe<30> bandgap

xrbe<29> gnd! vbbe<28> vbbe<29> bandgap

xrbe<28> gnd! vbbe<27> vbbe<28> bandgap

xrbe<27> gnd! vbbe<26> vbbe<27> bandgap

xrbe<26> gnd! vbbe<25> vbbe<26> bandgap

xrbe<25> gnd! vbbe<24> vbbe<25> bandgap

xrbe<24> gnd! vbbe<23> vbbe<24> bandgap

xrbe<23> gnd! vbbe<22> vbbe<23> bandgap

xrbe<22> gnd! vbbe<21> vbbe<22> bandgap

xrbe<21> gnd! vbbe<20> vbbe<21> bandgap

xrbe<20> gnd! vbbe<19> vbbe<20> bandgap

xrbe<19> gnd! vbbe<18> vbbe<19> bandgap

xrbe<18> gnd! vbbe<17> vbbe<18> bandgap

xrbe<17> gnd! vbbe<16> vbbe<17> bandgap

xrbe<16> gnd! vbbe<15> vbbe<16> bandgap

xrbe<15> gnd! vbbe<14> vbbe<15> bandgap

xrbe<14> gnd! vbbe<13> vbbe<14> bandgap

xrbe<13> gnd! vbbe<12> vbbe<13> bandgap

xrbe<12> gnd! vbbe<11> vbbe<12> bandgap

xrbe<11> gnd! vbbe<10> vbbe<11> bandgap

xrbe<10> gnd! vbbe<9> vbbe<10> bandgap

xrbe<9> gnd! vbbe<8> vbbe<9> bandgap

xrbe<8> gnd! vbbe<7> vbbe<8> bandgap

xrbe<7> gnd! vbbe<6> vbbe<7> bandgap

xrbe<6> gnd! vbbe<5> vbbe<6> bandgap

xrbe<5> gnd! vbbe<4> vbbe<5> bandgap

xrbe<4> gnd! vbbe<3> vbbe<4> bandgap

xrbe<3> gnd! vbbe<2> vbbe<3> bandgap

xrbe<2> gnd! vbbe<1> vbbe<2> bandgap

xrbe<1> gnd! vbbe<0> vbbe<1> bandgap

xrbe<0> gnd! gnd! vbbe<0> bandgap

```
xrout<45> gnd! vbg<44> vbg<45> bandgap
xrout<44> gnd! vbg<43> vbg<44> bandgap
xrout<43> gnd! vbg<42> vbg<43> bandgap
xrout<42> gnd! vbg<41> vbg<42> bandgap
xrout<41> gnd! vbg<40> vbg<41> bandgap
xrout<40> gnd! vbg<39> vbg<40> bandgap
xrout<39> gnd! vbg<38> vbg<39> bandgap
xrout<38> gnd! vbg<37> vbg<38> bandgap
xrout<37> gnd! vbg<36> vbg<37> bandgap
xrout<36> gnd! vbg<35> vbg<36> bandgap
xrout<35> gnd! vbg<34> vbg<35> bandgap
xrout<34> gnd! vbg<33> vbg<34> bandgap
xrout<33> gnd! vbg<32> vbg<33> bandgap
xrout<32> gnd! vbg<31> vbg<32> bandgap
xrout<31> gnd! vbg<30> vbg<31> bandgap
xrout<30> gnd! vbg<29> vbg<30> bandgap
xrout<29> gnd! vbg<28> vbg<29> bandgap
xrout<28> gnd! vbg<27> vbg<28> bandgap
xrout<27> gnd! vbg<26> vbg<27> bandgap
xrout<26> gnd! vbg<25> vbg<26> bandgap
xrout<25> gnd! vbg<24> vbg<25> bandgap
xrout<24> gnd! vbg<23> vbg<24> bandgap
xrout<23> gnd! vbg<22> vbg<23> bandgap
xrout<22> gnd! vbg<21> vbg<22> bandgap
xrout<21> gnd! vbg<20> vbg<21> bandgap
xrout<20> gnd! vbg<19> vbg<20> bandgap
xrout<19> gnd! vbg<18> vbg<19> bandgap
xrout<18> gnd! vbg<17> vbg<18> bandgap
xrout<17> gnd! vbg<16> vbg<17> bandgap
```

```
xrout<16> gnd! vbg<15> vbg<16> bandgap
xrout<15> gnd! vbg<14> vbg<15> bandgap
xrout<14> gnd! vbg<13> vbg<14> bandgap
xrout<13> gnd! vbg<12> vbg<13> bandgap
xrout<12> gnd! vbg<11> vbg<12> bandgap
xrout<11> gnd! vbg<10> vbg<11> bandgap
xrout<10> gnd! vbg<9> vbg<10> bandgap
xrout<9> gnd! vbg<8> vbg<9> bandgap
xrout<8> gnd! vbg<7> vbg<8> bandgap
xrout<7> gnd! vbg<6> vbg<7> bandgap
xrout<6> gnd! vbg<5> vbg<6> bandgap
xrout<5> gnd! vbg<4> vbg<5> bandgap
xrout<4> gnd! vbg<3> vbg<4> bandgap
xrout<3> gnd! vbg<2> vbg<3> bandgap
xrout<2> gnd! vbg<1> vbg<2> bandgap
xrout<1> gnd! vbg<0> vbg<1> bandgap
xrout<0> gnd! gnd! vbg<0> bandgap
xryy<2> gnd! vryy<1> vbg<0> bandgap
xryy<1> gnd! vryy<0> vryy<1> bandgap
xryy<0> gnd! gnd! vryy<0> bandgap
