ՀՀ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ԵՐԵՎԱՆԻ ՊԵՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

ԱՆԴՐԱՆԻԿ ԿԱՄՈՅԻ ՀԱՅՐԱՊԵՏՅԱՆ

ՄՈՒՏՔ/ԵԼՔ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ԱՂՄԿԱԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ 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 սխեմաների (ԻՍ) նախագծման ժամանակակից տեխնոլոգիաների զարգացմամբ պայմանավորված՝ տրանզիստորների հոսքուղին ենթարկվում է մասշտաբավորման: Դա ավելի բարձր ֆունկցիոնալության ԻՍ-երի նախագծման հնարավորություն է ստեղծում, ընդ որում՝ առանց կիսահաղորդչային բյուրեղի (ԿԲ) չափերի մեծացման: Արդյունքում՝ սարքերի հնարավորություններն ընդլայնվում են՝ առանց ինքնարժեքի ավելացման, իսկ նախկին հնարավորություններով սարքերի արտադրությունը դառնում է ավելի մատչելի: Բացի այդ, տրանզիստորների մասշտաբավորումը թույլ է տալիս բարձրացնել հանգույցների արագագործությունը: Դա նպաստում է Մուտք/ելք (Մ/Ե) հանգույցների միջոցով փոխանցվող ազդանշանի հաճախության բարձրացմանը և տվյալների ծավալի մեծացմանը:

Այնուամենայնիվ, տրանզիստորների մասշտաբավորումը, բացի վերոնշյալ հնարավորություններից, առաջ է բերում մի շարք խնդիրներ, որոնք բարդացնում են ԻՍ-երի նախագծման գործընթացը: Դա պայմանավորված է մի շարք հանգամանքներով: Հոսքուղու մասշտաբավորման արդյունքում բազմաթիվ երևույթների ազդեցությունը հանգույցների բնութագրերի վրա մեծանում է: Արդյունքում՝ նախկինում անտեսվող երևույթների մոդելավորումը կարևորվում է: Այդպիսի երևույթներից մեկը հանգույցների ծերացումն է, որի ազդեցության մեծացումը պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ հանգույցների սնման լարումը տրանզիստորների մասշտաբավորմանը համարժեք չափով չի նվազում:

Բարդություններից մյուսը պայմանավորված է մասշտաբավորման արդյունքում ԻՍ-ում ինտեգրման աստիճանի բարձրացմամբ, որի հետևանքով բարդանում է արդյունավետ սնման դողերի կառուցումը:

Վերոնշյալ խնդիրները բացասական ազդեցություն են ունենում Մ/Ե հանգույցների աղմկակայունության վրա և նպաստում դրանցում աղմուկների մակարդակի բարձրացմանը, որի հետևանքով նվազում է ազդանշան/աղմուկ գործակիցը (ԱԱԳ): Մասնավորապես, սնման դողերի կառուցման բարդացումը

հանգեցնում է դրանց վրա լարման անկման մեծացմանը՝ տրանզիստորի ելուստից դեպի սնուցում դիմադրության աճի հետևանքով:

Միևնույն սնման դողից սնվում են աշխատանքային տարբեր հաճախություն ունեցող տարրեր: Դրանք, ժամանակի տարբեր պահերի փոխանջատվելով, սպառում են որոշակի հոսանք: Արդյունքում՝ սնման դողերում ժամանակի տարբեր պահերի առաջանում են տարբեր մեծության լարման անկումներ: Ժամանակակից ԻՍ-երում այդ տարրերի քանակը հասնում է միլիոնների, այդ պատճառով ձևավորվող լարման անկումները դիտարկվում են որպես սնման դողի աղմուկներ: Տվյալների փոխանցման արագության մեծացման հետևանքով հանգույցների աշխատանքային հաճախությունները նույնպես աճում են, ինչը նպաստում է սնման դողերի աղմուկների մակարդակի բարձրացմանը: Վերջիններս մեծ ազդեցություն են թողնում Մ/Ե հանգույցների միջև փոխանցվող ազդանշանի բնութագրերի վրա, մասնավորապես՝ առաջացնելով թրթռոցներ, աչքի բնութագծի հորիզոնական և ուղղահայաց բացվածքի նվազեցում: Արդյունքում՝ բարդանում է առանց աղավաղումների տվյալների փոխանցման և ընդունման գործընթացը: Մինչև անգամ կարող է տեղի ունենալ տվյալների սխալ ընթերցում կամ կորուստ: Ուստի խիստ կարևոր են սնման դողերի աղմուկների մոդելավորումը և դրանց ազդեցության նվազեցման միջոցների մշակումը: Խնդիրը ավելի է կարևորվում տվյալների փոխանցման ժամանակակից ստանդարտներով սահմանվող խիստ պահանջների պարագայում:

Տրանզիստորների ծերացման արդյունքում Մ/Ե հանգույցները որակապես տուժում են: Դրա հետևանքով փոխանցվող ազդանշանում առաջանում են աղավաղումներ, մասնավորապես, լցման գործակցի շեղում, ինչը հանգեցնում դրանում թրթռոցների մեծացմանը: Արդյունքում՝ փոխանցվող ազդանշանը աղմուկների նկատմամբ ավելի զգայուն է դառնում: Ժամանակակից Մ/Ե հանգույցների կյանքի տևողությանը ներկայացվող պահանջների համաձայն՝ դրանց համար սահմանվում է տասը տարվա անխափան աշխատանքի ժամանակամիջոց: Դա ավելի է կարևորվում ավտոմոբիլային արդյունաբերության մեջ՝ ԻՍ-երի Մ/Ե հանգույցների կիրառության աճի միտումների պարագայում: Այդ պատճառով Մ/Ե հանգույցների ծերացման մոդելավորումը և դրանց ազդեցությունների չեզոքացման միջոցների մշակումն արդիական խնդիր է:

Առաջատար կազմակերպությունների և գիտական խմբերի կողմից վերոնշյալ խնդիրների հետազոտման և լուծման ուղղությամբ շարունակական աշխատանք է կատարվում: Այնուամենայնիվ, առկա լուծումները, տվյալների փոխանցման արագությունների աճի, տեխնոլոգիական գործընթացի մասշտաբավորման և ավտոմոբիլային արդյունաբերության մեջ ԻՍ-երի Մ/Ե հանգույցների օգտագործման աճող միտումների պատճառով, խստացվող պահանջները լիովին չեն բավարարում: Հետևապես տվյալ ուղղությամբ կատարվող հետազոտությունները և նոր միջոցների մշակումը շարունակում են մնալ արդիական և չափազանց պահանջարկված:

Ատենախոսությունը նվիրված է Մ/Ե հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման ուղիների հետազոտմանը և նոր միջոցների ու լուծումների մշակմանը:

<u>Հետազոտության առարկան:</u> Մ/Ե հանգույցներում փոխանցվող ազդանշանների բնութագրերի կախվածությունը աղմուկներից: Հանգույցների բնութագրերի վատացումը և աղմկակայունության անկումը ժամանակի ընթացքում: Մ/Ե հանգույցների աղմուկների ազդեցության նվազեցման և աղմկակայունության բարձրացման հնարավոր եղանակները:

<u>Աշխատանքի նպատակը:</u> Մ/Ե հանգույցներում աղմուկների ազդեցության նվազեցման և աղմկակայունության բարձրացման արդյունավետ եղանակների ու մեթոդների մշակումը:

<u>Հետազոտության միջոցները:</u> Հետազոտությունների իրականացման ընթացքում օգտագործվել են ԻՍ-երում աղմուկների մոդելավորման, դրանց ազդեցությունների գնահատման, ծերացման նմանակման, Մ/Ե հանգույցների նախագծման ու լավարկման, մոտեցումները, էլեկտրական շղթաների և կիսահաղորդչային սարքերի տեսությունները:

<u>Գիտական նորույթը:</u>

- Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցներում կիրառվող լարման կայունարարների աղմկակայունության բարձրացման մեթոդ, որը, ելքային տրանզիստորի երկրաչափական չափերի կարգաբերման շնորհիվ, ապահովում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակցի 80%-ով մեծացում զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 24%-ով աճի պարագայում:

- Մշակվել է Մուտք/ելք հանգույցի հաղորդչի աղմկակայունության բարձրացման միջոց, որը, սնման լարման բարձրացման և հոսանքի կարգաբերման շնորհիվ, մոտավորապես 3 անգամ նվազեցնում է սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցները՝ միաժամանակ ապահովելով ելքային ազդանշանի հաստատուն ամպլիտուդ, էներգասպառման 58%-ով աճ և զբաղեցրած մակերեսի 34%-ով մեծացում:
- Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցի նախահաղորդչի ծերացման ազդեցության նվազեցման եղանակ, որը, սպասման ռեժիմում մուտքային ազդանշանի փոփոխման շնորհիվ, ապահովում է թրթռոցների պաշարի և աղմկակայունության 31%-ով բարձրացում՝ նախահաղորդչի զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 26%-ով աճի հաշվին:

<u>Աշխատանքի գործնական արժեքը:</u>

Առաջարկվող մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումներն իրագործվել են Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման IO Noise Immunity ծրագրային միջոցում, որը ներդրվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ում և կիրառվում է Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման նպատակով: Փորձարկումները ցույց են տվել, որ IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը թույլ է տալիս 7...12 անգամ նվազեցնել սխեմատեխնիկական նախագծման գործընթացի տևողությունը, ապահովել փոխանցվող ազդանշանի՝ սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցների մոտավորապես 3 անգամ փոքրացում, ինչպես նաև չեզոքացնել նախահաղորդչի ծերացման հետևանքով առաջացող աղմկակայունության անկումը՝ էներգասպառման 58%-ով աճի և զբաղեցրած մակերեսի 38%-ով մեծացման հաշվին:

<u>Պաշտպանությանը ներկայացվող դրույթները:</u>

- Մուտք/ելք հանգույցներում կիրառվող լարման կայունարարների ելքային տրանզիստորի երկրաչափական չափերի ինքնակարգաբերմամբ աղմկակայունության բարձրացման մեթոդը:
- Մուտք/ելք հանգույցներում հաղորդչի սնման լարման բարձրացմամբ և ելքային ազդանշանի ամպլիտուդի ինքնակարգաբերմամբ աղմկակայունության բարձրացման միջոցը:

- Մուտք/ելք հանգույցներում նախահաղորդչի սպասման ռեժիմում մուտքային ազդանշանի փոփոխմամբ ծերացման ազդեցության նվազեցման եղանակը:
- Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման IO noise immunity ծրագրային միջոցը:

<u>Գիտական դրույթների հավաստիությունը:</u> Գիտական արդյունքների հավաստիությունը հաստատված է ատենախոսությունում ներկայացված մաթեմատիկական հիմնավորումներով և մոդելավորման փորձնական արդյունքների հետ համընկնման մեծ աստիճանով:

<u>Ներդրումը:</u> IO Noise Immunity ծրագրային գործիքը ներդրված է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ում և կիրառվում է Մուտք/ելք հանգույցների նախագծման ընթացքում՝ աղմկակայունության բարձրացման նպատակով:

<u>Հրապարակումներ:</u> Ատենախոսության դրույթները ներկայացված են 9 գիտական հրատարակություններում:

<u>Ատենախոսության կառուցվածքը:</u> Ատենախոսությունը կազմված է ներածությունից, 3 գլուխներից, եզրահանգումից, 94 անուն գրականության ցանկից և 4 հավելվածներից: Առաջին հավելվածում ներկայացված է ատենախոսության ներդրման ակտը, երկրորդում՝ հաղորդիչ հանգույցի spice նկարագրության հատվածը, երրորդում՝ մշակված IO noise immunity ծրագրային գործիքի QT նկարագրության հատվածը, իսկ չորրորդում՝ օգտագործված նկարների, աղյուսակների և հապավումների ցանկերը: Ատենախոսության ծավալը կազմում է 112 էջ, իսկ հավելվածների հետ միասին՝ 134 էջ:

ԳԼՈՒԽ 1. ՄՈՒՏՔ/ԵԼՔ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ԱՂՄԿԱԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ՀԱՐՑԵՐԸ

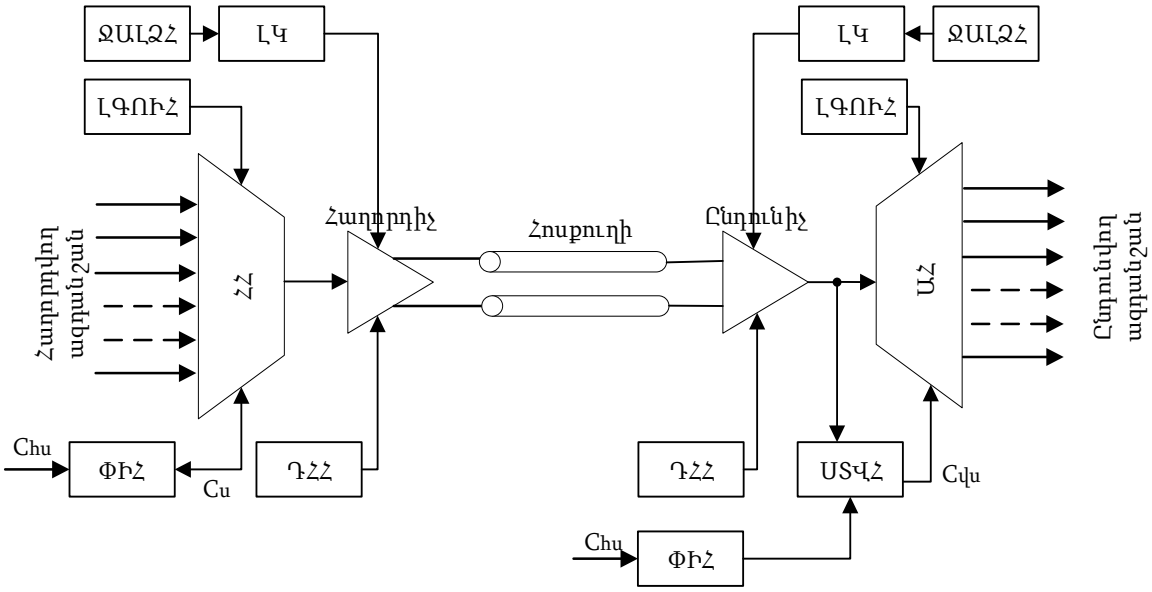
1.1. Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման կարևորությունը

Վերջին տասնամյակների ընթացքում կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ (ԿՄՕԿ) տրանզիստորների հոսքուղու շարունակական մասշտաբավորումը բավականին նպաստել է ինտեգրալ սխեմաներում (ԻՍ) հանգույցների աշխատունակության բարձրացմանը, այդ թվում՝ փոխանցվող և ստացվող տվյալների ծավալների զգալի աճին: Բարձր հաճախականային Մուտք/ելք (Մ/Ե) հանգույցներում [1-3] տվյալների փոխանցման արագությունն՝ մեկ գծի համար, արդեն հատել է 8Գբ/վ սահմանը: Տվյալների փոխանցման նման պահանջներ են ներկայացնում ժամանակակից ստանդարտները, ինչպիսիք են՝ համապիտանի հաջորդական դող (ՀՀԴ) [4], հաջորդական առաջադեմ տեխնոլոգիաների հավելված (ՀԱՏՀ) [5], հատուկ եզրային բաղադրիչների միջմիացում (ՀԵԲՄ) [6], բարձր որակով մուլտիմեդիայի ինտերֆեյս [7], ցուցադրման հանգույց [8] և այլն: Ազդանշանների փոխանցման և ընդունման հաճախությունների նման ձևով աճող միտումները հանգեցնում են ժամանակային բնութագրերն ներկայացվող պահանջների խստացմանը:

Մ/Ե հանգույցները կազմված են հաղորդիչ, ընդունիչ, կարգաբերման և հենակային հանգույցներից (նկ. 1.1) [3,9]: Մ/Ե հանգույցներում տվյալների փոխանցումը կատարվում է դիֆերենցիալ ազդանշանի միջոցով, քանի որ մեկ ազդանշանի փոխանցման դեպքում առաջանում են բազմաթիվ խնդիրներ, որոնցից կարելի է զերծ մնալ կամ դրանց ազդեցությունը նվազեցնել՝ ազդանշանը դիֆերենցիալ տեսքով փոխանցելու դեպքում: Այդպիսի խնդիրներից են հոսքուղով տարածման ժամանակ ազդանշանում առաջացող աղավաղումները:

Վերոնշյալ ստանդարտներում տվյալների փոխանցումն իրականացվում է հաղորդման մեկ գծի միջոցով՝ ազդանշանի հաջորդական փոխանցման մոտեցմամբ: Զուգահեռ փոխանցման դեպքում հնարավոր է ապահովել փոխանցվող տվյալների աճ,

սակայն այդ տարբերակը հանգեցնում է Մ/Ե հանգույցի ինքնարժեքի աճին՝ ի հաշիվ պատյանում լրացուցիչ ելուստների ավելացման, ինչպես նաև կիսահաղորդչային բյուրեղում (ԿԲ) ԻՍ-ի զբաղեցրած մակերեսի մեծացման: ԻՍ-ի զբաղեցրած մակերեսի մեծացումը պայմանավորված է զուգահեռ փոխանցման և ընդունման համար անհրաժեշտ մի քանի հաղորդման, ընդունման և ազդանշանի վերականգնման հանգույցների անհրաժեշտությամբ: Այդ պատճառով ԻՍ-ի ինքնարժեքի աճից խուսափելու համար փոխնացվող տվյալների աճն ապահովվում է մեկ գծով հաղորդվող ազդանշանի հաճախության մեծացմամբ, որը նախագծման տեսանկյունից բարդ խնդիր է:



Նկ. 1.1. Մ/Ե հանգույցի կառուցվածքը

Բարձր հաճախությամբ ազդանշանի փոխանցման համար անհրաժեշտ է Մ/Ե հանգույցում փուլահաճախականային ինքնաենթալարման համակարգի (ՓԻՀ) առկայությունը: ՓԻՀ-ը քվարցային գեներատորից ստացված հենակային սինքրոազդանշանը C_{hu}, բազմապատկում է անհրաժեշտ գործակցով և որպես արդյունք ձևավորում անհրաժեշտ հաճախության սինքրոազդանշան՝ C_u [10-12]: Վերջինս փոխանցվում է հաջորդականացման հանգույցին (ՀՀ), որն առկա տվյալները վերածում է տվյալ հաճախության հաջորդական փաթեթի [13-15]: Տվյալների փաթեթը փոխանցվում է հաղորդիչ հանգույցին, որն էլ այն հաղորդում է ընդունիչին: Ընդունիչում ընթերցվող հաջորդական տվյալների փաթեթն ապահաջորդականացվում

է ապահաջորդականացման հանգույցի (ԱՀ) միջոցով [16,17]: Այստեղ նույնպես կա ՓԻՀ-ի անհրաժեշտություն՝ սինքրոազդանշանի ձևավորման համար: Ապահաջորդականացումն իրականացվում է ստացվող ազդանշանի հաճախության նվազեցման, տվյալների զուգահեռ օգտագործման ու մշակման նպատակով:

Մ/Ե հանգույցներում կարևոր մաս է կազմում դիմադրությունների համաձայնեցման հանգույցը (ԴՀՀ) [9], քանի որ հաղորդչի, հոսքուղու և ընդունիչի դիմադրությունները չհամաձայնեցնելու դեպքում հոսքուղում առաջանում են ազդանշանի անդրադարձումներ, որոնք աղավաղումներ են առաջացնում հաղորդչի ելքում փոխանցվող և ընդունիչի մուտքում ընթերցվող ազդանշաններում: ԴՀՀ-երը կիրառվում են հաղորդիչ հանգույցի ելքային դիմադրության և ընդունիչ հանգույցի մուտքային դիմադրության կարգաբերման համար: Կիրառվող հոսքուղիների մեծ մասի ալիքային դիմադրությունը հավասար է 50Օմ-ի: Այդ պատճառով հաղորդչի ելքային և ընդունիչի մուտքային դիմադրությունները կարգաբերվում և հավասարեցվում են այդ արժեքին [18-20]:

Հաղորդվող ազդանշանի վրա դրվող պահանջներից ևս մեկը նրա լցման գործակցի 50%-ի ապահովումն է: Ազդանշանի լցման գործակցի շեղումների դեպքում տվյալների ընդունման ժամանակ կտրուկ աճում է սխալ ընթերցման հավանականությունը, քանի որ տրամաբանական ‘1’ և ‘0’ մակարդակների տևողությունները միմյանց համարժեք չեն և տարբերվում են նախատեսվածից: Արդյունքում՝ մեծանում է կարգի սխալանքի մակարդակը (ԿՍՄ): ԿՍՄ-ն բնութագրում է համակարգի հուսալիությունը, ցույց է տալիս ազդանշանի տրամաբանական մակարդակի որոշման ժամանակ սխալի հավանականությունը [21-23]: Համակարգի հուսալիության ապահովման նպատակով Մ/Ե հանգույցներում կիրառվում են լցման գործակցի ուղղման հանգույցներ (ԼԳՈՒՀ) [24-27]:

Հաղորդչից փոխանցվող ազդնաշանն ընդունիչի մուտքում ստացվում է ճնշված և աղավաղված ձևով, քանի որ հոսքուղին ունի ցածր հաճախականային զտիչին բնորոշ պարամետրեր: Այն կարելի է ներկայացնել ռեզիստորի, կոնդենսատորի և ինդուկտիվ տարրի միացմամբ բազմակասկադ շղթայի տեսքով: Արդյունքում փոխանցվող բարձր հաճախականային ազդանշանները ճնշվում են, որոնց վերականգնումն իրականացվում է ընդունիչ հանգույցում հաճախականային զտիչի

միջոցով: Այն ուժեղացնում է սպասվելիք հաճախության հարմոնիկները և ճնշում մյուս բոլոր հարմոնիկներին՝ այդպիսով չեզոքացնելով հոսքուղու ազդեցությունը [28-30]:

Տվյալների փոխանցման ստանդարտների մեծ մասում փոխանցվում է միայն տվյալների փաթեթը՝ առանց սինքրոազդանշանի, քանի որ վերջինս հոսքուղուց նույնպես ենթարկվելու է աղավաղումների: Դրանից բացի, հնարավոր չէ ճշգրիտ կանխորոշել փոխանցվող տվյալների և սինքրոազդանշանի հապաղումները, ինչը բերելու է դրանց փուլային շեղմանը: Քանի որ տվյալների փոխանցման ստանդարտով որոշվում է փոխանցվող ազդանշանի հաճախությունը, ապա ընդունող կողմում ՓԻՀ-ի միջոցով կարելի է ձևավորել միևնույն հաճախության սինքրոազդանշան և տվյալների ընթերցումն իրականացնել այդ սինքրոազդանշանով: Տվյալ պարագայում միակ խնդիրն է սինքրոազդանշանի և ընդունվող տվյալների փուլերի համապատասխանեցումը, որն իրականացվում է սինքրոազդանշան-տվյալ վերականգնման հանգույցի (ՍՏՎՀ) միջոցով [31-33]:

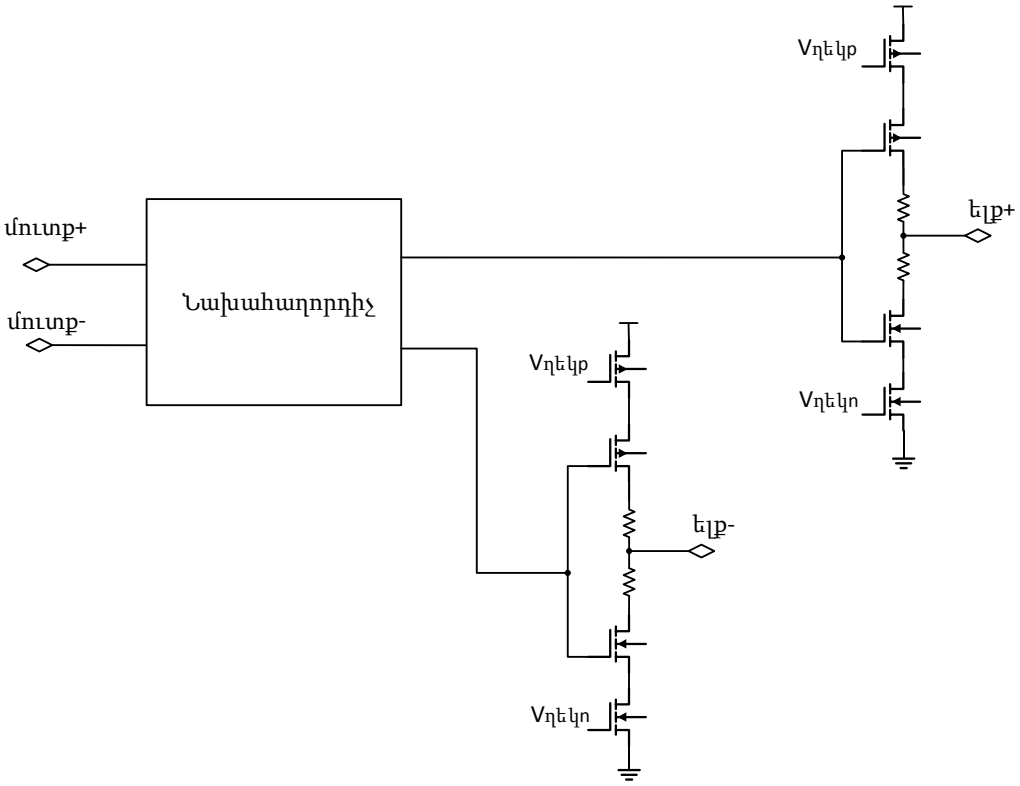
Մ/Ե հանգույցների վերոնշյալ բաղադրիչներում անհրաժեշտ է կայուն հենակային լարումների առկայությունը, որոնք ձևավորվում են ջերմաստիճանից անկախ՝ լարման ձևավորման հանգույցի (ՋԱԼՁՀ) [34-37] և լարման կայունարարի [38-42] միջոցով:

Մ/Ե հանգույցում տվյալների փոխանցումն իրականացվում է հաղորդիչ հանգույցի միջոցով (նկ. 1.2) [43,44]: Մինչ տվյալների փոխանցումը՝ դրանք հզորացվում են նախահաղորդչի միջոցով [45]՝ կարճ տևողությամբ փոխանջատման ճակատների ապահովման նպատակով:

Մ/Ե հանգույցի աշխատանքը բնութագրվում է փոխանցվող ազդանշանի պարամետրերով, քանի որ տվյալների փոխանցումը և անսխալ ստացումն ինքնին Մ/Ե հանգույցի դերն է: Փոխանցվող ազդանշանի որակը գնահատվում է աչքի բնութագծի միջոցով [46,47], մասնավորապես, չափվում են ազդանշանում թրթռոցները [48], աչքի հորիզոնական և ուղղահայաց բացվածքները (նկ. 1.3):

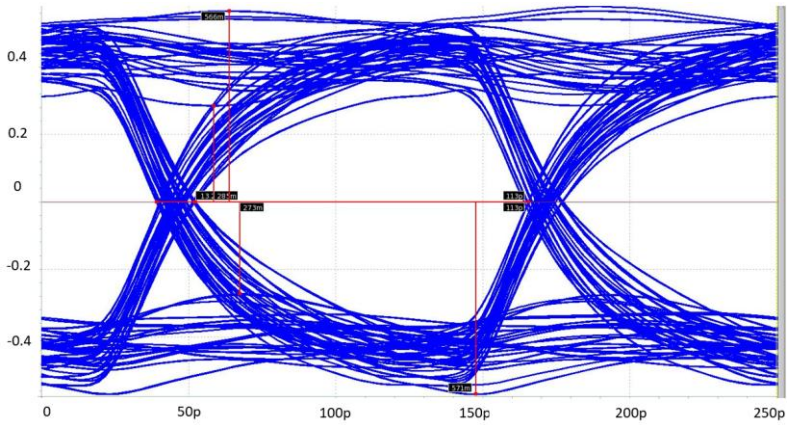
Ազդանշանի թրթռոցը Մ/Ե հանգույցներում առաջնային պարամետրերից մեկն է: Թրթռոցն ազդանշանի փուլային շեղումն է իր իդեալական դիրքից ժամանակի ընթացքում: Այն ունի հիմնական և որոշիչ ազդեցություն ԿՍՄ-ի վրա: Որքան մեծ է ազդանշանում թրթռոցի մակարդակը, այնքան մեծ է ԿՍՄ-ն: Եթե փոխանցվող

ազդանշանում թրթռոցի մակարդակը մեծ է թույլատրելի սահմանից, ապա ընդունող հանգույցում կարող են առաջանալ բարդություններ փոխանցվող ազդանշանի ընդունման ժամանակ: Այդ դեպքում ազդանշանը կարող է ընթերցվել սխալ:



Նկ.1.2. Հաղորդիչ հանգույցի կառուցվածքը

Ընդունված է թրթռոցը բաժանել կանխորոշելի և պատահական բաղադրիչների: Պատահական թրթռոցները չկանխորոշվող են և որոշվում են Գաուսյան բաշխվածությամբ: Դրանք առաջանում են տարատեսակ բնութագրեր ունեցող աղմուկներից:



Նկ.1.3. Հաղորդիչ հանգույցի ելքային ազդանշանի աչքի բնութագիծը

Կանխորոշելի թրթռոցները պայմանավորված են հանգույցներից ձևավորվող աղմուկներով: Աղմուկը ցանկացած պատահական ազդանշան է, որն ինքնին չի հանդիսանում սպասվելիք տվյալ: Միաժամանակ, կարող են գոյություն ունենալ աղմուկների առաջացման մի քանի աղբյուրներ [49]:

Աղմուկներն ընդունված է նկարագրել վիճակագրական մոտեցմամբ՝ դրանց պատահական բնույթի պատճառով: Ընդհանուր դեպքում աղմուկները կարելի է բաժանել երկու խմբի [49]՝

1. արտաքին,
2. ներքին:

Արտաքին են այն բոլոր աղմուկները, որոնք առաջացել են ԻՍ-ի շրջակա միջավայրում առկա աղբյուրներից: Այդպիսի աղբյուրներ կարող են հանդիսանալ միջավայրում էլեկտրամագնիսական դաշտը և ունակային կապերը: Նման աղմուկների ազդեցությունը կարելի է նվազեցնել համապատասխան միջավայրի ապահովման և ազդանշանների հզորացման հաշվին՝ բարձրացնելով ԱԱԳ-ն [45].

$$\text{ԱԱԳ}_{\text{դբ}} = \frac{P_{\text{ազ}}}{P_{\text{աղ}}}, \tag{1.1}$$

$$\text{ԱԱԳ}_{\text{դբ}} = 20\log\frac{P_{\text{ազ}}}{P_{\text{աղ}}}, \tag{1.2}$$

որտեղ $P_{\text{ազ}}$-ն ազդանշանի հզորությունն է, $P_{\text{աղ}}$ -ն՝ աղմուկների հզորությունը, $\text{ԱԱԳ}_{\text{դբ}}$-ն՝ ազդանշան/աղմուկ գործակիցը՝ արտահայտված դեցիբելներով:

Ներքին են հանգույցի կամ դրա տարրերի սեփական աղմուկները: ԻՍ-ի հանգույցների համար այդպիսի աղմուկների աղբյուր են միևնույն ԿԲ-ում գտնվող այլ հանգույցները, նաև տարրերը [49]:

ԿՄՕԿ տարրերում գոյություն ունեն սեփական աղմուկների բազմաթիվ տեսակներ, որոնք ի հայտ են գալիս մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ (ՄՕԿ) տրանզիստորների տարբեր ելուստներում [49]՝

- ջերմային,
- կոտորակային,
- հարթակի,
- 1/f կամ վարդագույն,

- գեներացման և ռեկոմբինացման:

Ջերմային կամ Ջոնսոն-Նայքվիստի աղմուկներն առաջանում են Բրոունյան շարժման հետևանքով: Քանի որ վերջինս ունի պատահական բնույթ, աղմուկների միջին արժեքի հաշվման դեպքում արդյունքը ստացվելու է զրո կամ դրան մոտ թիվ: Այդ պատճառով ընդունված է չափել հզորության սպեկտրալ խտությունը: Ռեզիստիվ տարրերի համար այն որոշվում է հետևյալ ձևով [49]՝

$$\overline{S_n^2} = 4kTR\Delta f, \qquad (1.3)$$

որտեղ k-ն Բոլցմանի հաստատունն է՝ $k=1.38*10^{-23}$Ջ/Կ, T-ն՝ ջերմաստիճանը՝ արտահայտված կելվիններով, R-ը՝ դիմադրությունը, f-ը՝ հաճախությունը:

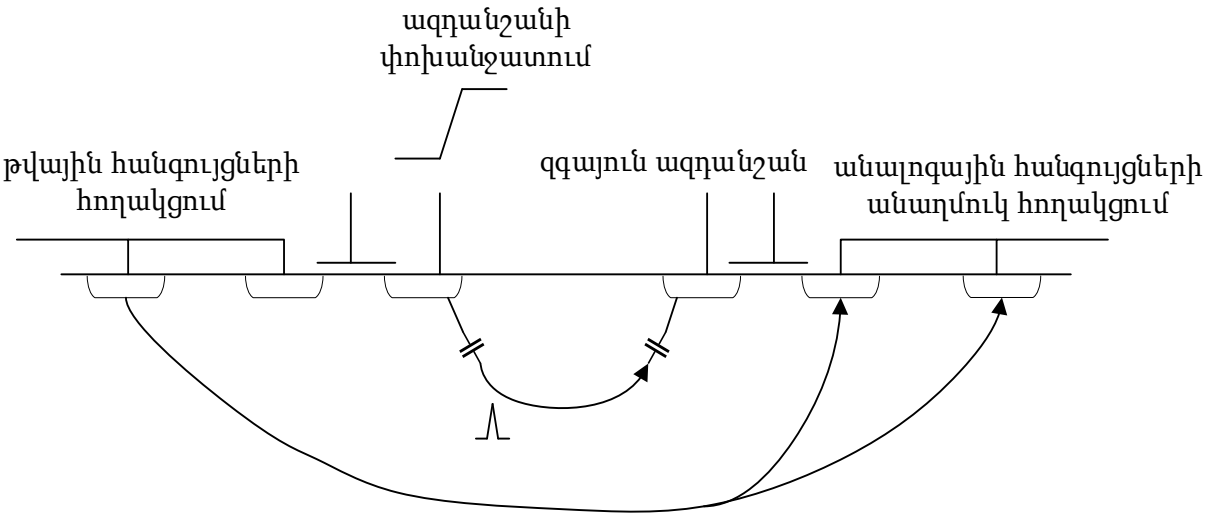
Աղմուկների սպեկտրալ խտությունը ցանկացած հաճախության համար ունի միևնույն արժեքը: Անկախ այն հանգամանքից՝ դիտարկվում է 1...6 ԳՀց, թե 6...12 ԳՀց հաճախականային տիրույթ, երկու դեպքում էլ Δf=5ԳՀց: Դա նշանակում է, որ ջերմայինը հանդիսանում է սպիտակ աղմուկ [49]:

Կոտորակային աղմուկներն առաջանում են Էլեկտրոնից կամ խոռոչից պոտենցիալային արգելքի հատման արդյունքում: ԿՄՕԿ տրանզիստորում դրանք ձևավորվում են հոսքուղու և p-n անցումների աղքատացված տիրույթներում [50]:

Տրանզիստորում առկա ակունք-հարթակ և արտաբեր-հարթակ ունակային կապերը ցածր հաճախություններում տրանզիստորի աշխատանքի վրա զգալի ազդեցություն չեն ունենում, սակայն հաճախության աճին զուգահեռ՝ դրանց ազդեցությունն աճում է, և հարթակում ձևավորվում են փոքր հոսանքներ: Այդ պատճառով հարթակի աղմուկները հիմնականում ի հայտ են գալիս բարձր հաճախություններում (նկ. 1.4) [49]:

ՄՕԿ տրանզիստորում վարդագույն աղմուկների առաջացման պատճառ են համարվում օքսիդում մակերևութային անհարթությունները և ոչ իդեալականությունը: Օքսիդի և կիսահաղորդչի շփման սահմանում կան բյուրեղային ցանցի խզումներ, որտեղ պատահականության սկզբունքով հայտնվում և հեռանում են հոսքուղում առկա լիցքակիրները, ինչը հանգեցնում է հոսքուղով հոսող հոսանքի փոփոխությանը: Սովորաբար n-տիպի ՄՕԿ (n-ՄՕԿ) տրանզիստորներում դրանք ավելի մեծ չափով են ի հայտ գալիս, քան p-տիպի ՄՕԿ (p-ՄՕԿ) տրանզիստորներում [50,51]:

Տրանզիստորի հոսքուղում հնարավոր է լիցքակիրների գեներացում և ռեկոմբինացում, ինչը նույնպես հանգեցնելու է հոսքուղու հոսանքի փոփոխությանը: Արդյունքում այդ գործընթացների հետևանքով առաջանում են աղմուկներ [48]:



Նկ. 1.4. Հարթակում աղմուկները

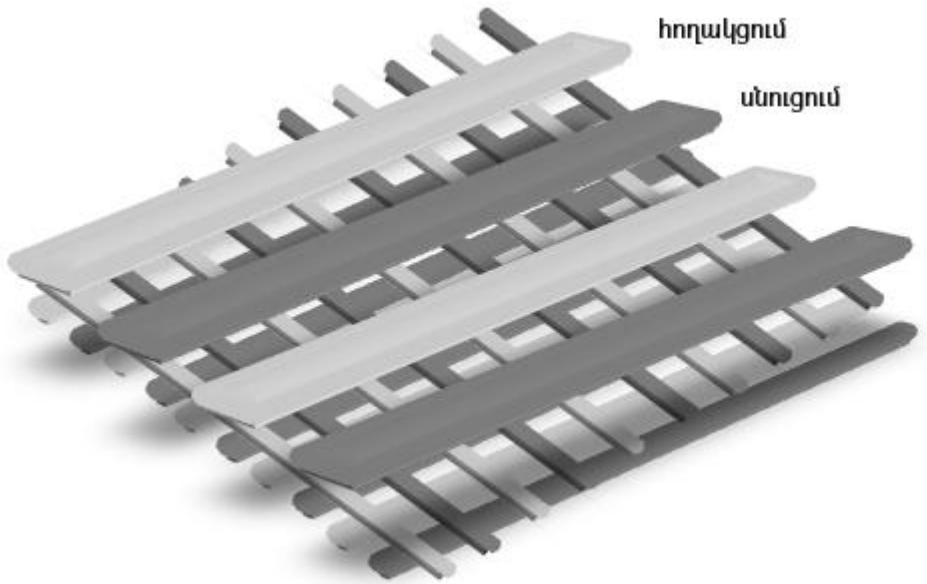
Այնուամենայնիվ, վերոնշյալ սեփական աղմուկները գլխավորապես պայմանավորված են տեխնոլոգիական գործընթացով, և հանգույցների նախագծման գործընթացում հնարավոր չէ ապահովել դրանց զգալի նվազեցումը, իսկ արտաքին աղմուկները պայմանավորված են շրջակա միջավայրով, ինչը կարող է փոփոխվել: Արդյունքում՝ Մ/Ե հանգույցների նախագծման ժամանակ թիրախային են սնման դողերի աղմուկները [52-55], որոնք առաջանում են միևնույն ԻՍ-ում գտնվող հանգույցներից:

1.1.1. Մուտք/ելք հանգույցների սնման դողերում աղմուկների ճնշման արդիականությունը

Ժամանակակից ԻՍ-երում հանգույցների սնուցումն իրականացվում է սնման դողերի միջոցով: Սնման դողերը կառուցվում են տարբեր մետաղական մակարդակներով միջոցով (նկ. 1.5) [56,57]: Դրանք տարածվում են ԻՍ-ի ամբողջ մակերեսով և սնուցում են բոլոր տարրերը: Ժամանակակից ԻՍ-երում տարրերի խտությունը գնալով մեծանում է, և ավելանում է սնուցվող տարրերի քանակը:

Արդյունքում՝ սնման դողերի արդյունավետ կառուցումը դառնում է ավելի ու ավելի բարդ:

Սնման դողերը, հանդիսանալով մետաղական միջմիացումներ, ունեն մետաղական հատկություններ և հետևաբար՝ որոշակի վերջավոր դիմադրություն: Այդ դիմադրությունն ԻՍ-ում առկա տարբեր տարրերի համար կարող է ունենալ որոշակի արժեք: Այն հատվածում, որտեղ սնման դողն իրականացված է արդյունավետ, ապա սնուցվող տարրի համար այդ դիմադրությունը կլինի համեմատաբար ավելի փոքր, քան այն հատվածներում որտեղ նախագծման բարդությունները թույլ չեն տվել բարձր արդյունավետությամբ կառուցել այն: Սնման դողից սնվում են ԻՍ-ի բոլոր տարրերը և հանգույցները, որոնց շարքում գտնվում են տարբեր հաճախություններով, տարբեր պահերի փոխանջատվող, փոխանջատման տարբեր տևողության ճակատներով և տարբեր փուլ ունեցող ազդանշաններով կառավարվող տրանզիստորներ:



Նկ. 1.5. ԻՍ-ում սնման դողերի իրականացումը

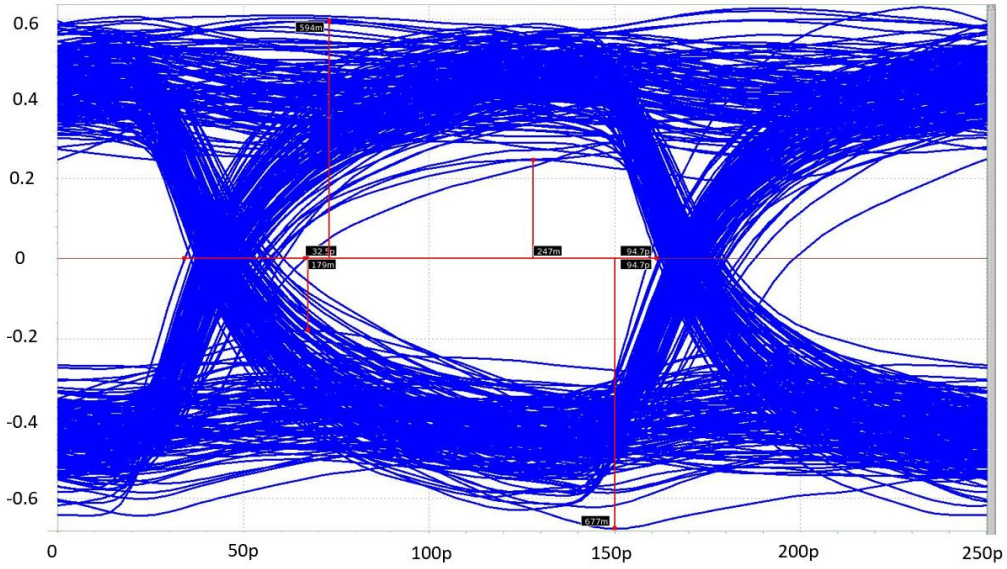
Այդ տրանզիստորների փոխանջատման ժամանակ ձևավորվում են տարբեր չափի հոսանքի թռիչքներ՝ կախված տրանզիստորի հոսքուղու երկարությունից, լայնությունից և մի շարք այլ գործոններից: Դրա հետևանքով ժամանակի տարբեր պահի սնման դողերում առաջանում են լարման անկումներ, որոնք ունեն տարբեր ամպլիտուդ և պարունակում են տարբեր հարմոնիկներ [57]:

$$V_{\text{լթ}} = I * R + L\frac{dI}{dt}, \qquad (1.4)$$

որտեղ $V_{\text{լթ}}$-ն լարման անկման չափն է, I-ն՝ սնման դողով հոսող հոսանքը, R-ը սնման՝ դողի դիմադրությունը և L-ը՝ սնման դողի ինդուկտիվությունը:

Ժամանակակից ԻՍ-երում տրանզիստորների քանակը հասնում է միլիոնների, այդ պատճառով դրանցից ձևավորվող լարման անկումները դիտարկվում են որպես սնման դողերի աղմուկներ, որոնք հենց սնման դողերով փոխանցվում են ԻՍ-ում գտնվող տարրերին: Այդ աղմուկները կարող են լուրջ պարամետրական, մինչև նույնիսկ աշխատունակության սխալանքների հանգեցնել ԻՍ-ում գտնվող զգայուն հանգույցները: Զգայուն կարող են լինել անալոգային հանգույցները, որոնք պահանջում են ազդանշանի բարձր ճշտություն: Սնման դողերում առկա աղմուկները կարող են հանգեցնել թվային ազդանշաններում լրացուցիչ թրթռոցների: Վերջիններս դասակարգվում են կանխորոշելի թրթռոցների շարքը, քանի որ նախագծողին հայտնի են, թե ԻՍ-ում առկա հանգույցները կամ դրանց գերակշիռ մասն ինչ հաճախությամբ են աշխատում, հետևաբար, կարելի է կանխորոշել աղմուկներում առկա հարմոնիկների գերակշռող մասի հաճախությունը:

Սնման դողերի աղմուկների ազդեցությունը թրթռոցների վրա (նկ. 1.6) [58] ուսումնասիրվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ի ծրագրային գործիքների միջոցով հաղորդիչ հանգույցի վերոնշյալ կառուցվածքի օգտագործման պարագայում (նկ. 1.2):



Նկ.1.6. Հաղորդիչ հանգույցի ելքային ազդանշանի աչքի բնութագիծը սնման դողերում առկա աղմուկների դեպքում

ԻՍ-երում թվային հանգույցները աշխատում են քվարցային գեներատորի հաճախությանը բազմապատիկ հաճախություններով, այդ պատճառով սնման դողերի աղմուկներում գերակշռող մաս են կազմում այդ հարմոնիկները: Դրանից ելնելով սնման դողերի աղմուկները մոդելավորվել են քվարցային գեներատորի հաճախությանը բազմապատիկ հարմոնիկների, տարբեր փուլերով սինուսոիդալ ազդանշանների վերադրման միջոցով: Ձևավորված աղմուկների ամպլիտուդի առավելագույն արժեքը սահմանափակվել է 50մՎ արժեքով: Աղմուկների ազդեցության հետևանքով հաղորդչի ելքային ազդանշանում թրթռոցները մեծացել են 19,3պվ-ով՝ 13,2պվ-ից հասնելով 32,5պվ-ի:

Այսպիսով, Մ/Ե հանգույցներում փոխանցվող տվյալների հաճախության աճին զուգահեռ՝ խստանում են դրանց բնութագրերի վրա դրված պահանջները, իսկ սնման դողերում առկա աղմուկներն աճում են: Արդյունքում՝ դրված պահանջների բավարարումը դառնում է բարդ խնդիր: Այդ պատճառով առանձնակի կարևոր է սնման դողերի աղմուկների մոդելավորումը և դրանց ազդեցության նվազեցման միջոցների մշակումը:

1.1.2. Մուտք/ելք հանգույցներում ծերացման ազդեցությունն աղմկակայունության վրա և դրա նվազարկման կարևորությունը

ԻՍ-երում ծերացումը պայմանավորված է հենակային ջերմաստիճանային անկայունության (ՀՋԱ) [59] և տաք լիցքակրի երևույթներով (ՏԼԵ) [59], որոնք անցանկալի ազդեցություն են ունենում ԿՄՕԿ տարրերի վրա: Գոյություն ունի ՀՋԱ գործոնի երկու տեսակ. առաջինը դրական ՀՋԱ-ն է, երկրորդը՝ բացասական: Դրական ՀՋԱ-ն ազդում է n-ՄՕԿ տրանզիստորների վրա, մինչդեռ p-ՄՕԿ տրանզիստորները տուժում են բացասական ՀՋԱ-ից: Բացասական ՀՋԱ-ի ազդեցութունը p-ՄՕԿ տրանզիստորների վրա ավելի մեծ է, քան դրական ՀՋԱ-ի ազդեցությունը n-ՄՕԿ տրանզիստորների վրա: Տրանզիստորի հոսքուղում առկա լիցքակիրները, որոնք հայտնվում և մնում են փականային օքսիդում, հանդիսանում են ՏԼԵ-ի առաջացման պատճառ: Այս ազդեցությունն ի հայտ է գալիս մեծ փական-ակունք և փական-իրան լարումների պարագայում: ՏԼԵ-ի արդյունքում n-ՄՕԿ տրանզիստորներն ավելի շատ

են տուժում, քան p-ՄՕԿ տրանզիստորները: Վերոնշյալ երևույթները հանգեցնում են տրանզիստորի $V_{շմ}$ շեմային լարման մեծացմանը [59]:

ՄՕԿ տրանզիստորի վրա ՀՋԱ-ով և ՏԼԵ-ի ազդեցության հետևանքների գնահատման համար գոյություն ունեն տարբեր մոդելներ: Դրանց երկու հիմնական տեսակները լիցքի և կիսափորձնական մոդելներն են: Լիցքի մոդելում շրջված տիրույթի և փականային օքսիդի միջև ավելացվում է լրացուցիչ կոնդենսատոր: Դրա լիցքի քանակը ժամանակի ընթացքում աճում է, իսկ փոփոխման քանակը կախված է ՀՋԱ-ի և ՏԼԵ-ի ազդեցությունից: ՀՋԱ-ի կողմից կուտակված լիցքն ունի վերականգնվող մասնաբաժին, մինչդեռ ՏԼԵ-ն չունի: Ծերացման ընթացքում ընդհանուր կուտակված լիցքը [60] բերված է ստորև՝

$$Q_{ծեր} = Q_{ՏԼԵ}(t) + Q_{ՀՋԱ,ընդ}(t) - Q_{ՀՋԱ,վեր}(t), \qquad (1.5)$$

որտեղ $Q_{ծեր}(t)$-ն ՏԼԵ-ի ազդեցությամբ կուտակված լիցքի մեծությունն է, $Q_{ՀՋԱ,ընդ}(t)$-ն՝ ՀՋԱ-ի ազդեցությամբ կուտակված լիցքի մեծությունը, $Q_{ՀՋԱ,վեր}(t)$-ն՝ ՀՋԱ-ի ազդեցությամբ կուտակված լիցքի վերականգնվող մասը: Վերոնշյալ մեծությունները որոշվում են տրանզիստորի մոդելից, իսկ շեմային լարման շեղումը կարող է հաշվարկվել հետևյալ ձևով [60]՝

$$\Delta V_{շմ}(t) = \frac{Q_{ծեր}(t)}{C_{ծեր}}, \qquad (1.6)$$

որտեղ $C_{ծեր}$-ը ծերացման մոդելավորման համար ավելացված կոնդենսատորի ունակությունն է: $C_{ծեր}$-ի փոխարեն կարող է օգտագործվել $C_{օքս}$-ը: Վերջինս տրանզիստորի օքսիդի ունակությունն է:

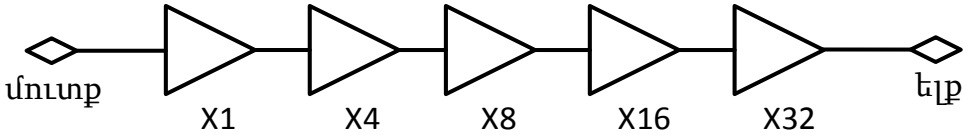
Շեմային լարման շեղման հետևանքով փոխվելու է տրանզիստորի բացվելու կամ փակվելու պահը: Դա նշանակում է, որ տեղի է ունենալու տրանզիստորի փոխանջատման հապաղման փոփոխություն, ինչը դառնալու է թրթռոցների առաջացման պատճառ:

Ծերացման ազդեցությունը կախված է մուտքային ազդանշանից, հետևաբար ստատիկ ռեժիմում, պարբերական և պատահական դինամիկ ազդանշանների դեպքում տրանզիստորը տարբեր չափերով կարող է ենթարկվել ծերացման: Ընդ

որում, ՀՋԱ-ի տեսանկյունից վատագույն դեպքը ստատիկ դրական կամ բացասական լարման հետևանքով համապատասխանաբար n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ տրանզիստորների ծերացումն է [61]:

Այն դեպքում, երբ թվային սխեման գտնվում է ստատիկ վիճակում, ծերացումից տուժում է տրանզիստորների մի մասը, քանի որ մյուսները գտնվում են փակ վիճակում, և ունեն զրոյական փական-ակունք և փական-իրան լարումներ: Փոխանջատման ճակատների փոքր տևողությամբ ազդանշան ապահովելու համար հաղորդչով փոխանցելուց առաջ տվյալները հզորացվում են նախահաղորդչի միջոցով (նկ. 1.7) [45,62]:

Նախահաղորդիչը բաղկացած է հաջորդաբար միացված կրկնիչներից, որոնք իրենց հերթին բաղկացած են հաջորդաբար միացված երկու շրջիչներից: Ամեն հաջորդող կրկնիչն ընտրվում է որոշակի գործակցով՝ հիմնականում երկու կամ չորս, մեծ նախորդից՝ նախահաղորդչի ելքում մեծ բեռի առկայության պարագայում տևողությամբ կարճ փոխանջատման ճակատների ապահովման նպատակով:



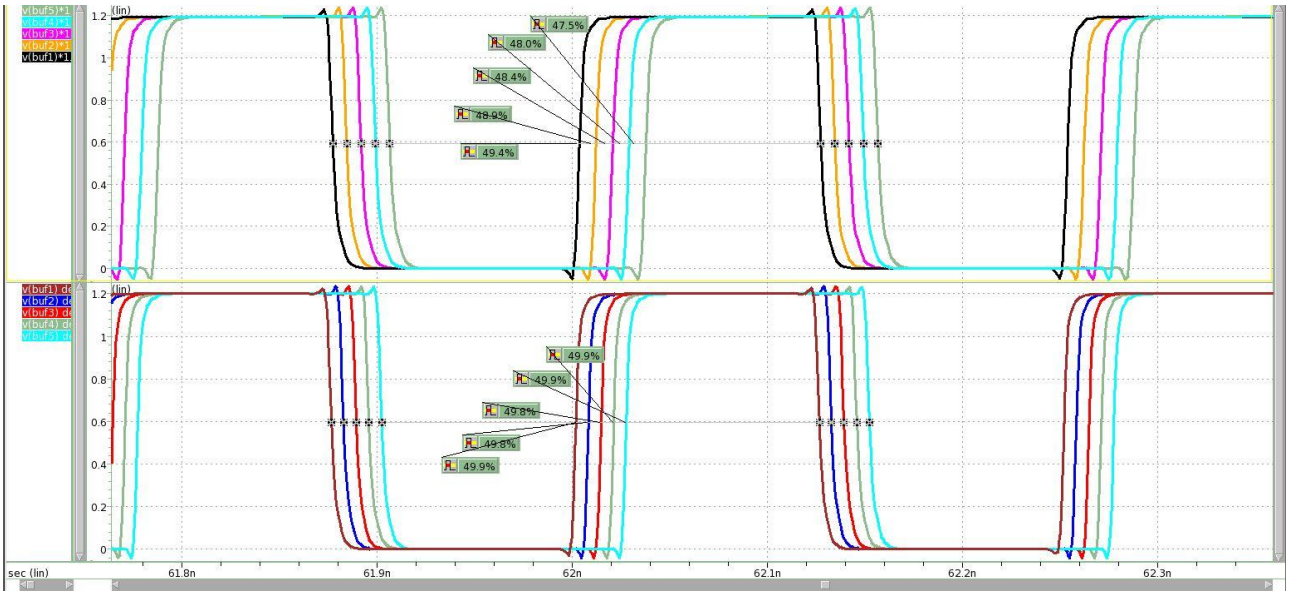
Նկ. 1.7. Նախահաղորդչի կառուցվածքը

Սպասման ռեժիմում տվյալների փոխանցում չի իրականացվում, իսկ կրկնիչների մուտքերը միացվում են տրամաբանական “1” կամ “0” արժեքի: Մուտքային ազդանշանի տրամաբանական “0” արժեքի դեպքում մուտքային p-ՄՕԿ տրանզիստորը տուժում է ծերացումից, և “0”-ից “1” փոխանջատման հապաղումը մեծանում է, մինչդեռ “1”-ից “0” փոխանջատման հապաղումը մնում է գրեթե անփոփոխ, ինչպես ծերացումից առաջ: Հաջորդ շրջիչում ծերացումից տուժում է n-ՄՕԿ տրանզիստորը, քանի որ մուտքում այն ունենում է ստատիկ “1” արժեք. արդյունքում՝ “1”-ից “0” փոխանջատման հապաղումը մեծանում է, մինչդեռ “0”-ից “1” փոխանջատումը մնում է գրեթե անփոփոխ, ինչպես ծերացումից առաջ: Երբ կրկնիչի մուտքային ազդանշանը փոխանջատվում է “1”-ից “0”, տվյալների փոխանցումն իրականացնում են մուտքային p-ՄՕԿ և ելքային n-ՄՕԿ տրանզիստորները, հետևաբար՝ այս դեպքում հապաղումն ավելի մեծ է, քան “0”-ից “1” փոխանջատման

դեպքում: Որպես արդյունք կրկնիչի լցման գործակիցը խախտվում է: Կրկնիչների քանակից կախված՝ լցման գործակցի խախտումները մեծանում են, քանի որ դրանք կուտակվում են:

Վերոնշյալ խնդիրն ուսումնասիրվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ի ծրագրային գործիքների միջոցով: Իրականացվել է հաղորդչի ծերացման մոդելավորում տասը տարվա համար: Ավտոմոբիլային արդյունաբերության մեջ ԻՍ-երի Մ/Ե հանգույցների կիրառության աճող միտումների հետևանքով խստացվում են դրանց կյանքի տևողությանը ներկայացվող պահանջները [63-65]: Այդ պատճառով տասը տարվա ընթացքում ԻՍ-ի անխափան աշխատանքի ապահովումը հանդիսանում է պարտադիր պայման:

Դիտարկվել է հաղորդչի ծերացումը սպասման ռեժիմում, քանի որ լցման գործակցի շեղման տեսանկյունից այն հանդիսանում է վատագույն դեպքը: Այնուհետև հաղորդչի բնութագրերի ստուգումն իրականացվել է տվյալների փոխանցման ռեժիմում: Թվով հինգ հաջորդական միացված կրկնիչներից բաղկացած նախահաղորդչով հաղորդչի համար տասը տարի տևողությամբ ծերացման ազդեցությունը ներկայացված է նկ. 1.8-ում [66]:



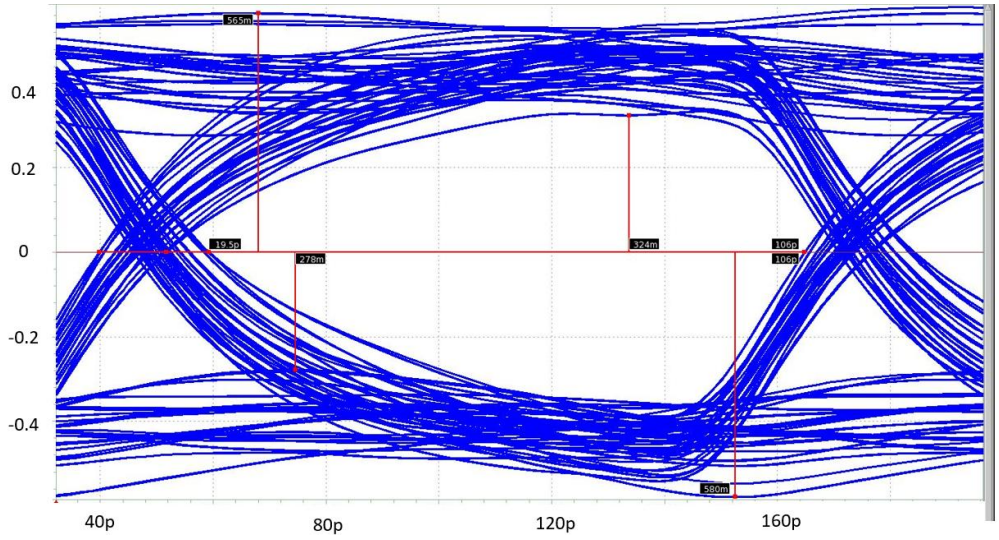
Նկ. 1.8. Կրկնիչների ելքում լցման գործակիցը՝ նախքան ծերացումը և դրանից հետո

Վերին ազդանշանները ծերացումից հետո ստացված արդյունքներն են, իսկ ստորին ազդանշանները՝ ծերացումից առաջ ստացված արդյունքները: Բնութագծերը

ներկայացնում են յուրաքանչյուր կրկնիչի ելքը երկու դեպքի համար: Նախքան ծերացումը յուրաքանչյուր կրկնիչի լցման գործակիցը գրեթե նույնն է: Ծերացումից հետո լցման գործակիցը շեղվում է և նախահաղորդչի ելքում հավասարվում է 47,5%-ի, մինչդեռ առավելագույն թույլատրելի սխալը 50%-ից +/- 1% է:

Նախահաղորդիչը փոխանցում է տվյալները հաղորդչին, որը հոսքուղու միջոցով փոխանցում է դրանք ընդունիչին: Քանի որ կրկնիչների ելքում լցման գործակիցը շեղվում է, ապա հաղորդչի մուտքում դրանք նույնպես կլինեն շեղված: Վերջինս առաջացնում է լրացուցիչ թրթռոցներ հաղորդչի ելքում [67,68]:

Մոդելավորման ժամանակ, կախված այն հանգամանքից, թե ծերացումից հետո հանգույցն ինչ պայմաններում է ստուգվում, առաջացած թրթռոցները կարող են տարբեր չափերով ի հայտ գալ: Ուսումնասիրությունները ցույց են տալիս, որ ստատիկ ռեժիմում տրանզիստորի ծերացման հետևանքով առաջացած թրթռոցները պարբերական ազդանշանի կիրառման դեպքում աննշան չափով են ի հայտ գալիս, և միայն պատահական ազդանշանների փաթեթի կիրառման դեպքում է նկատվում դրանց իրական ազդեցությունը [61,69,70]: Այդ պատճառով ծերացումից հետո առաջացող թրթռոցները ստուգվել են կիսապատահական ազդանշանների գեներատորի կիրառությամբ: Թրթռոցը չափվում է ազդանշանի 50% մակարդակում: Հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը ներկայացված է ծերացումից հետո նկ. 1.9-ում [62]: Թրթռոցները նախկին 13,2պվ-ից դարձել են 19,5պվ, ինչը հանգեցնում է ազդանշանի աղմկակայունության անկման և ընդունիչում ընթերցման բարդությունների:



Նկ. 1.9. Հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը ծերացումից հետո

Այսպիսով, ներկայիս Մ/Ե հանգույցներում տրանզիստորների հոսքուղու մասշտաբավորման հետևանքով ՀՋԱ-ի և ՏԼԵ-ի ազդեցությունը գնալով մեծանում է, ինչը հանգեցնում է հանգույցի բնութագրերի շեղման, մասնավորապես՝ թրթռոցների առաջացման և աղմկակայունության անկմանը: Մյուս կողմից՝ ավտոմոբիլային արդյունաբերության մեջ ԻՍ-երի Մ/Ե հանգույցների օգտագործման աճող միտումները ավելի են խստացնում դրանց կյանքի տևողության վրա դրվող պահանջները: Արդյունքում՝ ավելի են կարևորվում Մ/Ե հանգույցների նախագծման ընթացքում տրանզիստորների ծերացման մոդելավորումը և ազդեցության նվազարկման միջոցների մշակումը:

1.2. Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման արդի վիճակը և հիմնահարցերը

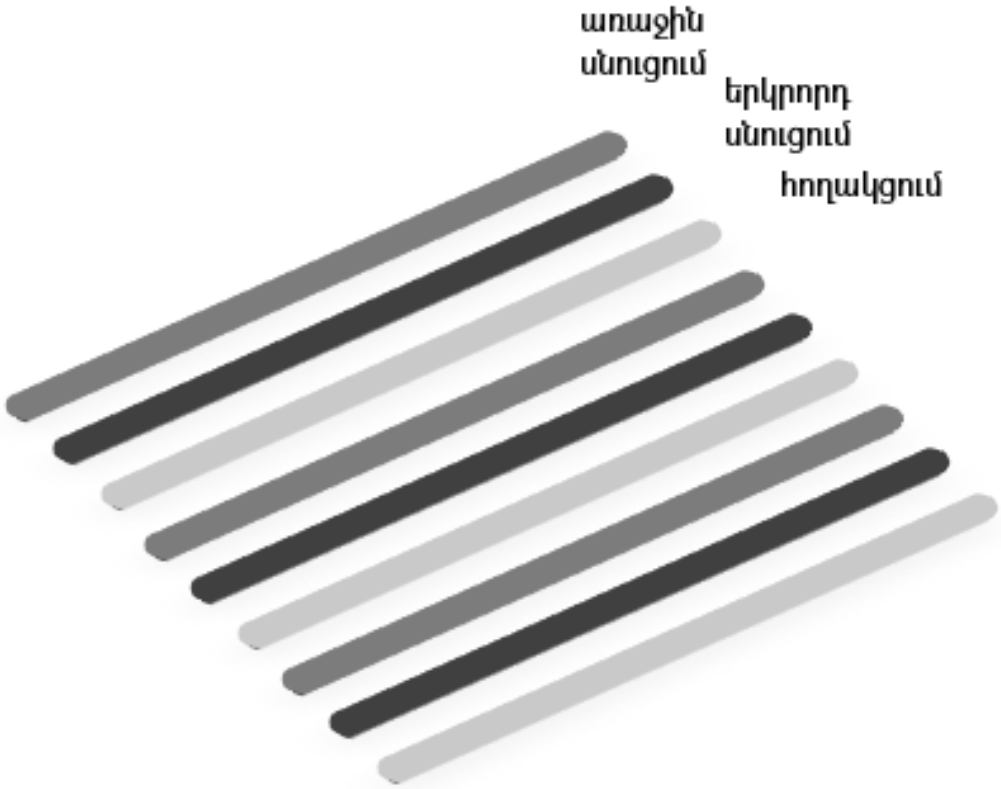
Մ/Ե հանգույցներում աղմուկների մոդելավորումը և դրանց ազդեցությունների գնահատումը հանդիսանում է պարտադիր պայման համակարգի աշխատանքի նմանակման ճշտության ապահովման համար: Պետք է հաշվի առնվեն աղմուկների առաջացման աղբյուրները, և համապատասխանաբար կիրառվեն աղմուկների կամ դրանց ազդեցությունների ճնշման միջոցներ: Հիմնականում կարիք է լինում համատեղ կիրառել մի քանի միջոցներ՝ պահանջվելիք արդյունքին հասնելու և համակարգի հուսալիությունն ապահովելու համար:

1.2.1. Մուտք/ելք հանգույցների սնման դողերում աղմուկների ճնշման առկա մոտեցումները

Գոյություն ունեն հետազոտության արդյունքներ, որոնք ցույց են տալիս սնման դողերի աղմուկներից առաջացած թրթռոցի (ՍԴԱԱԹ) չափը տարբեր հանգույցներում [71-74]: ՍԴԱԱԹ-ը նվազեցնելու համար անհրաժեշտ է հնարավորինս պակասեցնել սնման դողերում առկա աղմուկները: Սնման դողերում առաջացող լարման թռիչքները կարելի է նվազեցնել դրանց արդյունավետ կառուցման միջոցով համարժեք դիմադրության և ինդուկտիվության նվազեցմամբ: Հիմնականում դա իրականացվում է ի հաշիվ ակտիվ դիմադրության բաղադրիչի, քանի որ պատյանի ինդուկտիվությունը

գերակշռող դեր ունի ներքին դողերի ինդուկտիվության նկատմամբ: Այնուամենայնիվ, սնման դողերի լավարկումը միակ հնարավոր լուծման տարբերակը չէ. առկա են սնման դողերի աղմուկների նվազեցման տարբեր մոտեցումներ:

Տարբերակներից մեկը ԻՍ-ում սնուցումը տարբեր աղբյուրներով և առանձին դողերով կազմակերպելն է (նկ. 1.10) [57]: Այս մոտեցումը թույլ կտա առանձնացնել աղմուկներ առաջացնող հանգույցները և սնել դրանք մեկ սնման դողից, իսկ առավել զգայուն հանգույցները՝ այլ դողից: Այս մոտեցումը կարող է բավականին նվազեցնել աղմուկների ազդեցությունը զգայուն հանգույցների վրա: Այնուամենայնիվ երկու սնուցումներն ունեն միևնույն հողակցման ցանցը և հողակցման գծերով կապված են միմյանց հետ: Արդյունքում՝ մի սնման դողից սնուցվող հանգույցների առաջացրած աղմուկները կարող են հողակցման ընդհանուր գծերով փոխանցվել մյուսից սնուցվողներին:

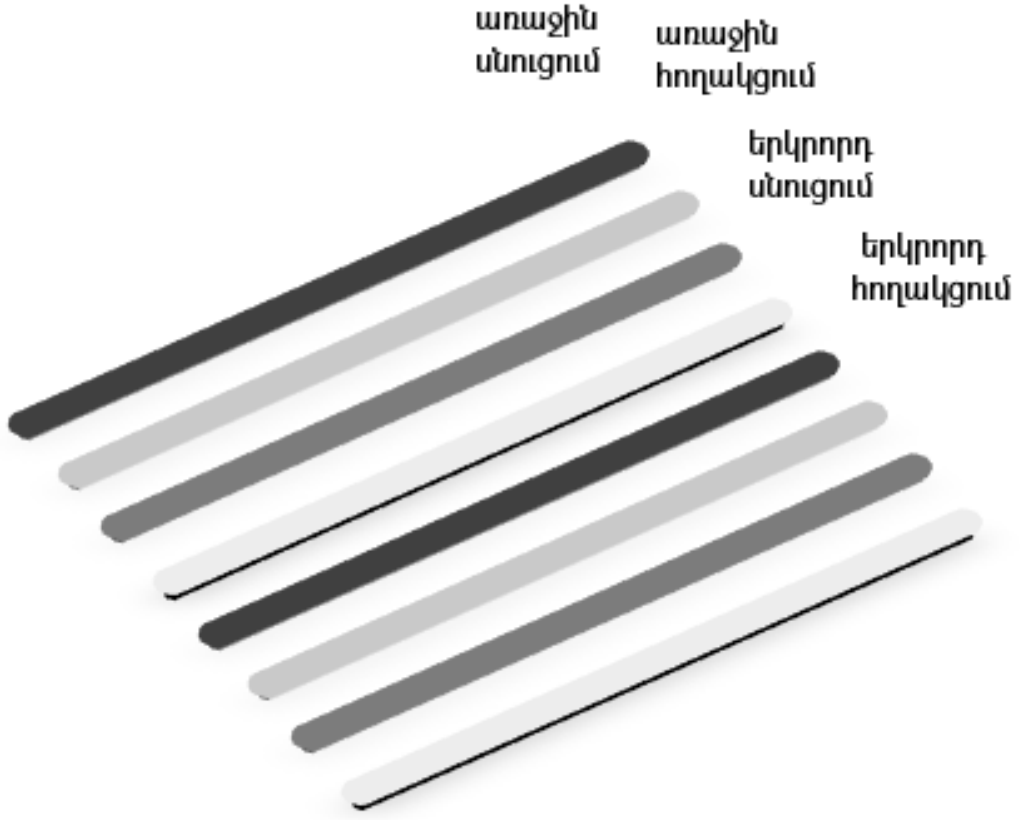


Նկ. 1.10. Երկու սնուցմամբ սնման դողի իրականացումը

Վերոնշյալ խնդրից խուսափելու համար կարելի է հողակցումը յուրաքանչյուր սնման համար կատարել առանձին հողակցման դողերով և ելուստով (նկ. 1.11) [57]: Տվյալ մոտեցման դեպքում ԻՍ-ում առկա զգայուն հանգույցները, ունենալով սնման և

հողակցման առանձին դողեր, կլինեն հնարավորինս մեկուսացված այլ հանգույցներից ստեղծված աղմուկներից:

Այնուամենայնիվ, հնարավոր չի լինի ամբողջական մեկուսացման ապահովումը՝ ունակային կապերի առկայության պատճառով: Տարբեր սնման դողերի միջև ունակային կապերի առկայության բացառումը և միմյանցից ամբողջական մեկուսացումը գործնականում անիրագործելի խնդիր է: Տվյալ մոտեցումներում առավել կարևոր թերություն է ԻՍ-ի ինքնարժեքի աճը, քանի որ հիմնական սնուցումից բացի, այլ սնուցում ավելացնելու համար անհրաժեշտ է պատյանում ավելացնել լրացուցիչ ելուստ, ինչը հանգեցնում է լրացուցիչ ծախսի: Միևնույն ժամանակ, լրացուցիչ ելուստի ավելացումը հանգեցնելու է ԻՍ-ի զբաղեցրած մակերեսի մեծացմանը. արդյունքում՝ միևնույն գործընթացում ԿԲ-ի վրա կստացվեն թվով ավելի քիչ ԻՍ-եր, և հետևաբար՝ մեկ ԻՍ-ին բաժին ընկնող գինը կլինի ավելի բարձր: Այսպիսի մոտեցումները կարող են բավականին նպաստել զգայուն հանգույցներում աղմուկների նվազեցմանը, սակայն հանդիսանում են թանկարժեք տարբերակ, և դրանց կիրառությունը կարող է խելամիտ լինել երկու կամ առավելագույնը երեք տարբեր սնուցումների դեպքում:



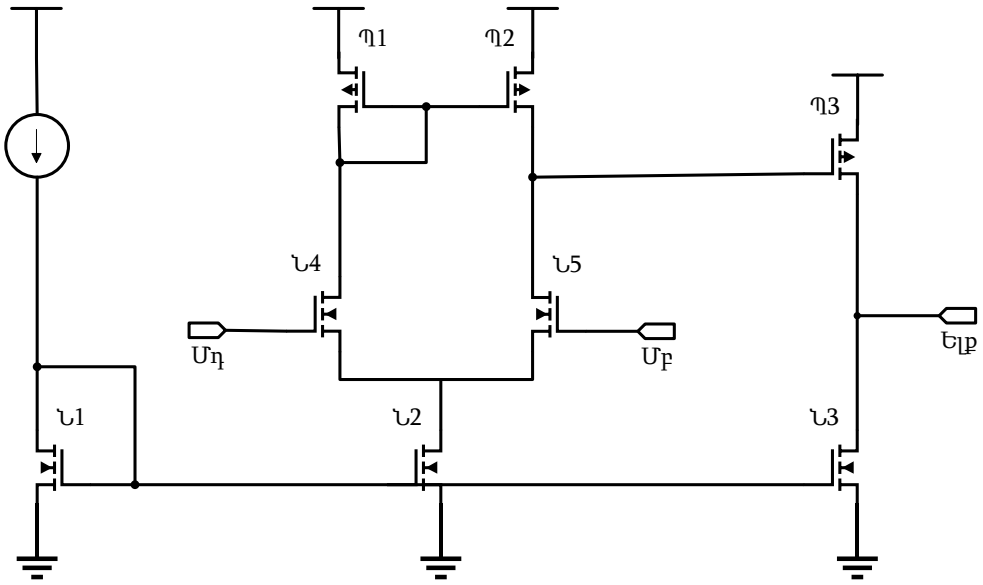
Նկ. 1.11. Երկու սնուցմամբ և երկու հողակցմամբ սնման դողերի իրականացումը

Սնման դողերի աղմուկների ազդեցությունը կարելի է նվազեցնել հենց զգայուն հանդիսացող հանգույցի ներսում: Այս մոտեցումը կարող է կիրառվել՝ անկախ նախորդ մոտեցումից կամ համատեղությամբ: Տվյալ պարագայում հանգույցի նախագծման ընթացքում կարևորվում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման չափը. այն գնահատվում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակցով (ՍԴԱՃԳ) [75].

$$\text{ՍԴԱՃԳ} = \frac{A_{\text{հ}}}{A_{\text{սն}}}, \qquad (1.7)$$

որտեղ $A_{\text{հ}}$-ն բացասական հետադարձ կապի, իսկ $A_{\text{սն}}$-ն սնման դողերից դեպի լարման կայունարարի ելք ուժեղացման գործակիցներն են:

Հանգույցի ներսում սնման դողերի աղմուկների ազդեցությունը կարելի է նվազեցնել ունակային կապերի ստեղծման միջոցով: Այդ մոտեցումը կարելի է կիրառել օպերացիոն կամ դիֆերենցիալ ուժեղարարներում, որոնք բազմաթիվ համակարգերի մաս են կազմում: Կախված հանգույցի ճարտարապետությունից՝ անհրաժեշտ է կիրառել առանձին մոտեցում: Ամենատարածված կառուցվածքներից մեկը երկկասկադ օպերացիոն ուժեղարարն է (նկ. 1.12) [76,77]: Դրա առաջին կասկադը ներկայացնում է միաելք դիֆերենցիալ ուժեղարար, իսկ երկրորդը՝ ընդհանուր ակունքով ուժեղարար [78,79]: Առաջին կասկադի որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող և երկրորդի բեռ հանդիսացող n-ՄՕԿ տրանզիստորների փականների հենակային լարումների փոխանցումն իրականացված է Ն1 տրանզիստորով:



Նկ. 1.12. Երկկասկադ օպերացիոն ուժեղարար

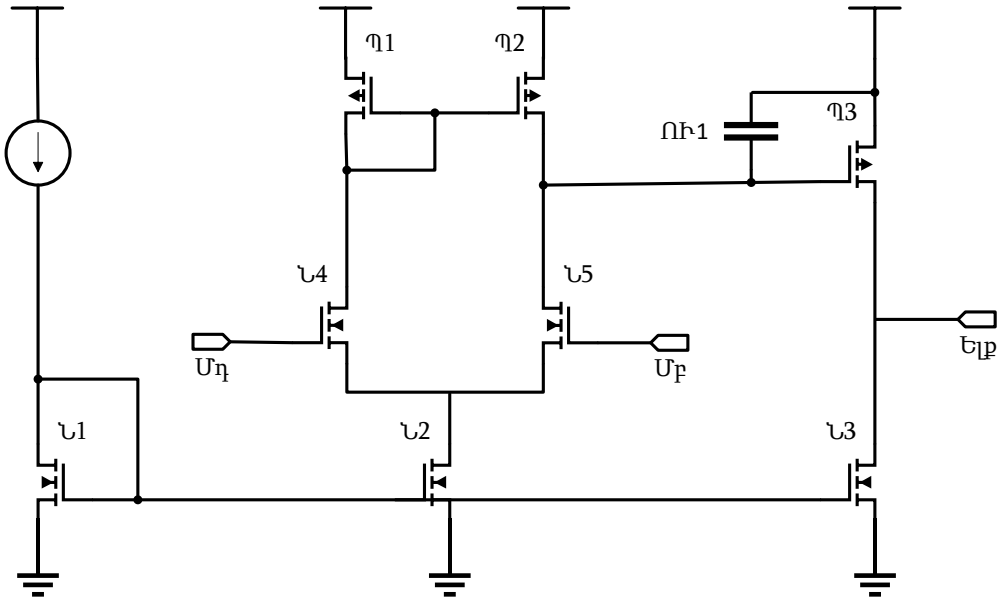
Սնման դողից Պ3 p-ՄՕԿ տրանզիստորի ակունքում առաջացած աղմուկները ձևավորում են փական-ակունք լարման փոփոխություն: Քանի որ Պ3-ը հանդիսանում է երկրորդ կասկադի մուտքային տրանզիստորը, ձևավորված փական-ակունք լարման փոփոխությունը հանգեցնելու է ելքում A անգամ շատ փոփոխության, որտեղ A-ն երկրորդ կասկադի ուժեղացման գործակիցն է [79].

$$A = -g_{Պ3} * (r_{0Ն3} \,||\, r_{0Պ3}), \qquad (1.8)$$

որտեղ $g_{Պ3}$-ը տրանզիստորի հաղորդականությունն է, իսկ $r_{0Ն3}$-ն ու $r_{0Պ3}$-ը՝ համապատասխանաբար Ն3 և Պ3 տրանզիստորների դիմադրությունները հագեցման ռեժիմում:

Քանի որ Պ1 և Պ2 տրանզիստորները կատարում են բեռի դեր, ի տարբերություն Պ3-ի, նրանց ակունքում առաջացող աղմուկներն ուժեղացված չեն փոխանցվի առաջին կասկադի ելք: Ելնելով վերոնշյալից, ինչպես նաև այն հանգամանքից, որ ամենակարևոր ազդանշանը ելքայինն է, աղմուկների ազդեցության նվազեցմանն ուղղված մոտեցումները կիրառվում են երկրորդ կասկադում:

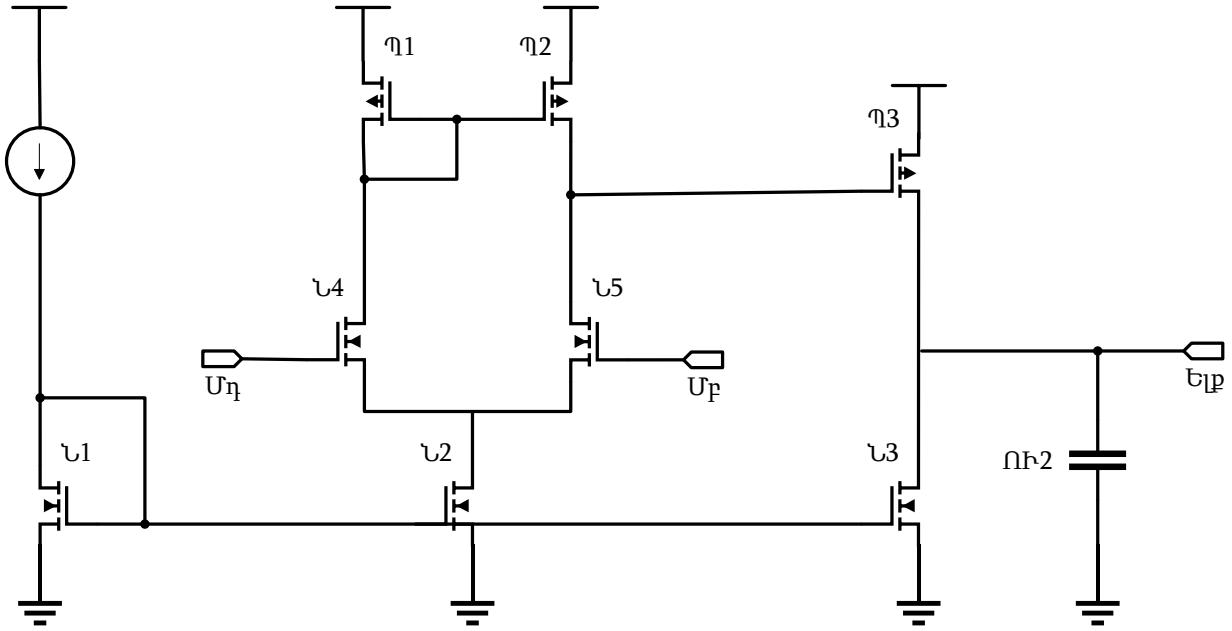
Ընդհանուր ակունքով ուժեղարարի մուտքային p-ՄՕԿ տրանզիստորի ակունքի աղմուկների ազդեցությունը նվազեցնելու համար ավելացվում է կոնդենսատոր՝ ակունքի և փականի ելուստների միջև (նկ. 1.13) [78,79]:



Նկ. 1.13. Փական-ակունք ունակային կապով երկկասկադ օպերացիոն ուժեղարարում ՍԴԱՃԳ-ի բարձրացումը

Ունակության չափն ընտրվում է՝ կախված ակունքում առկա աղմուկների հաճախությունից այնպես, որ աղմուկները հնարավորինս փոխանցվեն ակունքից դեպի փական՝ այդ ձևով հաստատուն պահելով փական-ակունք լարումը: Արդյունքում՝ ելքային ազդանշանը մնում է անկախ սնման դողերում առկա աղմուկներից:

Վերևում նշված մոտեցումը կոնդենսատորի կիրառմամբ աղմուկների ճնշման միակ հնարավոր տարբերակը չէ: Կարելի է աղմուկները ճնշել հենց հանգույցի ելքում՝ ելքից դեպի հողակցման դողեր կոնդենսատորի ավելացմամբ (նկ. 1.14) [78,79]: Կոնդենսատորի միջոցով ելքային ազդանշանում առկա աղմուկները կանցնեն հողակցման դողեր: Արդյունքում՝ սնման դողերում առկա աղմուկները կազդեն և՛ ելքային ազդանշանի, և՛ հողակցման դողերի վրա, ուստի ազդանշանը դրանց նկատմամբ կմնա անփոփոխ:



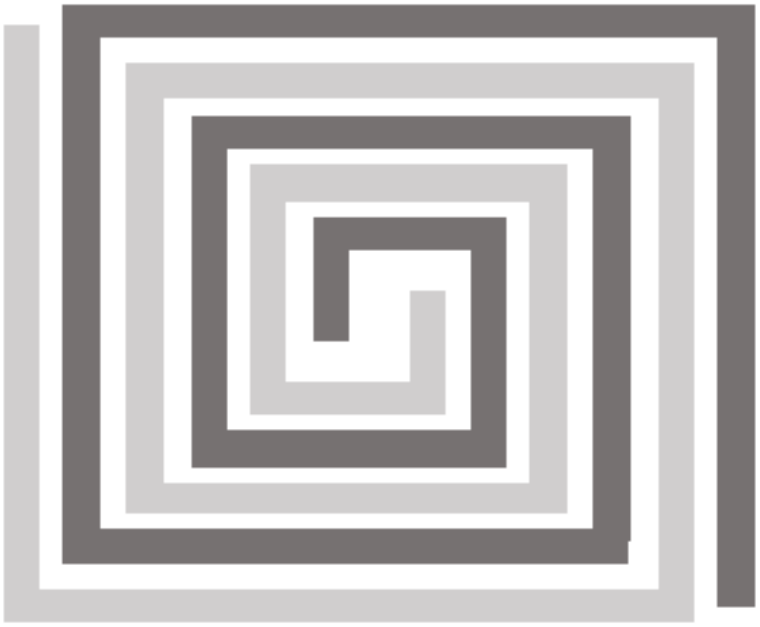
Նկ. 1.14. Ելքային կոնդենսատորով երկկասկադ օպերացիոն ուժեղարարում ՍԴԱՃԳ-ի բարձրացումը