xrip_l gnd! gnd! vrip<0> bandgap
xrdx1 gnd! q80 vrd<0> bandgap
xrd<8> gnd! vrd<7> vip bandgap
xrd<7> gnd! vrd<6> vrd<7> bandgap
xrd<6> gnd! vrd<5> vrd<6> bandgap
xrd<5> gnd! vrd<4> vrd<5> bandgap
xrd<4> gnd! vrd<3> vrd<4> bandgap
xrd<3> gnd! vrd<2> vrd<3> bandgap
xrd<2> gnd! vrd<1> vrd<2> bandgap
```

```
xrd<1> gnd! vrd<0> vrd<1> bandgap
xrd<0> gnd! q80 vrd<0> bandgap
xi354  vcn  n1 n2 vbe tail  gnd!  cap  c=3.1f
xi349  net15 vout1 vout2 vcm vfrc0  gnd!  cap  c=1.35f
xcap<8> gnd! vbg<45> nfincap_hv_m1
xcap<1> gnd! vbg<45> nfincap_hv_m1
xcap<0> gnd! vbg<45> nfincap_hv_m1
x_cap_freq_comp1 gnd! vrip<46> nfincap_hv_m1
x_cap_vcn<2> gnd! vcn nfincap_hv_m1
x_cap_vcn<1> gnd! vcn nfincap_hv_m1
x_cap_vcn<0> gnd! vcn nfincap_hv_m1
xbal<6> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<5> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<4> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<3> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<2> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<1> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xbal<0> gnd! vbe nfincap_hv_m1
xcas<9> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<8> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<7> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<6> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<5> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<4> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<3> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<2> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<1> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
xcas<0> gnd! vcasc nfincap_hv_m1
x_cap_freq_comp2 gnd! vbbe<52> nfincap_hv_m1
```

```
xnb0 rep_tail2 vbn gnd! gnd! snfinhv_5 m=1
xntail tail vbn gnd! gnd! snfinhv_6 m=1
x_tr_nb1 rep_tail1 rep_tail1 gnd! gnd! snfinhv_7 m=1
x_sw_nkick2 vkick2x vip gnd! gnd! snfinhv_8 m=1
x_sw_nkick1 vkick1x vbg<45> gnd! gnd! snfinhv_8 m=1
xnmirror1_kick vnbias_kick vnbias_kick gnd! gnd! snfinhv_9 m=1
xnmirror2_kick vpbias_kick vnbias_kick gnd! gnd! snfinhv_10 m=1
x_sw_nmirror3_kick vfrc2 vnbias_kick gnd! gnd! snfinhv_11 m=1
x_sw_kick pbias22 vkick vfrc2 gnd! snfinhv_12 m=1
xninp n1 vos1p tail gnd! snfinlvt_2
xninn n2 vinn_i tail gnd! snfinlvt_2
x_tr_rep1 vbn vrip<46> rep_tail2 gnd! snfinlvt_3
x_tr_casc vpn_rep vpn_rep rep_tail1 gnd! snfinlvt_4
xmmcasc3 vbg<45> vcasc net22 vddh egpfet l=0.15u nfin=10 nf=32  m=1
x_dg_inv3 vkick1 gnd! vp vkick1n saed14nm_inv2x
x_dg_inv4 vkick2 gnd! vp vkick2n saed14nm_inv2x
c12 gnd! vbg_vreg_clk_filt c=3p
c9 vfictive net38 c=10p
x_dg_nor1 vkick1n vkick2n gnd! vp vkick saed14nm_nand4x
x_tr_q0 gnd! gnd! vbe vpnp
x_tr_q80<7> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<6> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<5> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<4> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<3> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<2> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<1> gnd! gnd! q80 vpnp
x_tr_q80<0> gnd! gnd! q80 vpnp
gload vout gnd! vcr vreg_en gnd! 1 max=1Meg min=50
```

- **Թվային ղեկավարմամբ արհեստական բեռի Spice նկարագրության հատված**

```
.subckt sc_dffx10_as_lvt ck ckb d gd qb set vp
x_ckd_int ckd ckd_int alias1
x_ckz_int ckz_int ckz alias1
xmp17b reset_b set vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmp103 net372 ckd vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp10b kp1 reset_b vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp44 ckz ck vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp16 gd ck ckd vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp105 d_n d vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp30 n2 n1 vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp17 ckd ckb vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp1 n3 kp1 net372 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp15 gd ckb ckz vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp33 qb n3 vp vp lvtpfet l=8n nfin=5 nf=1   m=1
xmp14 n1 reset_b vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmp28 d_n ckd n1 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp34 n2 ckz n3 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp92 kp n1 net476 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmp93b net349 ckz vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp102 kp1 n3 vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmp93 n1 kp net349 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmp100 net476 set vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn5 n3 set gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
xmn100 net480 reset_b gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn100_1 net480 reset_b gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn98 n3 kp1 net371 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn18b reset_b set gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmn99 net348 ckd gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
```

```
xmn44 ckz ck gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn29 n2 n1 gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn16 vp ck ckd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn0 net371 ckz gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn17 ckd ckb gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn14 vp ckb ckz gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn91 n1 kp net348 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn91b kp set gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn31 qb n3 gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=1   m=1
xmn1 ff reset_b gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=3   m=1
xmn6 d_n ckz n1 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn101 kp1 n3 net480 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmn32 n2 ckd n3 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xmn95 kp n1 gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=2   m=1
xmn104 d_n d ff gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=1
xdiff_chk_dffx24_as ckd_int ckz_int vp va_diff_clk_chk endat=999m startat='xstartsuck'
.ends sc_dffx10_as_lvt
.subckt sc_invx8_lvt a gd vp z
xmm1 z a vp vp lvtpfet l=8n nfin=5 nf=2   m=1
xmm0 z a gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