Աղմուկների ազդեցությունը նվազեցնելու համար կոնդենսատորների կիրառության ժամանակ պետք է հաշվի առնվի հանգույցի աշխատանքային հաճախության միջակայքը, քանի որ դրանք ազդելու են հանգույցի հաճախականային բնութագրերի վրա՝ հանգեցնելով աշխատանքային հաճախության տիրույթի փոքրացմանը և փուլի պաշարի փոփոխությանը:

Կոնդենսատորների ավելացումը հանգույցում հանգեցնելու է զբաղեցրած մակերեսի զգալի մեծացման. մինչև անգամ աղմուկների ճնշման համար ներդրված կոնդենսատորների զբաղեցրած մակերեսը կարող է գերազանցել բուն հանգույցի զբաղեցրած մակերեսին: Դա պայմանավորված է ԿԲ-ում կոնդենսատորների ստացման բարդությամբ:

ԿԲ-ում կոնդենսատորները կառուցվում են ԿՄՕԿ տրանզիստորների փականի կամ մետաղական միջմիացումների ունակությունների օգտագործմամբ: ԿՄՕԿ տրանզիստորը որպես կոնդենսատոր կիրառելիս ակունքը, արտաբերը և իրանը միացվում են իրար. այդ ձևով թիթեղներից մեկը հանդիսանում է այդ ելուստների միացումը, իսկ մյուսը՝ փականը: Դա թույլ է տալիս օգտագործել փական-ակունք և փական-արտաբեր փոխծածկման ունակությունը, ինչպես նաև փական-հարթակ ունակությունը:

Մետաղական կոնդենսատորները (նկ. 1.15) [80] կառուցվում են մի քանի մետաղական մակարդակների կիրառությամբ այնպես, որ կիրառելի լինեն ինչպես կողային, այնպես էլ վերին և ստորին շերտերի միջև եղած ունակային կապերը: Դրա համար միևնույն մակարդակում իրար առընթեր մետաղները, ինչպես նաև վերին և ստորին մակարդակի համընթաց մետաղները պետք է միացվեն կոնդենսատորի տարբեր թիթեղներին:



Նկ. 1.15. ԿԲ-ում մետաղական կոնդենսատորի կառուցման տարբերակը

Մետաղների միջև եղած հեռավորությունը սահմանափակվում է արտադրական գործընթացով, ուստի ունակության մեծացումը կարելի է ապահովել զբաղեցրած մակերեսի մեծացմամբ կամ կառուցվածքի փոփոխությամբ: ԿԲ-ում կոնդենսատորները կառուցվում են նաև համատեղության սկզբունքով՝ կիրառելով ինչպես ԿՄՕԿ տրանզիստորի փականի ունակությունը, այնպես էլ մետաղական ունակությունը: Մետաղական կոնդենսատորը կառուցվում է տրանզիստորի վրա, ինչը թույլ է տալիս ստանալ ավելի մեծ ունակություն միևնույն զբաղեցրած մակերեսում:

ԻՍ-ի ֆիզիկական նախագծման ընթացքում որոշակի տարածք հատկացվում է կապազերծող ունակությունների տեղաբաշխմանը [81,82]: Կապազերծող ունակությունները միացվում են սնման և հողակցման դողերի միջև: Դրանց միջոցով սնման դողերում առկա աղմուկները փոխանցվում են հողակցման դողերին և նույն ձևով հողակցման դողերի աղմուկները՝ սնման դողերին: Այդպես երկու դողերն էլ աղմուկների հետևանքով կրում են միևնույն փոփոխությունը, որի արդյունքում դրանց միջև լարումը մնում է հաստատուն:

Կապազերծող ունակությունները կարող են կիրառվել նաև ԻՍ-ից դուրս՝ տպասալի մակարդակում [83], միացվելով սնման և հողակցման ելուստներին: Հիմնականում երկու տարբերակները կիրառվում են համատեղությամբ: Այս մոտեցումը մշտապես կիրառվում է ԻՍ-երի նախագծման ընթացքում, սակայն միայն այս մոտեցման կիրառությամբ հնարավոր չէ ապահովել աղմկակայունության ներկայիս պահանջների բավարարումը:

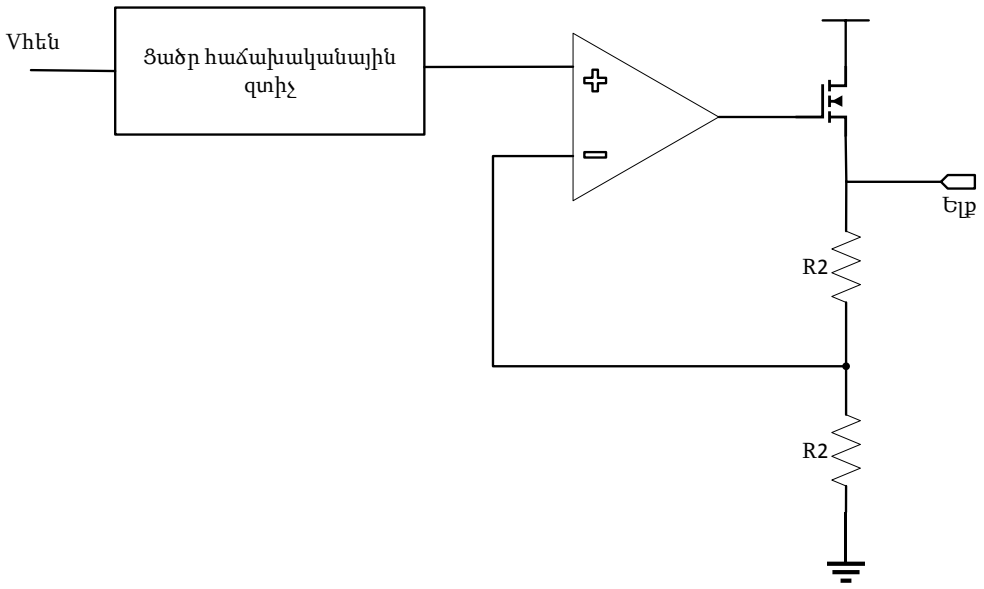
Սնման դողերից աղմուկների ազդեցությունը նվազեցնելու ևս մեկ մոտեցում է լարման կայունարարների [38-41] կիրառությունը բարձր զգայնությամբ հանգույցների սնուցումն իրականացնելիս: Լարման կայունարարի գործառույթը կայուն և աղմուկներից զերծ սնման ապահովումն է: Դա իրականացվում է բացասական հետադարձ կապում գտնվող օպերացիոն ուժեղարարի կիրառությամբ, որն ապահովում է ելքային լարման կայուն մակարդակ՝ մուտքային հենակային լարման արժեքից և հետադարձ կապի ուժեղացման գործակցից կախված [79].

$$V_{\text{ելք}} = V_{\text{հեն}} \frac{R_2 + R_1}{R_2}, \tag{1.9}$$

$$A_h = \frac{V_{\text{ելք}}}{V_{\text{հեն}}} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \tag{1.10}$$

որտեղ A_h-ն հետադարձ կապի ուժեղացման գործակիցն է, $V_{ելք}$-ը՝ լարման կայունարարի ելքային լարումը, $V_{հեն}$-ը՝ հենակային լարման արժեքը, R_2-ը և R_1-ը՝ լարման բաժանիչի դիմադրությունները:

Լարման կայունարարի կառուցվածքից (նկ. 1.16) [38] երևում է, որ ելքում հնարավոր չէ ապահովել սնման արժեքին հավասար լարում, քանի որ պետք է ապահովվի ելքային տրանզիստորի բաց լինելու պայմանը, որի համար անհրաժեշտ է փական-ակունք լարման պաշար: Սնման լարման մակարդակի նկատմամբ ելքային լարման տարբերության նվազագույն արժեքը, որի դեպքում լարման կայունարարը դեռ բավարարում է նախագծման պահանջներին, կոչվում է ելքի անկում:

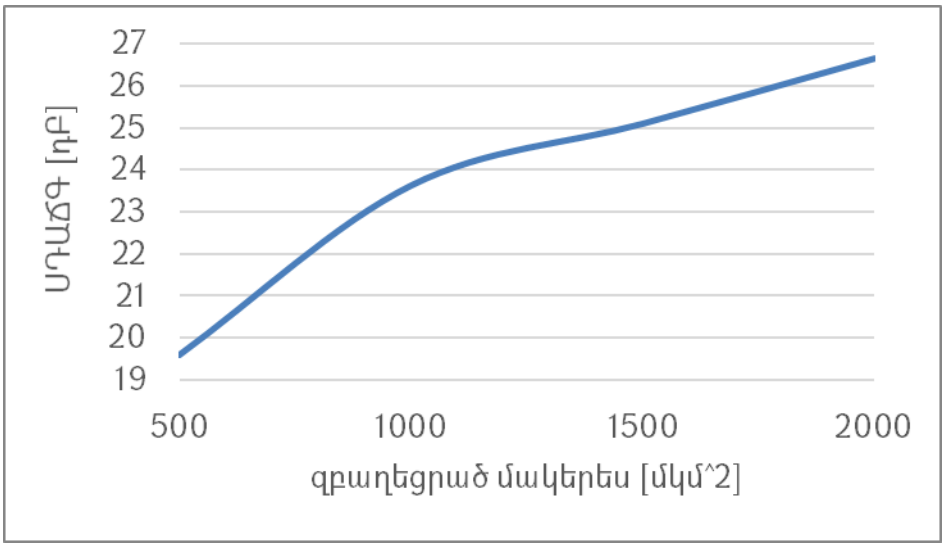


Նկ. 1.16. Լարման կայունարարի կառուցվածքը

Ելքի անկման հանգամանքը հաշվի առնելով՝ ԻՍ-ի հանգույցների համար լարման կայունարարի միջոցով նախկին սնման մակարդակի լարում ապահովելու համար անհրաժեշտ է ավելի բարձր մակարդակի սնման առկայությունը: Դա հանգեցնում է ԻՍ-ի ինքնարժեքի լրացուցիչ աճի՝ ի հաշիվ սնման ելուստի ավելացման, սակայն այդ սնման ավելացման հանգամանքն ինքնին էականորեն նպաստում է աղմկակայունության բարձրացմանը: ԻՍ-ում բարձր սնման մակարդակից ընդունված է սնել լարման կայունարարները և կայուն հենակային լարումների ու հոսանքների ձևավորման հանգույցները, որոնք բոլորը հանդիսանում են անալոգային հանգույցներ և սնման դողերում աղմուկների առաջացման տեսանկյունից էական ազդեցություն չեն

ունենում: Արդյունքում՝ սնման բարձր մակարդակը հանդիսանում է աղմուկների տեսանկյունից ավելի մաքուր և կայուն սնուցում: Այնուամենայնիվ, դրանցում ունակային կապերի պատճառով հնարավոր է այլ սնման դողերից աղմուկների փոխանցում, որոնք էլ կարող են ճնշվել լարման կայունարարի կողմից:

Լարման կայունարարում բացասական հետադարձ կապի միջոցով աղմուկների ճնշումը հնարավոր է, քանի դեռ հանգույցի ուժեղացման գործակիցը մեծ է մեկից: Սակայն բարձր հաճախություններում լարման կայունարարի ուժեղացման գործակիցն ընկնում է, և որոշակի արժեքից հետո հետադարձ կապի ուժեղացումը դառնում է փոքր մեկից: Տվյալ դեպքում ՍԴԱՃԳ-ի ապահովման համար լարման կայունարարի ելքից դեպի հողակցման դողեր կոնդենսատորներ են միացվում: <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ի ծրագրային գործիքների միջոցով, 14նմ տեխնոլոգիական գործընթացով [84] նախագծված լարման կայունարարում ՍԴԱՃԳ-ի բարձրացման նպատակով, մոտ 1500մկմ^2 ընդհանուր մակերեսով կոնդենսատորների օգտագործման դեպքում հնարավոր է եղել ապահովել 25,1դԲ ՍԴԱՃԳ: Կոնդենսատորները կառուցվել են մետաղական միջմիացումների և տրանզիստորի փականի ունակությունների համադրությամբ: Համեմատության համար նշենք, որ առանց կոնդենսատորների՝ զուտ լարման կայունարարի զբաղեցրած մակերեսը կազմում է մոտ 1200մկմ^2: Տվյալ մեթոդով ՍԴԱՃԳ-ի հետագա լավարկման դեպքում հանգույցի ընդհանուր մակերեսը շարունակելու է աճել (նկ. 1.17):



Նկ. 1.17. Կոնդենսատորներին հատկացված մակերեսից կախված լարման կայունարարի ՍԴԱՃԳ-ն

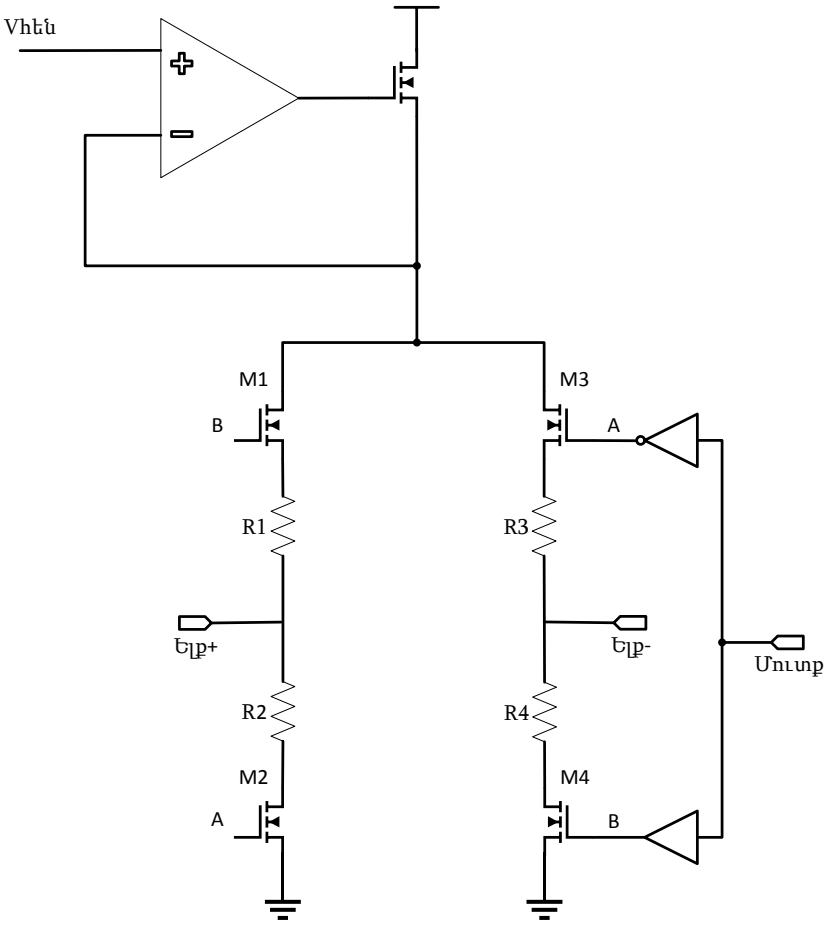
Լարման կայունարարում, սնման բարձր մակարդակից բացի, պետք է ապահովել կայուն և աղմուկներից զերծ $V_{\text{հեն}}$ հենակային լարում: Հենակային լարումը, բացի կայուն և աղմուկներից զերծ լինելուց, պետք է անկախ լինի սնման, ջերմաստիճանի և գործընթացի տատանումներից, հակառակ դեպքում՝ լարման կայունարարի ելքային լարումը նույնպես կկրի փոփոխություն: Նման կայուն հենակային լարում հնարավոր է ստանալ ՋԱԼՁՀ-ի միջոցով [34-37]: Դրանում առկա աղմուկները կարելի է ճնշել ցածր հաճախականային զտիչի միջոցով և զտված ազդանշանը կիրառել որպես հենակային լարում լարման կայունարարի մուտքում: Ցածր հաճախականային զտիչը կարող է կառուցվել պարզ ձևով՝ ռեզիստորի և կոնդենսատորի կիրառությամբ: Եթե զտիչի ելքից հոսանք սպառող հանգույցներ միացված չեն, հետևաբար՝ ակտիվ զտիչի կիրառության կարիք չկա:

Հաղորդիչ հանգույցի սնուցումն անհրաժեշտ է իրականացնել լարման կայունարարի միջոցով՝ փոխանցվող ազդանշանում սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման համար: Սնման դողերում առկա աղմուկները Մ/Ե հանգույցներում հանդիսանում են փոխանցվող ազդանշանում թրթռոցների լրջագույն աղբյուրներից մեկը: Այդ պատճառով կարևոր են սնման դողերի աղմուկներից ազդանշաններում ձևավորվող թրթռոցների հետազոտությունները: Դիտարկվող հաղորդիչ հանգույցի սնուցումն իրականացված է լարման կայունարարի միջոցով (նկ. 1.18) [85]:

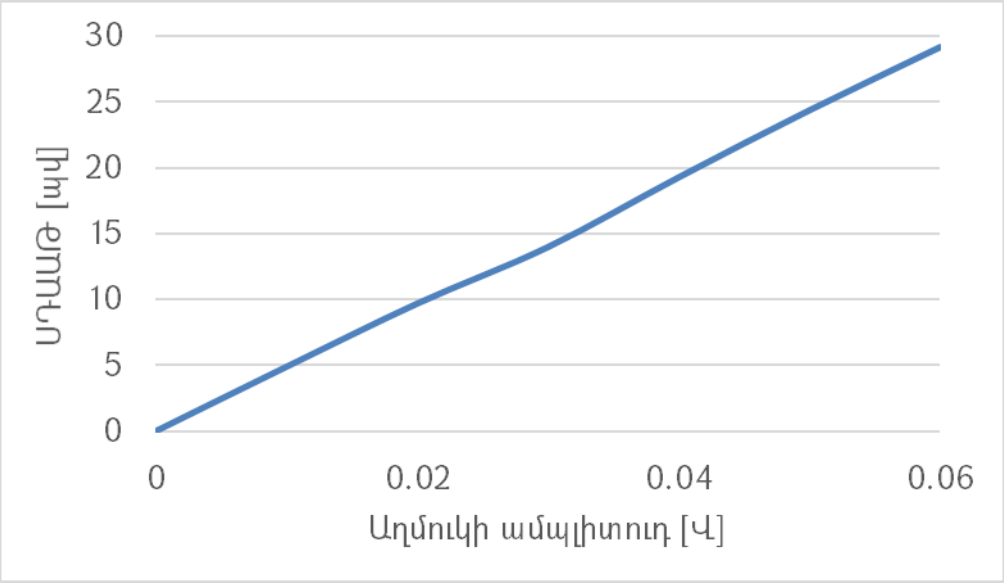
Լարման կայունարարի ելքային հանգույցը, որից սնվում է հաղորդիչը, ակունքային կրկնիչն է: Հաղորդիչ հանգույցը դիֆերենցիալ ազդանշանային է և ունի համապատասխանաբար դրական և բացասական մուտքեր ու ելքեր: Հաղորդիչ հանգույցի յուրաքանչյուր ճյուղը բաղկացած է երկու n-ՄՕԿ տրանզիստորից և երկու ռեզիստորից: p-ՄՕԿ տրանզիստորներ չեն օգտագործվել գործընթացի շեղումներից խուսափելու նպատակով: Նման կառուցվածքի թերությունն իրանի երևույթի առկայությունն է տրամաբանական ‘1’ մակարդակ փոխանցող կասկադում:

Հաղորդիչ հանգույցում ՍԴԱԱԹ-ի գնահատման համար սնման դողից կիրառվել է 200ՄՀց հաճախության սինուսոիդալ ազդանշան մինչև 0,06Վ լարման ամպլիտուդով (նկ. 1.19) [85]: Արդյունքում հաղորդիչ հանգույցի ելքում ՍԴԱԱԹ-ի արժեքը հասնուցում է 28պվ-ի, ինչը ներկայիս ստանդարտներում, որտեղ տվյալների փոխանցման

արագությունը հատել է 8Գբ/վ սահմանը, հանդիսանում է 1 կարգ ազդանշանի տևողության 30%-ը, ինչը բավականին մեծ արժեք է:



Նկ. 1.18. Հաղորդիչ հանգույցը

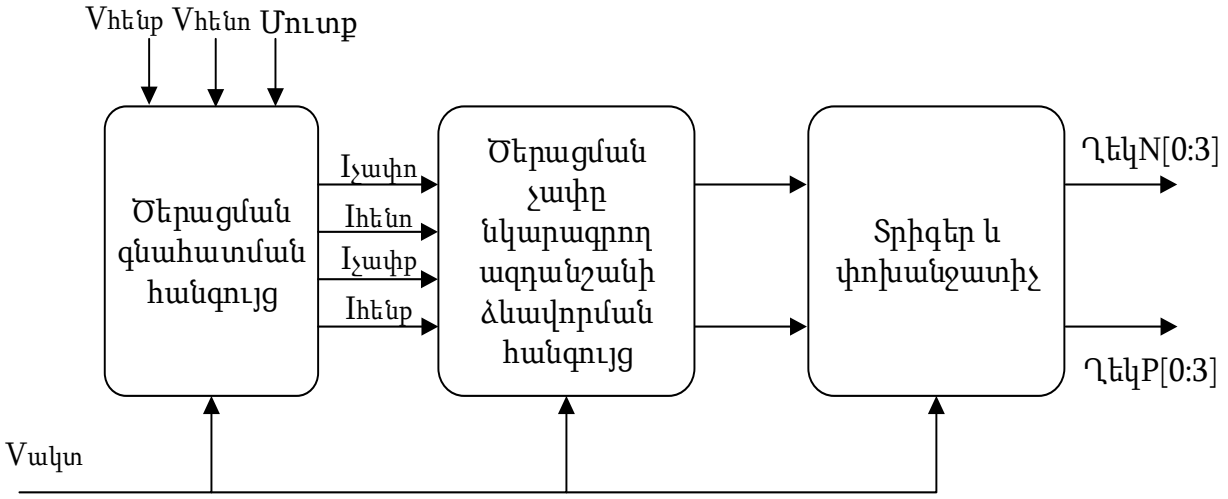


Նկ. 1.19. Հաղորդիչ հանգույցում ՍԴԱԱԹ-ն

Այսպիսով, Մ/Ե հանգույցներում փոխանցվող ազդանշանի վրա աղմուկների և դրանց ազդեցությունների նվազեցման առկա մոտեցումներն ունեն մի շարք թերություններ, և դրանց օգտագործումը նոր տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծվող հանգույցներում դառնում է ոչ նպատակահարմար կամ անբավարար տարեցտարի խստացվող պահանջների տեսանկյունից: Արդյունքում՝ ստեղծվում է նոր եղանակների և միջոցների մշակման կարիք:

1.2.2. Մուտք/ելք հանգույցներում ծերացման ազդեցության նվազարկման առկա մոտեցումները

Մ/Ե հանգույցներում փոխանցվող ազդանշանի վրա ծերացման ազդեցության նվազարկման տարբերակներից մեկը հաղորդչում ծերացման գնահատման միջոցով դրա ազդեցության նվազեցումն է: Այդ նպատակով հաղորդիչ հանգույցի կառուցվածքում պետք է ներառել ծերացման գնահատումն ու համապատասխան ազդանշանների ձևավորումն իրականացնող հանգույց (նկ. 1.20) [86]:

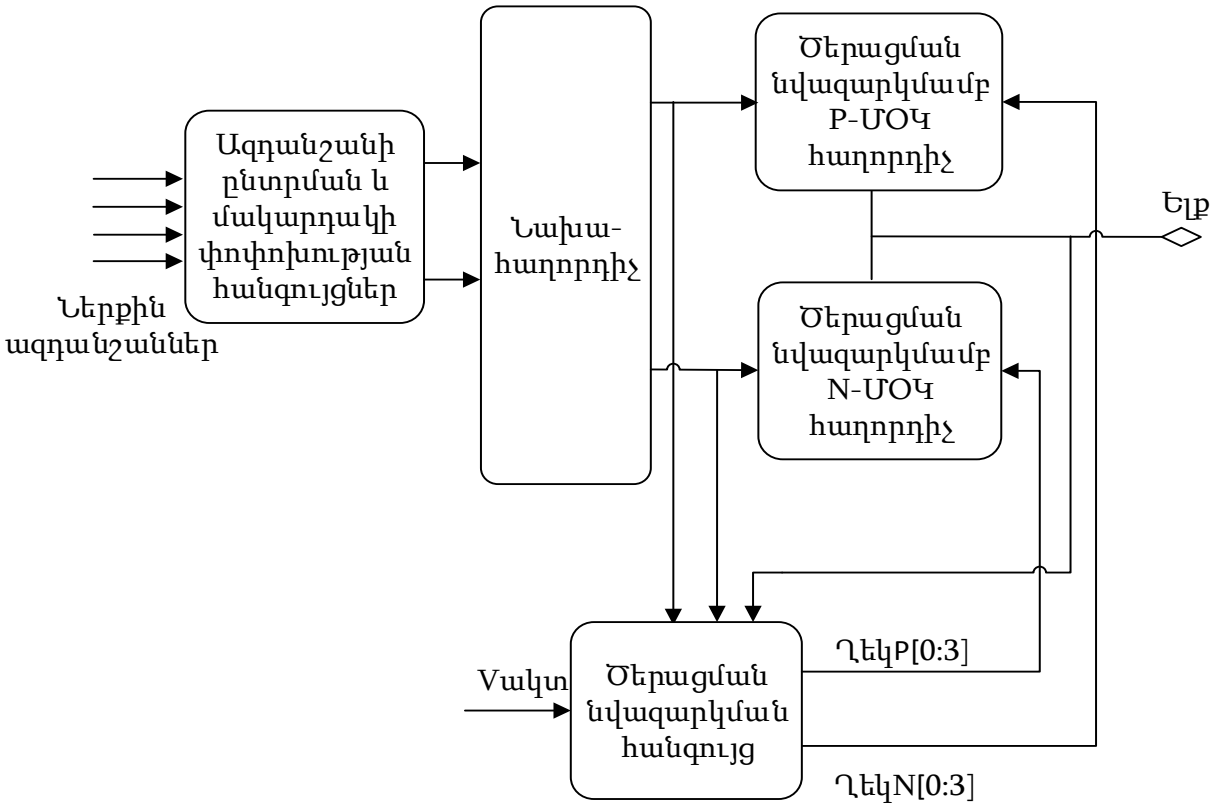


Նկ. 1.20. Ծերացման նվազարկման հանգույցի կառուցվածքը

Ծերացման գնահատման հանգույցը ելք է փոխանցում հենակային և չափված հոսանքները, որոնց հիման վրա ձևավորվում են ծերացման չափը նկարագրող ազդանշանները: Վերջիններս հանդիսանում են անալոգային ազդանշաններ, որոնք տրիգերի և փոխանջատիչի միջոցով վերածվում են թվային ղեկավարման ՂեկN[0:3] և ՂեկP[0:3] ազդանշանների: Դրանք փոխանցվում են n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ հաղորդիչներին,

որոնք այդ ազդանշանների հիման վրա լրացուցիչ ճյուղեր են ավելացնում հաղորդականության վրա՝ ՀՋԱ-ի և ՏԼԵ-ի ազդեցությունը նվազեցնելու նպատակով (նկ. 1.21) [86]:

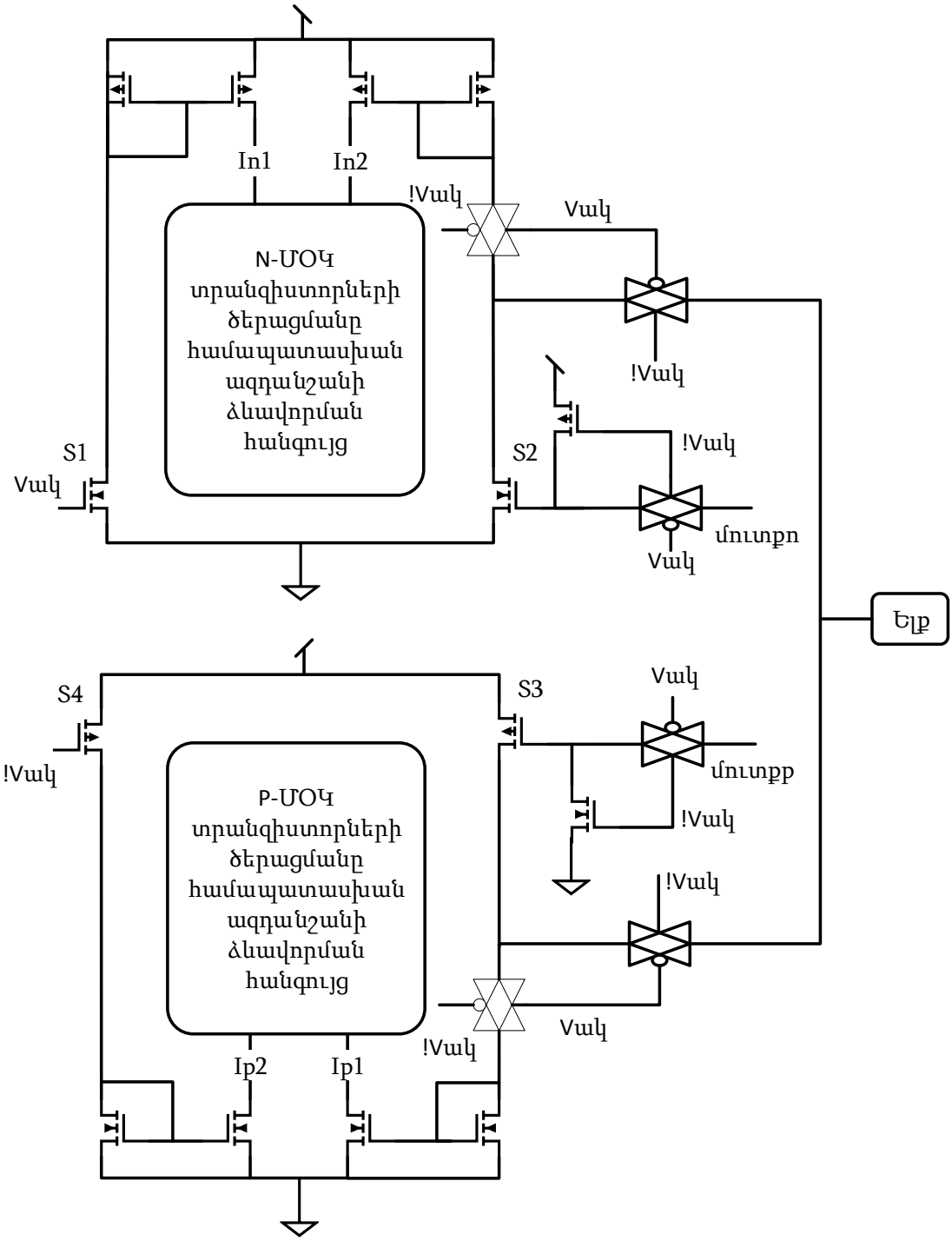
Ծերացման գնահատման հանգույցում օգտագործվում են հաղորդիչ հանգույցի n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ տրանզիստորների կրկնօրինակ S2 և S3 տրանզիստորները (նկ. 1.22) [86]: Դրանց մուտքին $V_{ակ}$ ակտիվացման ազդանշանի տրամաբանական ‘0’ արժեքի դեպքում տրվում է միևնույն ազդանշանը, ինչ իրական հաղորդչին՝ կրկնօրինակը միևնույն պայմաններում ծերացնելու նպատակով: Այդ ընթացքում S1 և S4 տրանզիստորները գտնվում են փակ վիճակում և չեն ենթարկվում ծերացման:



Նկ. 1.21. Ծերացման ազդեցության նվազարկմամբ հաղորդչի կառուցվածքը

Ծերացման չափի գնահատումը և համապատասխան ազդանշանների ձևավորումն իրականացվում է $V_{ակ}$ ակտիվացման ազդանշանի տրամաբանական ‘1’ արժեքի դեպքում: Այդ ժամանակ վերոնշյալ բոլոր տրանզիստորները գտնվում են բաց վիճակում: Դրանցից յուրաքանչյուրի արտաբերին միացված են հոսանքի հայելիներ, որոնք տրանզիստորների բաց վիճակում ունեցած դիմադրությանը համապատասխան հոսանք են ձևավորում: Այդ հոսանքները փոխանցվում են ծերացման չափը

նկարագրող ազդանշանների ձևավորման հանգույցին, որտեղ այդ հոսանքների հիման վրա ձևավորվում են անալոգային լարումներ:



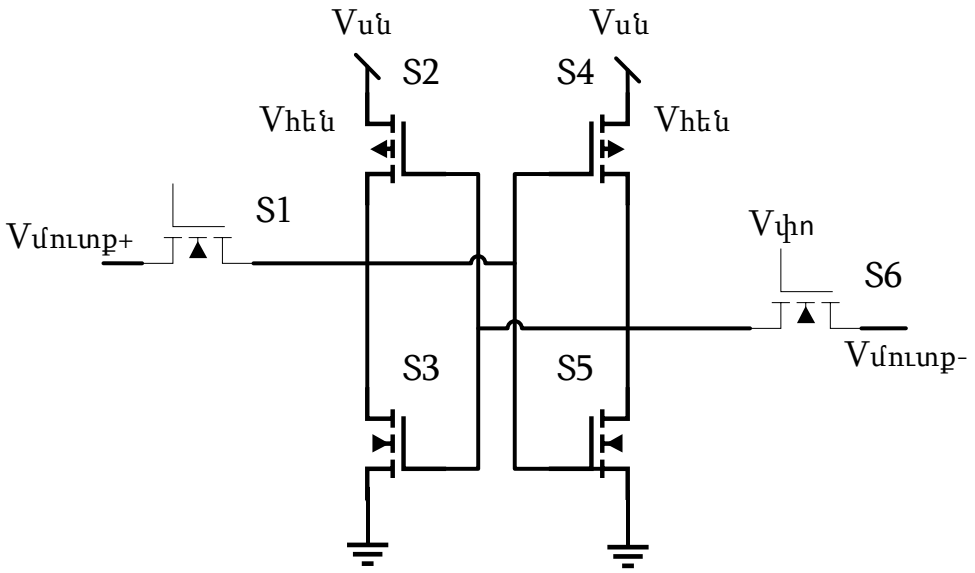
Նկ. 1.22. Ծերացման գնահատման հանգույցի սխեման

Ձևավորված In1 և In2 հոսանքների միևնույն արժեքը կնշանակի, որ հաղորդչի n-ՄՕԿ տրանզիստորը ծերացումից դեռևս չի տուժել, իսկ p-ՄՕԿ-ի դեպքում՝ Ip1 և Ip2

հոսանքների հավասարությունը: Հոսանքների միջև տարբերության առկայության պարագայում ձևավորվում են ՂեկN[0:3] և ՂեկP[0:3] ազդանշանները, որոնց միջոցով կարգաբերվում է p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ հաղորդիչների հաղորդականությունը: Ղեկավարման ազդանշանները կարող են ժամանակ առ ժամանակ թարմացվել՝ տվյալ պահի ծերացմանը համապատասխանեցնելու համար: Յուրաքանչյուր թարմացման ժամանակ սպառվում է 2մԱ հոսանք:

Տվյալ մեթոդի միջոցով հնարավոր է հաղորդչի վրա ծերացման ազդեցությունը նվազեցնել մոտ 70%-ով: Սակայն ավելացված հանգույցները 40նմ տեխնոլոգիական գործընթացով նախագծման դեպքում զբաղեցնում են բավականին մեծ՝ 5000մկմ^2 մակերես: Պարզ մոտավորությամբ 14նմ տեխնոլոգիական գործընթացով նախագծելիս այն զբաղեցնելու է 1750մկմ^2 մակերես, որը նույնպես բավականին մեծ արժեք է: Մյուս կողմից՝ տվյալ մոտեցումը չի դիտարկում նախահաղորդիչների տրանզիստորների ծերացումը, որոնց նվազարկման համար անհրաժեշտ է ավելացնել լրացուցիչ ծերացման նվազարկման հանգույցներ, ինչը կհանգեցնի զբաղեցրած մակերեսի զգալի մեծացման:

Ծերացման ազդեցության նվազեցման մյուս մոտեցումը իրանի լարման ղեկավարումն է [87,88], որը միջոցով հնարավոր է փոփոխել շեմային լարման արժեքը: Այդ մոտեցումը դիտարկվել է 6T ստատիկ կամայական ընտրությամբ հիշողության (ՍԿԸՀ) բջջի վրա (նկ. 1.23) [88]:



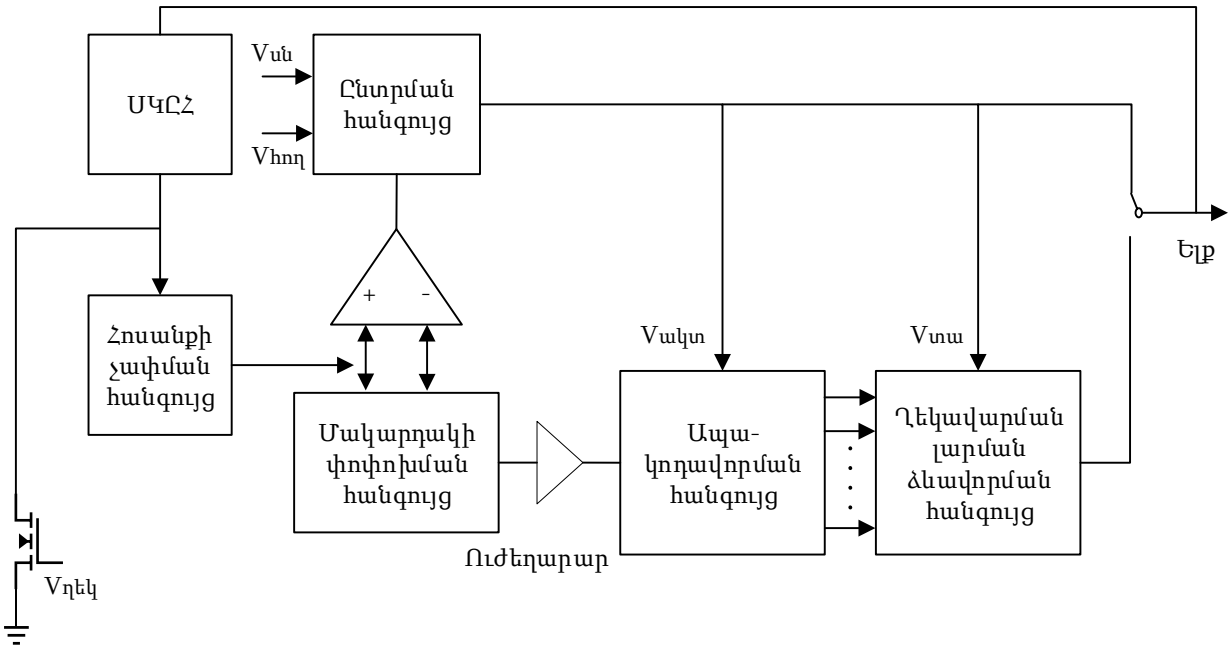
Նկ.1.23. 6T սպատիկ պատահական ընտրությամբ հիշողության բջջի կառուցվածքը

Հիշողության բջիջը բաղկացած է իրար միացված երկու շրջիչներից, որոնք բաղկացած են S3, S5 n-ՄՕԿ և S2, S4 p-ՄՕԿ տրանզիստորներից, ինչպես նաև S1 և S6 n-ՄՕԿ փոխանջատիչներից: Այդ կառուցվածքում բացասական ՀՋԱ-ի ազդեցության հետևանքով p-ՄՕԿ տրանզիստորների շեմային լարումն աճում է՝ ըստ հետևյալ արտահայտության [88].

$$\Delta V_{շմ} = \alpha * K_{հաս} * t^{n}, \qquad (1.11)$$

որտեղ $|\Delta V_{շմ}|$-ը շեմային լարման փոփոխությունն է, α-ն՝ մուտքային ազդանշանից կախված գործակից, որը ստատիկ ռեժիմում հավասար է մեկի, n-ը՝ կիսահաղորդչի բնութագրերից կախված հաստատուն, t-ն՝ ծերացման տևողությունը՝ արտահայտված վայրկյաններով, $K_{հաս}$-ը՝ տեխնոլոգիական գործընթացից կախված գործակից, որը փոփոխվում է՝ կախված ջերմաստիճանից, սնման լարումից և տրանզիստորի չափերից: Հետազոտությունները ցույց են տալիս, որ դինամիկ ռեժիմում տրանզիստորի կյանքի տևողությունը մոտ չորս անգամ երկար է, քան ստատիկ ռեժիմում [88]:

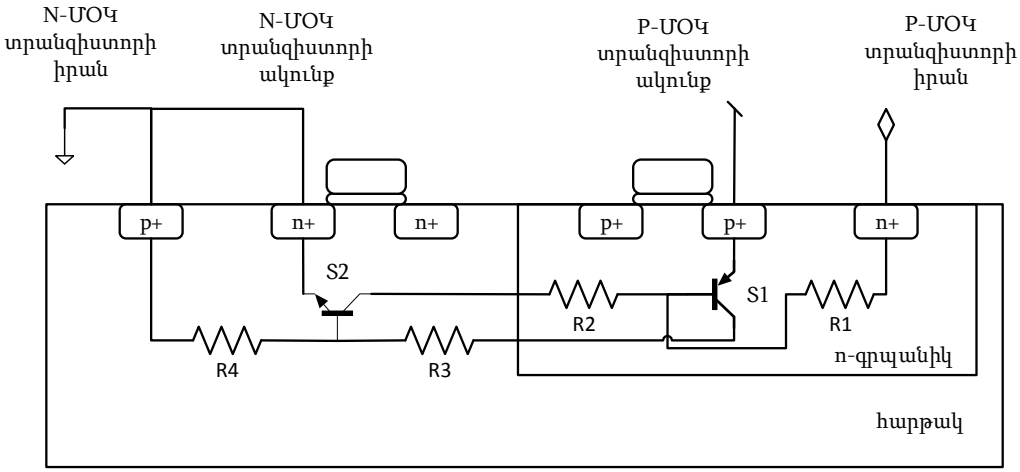
Բացասական ՀՋԱ-ի ազդեցության նվազեցման հանգույցը բաղկացած է հոսանքի չափման, ապակոդավորման հենակային լարման ղեկավարման հանգույցներից և համեմատիչից (նկ. 1.24) [88]:



Նկ.1.24. Բացասական ՀՋԱ-ի նվազեցման ամբողջական կառուցվածքը

Ղեկավարման $V_{ղեկ}$ ազդանշանի տրամաբանական “0” արժեքի դեպքում ՍԿԸՀ բջիջը գտնվում է նորմալ աշխատանքային ռեժիմում, իսկ տրամաբանական “1” արժեքի դեպքում կատարվում է ծերացման գնահատում: Այդ նպատակով չափվում է ՍԿԸՀ բջջի սպասման վիճակի հոսանքը, որի հիման վրա ձևավորվում է լարում: Վերջինս համեմատվում է հենակային ազդանշանի հետ, որը համապատասխանում է մինչ ծերացման դեպքում ստացվող լարմանը: Չափված և հենակային լարումների հավասարության դեպքում համեմատիչը ելք է փոխանցում տրամաբանական “0” արժեք, որի արդյունքում իրանի լարման ղեկավարում չի իրականացվում: Այն դեպքում, երբ չափված լարումը մեծ է հենակայինից, ապակոդավորման և ղեկավարման լարման ձևավորման հանգույցները ելք են փոխանցում անալոգային ազդանշան, որը միացվում է ՍԿԸՀ բջջի p-ՄՕԿ տրանզիստորների իրանին՝ շեմային լարման շեղումը չեզոքացնելու համար:

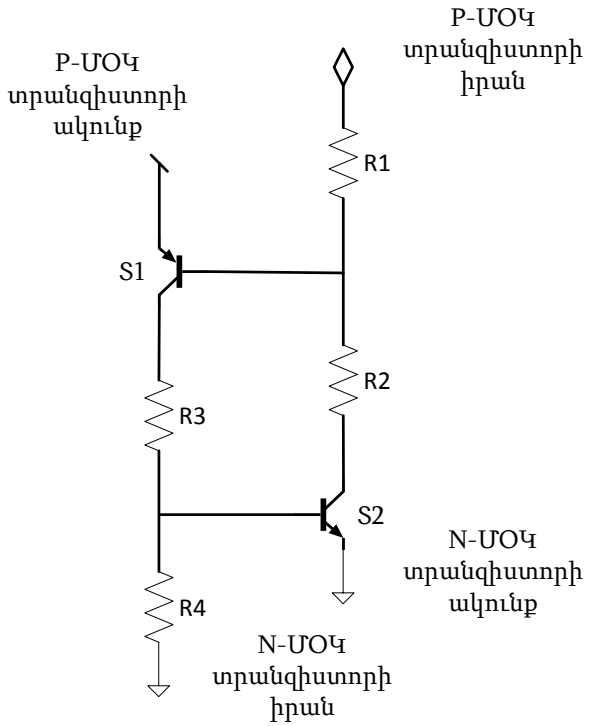
Այնուամենայնիվ, տվյալ միջոցը թույլ է տալիս նվազարկել միայն բացասական ՀՋԱ-ի ազդեցությունը, քանի որ կարող է կիրառվել միայն p-ՄՕԿ տրանզիստորների համար՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ n-ՄՕԿ տրանզիստորների իրանը հարթակի մաս է կազմում, իսկ հարթակը պետք է լինի համապոտենցիալ և չի կարող ամեն տրանզիստորի համար առանձին ղեկավարվել: Մյուս կողմից՝ p-ՄՕԿ տրանզիստորների համար կիրառության դեպքում հնարավոր է, ԿՄՕԿ կառուցվածքով պայմանավորված, մակաբույծ երկբևեռ n-p-n և p-n-p տրանզիստորների բացումը (նկ. 1.25) [45]: Այդ երևույթը կարելի է ներկայացնել համարժեք սխեմայի միջոցով (նկ. 1.26) [45]:



Նկ.1.25. ԿՄՕԿ կառուցվածքում մակաբույծ երկբևեռ տրանզիստորները

Վերոնշյալ խնդիրը պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ շեմային լարման նվազեցման նպատակով p-ՄՕԿ տրանզիստորի իրանի, որը հանդիսանում է մակաբույծ p-n-p տրանզիստորի բազան, լարման մակարդակը նվազեցվում է:

Այդ դեպքում տեղի կունենա բազայի հոսանքի աճ, որը տրանզիստորի ուժեղացման գործակցին համապատասխան կբազմապատկվի կոլեկտորում: Վերջինս էլ միացված է մակաբույծ n-p-n տրանզիստորի բազային, հետևաբար՝ հոսանքը կուժեղանա վերջինիս կոլեկտորում, որն էլ միացված է p-n-p-ի բազային: Արդյունքում՝ ձևավորվում է դրական հետադարձ կապ, որը չնչին փոփոխության դեպքում կարող է հանգեցնել մակաբույծ տրանզիստորների բացմանը և հարթակով հոսանքի առաջացմանը:



Նկ.1.26. Մակաբույծ տրանզիստորներով կազմված շղթայի համարժեք սխեման

Այսպիսով, Մ/Ե հանգույցներում փոխանցվող ազդանշանի վրա ծերացման հետևանքով առաջացած շեղումներով պայմանավորված՝ թրթռոցների նվազարկման առկա լուծումները լիովին չեն բավարարում տեխնոլոգիական գործընթացի մասշտաբավորման և ավտոմոբիլային նախագծման զարգացման ու ընդլայնման արդյունքում խստացվող պահանջներին: Այդ պատճառով ստեղծվում է նոր միջոցների ներդրման կարիք:

1.3. Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման առաջարկվող սկզբունքները

Մ/Ե հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման առկա միջոցները և մոտեցումները լիովին չեն բավարարում ներկայիս պահանջներին: Ուստի արդիական է նոր միջոցների և լուծումների մշակումը: Դրանից ելնելով՝ առաջարկվում են հետևյալ սկզբունքները՝

1. Մ/Ե հանգույցներում օգտագործվող լարման կայունարարներում ներդնել ինքնակարգաբերման համակարգ, որը բեռի կողմից սպառվող հոսանքից կախված՝ կորոշի ելքային ակտիվ հանգույցների քանակը: Դա թույլ կտա նվազեցնել աղմկոտ սնման դողերից դեպի լարման կայունարարի ելք ունակային կապերը և ապահովել բարձր ՍԴԱՃԳ:

2. Մշակել փոխանցվող ազդանշանի ամպլիտուդի կարգաբերման հանգույց, որը թույլ կտա սնման մակարդակի բարձրացման միջոցով մեծացնել ազդանշան/աղմուկ գործակիցը՝ միաժամանակ պահպանելով ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը տվյալների փոխանցման ստանդարտներով պահանջվող սահմաններում:

3. Նախահաղորդչում տրանզիստորների համաչափ ծերացման ապահովման միջոցով չեզոքացնել փոխանցվող ազդանշանի թրթռոցների մեծացումը և աղմկակայունության անկումը:

Վերոնշյալ սկզբունքները էականորեն կնպաստեն ժամանակակից տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծվող, տվյալների փոխանցման արդի ստանդարտներին բավարարող աղմկակայուն Մ/Ե հանգույցների նախագծմանը:

Եզրակացություններ

1. Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման միջոցների մշակումը ներկայումս չափազանց կարևոր խնդիր է, քանի որ բարձր հաճախականային հանգույցներում ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունը որակապես փոխվել է և էական ազդեցություն ունի այդ սխեմաների բնութագրերի վրա:
2. Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման առկա միջոցները չեն բավարարում ժամանակակից պահանջները, քանի որ դրանք նախատեսված են եղել ավելի մեծ չափերի տեխնոլոգիական գործընթացների և ազդանշան/աղմուկ հարաբերակցության որակապես այլ արժեքների համար: Դա թելադրում է Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման նոր սկզբունքներով գործող միջոցների մշակման անհրաժեշտությունը:
3. Առաջարկվել են Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման սկզբունքներ, որոնք բավարարում են ժամանակակից պահանջները՝ էապես նվազեցնելով սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցները՝ թույլատրելի սահմաններում կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի մեծացման հաշվին:

ԳԼՈՒԽ 2. ՄՈՒՏՔ/ԵԼՔ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ԱՂՄԿԱԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԱՌԱՋԱՐԿՎՈՂ ՄԻՋՈՑՆԵՐԸ

2.1. Սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման միջոցները

Ատենախոսության առաջին գլխում ներկայացված խնդիրները վկայում են, որ ներկայիս ստանդարտները բավարարող Մ/Ե հանգույցների նախագծման համար կարևորագույն պայման է հանդիսանում աղմկակայունության ապահովումը: Ժամանակակից Մ/Ե հանգույցներում, տվյալների փոխանցման արագության աճին զուգընթաց, սնման դողերում առկա աղմուկներն աճում են, ինչը հանգեցնում է սնուցվող հանգույցների աշխատանքային բնութագրերի շարունակական վատացմանը: Արդյունքում՝ մեծ կարևորություն է ստանում սնման դողերի աղմուկների և դրանց ազդեցությունների նվազեցման միջոցների մշակումը, քանի որ առկա միջոցները լիովին չեն բավարարում ժամանակակից պահանջները: Այդ ամենը խիստ կարևոր է ներկայիս Մ/Ե հանգույցներում, որոնցում, ըստ այժմյան ստանդարտների, տվյալների փոխանցման արագությունը հատել է 8Գբ/վ սահմանը:

1.2.1-ում ներկայացված լուծումներն ունեն մի շարք թերություններ, որոնցից են.

1. ԻՍ-ի ինքնարժեքի աճը՝ ի հաշիվ լրացուցիչ ելուստների ավելացման, պայմանավորված մի քանի հողակցման և սնման դողերով հանգույցների սնման կազմակերպումով:
2. ԻՍ-ի զբաղեցրած մակերեսի զգալի աճը, ինչը պայմանավորված է մեծ թվով կապազերծող ունակությունների կիրառությամբ:
3. Լարման կայունարարի ելքային հանգույցի չափի ընտրությունը՝ սնուցվող հանգույցի սպառած հոսանքի հնարավոր առավելագույն արժեքին համապատասխան, ինչը հանգեցնում է ՍԴԱՃԳ-ի կորստին:

Ստորև ներկայացվում են սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման միջոցներ, որոնք չեն պահանջում լրացուցիչ ելուստների ավելացում, չեն հանգեցնում ԻՍ-ի զբաղեցրած մակերեսի զգալի մեծացման, իսկ ներկայացված լարման

կայունարարն ինքնակարգաբերվում է՝ սնման հոսանքի փոփոխության դեպքում բարձրացնելով ՍԴԱՃԳ-ն:

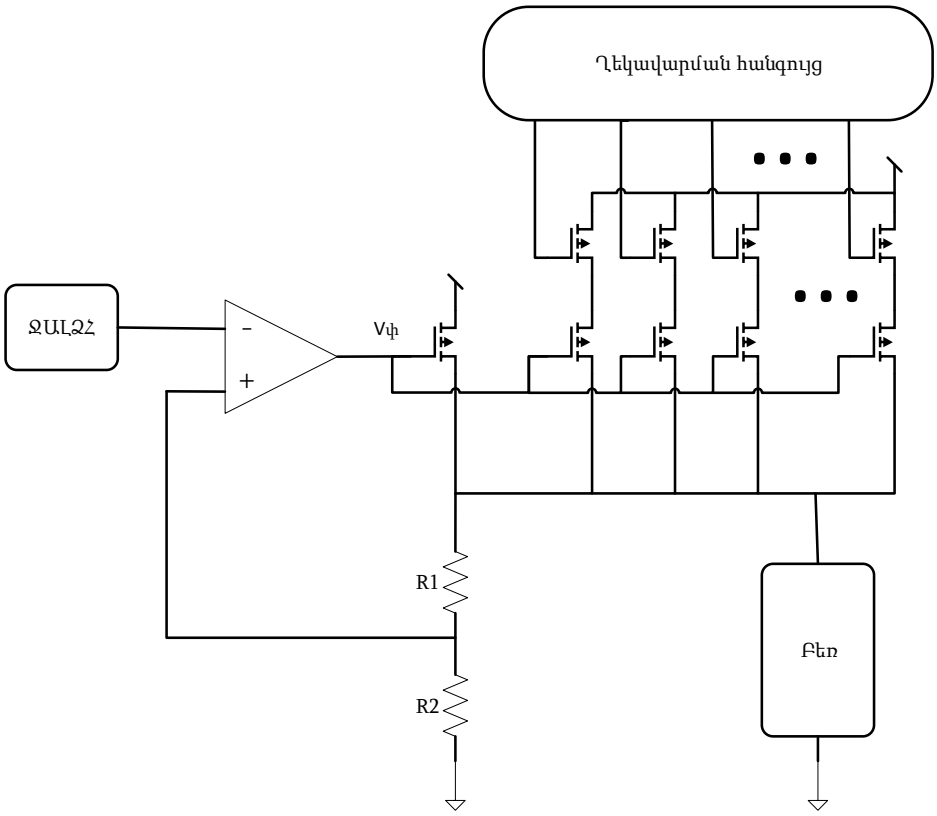
2.1.1. Լարման կայունարարում ՍԴԱՃԳ-ի լավարկման մեթոդը՝ ինքնակարգաբերման համակարգի ներդրմամբ

Մ/Ե հանգույցներում աղմուկների ազդեցության նվազեցման նպատակով հանգույցների սնուցումն իրականացվում է լարման կայունարարների միջոցով: Յուրաքանչյուր հանգույցի համար առանձին լարման կայունարարի նախագծումն զգալիորեն բարդացնում է նախագծման գործընթացը, այդ պատճառով միևնույն լարման կայունարարի միջոցով միաժամանակ սնուցվում են բազմաթիվ հանգույցներ: Դա թույլ է տալիս նվազեցնել նախագծման գործընթացի տևողությունը և միաժամանակ նվազեցնել ԻՍ-ում լարման կայունարարների զբաղեցրած մակերեսի մասնաբաժինը: Սակայն, բացի դրական կողմերից, վերոնշյալ մոտեցումն առաջացնում է այլ խնդիրներ, մասնավորապես՝ բազմաթիվ հանգույցների սնման դեպքում լարման կայունարարի ելքային հոսանքը կախված մի շարք հանգամանքներից, կարող է կրել զգալի փոփոխություններ՝ մոտավորապես 2...10 անգամ:

Սնուցվող հանգույցների սպառած հոսանքը կարող է փոփոխվել՝ կախված տեխնոլոգիական գործընթացից, ջերմաստիճանից, աշխատանքային հաճախությունից և տվյալների փոխանցման կամ ընդունման, սպասման և այլ ռեժիմներից: 1.2.1-ում ներկայացված առկա լարման կայունարարներում ելքային հանգույց հանդիսացող, որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող տրանզիստորի չափերն ընտրվում են այնպես, որ այն բավարարի բեռի համար պահանջվող հոսանքի առավելագույն արժեքին, ընդ որում, հաշվի առնելով չիպից չիպ փոփոխությունները: Մեծ չափի դեպքում ելքային տրանզիստորն ունենում է մեծ ունակային կապեր, ինչը նպաստում է սնման դողերից աղմուկների փոխանցմանը դեպի ելք: Վերջինս արտահայտվում է ՍԴԱՃԳ-ի ցածր գործակցով:

Առաջարկվող լարման կայունարարում բեռի սպառած հոսանքի փոփոխության դեպքում ելքային հանգույցի հաղորդականությունը կարգավորվում է ոչ միայն բացասական հետադարձ կապի միջոցով, այլ նաև լրացուցիչ զուգահեռ միացված ճյուղերի ավելացմամբ կամ պակասեցմամբ (նկ. 2.1): Այդ միջոցի շնորհիվ ելքային