.ends sc_invx8_lvt
.subckt sc_invx32_lvt a gd vp z
xmm1 z a vp vp lvtpfet l=8n nfin=5 nf=4   m=1
xmm0 z a gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=4   m=1
.ends sc_invx32_lvt
.subckt sc_invx16_lvt a gd vp z
xmm2 z a vp vp lvtpfet l=8n nfin=5 nf=2   m=1
xmm1 z a vp vp lvtpfet l=8n nfin=5 nf=2   m=1
xmn2 z a gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
```

```
xmn1 z a gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
.ends sc_invx16_lvt
.subckt sc_xnor2x8_lvt a b gd vp z
xmm4 z b_n net144 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm1 net144 a_n vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm0 a_n a vp vp lvtpfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
xmm3 net136 a vp vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm11 b_n b vp vp lvtpfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
xmm6 z b net136 vp lvtpfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm5 z a_n net151 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm9 net151 b gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm8 z a net152 gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm7 b_n b gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
xmm10 net152 b_n gd gd lvtnfet l=8n nfin=4 nf=1   m=2
xmm2 a_n a gd gd lvtnfet l=8n nfin=3 nf=2   m=1
.ends sc_xnor2x8_lvt
.subckt vreg_set_delay_buff_test gd in out_8 out_16 out_24 vp
x_del_inv0 in gd vp net16 sc_invx8_lvt
xi23 net104 gd vp net101 sc_invx8_lvt
xi22 net73 gd vp net69 sc_invx8_lvt
xi21 net65 gd vp net61 sc_invx8_lvt
xi20 net61 gd vp out_24 sc_invx8_lvt
xi19 net69 gd vp net65 sc_invx8_lvt
xi18 out_16 gd vp net85 sc_invx8_lvt
xi17 net81 gd vp net77 sc_invx8_lvt
xi16 net77 gd vp net73 sc_invx8_lvt
xi15 net85 gd vp net81 sc_invx8_lvt
xi14 net97 gd vp net93 sc_invx8_lvt
xi13 net93 gd vp out_16 sc_invx8_lvt
```

```
xi12 net101 gd vp net97 sc_invx8_lvt
xi11 out_8 gd vp net53 sc_invx8_lvt
xi10 net49 gd vp net45 sc_invx8_lvt
xi9 net45 gd vp net104 sc_invx8_lvt
xi8 net53 gd vp net49 sc_invx8_lvt
xi7 net40 gd vp net37 sc_invx8_lvt
xi6 net33 gd vp net110 sc_invx8_lvt
xi5 net110 gd vp out_8 sc_invx8_lvt
xi4 net37 gd vp net33 sc_invx8_lvt
xi3 net24 gd vp net21 sc_invx8_lvt
xi2 net21 gd vp net40 sc_invx8_lvt
xi1 net16 gd vp net24 sc_invx8_lvt
.ends vreg_set_delay_buff_test
xi8 ck ckb data gd d_0_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi9 ck ckb d_0 gd d_1_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi10 ck ckb d_1 gd d_2_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi11 ck ckb d_2 gd d_3_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi12 ck ckb d_3 gd d_4_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi13 ck ckb d_4 gd d_5_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi14 ck ckb d_5 gd d_6_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi15 ck ckb d_6 gd d_7_inv set vp sc_dffx10_as_lvt
xi22 d_6_inv gd vp d_6 sc_invx8_lvt
xi21 d_4_inv gd vp d_4 sc_invx8_lvt
xi20 d_5_inv gd vp d_5 sc_invx8_lvt
xi19 d_3_inv gd vp d_3 sc_invx8_lvt
xi18 d_2_inv gd vp d_2 sc_invx8_lvt
xi17 d_1_inv gd vp d_1 sc_invx8_lvt
xinv2 d_0_inv gd vp d_0 sc_invx8_lvt
xinv3 d_0_inv gd vp d_0 sc_invx8_lvt
```

xinv4 d_0_inv gd vp d_0 sc_invx8_lvt

xi24 set_inv gd vp set sc_invx32_lvt

xi143 vload_en gd vp vload_en_inv sc_invx16_lvt

xi34 vload_en_inv out_24 gd vp set_inv sc_xnor2x8_lvt

xi147 gd vload_en_inv net64 net65 out_24 vp vreg_set_delay_buff_test

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 3

- **PowerIC ծրագրային գործիքի QT նկարագրության հատված**

```
#include "poweric.h"
#include "picsubsystem.h"
#include <QApplication>
#include "startup.h"
#include <QSplashScreen>
#include <QTimer>
int main(int argc, char *argv[])
{
    QApplication a(argc, argv);
    startup *wdg = new startup;
    QSplashScreen *splash = new QSplashScreen;
    splash->setPixmap(QPixmap(":/images/icon.ico"));
    splash->show();
    PicSubsystem w;
    QTimer::singleShot(3000,splash,SLOT(close()));
    QTimer::singleShot(3000,&w,SLOT(show()));
    return a.exec();
}
#include "picsubsystem.h"
#include "ui_picsubsystem.h"
#include "poweric.h"
#include <QRect>
#include <iostream>
int rad_btn_num;
PicSubsystem::PicSubsystem(QWidget *parent) :
    QDialog(parent),
    ui(new Ui::PicSubsystem)
```

```
{
    ui->setupUi(this);
    rad_btn_num =0;
    this->setWindowTitle("PowerIC");
    setWindowIcon(QIcon(":/images/icon.png"));
}
PicSubsystem::~PicSubsystem()
{
    delete ui;
}
void PicSubsystem::on_pushButton_released()
{
    this->close();
}
void PicSubsystem::on_pushButton_2_released()
{
    if (ui->radioButton->isChecked()) {
        rad_btn_num =1;
    } else if (ui->radioButton_2->isChecked()) {
        rad_btn_num =2;
    } else if(ui->radioButton_3->isChecked()){
        rad_btn_num =3;
    }else if(ui->radioButton_4->isChecked()) {
        rad_btn_num =4;
    }
    std::cout << rad_btn_num<<std::endl;
    PowerIC *w = new PowerIC;
    w->show();
    this->hide();
```

```
}
#include "poweric.h"
#include "ui_poweric.h"
#include <iostream>
#include "picsubsystem.h"
PowerIC::PowerIC(QWidget *parent) :
    QMainWindow(parent),
    ui(new Ui::PowerIC)
{
    ui->setupUi(this);
    setWindowIcon(QIcon(":/images/icon.png"));
    this->setWindowTitle("PowerIC Decap Calculator");
    this->statusBar()->showMessage("Running...");
std::cout << rad_btn_num<<std::endl;
    if (rad_btn_num ==1) {
        ui->stackedWidget_2->setCurrentIndex(0);
        ui->label_19->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        ui->label_19->setText("Pass");
        ui->tableWidget_5->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_5->verticalHeader()->setVisible(false);
        ui->tableWidget_3->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_2->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_4->resizeColumnsToContents();
   }
   if (rad_btn_num ==2) {
        ui->stackedWidget_2->setCurrentIndex(1);
        this->setWindowTitle("PowerIC Overshoot HPF");
        ui->label_36->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        ui->label_36->setText("Pass");
```

```
        ui->tableWidget_10->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_10->verticalHeader()->setVisible(false);
        ui->tableWidget_7->resizeColumnsToContents();
    }
    if (rad_btn_num ==3) {
        ui->stackedWidget_2->setCurrentIndex(2);
        this->setWindowTitle("PowerIC Overshoot Clock");
        ui->label_102->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        ui->label_102->setText("Pass");
        ui->tableWidget_22->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_22->verticalHeader()->setVisible(false);
        ui->tableWidget_25->resizeColumnsToContents();
    }
    if (rad_btn_num ==4) {
        ui->stackedWidget_2->setCurrentIndex(3);
        this->setWindowTitle("PowerIC Output Stage Calculator");
        ui->label_80->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        ui->label_80->setText("Pass");