հանգույցի չափն ընտրվում է բեռի հոսանքին համապատասխան, ինչը թույլ է տալիս չափերով մեծ տրանզիստորն օգտագործել միայն անհրաժեշտության դեպքում: Հոսանքի փոքրացմանը զուգընթաց՝ ղեկավարման հանգույցը նվազեցնում է, որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող ելքային տրանզիստորի չափը, այդ ձևով փոքրացնելով սնուցումից դեպի լարման կայունարարի ելքը ունակային կապերը, ինչի արդյունքում բարձրանում են ՍԴԱՃԳ-ը և համակարգի աղմկակայունությունը:

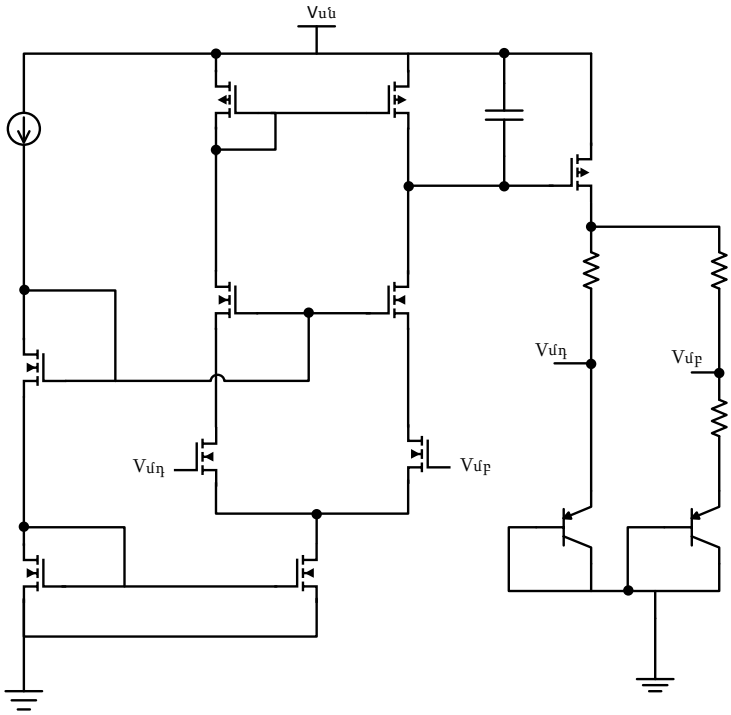


Նկ. 2.1. Առաջարկվող ինքնակարգաբերմամբ լարման կայունարարի կառուցվածքը

Առաջարկվող ինքնակարգաբերմամբ լարման կայունարարը բաղկացած է չորս հիմնական բաղադրիչներից: Դրանք են ցածր լարման անկմամբ (ՑԼԱ) լարման կայունարարը, ղեկավարման հանգույցը, հոսանքի աղբյուրի դեր կատարող, զուգահեռաբար միացված n-ՄՕԿ կամ p-ՄՕԿ տրանզիստորները և ՋԱԼՁՀ-ն: ՑԼԱ լարման կայունարարն իր հերթին կազմված է բացասական հետադարձ կապում գտնվող օպերացիոն ուժեղարարից, լարման բաժանիչից և որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող n-ՄՕԿ կամ p-ՄՕԿ տրանզիստորից [42]:

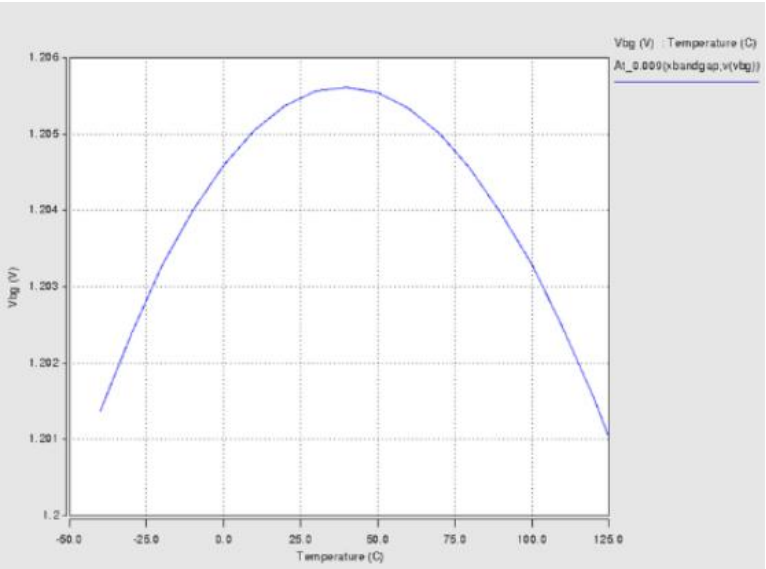
Լարման կայունարարի հենակային լարումը ձևավորվում է ՋԱԼՁՀ-ի (նկ 2.2) [34-37] միջոցով և անցկացվում է ցածր հաճախականային զտիչով աղմուկների ճնշման

նպատակով: Հենակային լարման զտումը և կայունությունը շատ կարևոր են, քանի որ նրանում առկա աղմուկները փոխանցվելու են օպերացիոն ուժեղարարի ելք:



Նկ. 2.2. Նախագծված ՋԱԼՁՀ-ի կառուցվածքը

ՋԱԼՁՀ-ն մոդելավորվել է -40...125°C ջերմաստիճանային պայմաններում, տիպային, դանդաղագործ և արագագործ տեխնոլոգիական գործընթացների համար: Ըստ մոդելավորման արդյունքների՝ հենակային լարման փոփոխությունը կազմում է 26մՎ (նկ. 2.3) [36]:



Նկ. 2.3. Նախագծված ՋԱԼՁՀ-ի ելքային լարման կախումը ջերմաստիճանից

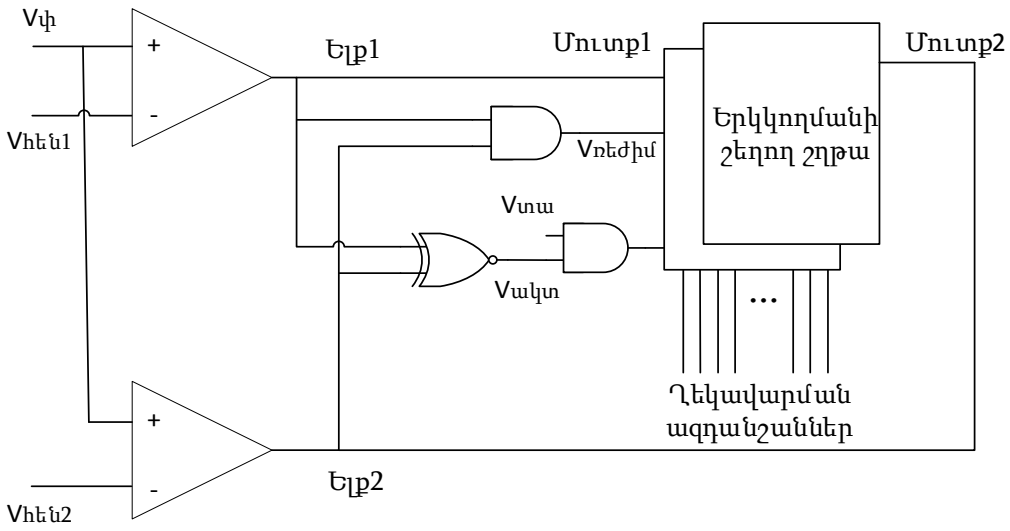
Մոդելավորման արդյունքներն ամփոփված են աղ. 2.1-ում [36]: Ձևավորված ազդանշանն ունի բավարար կայունություն ջերմաստիճանի, սնման լարման, տեխնոլոգիական գործընթացի տատանումների նկատմամբ և կարող է կիրառվել ՑԼԱ լարման կայունարարի մուտքին որպես հենակային լարում՝ լարման բաժանիչի միջոցով անհրաժեշտ գործակցով փոփոխվելուց հետո:

Աղյուսակ 2.1

ՋԱԼՁՀ-ի ելքային լարման արժեքները եզրային դեպքերում

Հենակային լարումը	Տիպային դեպքը	Դանդաղագործ դեպքը	Արագագործ դեպքը
$V_{հեն}$ նվազագույն, Վ	1,2010	1,1900	1,2102
$V_{հեն}$ առավելագույն, Վ	1,2055	1,1960	1,2160
$V_{հեն}$ -40 °C, Վ	1,2015	1,1915	1,2120
$V_{հեն}$ +125 °C, Վ	1,2010	1,1900	1,2102

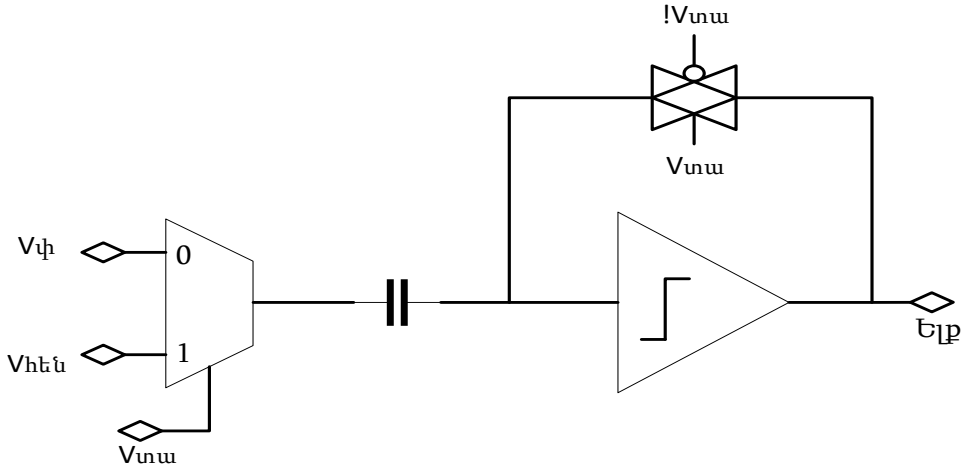
Ղեկավարման հանգույցը բաղկացած է համեմատիչներից, երկուղղված շեղող ռեգիստրից, տրամաբանական տարրերից (նկ. 2.4): Համեմատիչների մուտքերին են տրվում $V_{հեն1}$ և $V_{հեն2}$ հենակային լարումները, որոնք լարման կայունարարի որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող ելքային տրանզիստորի փական-ակունք լարման սահմանային արժեքներն են:



Նկ. 2.4. Ղեկավարման հանգույցի կառուցվածքը

Համեմատիչ հանգույցների մյուս մուտքին է կիրառվում որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող տրանզիստորի փականի լարումը, որը համեմատվում է հենակային լարումների հետ: Համեմատումն իրականացվում է երկու փուլով. $V_{տա}$ տակտային ազդանշանի տրամաբանական “1” մակարդակի դեպքում կատարվում է նախալիցքավորում, իսկ տրամաբանական “0” մակարդակի դեպքում՝ համեմատում: Քանի որ համեմատում կատարող տարրը միամուտք է, ուստի դիֆերենցիալ զույգի շեղումներով պայմանավորված սխալանքները բացակայում են (նկ. 2.5) [89]:

Փականի լարումը՝ n-ՄՕԿ տրանզիստորի դեպքում, բեռի մեծանալուն զուգընթաց, աճում է և կարող է հավասարվել սնման լարման արժեքին, արդյունքում՝ հոսանքի հետագա մեծացումը կլինի անհնար: p-ՄՕԿ տրանզիստորի դեպքում փականի լարումը կնվազի, ինչի հետևանքով տրանզիստորը կարող է դուրս գալ հագեցման ռեժիմից: Այդ խնդիրներից խուսափելու համար ղեկավարման հանգույցը լրացուցիչ զուգահեռ ճյուղեր է ակտիվացնում՝ անհրաժեշտ հոսանք ապահովելու համար: Համեմատիչների ելքերը փոխանցվում են տրամաբանական տարրերին, որոնք ղեկավարում են երկկողմանի շեղող շղթան: Վերջինս էլ իրականացնում է զուգահեռ ճյուղերի ակտիվացումը կամ պասսիվացումը:



Նկ. 2.5. Համեմատիչ հանգույցի կառուցվածքը

Երկկողմանի շեղող շղթան ունի աշխատանքային երեք ռեժիմներ, որոնք ներկայացված են աղ.2.2-ում: Ելք1=0 և Ելք2=0 արժեքների դեպքում շեղման ռեգիստրը գտնվում է ակտիվ վիճակում՝ $V_{Ռեժիմ}$=0 և $V_{ակտ}$=1: Այդ դեպքում երկկողմանի շեղող շղթան կատարում է դեպի աջ շեղում՝ Մուտք1-ից ներմուծելով տրամաբանական '0'

արժեք: Տեղի է ունենում հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի զուգահեռ ճյուղի ավելացում, և փական-ակունք լարումը նվազում է: Տվյալ գործողությունը կատարվում է այնքան անգամ, մինչև վերջինս հայտնվի հենակային լարումների միջոցով սահմանված տիրույթում:

Աղյուսակ 2.2

Երկուղղված շեղման ռեգիստրի աշխատանքային ռեժիմները

Ելք1	Ելք2	Ռեժիմը	$V_{ակտ}$	Գործողությունը
0	0	0	1	Ավելացնել '0' Մուտք1-ից
0	1	0	0	-
1	0	0	0	Պահպանում
1	1	1	1	Ավելացնել '1' Մուտք2-ից

Ելք1=1 և Ելք2=1 արժեքների դեպքում շեղման ռեգիստրը գտնվում է ակտիվ վիճակում՝ $V_{Ռեժիմ}$=1 և $V_{ակտ}$=1: Այդ դեպքում երկկողմանի շեղող շղթան կատարում է դեպի ձախ շեղում՝ Մուտք2-ից ներմուծելով տրամաբանական '1' արժեք: Տեղի է ունենում հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի զուգահեռ ճյուղի անջատում, և փական-ակունք լարումն աճում է: Այդ գործողությունը կատարվում է այնքան ժամանակ, մինչև վերջինս կհայտնվի հենակային լարումների միջոցով սահմանված տիրույթում:

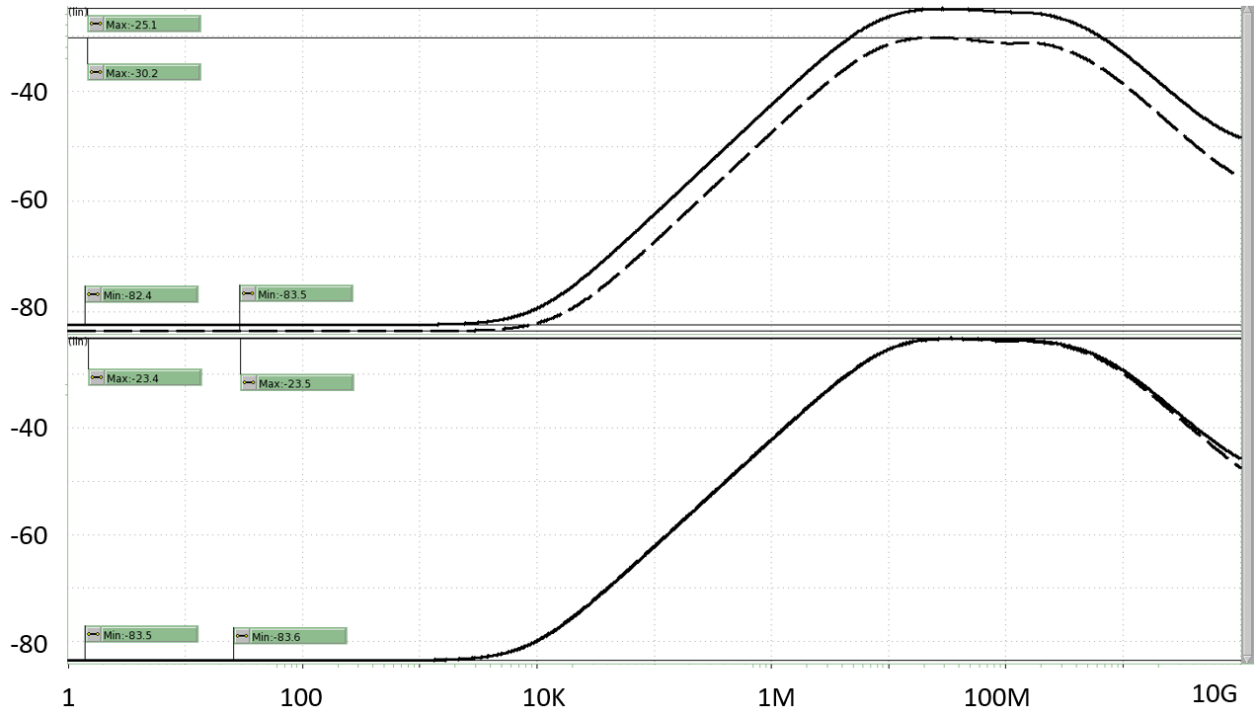
Ելք1=1 և Ելք2=0 արժեքների դեպքում շեղման ռեգիստրը գտնվում է ստատիկ վիճակում՝ $V_{Ռեժիմ}$=0 և $V_{ակտ}$=0: Այդ դեպքում երկկողմանի շեղող շղթան պահպանում է նախկին արժեքները: Հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորի զուգահեռ ճյուղի անջատում կամ ավելացում տեղի չի ունենում: Տվյալ վիճակը պահպանվում է այնքան ժամանակ, մինչև փականի լարումը դուրս կգա հենակային լարումների միջոցով սահմանված տիրույթից: Դա կարող է տեղի ունենալ բեռի հոսանքի փոփոխության հետևանքով: Ելք1=0 և Ելք2=1 դեպքը չի կարող տեղի ունենալ, քանի որ մշտապես տեղի ունի $V_{հեն1}<V_{հեն2}$ պայմանը:

Սնուցվող բոլոր հանգույցների միաժամանակ անջատվելու դեպքում լարման թռիչքներից խուսափելու նպատակով կարող է լարման կայունարարի ելքին միացվել n-

ՄՕԿ տրանզիստոր, որի փականը կակտիվացվի բարձր հաճախականային զտիչով անցկացված բեռի անջատման ազդանշանով: Այդ ձևով բեռի անջատման դեպքում անհրաժեշտ հոսանքը կսպառի ավելացված տրանզիստորը, իսկ լարման կայունարարից սպառվող հոսանքը աստիճանաբար կնվազի էքսպոնենցիալ օրենքով, արդյունքում թռիչքներ չեն առաջանա [90]:

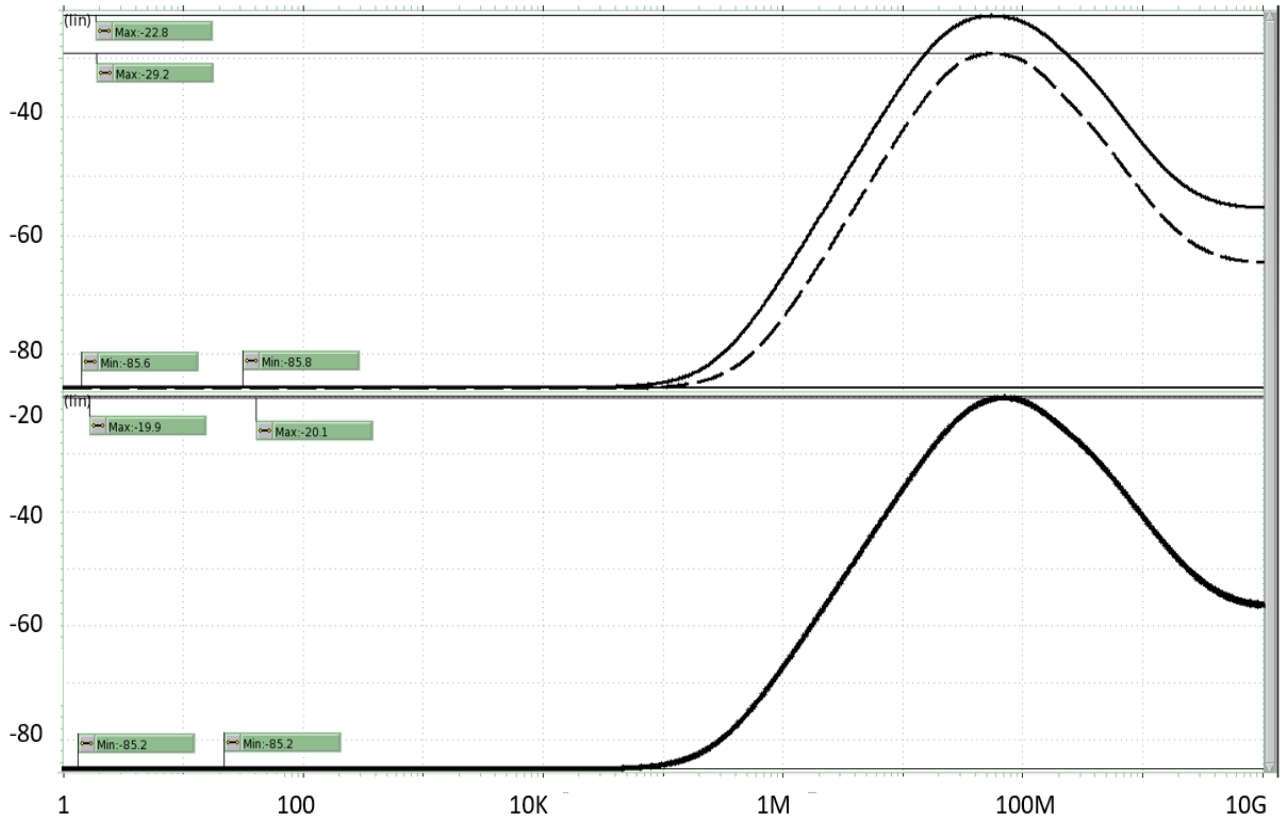
Առաջարկվող մեթոդի արդյունավետության գնահատման համար կատարվել է մեթոդի կիրառությամբ և առանց կիրառության ելքային n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորներով լարման կայունարարների մշակում՝ 14նմ տեխնոլոգիական գործընթացով [84]: Ելքային n-ՄՕԿ հոսանքի աղբյուր տրանզիստորով լարման կայունարարում օգտագործված է լիցքի պոմպ՝ ելքում լարման ցածր անկում ապահովելու համար:

Մոդելավորումը կատարվել է HSpice [91,92] գործիքով: Մոդելավորման արդյունքները ներկայացված են նկ. 2.6….2.7-ում, համապատասխանաբար ելքային n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորներով լարման կայունարարների համար, որտեղ կետագծերով ներկայացված է առաջարկվող միջոցի բնութագիծը:



Նկ. 2.6. ՍԴԱՃԳ-ն ելքային n-ՄՕԿ տրանզիստորի կիրառության դեպքում լարման առաջարկվող և առկա կայունարարներում

Բեռի առավելագույն արժեքի դեպքում բոլոր զուգահեռ ճյուղերը գտնվում են ակտիվ ռեժիմում և ներառված են հոսանքի ապահովման գործընթացում: Արդյունքները ցույց են տալիս, որ ավելացված p-ՄՕԿ փոխանջատիչները բացասաբար չեն անդրադառնում ՍԴԱՃԳ-ի վրա: Բեռի միջին արժեքի դեպքում զուգահեռ ճյուղերի մի մասը գտնվում են պասսիվ վիճակում, ինչի արդյունքում սնուցումից դեպի ելք ունակային կապերը նվազում են, արդյունքում՝ տեղի է ունենում ՍԴԱՃԳ գործակցի աճ: Ելքային p-ՄՕԿ տրանզիստորով լարման կայունարարի դեպքում նվազագույն ՍԴԱՃԳ-ն աճել է՝ 22,8 դԲ-ից հասնելով 27,9 դԲ-ի: Ելքային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող n-ՄՕԿ տրանզիստորով լարման կայունարարի դեպքում նվազագույն ՍԴԱՃԳ-ն աճել է՝ 25,1 դԲ-ից հասնելով 30,2 դԲ-ի:



Նկ. 2.7. ՍԴԱՃԳ-ն ելքային p-ՄՕԿ տրանզիստորի կիրառության դեպքում լարման առաջարկվող և առկա կայունարարներում

Միջոցի կիրառությամբ p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ ելքային հոսանքի աղբյուր հանդիսացող տրանզիստորներով լարման կայունարարների և լարման առկա կայունարարների արդյունքների համեմատությունը ներկայացված է աղ. 2.3-ում:

Աղյուսակ 2.3

Միջոցի կիրառությամբ լարման կայունարարների և առկա լարման կայունարարների արդյունքների համեմատությունը

Պարամետրերը	p-ՄՕԿ՝ ելքային հանգույցով		n-ՄՕԿ՝ ելքային հանգույցով	
	Առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ լարման կայունարարը	Առկա լարման կայունարարը	Առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ լարման կայունարարը	Առկա լարման կայունարարը
Սնման լարում, Վ	2,0	2,0	2,0	2,0
Ելքային լարում, Վ	1,75	1,75	1,75	1,75
Բեռի առավելագույն արժեք, մԱ	20	20	20	20
Առավելագույն ՍԴԱՃԳ, դԲ	85,8	85,6	83,5	82,4
Նվազագույն ՍԴԱՃԳ, դԲ	27,9	22,8	30,2	25,1
Առավելագույն ՍԴԱՃԳ	19498	19054	15848	12589
Նվազագույն ՍԴԱՃԳ	24,8	13,8	32,3	17,9
Զբաղեցրած մակերես, մկմ^2	2980	2410	3310	2740

Այսպիսով, առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցներում կիրառվող լարման կայունարարների աղմկակայունության բարձրացման մեթոդ, որը ելքային

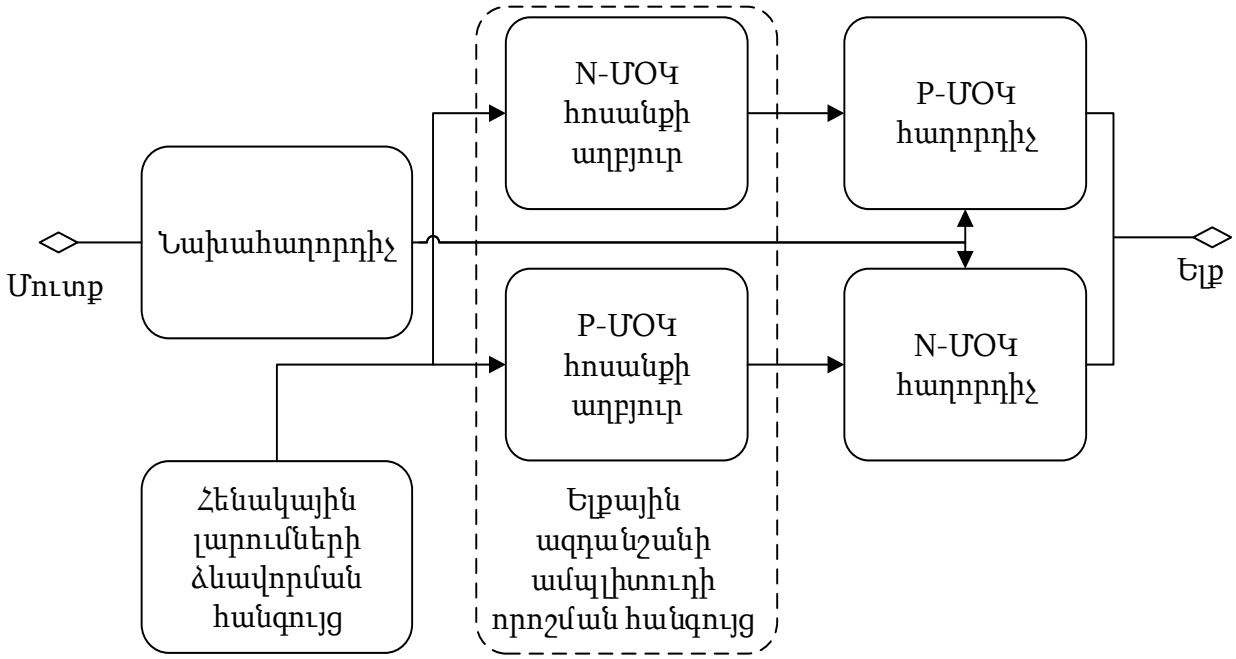
տրանզիստորի երկրաչափական չափերի կարգաբերման շնորհիվ ապահովում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակցի 80%-ով մեծացում՝ զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 24%-ով աճի դեպքում:

2.1.2. Սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցների նվազարկման միջոցը