        ui->tableWidget_16->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_16->verticalHeader()->setVisible(false);
        ui->tableWidget_17->resizeColumnsToContents();
        ui->tableWidget_17->verticalHeader()->setVisible(false);
        ui->tableWidget_20->resizeColumnsToContents();
    }
}
PowerIC::~PowerIC()
{
    delete ui;
}
```

```
void PowerIC::on_tabWidget_tabBarClicked(int index)
{
    if (index ==0) {
        this->statusBar()->showMessage("Running...");
    } else {
        this->statusBar()->showMessage("Results");
    }
    if(index == 2) {
        ui->tableWidget_5->insertRow( ui->tableWidget_5->rowCount() );
    }
}
void PowerIC::on_tabWidget_2_tabBarClicked(int index)
{
    if (index == 0) {
        if(ui->label_19->text() == "Pass") {
            ui->label_19->setText("Fail");
            ui->label_19->setStyleSheet("QLabel { background-color : red; color : white; }");
        } else if (ui->label_19->text() == "Fail") {
            ui->label_19->setText("Pass");
            ui->label_19->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        }
    }
}
void PowerIC::on_tableWidget_5_clicked(const QModelIndex &index)
{
}
void PowerIC::on_tableWidget_5_doubleClicked(const QModelIndex &index)
{
    ui->tableWidget_5->removeRow(ui->tableWidget_5->rowCount()-1);
```

```
}
void PowerIC::rad_bat_send(int num) {
}
void PowerIC::on_tabWidget_4_tabBarClicked(int index)
{
    if (index == 0) {
        if(ui->label_36->text() == "Pass") {
            ui->label_36->setText("Fail");
            ui->label_36->setStyleSheet("QLabel { background-color : red; color : white; }");
        } else if (ui->label_36->text() == "Fail") {
            ui->label_36->setText("Pass");
            ui->label_36->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        }
    }
}
void PowerIC::on_tabWidget_9_tabBarClicked(int index)
{
    if (index == 0) {
        if(ui->label_102->text() == "Pass") {
            ui->label_102->setText("Fail");
            ui->label_102->setStyleSheet("QLabel { background-color : red; color : white; }");
        } else if (ui->label_102->text() == "Fail") {
            ui->label_102->setText("Pass");
            ui->label_102->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        }
    }
    if (index == 2) {
        ui->tableWidget_22->insertRow( ui->tableWidget_22->rowCount() );
    }
```

```
}
void PowerIC::on_tabWidget_7_tabBarClicked(int index)
{
    if (index == 0) {
        if(ui->label_80->text() == "Pass") {
            ui->label_80->setText("Fail");
            ui->label_80->setStyleSheet("QLabel { background-color : red; color : white; }");
        } else if (ui->label_80->text() == "Fail") {
            ui->label_80->setText("Pass");
            ui->label_80->setStyleSheet("QLabel { background-color : Green; color : white; }");
        }
    }
}
void PowerIC::on_tabWidget_3_tabBarClicked(int index)
{
    if (index ==0) {
        this->statusBar()->showMessage("Running...");
    } else {
        this->statusBar()->showMessage("Results");
    }
    if(index == 2) {
        ui->tableWidget_10->insertRow( ui->tableWidget_10->rowCount() );
    }
}
void PowerIC::on_tableWidget_10_doubleClicked(const QModelIndex &index)
{
    ui->tableWidget_10->removeRow(ui->tableWidget_10->rowCount()-1);
}
void PowerIC::on_tabWidget_8_tabBarClicked(int index)
```

```
{
    if (index ==0) {
        this->statusBar()->showMessage("Running...");
    } else {
        this->statusBar()->showMessage("Results");
    }
    if(index == 2) {
        ui->tableWidget_25->insertRow( ui->tableWidget_25->rowCount() );
    }
}
void PowerIC::on_tableWidget_25_doubleClicked(const QModelIndex &index)
{
    ui->tableWidget_25->removeRow(ui->tableWidget_25->rowCount()-1);
}
void PowerIC::on_tableWidget_22_doubleClicked(const QModelIndex &index)