Սնման դողերի աղմուկների ազդեցությունը կարելի է նվազեցնել ԱԱԳ-ի մեծացման միջոցով, որի կարելի է իրականացնել ազդանշանը ձևավորող լարման կամ հոսանքի մեծացման միջոցով: Արդյունքում սնման լարման մակարդակի բարձրացումը նպաստելու է ԱԱԳ-ի և ազդանշանի ամպլիտուդի մեծացմանը, սակայն ՀՀԴ [4], ՀԱՏՀ [5] և այլ ստանդարտներով փոխանցվող ազդանշանի ամպլիտուդի անվանական արժեքը սահմանվում է 0,5Վ-ը, իսկ առավելագույն և նվազագույն արժեքները սահմանափակվում են 0,4...0,6Վ միջակայքում: Սահմանափակումը նախատեսված է հաղորդիչ և ընդունիչ հանգույցների միջև համաձայնեցում ապահովելու համար, քանի որ դրանք գտնվում են տարբեր ԻՍ-երում և նախագծվում են տարբեր ճարտարագետների կողմից:

Մշակվել է հաղորդչի վրա սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման միջոց, որի կիրառության դեպքում ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը փոփոխություն չի կրի (նկ. 2.8): Առաջարկվող հանգույցը սնման բարձրացված արժեքի դեպքում տրամաբանական “1” մակարդակի փոխանցման ժամանակ որպես հոսանքի աղբյուրի ծառայող տրանզիստորի միջոցով հոսանքի մի մասն անցկացնում է դեպի հողակցման դողեր, իսկ տրամաբանական “0” մակարդակի փոխանցման դեպքում լրացուցիչ հոսանք է տալիս սնուցումից: Այսպիսով, ազդանշանի հզորությունը բարձրացվում է առանց ամպլիտուդի մեծացման:

Առաջարկվող հաղորդիչը բաղկացած է նախահաղորդչից, p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ հաղորդիչ հանգույցներից, ելքային ամպլիտուդի որոշման հանգույցից և հենակային լարումների ձևավորման հանգույցից: Նախահաղորդիչը հաջորդաբար միացված շրջիչներից բաղկացած շղթա է, որն ելքում կրկնում է մուտքային ազդանշանը՝ ապահովելով տևողությամբ կարճ փոխանջատման ճակատներ:



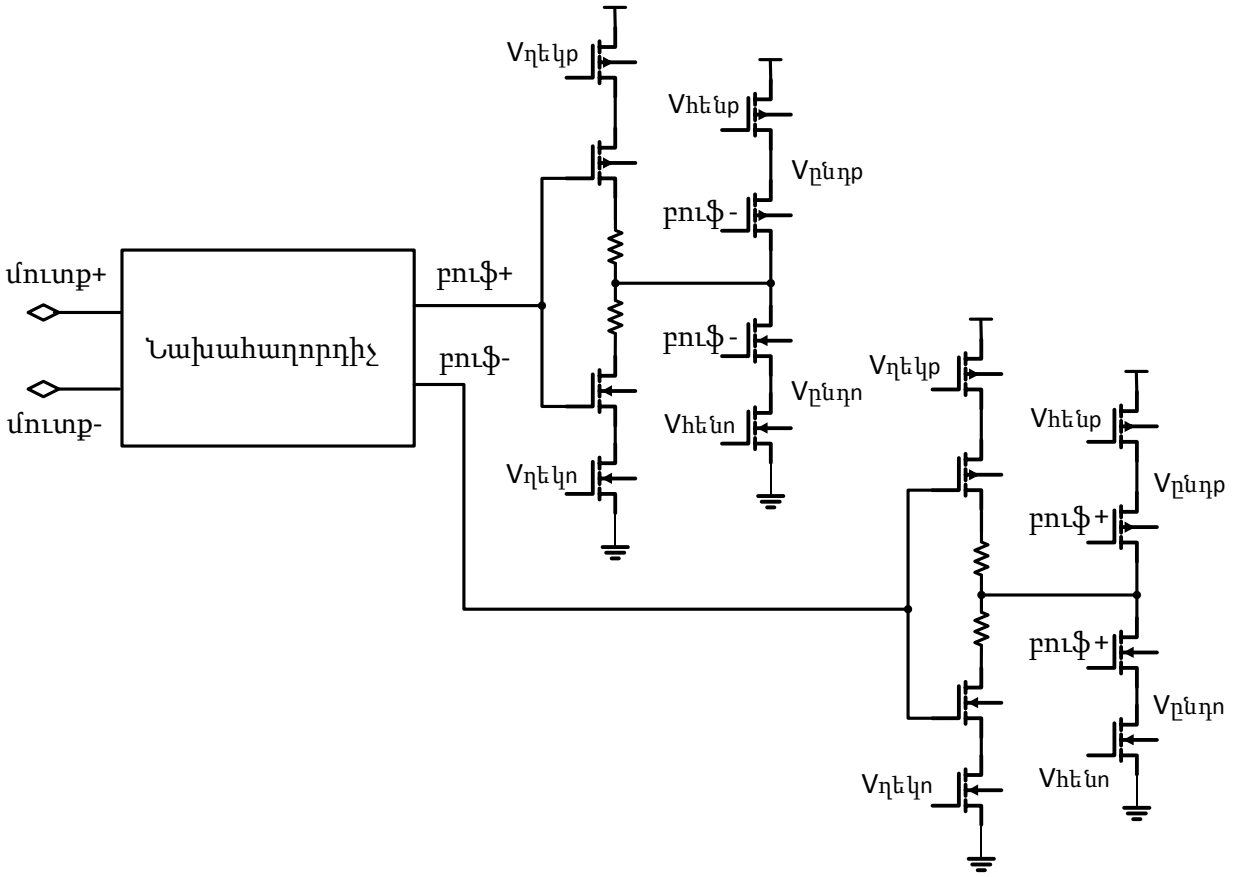
Նկ. 2.8. Հաղորդիչ հանգույցի առաջարկվող կառուցվածքը

Ելքային ամպլիտուդի որոշման հանգույցով հաղորդչի սխեման ներկայացված է նկ. 2.9-ում [58]: Նախահաղորդչից դիֆերենցիալ ազդանշանի՝ դրական <<բուֆ+>> և բացասական <<բուֆ->> բաղադրիչները փոխանցվում են հաղորդիչներին, որոնք էլ տվյալները հոսքուղով փոխանցում են ընդունիչին:

Հաղորդիչներում ելքային դիմադրության կարգաբերումը՝ հոսքուղու ալիքային դիմադրության և ընդունիչի մուտքային դիմադրության հետ համաձայնեցնելու համար, իրականացվում է $V_{ղեկp}$ և $V_{ղեկn}$ ղեկավարման անալոգային ազդանշանների միջոցով: Վերջիններս ձևավորվում են հաղորդիչ հանգույցի կրկնօրինակի օգտագործմամբ՝ ԴՀՀ-ի միջոցով: ԴՀՀ-ն դիմադրությունների համաձայնեցումն իրականացնում է Մ/Ե հանգույցի ակտիվացման ժամանակ և համաձայնեցման թվային ազդանշանները գրանցում ռեգիստրում՝ հետագայում հաղորդչով օգտագործելու նպատակով: Ռեգիստրում գրանցված ազդանշանները ենթակա են փոփոխման և անհրաժեշտության դեպքում կարող են ժամանակ առ ժամանակ թարմացվել՝ ջերմաստիճանային տատանումների դեպքում հաղորդիչ-հոսքուղի-ընդունիչ համակարգի համաձայնեցվածության խախտումը բացառելու նպատակով:

Դիմադրությունների համաձայնեցման ազդանշանները ռեգիստրից տրվում են անալոգաթվային ձևափոխիչին, որն էլ դրանք փոխանցում է հաղորդչին: Թվային

համաձայնեցումը թույլ է տալիս արտաքին հենակային ռեզիստորն օգտագործել միայն համաձայնեցման ընթացքում: Այդ ձևով միևնույն հենակային ռեզիստորը կարող է կիրառվել բազմաթիվ հանգույցների միջոցով, որոնք կարող են գտնվել միևնույն կամ նույնիսկ տարբեր ԻՍ-երում [9, 43]:



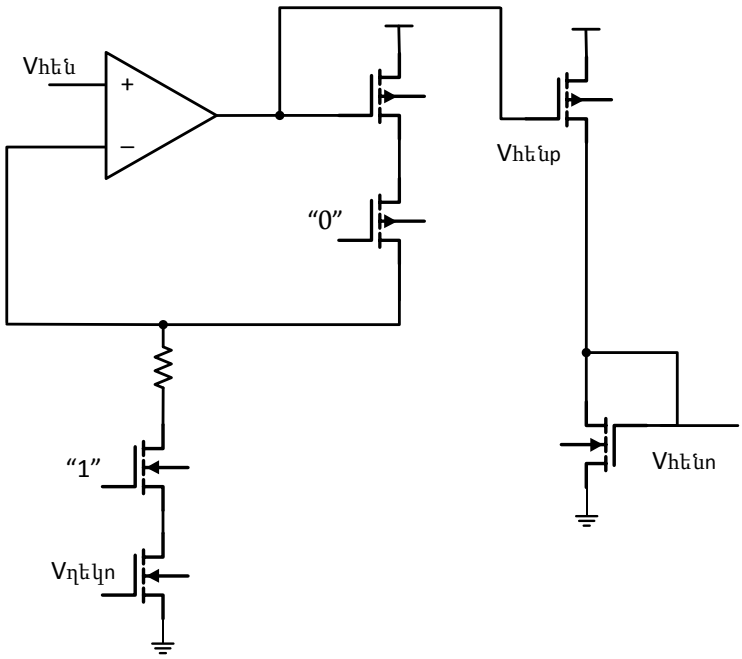
Նկ.2.9. Ելքային ամպլիտուդի որոշման հանգույցով հաղորդչի սխեման

Առաջարկվող միջոցը կարող է կիրառվել նաև թվային՝ բինար կամ ջերմային, ազդանշանով ղեկավարվող դիմադրությունների համաձայնեցմամբ հաղորդիչներում: Բինար կոդով ղեկավարվող հաղորդչի ելքային դիմադրության համաձայնեցման դեպքում հաղորդչի զուգահեռ ճյուղերի միայն մի մասն է գտնվում ակտիվ վիճակում՝ անհրաժեշտ դիմադրություն ապահովելու համար: Դիմադրության համաձայնեցման ազդանշանների պահման ռեգիստրները շեղող շղթայով փոխարինելու դեպքում հնարավոր է ժամանակ առ ժամանակ շեղելով պահվող ազդանշանի պասսիվ վիճակում գտնվող ճյուղերը պարբերաբար ակտիվացնել և պասսիվացնել ակտիվ վիճակում գտնվողները: Արդյունքում՝ ակտիվ ճյուղերում ցրվող հզորության

հետևանքով ինքնատաքացումը կնվազի՝ հավասարաչափ բաշխվելով բոլոր ճյուղերի միջև: Դա կնպաստի ջերմային աղմուկների նվազարկմանը [93]:

Աղմուկների ազդեցության նվազեցմանը նպաստում է նաև հետևյալ հանգամանքը. քանի դեռ հաղորդիչը փոխանցում է ելքային դիֆերենցիալ ազդանշանի դրական բաղադրիչը, ինչի արդյունքում սնման դողերից աղմուկները փոխանցվում են ելք, բացասական բաղադրիչին նույնպես փոխանցվում է սնման դողերի աղմուկների մի որոշ մաս՝ ավելացված տրանզիստորի միջոցով: Քանի որ ազդանշանը դիֆերենցիալ է, փոխանցվող աղմուկները միմյանց չեզոքացնում են:

Որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող տրանզիստորների փական-ակունք լարումները ղեկավարվում են բացասական հետադարձ կապում գտնվող օպերացիոն ուժեղարարի միջոցով, որն էլ անհրաժեշտ լարումները ձևավորում է հաղորդիչ հանգույցի կրկնօրինակի միջոցով (նկ. 2.10) [58]: Կրկնօրինակի դիմադրությունը կարող է լինել մի քանի անգամ մեծ և սպառել ընտրված գործակցին համապատասխան քիչ հոսանք:



Նկ.2.10. Հենակային լարումների ձևավորման հանգույցը

Հենակային լարումների ձևավորման հանգույցն օպերացիոն ուժեղարարի դրական մուտքին տրված 'հեն' լարումը կրկնում է բացասական մուտքում: Վերջինս միացված է n-ՄՕԿ հաղորդիչ հանգույցի կրկնօրինակի ելքին: Արդյունքում՝ հենակային

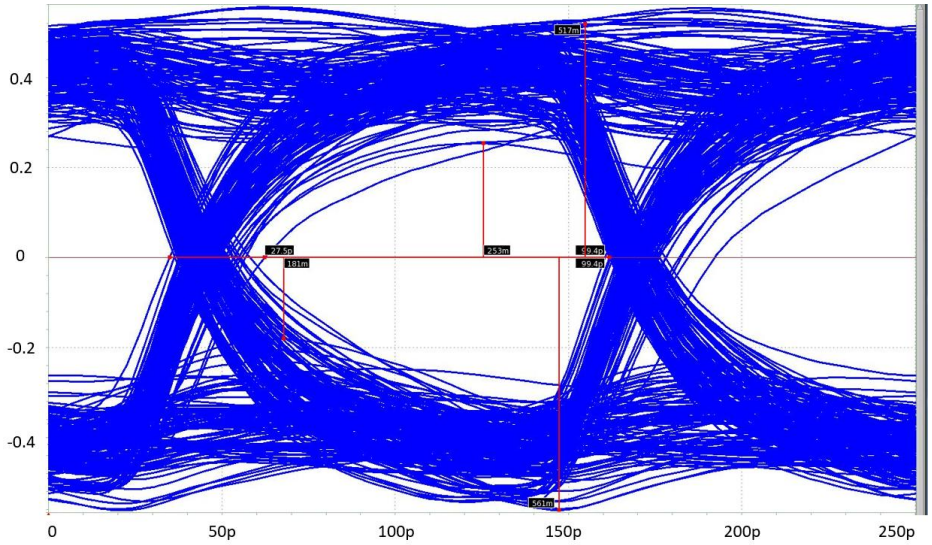
լարման և կրկնօրինակի համաձայնեցված դիմադրության արժեքին համապատասխան հոսանք է ձևավորվում: Միևնույն հոսանքը հոսում է օպերացիոն ուժեղարարի ելքին միացված որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող p-ՄՕԿ տրանզիստորի կրկնօրինակով, որտեղ այդ հոսանքին համապատասխան փական-ակունք լարում է ձևավորվում: Ձևավորված լարումը հոսանքի հայելու միջոցով փոխանցվում է հոսանքի աղբյուր հանդիսացող n-ՄՕԿ տրանզիստորի կրկնօրինակին: Ելքային ամպլիտուդի որոշման հանգույցում $V_{հենք}$ ազդանշանն օգտագործվում է հոսանքի աղբյուր հանդիսացող p-ՄՕԿ, իսկ $V_{հենն}$ ազդանշանը կարող է օգտագործվել որպես հոսանքի աղբյուր ծառայող n-ՄՕԿ տրանզիստորի համար, քանի որ p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ հաղորդիչների դիմադրությունները կարգաբերված են և ունեն միևնույն արժեքը:

Ավելացված հոսանքի աղբյուրներն ունեն ընդհանուր ելուստներ՝ $V_{ընդp}$ և $V_{ընդn}$, որոնցով p-ՄՕԿ-ները միացված են միմյանց, իսկ n-ՄՕԿ-երը՝ միմյանց: Քանի դեռ հաղորդչի դիֆերենցիալ ճյուղերից մեկը փոխանցում է տրամաբանական “1”, p-ՄՕԿ երկու հոսանքի աղբյուրները սնուցումից դեպի հող հոսանքն անցկացնում են տրամաբանական “0” փոխանցող ճյուղով, իսկ n-ՄՕԿ երկու հոսանքի աղբյուրներով հոսանքը դեպի հող է փոխանցվում տրամաբանական “1” փոխանցող ճյուղով: Այդ ձևով հոսանքի աղբյուր տրանզիստորները շարունակում են մնալ հագեցման ռեժիմում և չեն անցնում կտրման ռեժիմ: Այդ դեպքում լրացուցիչ ժամանակ հարկավոր չէ՝ տրանզիստորներին աշխատանքային ռեժիմում հաստատվելու համար:

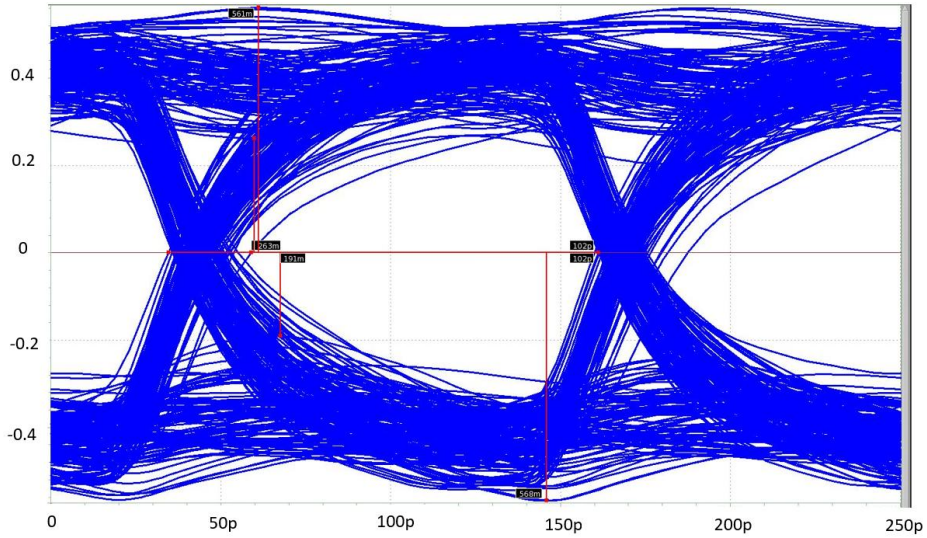
<<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ի ծրագրային գործիքներով կատարվել է հաղորդիչ հանգույցի նմանակում առաջարկվող միջոցի կիրառության դեպքում: Դիտարկվել են հաղորդչի ելքային ազդանշանում թրթռոցները սնման դողերում աղմուկների առկայության դեպքում: Աղմուկները մոդելավորվել են տարբեր փուլերով և քվարցային գեներատորի հաճախության բազմապատիկ հարմոնիկներով սինուսոիդալ ազդանշանների վերադրման միջոցով: Ձևավորված աղմուկների ամպլիտուդի առավելագույն արժեքը չի գերազանցում 50մՎ-ը [58]:

Սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազարկման նպատակով սնման լարումը բարձրացվել է 50մՎ-ով՝ 1,2Վ-ից 1,25Վ: Արդյունքում՝ ըստ մոդելավորման արդյունքների՝ թրթռոցները կազմում են 27,8պվ, աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքը՝ 99,4պվ, ուղղահայաց բացվածքը՝ 434մՎ (նկ. 2.11):

Սնման լարման 100մՎ բարձրացման միջոցով ելքային ազդանշանում թրթռոցները նվազել և հավասարվել են 24,5պվ-ի, աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքն ընդլայնվել է մինչև 102պվ, ուղղահայաց բացվածքը՝ մինչև 454մՎ (նկ. 2.12):



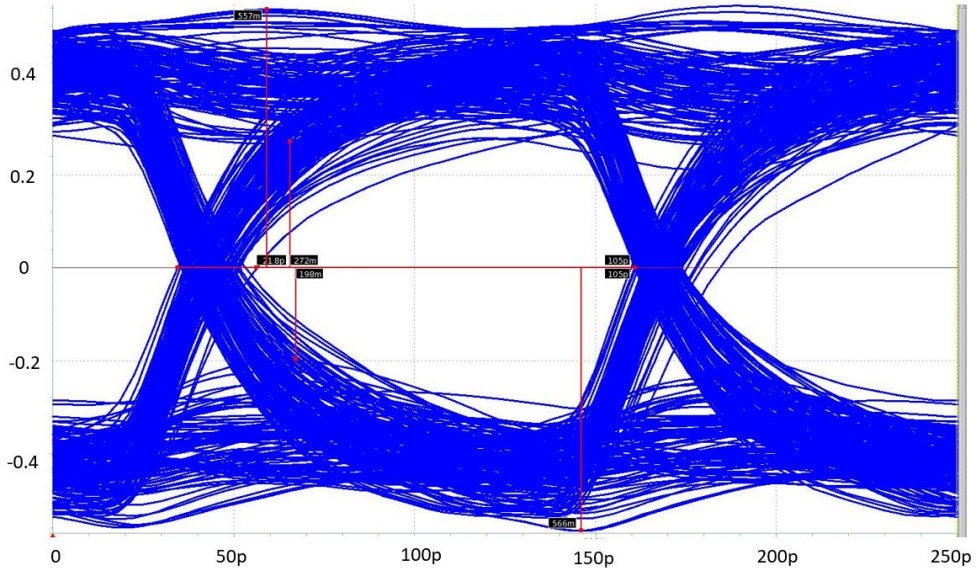
Նկ. 2.11. Առաջարկվող հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը սնման արժեքի 50մՎ բարձրացման դեպքում



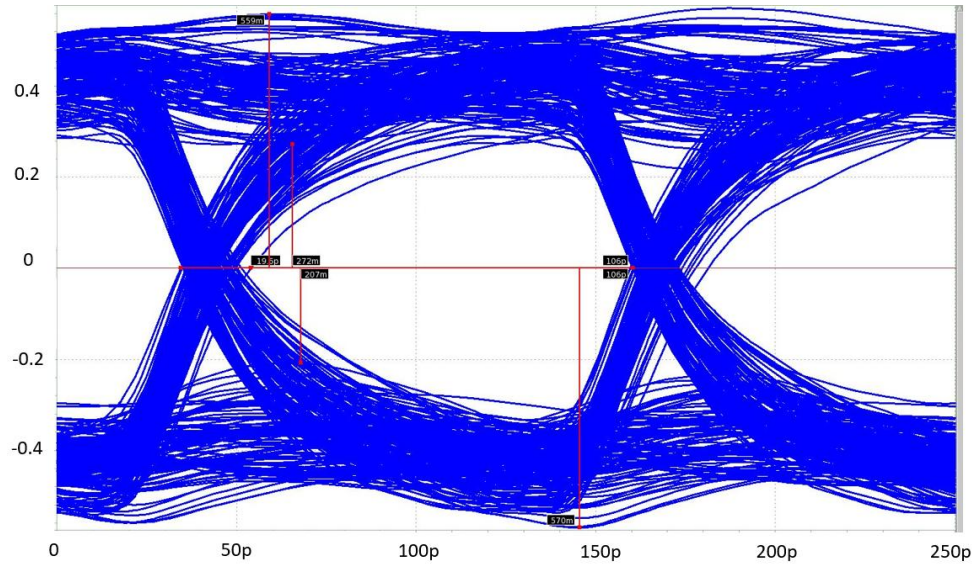
Նկ. 2.12. Առաջարկվող հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը սնման արժեքի 100մՎ բարձրացման դեպքում

Սնման լարման 150մՎ բարձրացման միջոցով ելքային ազդանշանում թրթռոցները նվազել և հավասարվել են 21,8պվ-ի, աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքն ընդլայնվել է մինչև 105պվ, ուղղահայաց բացվածքը՝ մինչև 470մՎ (նկ. 2.13):

Սնման լարման 200մՎ բարձրացման միջոցով ելքային ազդանշանում թրթռոցները նվազել և հավասարվել են 19,6պվ-ի, աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքն ընդլայնվել է մինչև 106պվ, ուղղահայաց բացվածքը՝ մինչև 479մՎ (նկ. 2.14):

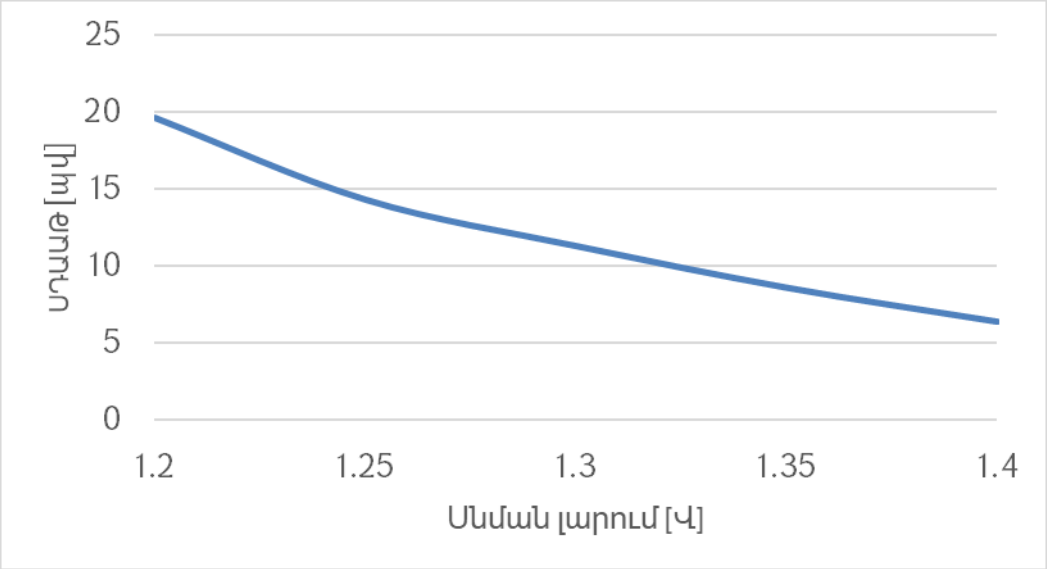


Նկ. 2.13. Առաջարկվող հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը սնման արժեքի 150մՎ բարձրացման դեպքում



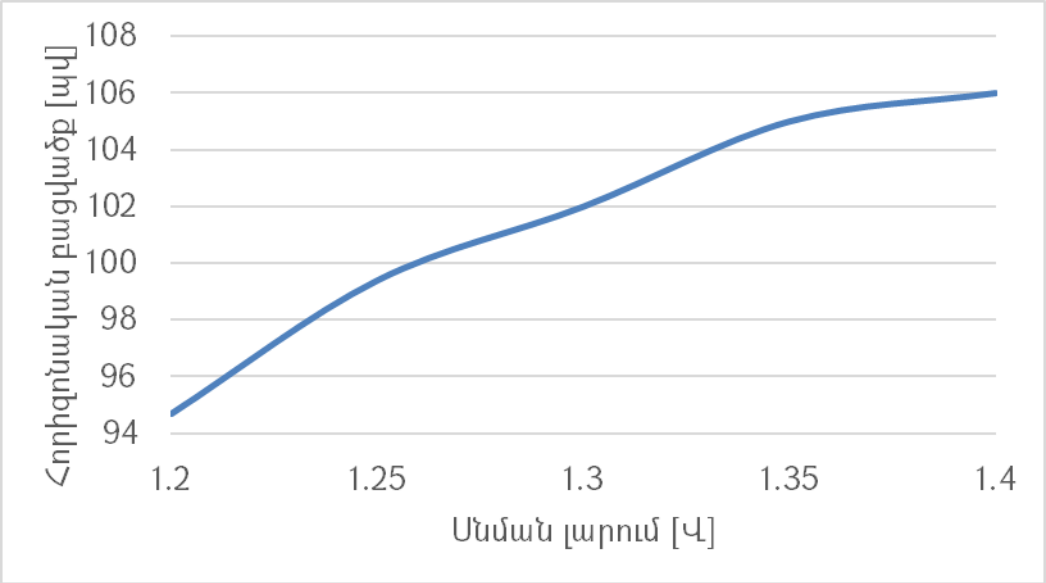
Նկ. 2.14. Առաջարկվող հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը սնման արժեքի 200մՎ բարձրացման դեպքում

Վերոնշյալ բոլոր դեպքերում ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը չի ենթարկվել փոփոխության՝ ներդրված կարգաբերման հանգույցի շնորհիվ: Ելքային ազդանշանում ՍԴԱԱԹ-ի կախումը սնման լարումից բերված է նկ. 2.15-ում :