{
     ui->tableWidget_22->removeRow(ui->tableWidget_22->rowCount()-1);
}
void PowerIC::on_tabWidget_8_currentChanged(int index)
{
    if (index ==0) {
        this->statusBar()->showMessage("Running...");
    } else {
        this->statusBar()->showMessage("Results");
    }
    if(index == 2) {
        ui->tableWidget_25->insertRow( ui->tableWidget_25->rowCount() );
    }
}
```

```
void PowerIC::on_tabWidget_5_tabBarClicked(int index)
{
    if (index ==0) {
        this->statusBar()->showMessage("Running...");
    } else {
        this->statusBar()->showMessage("Results");
    }
    if(index == 2) {
        ui->tableWidget_20->insertRow( ui->tableWidget_20->rowCount() );
    }
}
void PowerIC::on_tableWidget_20_doubleClicked(const QModelIndex &index)
{
    ui->tableWidget_20->removeRow(ui->tableWidget_20->rowCount()-1);
}
#include "startup.h"
#include "ui_startup.h"
#include "picsubsystem.h"
#include <QThread>
#include <QTimer>
startup::startup(QWidget *parent) :
    QDialog(parent),
    ui(new Ui::startup)
{
    ui->setupUi(this);
    setObjectName("borderlessMainWindow");
    setWindowFlags(Qt::FramelessWindowHint| Qt::WindowSystemMenuHint);
    this->setFixedSize(228,223);
    ui->gridLayout->setContentsMargins(0,0,0,0);
```

```
    QPixmap pix(":/images/icon.png");
    ui->label->setStyleSheet("border-image:url(:/2.png);");
    ui->label->setPixmap(pix);
}
startup::~startup()
void startup::qSleep(int ms)
{
    PicSubsystem *w = new PicSubsystem;
    w->show();
}
void startup::on_label_linkHovered(const QString &link)
{
    PicSubsystem *w = new PicSubsystem;
    w->show();
}
void startup::on_startup_accepted()
{
    PicSubsystem *w = new PicSubsystem;
    w->show();
}
void startup::on_startup_finished(int result)
{
    PicSubsystem *w = new PicSubsystem;
    w->show();
}
#include <QMainWindow>
namespace Ui {
class PowerIC;
}
```

```
class PowerIC : public QMainWindow
{
    Q_OBJECT
public:
    explicit PowerIC(QWidget *parent = 0);
    ~PowerIC();
private slots:
    void on_tabWidget_tabBarClicked(int index);
    void on_tabWidget_2_tabBarClicked(int index);
    void on_tableWidget_5_clicked(const QModelIndex &index);
    void on_tableWidget_5_doubleClicked(const QModelIndex &index);
    void on_tabWidget_4_tabBarClicked(int index);
    void on_tabWidget_9_tabBarClicked(int index);
    void on_tabWidget_7_tabBarClicked(int index);
    void on_tabWidget_3_tabBarClicked(int index);
    void on_tableWidget_10_doubleClicked(const QModelIndex &index);
    void on_tabWidget_8_tabBarClicked(int index);
    void on_tableWidget_25_doubleClicked(const QModelIndex &index);
    void on_tableWidget_22_doubleClicked(const QModelIndex &index);
    void on_tabWidget_8_currentChanged(int index);
    void on_tabWidget_5_tabBarClicked(int index);
    void on_tableWidget_20_doubleClicked(const QModelIndex &index);
private:
    Ui::PowerIC *ui;
public:
    void rad_bat_send(int num);
};
#endif // POWERIC_H
```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 4

- **ՆԿԱՐՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

- **ԱՂՅՈՒՍԱԿՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

- **ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

1. ԻՍ – ինտեգրալ սխեմա
2. ՄՕԿ – մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ
3. Ը/Հ – ընդունիչ-հաղորդիչ
4. Մ/Ե – մուտք-ելք
5. ԿՄՕԿ – կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ
6. ԳՄԻՍ – գերմեծ ինտեգրալ սխեմա
7. ՄՕՄ – մետաղ-օքսիդ-մետաղ
8. ՑՀԶ – ցածրիաճախականային զտիչ
9. ՍԴԱՃԳ – սնման դողի աղմուկի ճնշման գործակից
10. ՕՈՒ – օպերացիոն ուժեղարար
11. դեցիբել - դԲ
12. ԹԱՁ - թվաանալոգային ձևափոխիչ

13. ԱԹՁ - անալոգաթվային ձևափոխիչ

14. ՓԻՀ - փուլային ինքնաեթալարման համակարգ

15. ԲՀԶ - բարձրհաճախականային զտիչ

16. ՀՀԴ - համապիտանի հաջորդական դող