Նկ. 2.15. ՍԴԱԱԹ-ի կախումը սնման լարումից

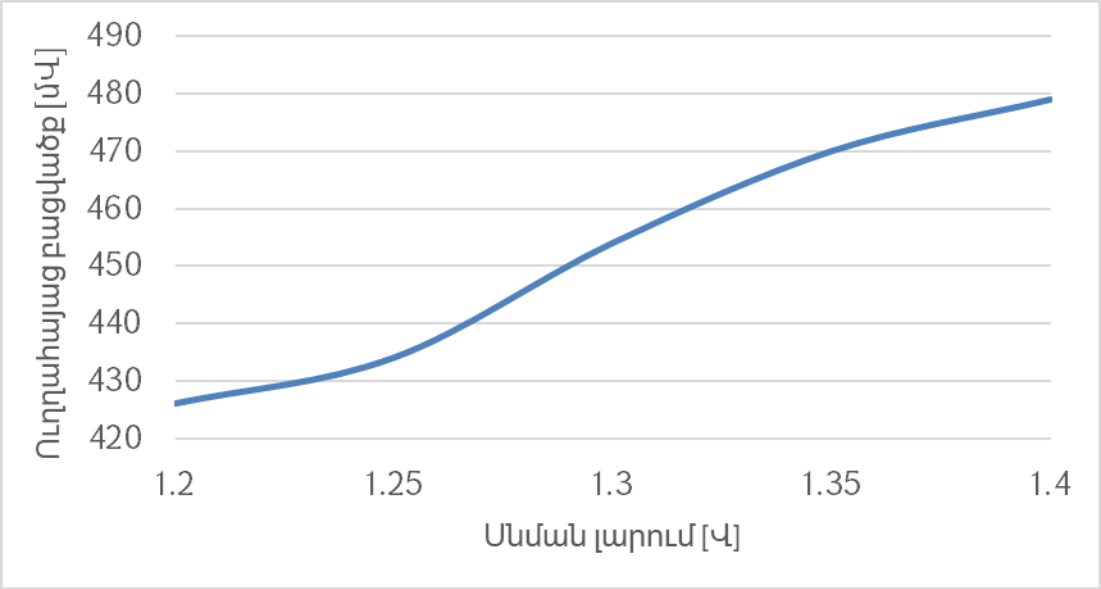
Կիրառված միջոցի շնորհիվ՝ հնարավոր է եղել սնման լարման 200մՎ բարձրացման դեպքում ելքային ազդանշանում թրթռոցները նվազեցնել և 32,5պվ-ից դարձնել 19,6պվ: ՍԴԱԱԹ-ն նվազել են՝ 19,3պվ-ից դառնալով 6,4պվ: Ելքային ազդանշանում աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքի կախումը սնման լարումից բերված է նկ. 2.16-ում:



Նկ. 2.16. Աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքի կախումը սնման լարումից

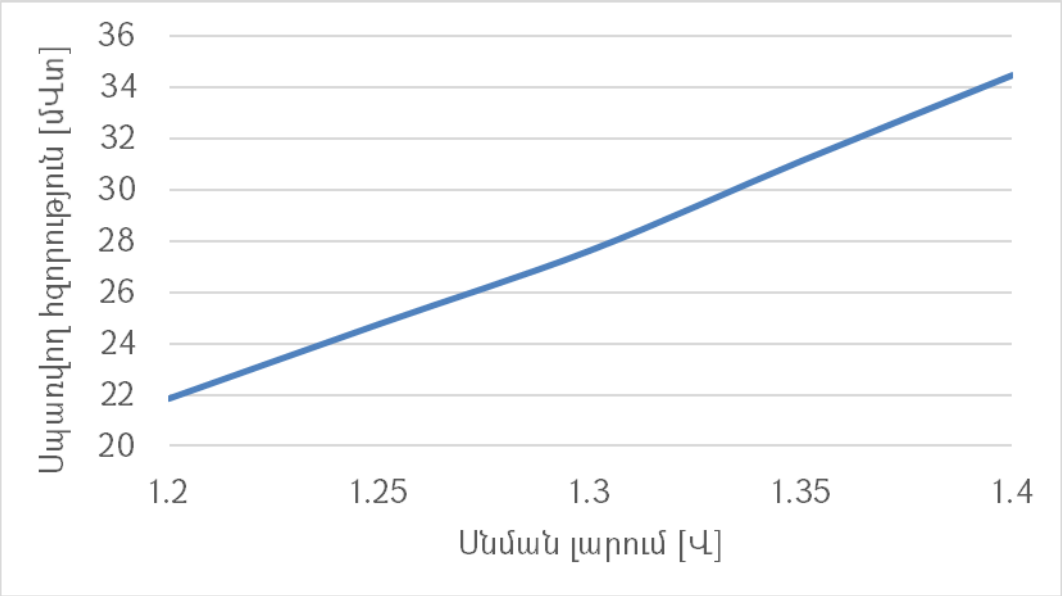
Սնման լարման 200մՎ բարձրացման դեպքում ելքային ազդանշանում աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքն աճել է՝ 95պվ-ից դառնալով 106պվ: Ելքային

ազդանշանում աչքի բնութագծի ուղղահայաց բացվածքի կախումը սնման լարումից բերված է նկ. 2.17-ում:



Նկ. 2.17. Աչքի բնութագծի ուղղահայաց բացվածքի կախումը սնման լարումից

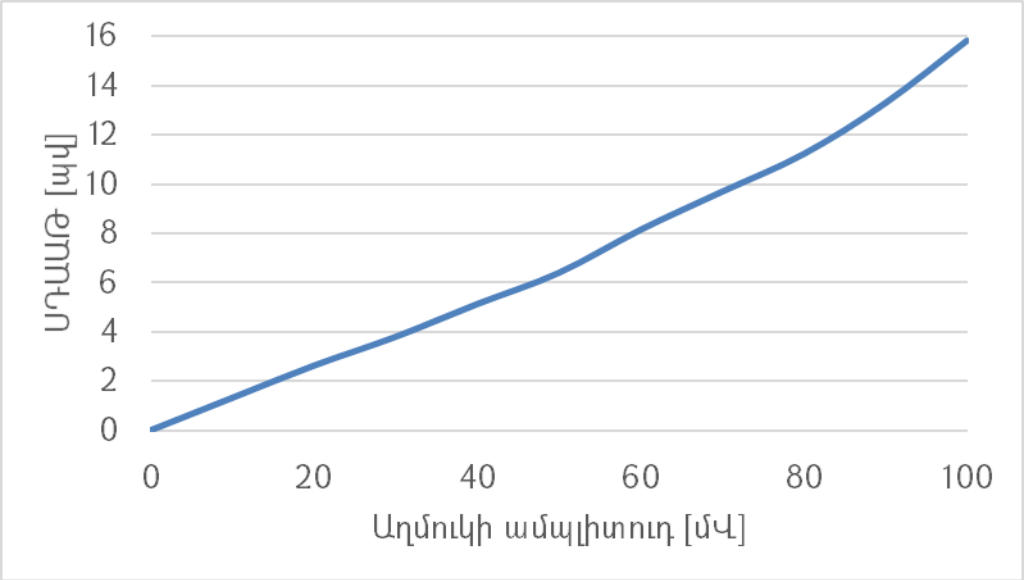
Սնման լարման 200մՎ բարձրացման դեպքում ելքային ազդանշանում աչքի բնութագծի ուղղահայաց բացվածքն աճել է՝ 426մՎ-ից դառնալով 479մՎ: Հաղորդիչ հանգույցով հզորության սպառման կախումը սնման լարումից բերված է նկ. 2.18-ում:



Նկ. 2.18. Հզորության սպառման կախումը սնման լարումից

Սնման լարման 200մՎ բարձրացման դեպքում հաղորդիչ հանգույցով հզորության սպառումն աճել է՝ 21,84մՎտ-ից դառնալով 34,46մՎտ:

Կատարվել է մոդելավորում՝ աղմուկի ամպլիտուդի փոփոխությամբ, առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ, ՍԴԱԱԹ-ի կախումն աղմուկի ամպլիտուդից բերված է նկ. 2.19-ում: Աղմուկների ամպլիտուդի 100մՎ արժեքի դեպքում թրթռոցները կազմում են 15,84պվ:



Նկ. 2.19. ՍԴԱԱԹ-ի կախումն աղմուկի ամպլիտուդից

Սկզբնական տարբերակի և առաջարկվող միջոցի կիրառության դեպքում արդյունքների համեմատությունը ներկայացված է աղ. 2.4-ում [58]:

Աղյուսակ 2.4

Գոյություն ունեցող և առաջարկվող ճարտարապետությունների համեմատությունը

Պարամետրը	Առկա տարբերակը	Առաջարկվող տարբերակը
ՍԴԱԱԹ, պվ	19,3	6,4
Հաղորդչի մակերեսը, մկմ^2	1396	1871
Հզորությունը, մՎտ	21,84	34,46

Այսպիսով, առաջարկվել է հաղորդիչ հանգույցի աղմկակայունության բարձրացման միջոց, որը սնման լարման բարձրացման և հաղորդչի հոսանքի կարգաբերման միջոցով նվազեցնում է ՍԴԱԱԹ-ը՝ միաժամանակ հաստատուն

պահելով ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը: Արդյունքում՝ ՍԴԱԱԹ-ը նվազեցվել է մոտ 3 անգամ՝ էներգասպառման 58%-ով աճի և զբաղեցրած մակերեսի 34%-ով մեծացման հաշվին:

2.2. Մուտք/ելք հանգույցներում ծերացման ազդեցության նվազարկման եղանակը

Ատենախոսության առաջին գլխում ներկայացված խնդիրները վկայում են, որ Մ/Ե հանգույցներում տրանզիստորների ծերացման հետևանքով փոխանցվող ազդանշանում թրթռոցները մեծանում են, իսկ աչքի բնութագծի հորիզոնական և ուղղահայաց բացվածքները նվազում, արդյունքում՝ փոխանցվող ազդանշանի աղմկակայունությունն ընկնում է: Մյուս կողմից՝ թրթռոցները հանդիսանում են աղմուկ ընդունիչի մուտքում՝ բարդացնելով փոխանցվող տվյալների ընթերցումը:

Տեխնոլոգիական գործընթացի շարունակական մասշտաբավորման հետևանքով տրանզիստորների չափերը փոքրանում են, սակայն սնման լարումը համապատասխան չափով չի նվազում: Արդյունքում՝ տրանզիստորների բնութագրերը գնալով էլ ավելի շատ են տուժում՝ ՏԼԵ-ի և ՀՋԱ-ի ազդեցության մեծացման հետևանքով: Մյուս կողմից՝ ավտոմոբիլային արդյունաբերության զարգացմամբ և ընդլայնմամբ պայմանավորված՝ խստանում են ԻՍ-երի կյանքի տևողությանը ներկայացվող պահանջները: Այդ ամենի հետևանքով՝ առկա լուծումները սկսում են չբավարարել ժամանակակից պահանջները և Մ/Ե հանգույցներում տրանզիստորների ծերացման ազդեցության նվազեցման միջոցների մշակումը դառնում է արդիական խնդիր:

1.2.2-ում ներկայացված լուծումներն ունեն մի շարք թերություններ, որոնցից են.

1. Հարթակում մակաբույծ երկբևեռ տրանզիստորի բացման հավանականության մեծացումը՝ պայմանավորված իրան-ակունք հակառակ շեղման լարման նվազեցմամբ, որն իրականացվում է ծերացման արդյունքում տրանզիստորի մեծացած շեմային լարման նվազարկման նպատակով:
2. ԻՍ-ում զբաղեցրած մակերեսի և սպառվող հզորության զգալի աճը, ինչը պայմանավորված է տրանզիստորի ծերացման չափի գնահատման

հանգույցի և լրացուցիչ պահեստային տրանզիստորների ներդրմամբ՝ ծերացման արդյունքում տրանզիստորի հաղորդականության փոփոխությունը վերականգնելու նպատակով:

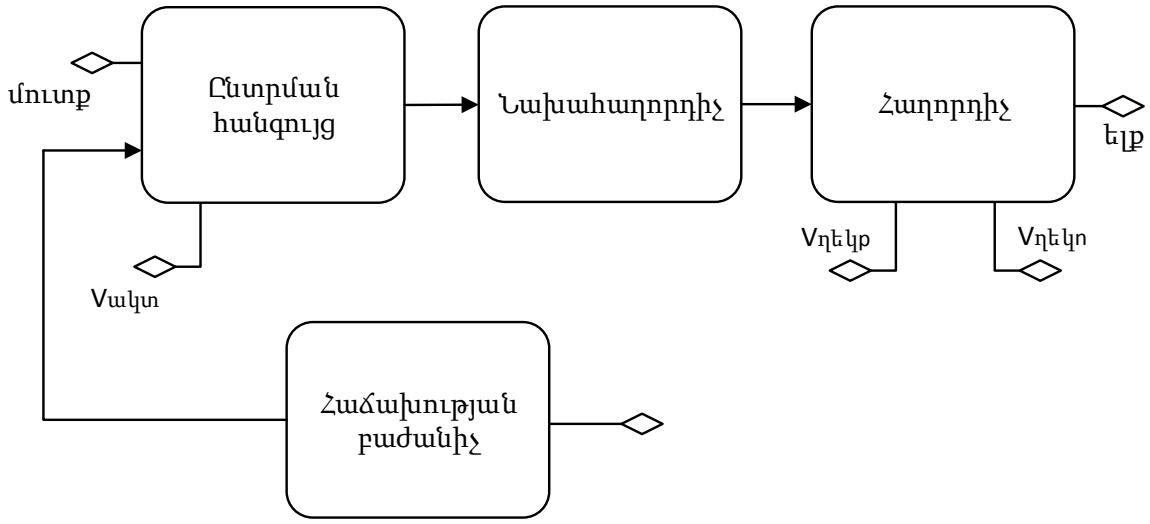
Ստորև ներկայացվում է Մ/Ե հանգույցում հաղորդչի ծերացման հետևանքով առաջացող շեղումների վերականգնման եղանակ, որը չի հանգեցնում մակաբույծ երկբևեռ տրանզիստորի փոխանջատման հավանականության մեծացմանը և հաղորդչի զբաղեցրած մակերեսի ու էներգասպառման զգալի աճին: Շեղումների վերականգնումը թույլ է տալիս նվազեցնել փոխանցվող ազդանշանում առաջացող թրթռոցները:

Առաջարկվող միջոցն ապահովում է նախահաղորդչի բոլոր տրանզիստորների համաչափ ծերացումը: Երբ նախահաղորդչի մուտքին կիրառվում է ստատիկ "1" արժեք, մուտքային շրջիչի n-ՄՕԿ և ելքայինի p-ՄՕԿ տրանզիստորներն ենթարկվում են ծերացման փական-ակունք և փական-հարթակ լարումների հետևանքով: Երբ կրկնիչի մուտքին կիրառվում է ստատիկ "0" արժեք, ապա մուտքային շրջիչի p-ՄՕԿ և ելքայինի n-ՄՕԿ տրանզիստորները ենթարկվում են ծերացման: Եթե կրկնիչի մուտքում կիրառվի սնման արժեքի կեսին հավասար լարում, ապա երկու տրանզիստորներն էլ կենթարկվեն ծերացման: Սակայն այս դեպքում երկու տրանզիստորները կլինեն բաց, և դրանց միջով կանցնի մեծ հոսանք:

Առաջարկվում է սպասման ռեժիմում փոխել կրկնիչների մուտքային արժեքը, ինչը թույլ կտա ծերացման ենթարկել թե՛ կրկնիչների p-ՄՕԿ և թե՛ n-ՄՕԿ տրանզիստորները: Այս ձևով հապաղումը “1”-ից “0” և “0”-ից “1” փոխանջատման դեպքում կլինի նույնը, և ելքային ազդանշանի լցման գործակիցը չի շեղվի: Առաջարկվող հաղորդիչ հանգույցը բաղկացած է հաղորդչից, նախահաղորդչից, հաճախության բաժանիչից և ընտրման հանգույցից (նկ. 2.20):

Հաճախության բաժանիչը մուտքում ստանում է քվարցային գեներատորի կողմից ձևավորված տակտային ազդանշանը, որի հաճախությունը ոչ ավելի է, քան 200ՄՀց-ը: Կատարվում է հաճախության բաժանում, և ստացված ազդանշանը փոխանցվում է ընտրման հանգույցին: Վերջինիս մյուս մուտքին է տրվում տվյալների փաթեթը, որը պետք է ուղարկվի ընդունիչին: Ընտրման հանգույցը ղեկավարվում է

$V_{ակտ}$ ազդանշանով, որի տրամաբանական ‘1’ արժեքի դեպքում դեպի ելք է փոխանցվում տվյալների փաթեթը (նկ. 2.21):



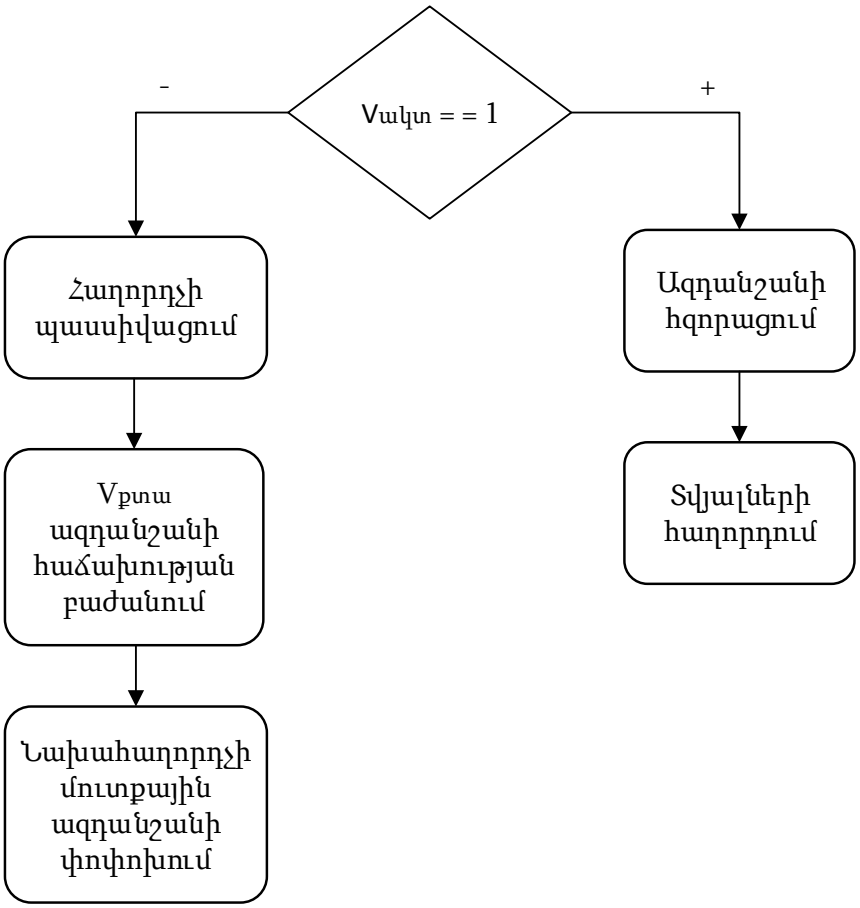
Նկ. 2.20. Ծերացման հետևանքով առաջացող շեղումների վերականգմամբ հաղորդչի կառուցվածքը

Տվյալները հզորացվում են նախահաղորդչի միջոցով և փոխանցվում են հաղորդչին՝ հոսքուղով դեպի ընդունիչ փոխանցելու համար: $V_{ակտ}$ ազդանշանի տրամաբանական ‘0’ արժեքի դեպքում հաղորդիչը գտնվում է սպասման ռեժիմում, և տվյալների փոխանցում տեղի չի ունենում: Ընտրման հանգույցը ելք է փոխանցում հաճախության բաժանիչից ստացված ազդանշանը, որը ժամանակ առ ժամանակ փոխում է նախահաղորդչի մուտքային ազդանշանը՝ ապահովելով բոլոր տրանզիստորների համաչափ ծերացումը:

Հաղորդիչը ղեկավարվում է $V_{ղեկp}$ և $V_{ղեկo}$ ազդանշանների միջոցով, որոնք կախված Vակտ ազդանշանից՝ ստանում են համապատասխանաբար տրամաբանական ‘1’ և ‘0’ արժեքները կամ դիմադրությունների համաձայնեցման Vհամ անալոգային լարումը (աղ. 2.5):

Առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ՝ հաջորդական հոսքուղով հաղորդչի ծերացումը մոդելավորվել է տասը տարվա համար՝ հաջորդաբար միացված հինգ կրկնիչներով նախահաղորդչի կիրառությամբ: Մոդելավորումը կատարվել է քվարցային գեներատորի առավելագույն՝ 200ՄՀց, հաճախությամբ ազդանշանի դեպքում, քանի որ այն ՏԼԵ-ի և էներգասպառման տեսանկյունից հանդիսանում է

վատագույն դեպքը: Հետազոտվել է ծերացման արդյունքում փոխանցվող ազդանշանի բնութագրերի փոփոխության կախումը հաճախության բաժանիչի գործակցից՝ նպատակահարմար արժեքի ընտրման համար:



Նկ. 2.21. Առաջարկվող միջոցի բլոկ-դիագրամը

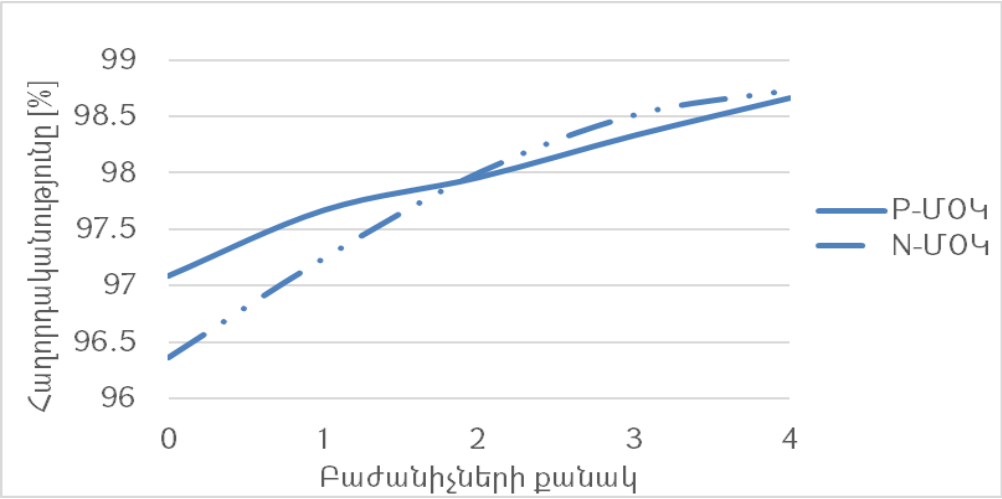
Աղյուսակ 2.5

Ղեկավարման ազդանշանները

$V_{ակտ}$	$V_{ղեկp}$	$V_{ղեկn}$
0	1	0
1	$V_{համ}$	$V_{համ}$

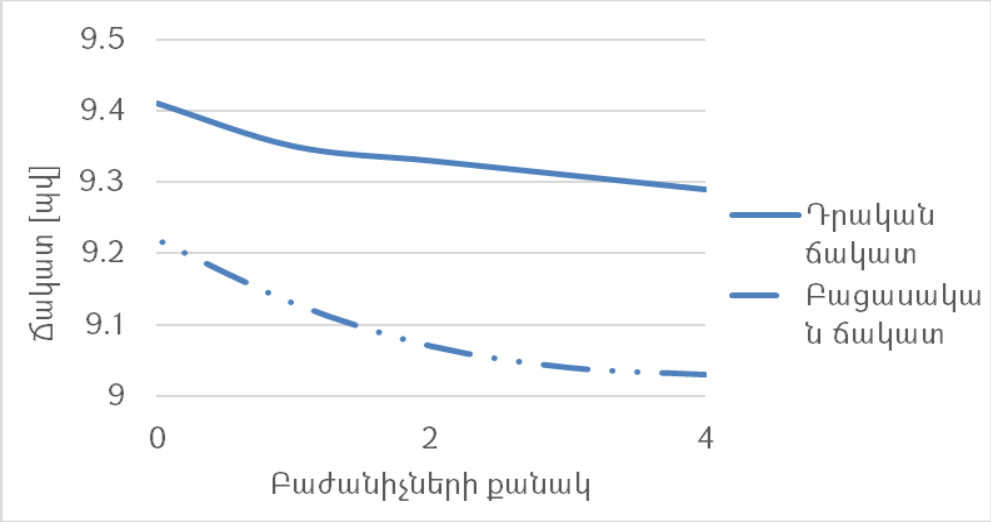
ՏԼԵ-ն հիմնականում ազդում է տրանզիստորի հաղորդականության վրա: Քանի որ ՏԼԵ-ի ազդեցությունը, կախված փոխանջատման հաճախությունից, փոխվում է, ապա տրանզիստորի հաղորդականությունը նույնպես կկրի փոփոխություն: Նախահաղորդչի շրջիչի p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ տրանզիստորների արտաբեր-ակունք

հաղորդականության նվազման կախումը բաժանիչների քանակից բերված է նկ. 2.22-ում, որտեղ 100% արժեքը համապատասխանում է տրանզիստորի հաղորդականությանը՝ մինչև ծերացումը: Բաժանիչների քանակի մեծացման դեպքում շրջիչների փոխանջատման հաճախությունը նվազում է, փոքրանում է ՏԼԵ-ի ազդեցության չափը, և տրանզիստորի հաղորդականությունն ավելի քիչ է փոփոխություն կրում:



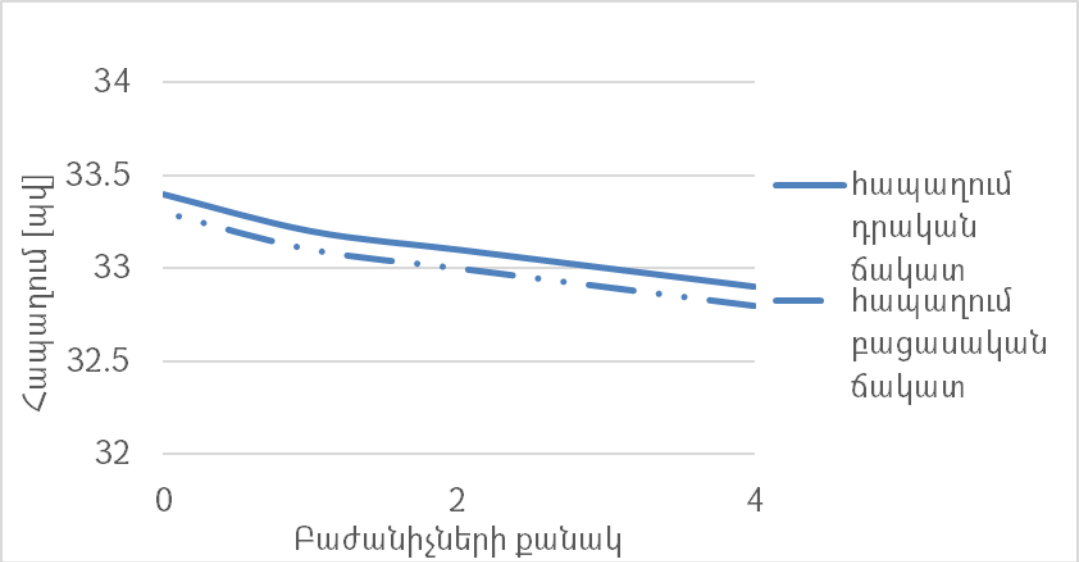
Նկ. 2.22. Հաղորդականության կախումը բաժանիչների քանակից

Տրանզիստորների հաղորդականության փոփոխության հետևանքով շրջիչի փոխանջատման դրական և բացասական ճակատները նույնպես փոփոխվում են (նկ. 2.23), ինչը նույնպես կարող է նվազեցվել բաժանիչների քանակի ավելացման միջոցով:



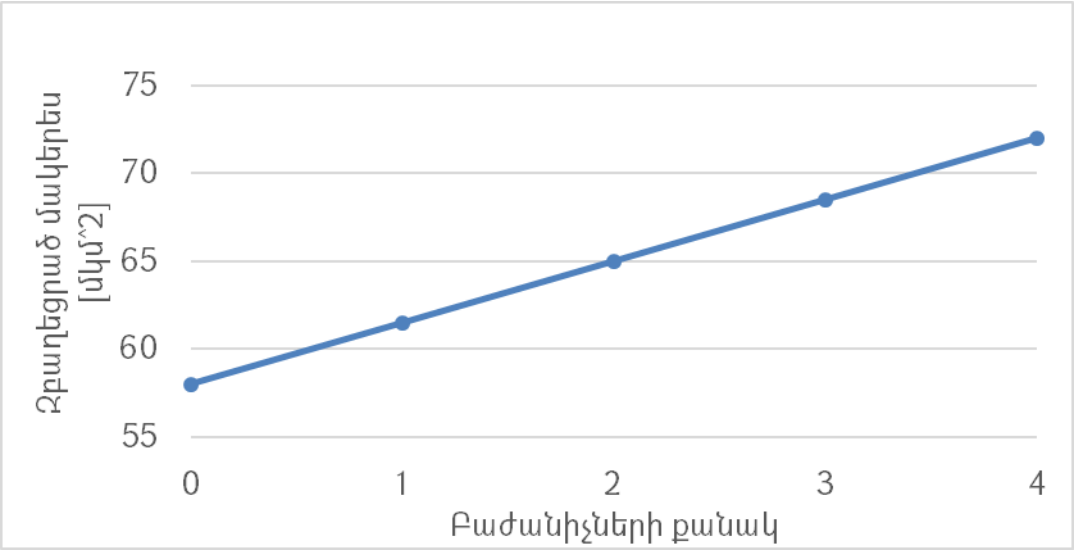
Նկ. 2.23. Փոխանջատման ճակատների տևողության կախումը բաժանիչների քանակից

Բաժանիչների քանակի ավելացումը նաև նպաստում է փոխանջատման հապաղման նվազեցմանը (նկ. 2.24):



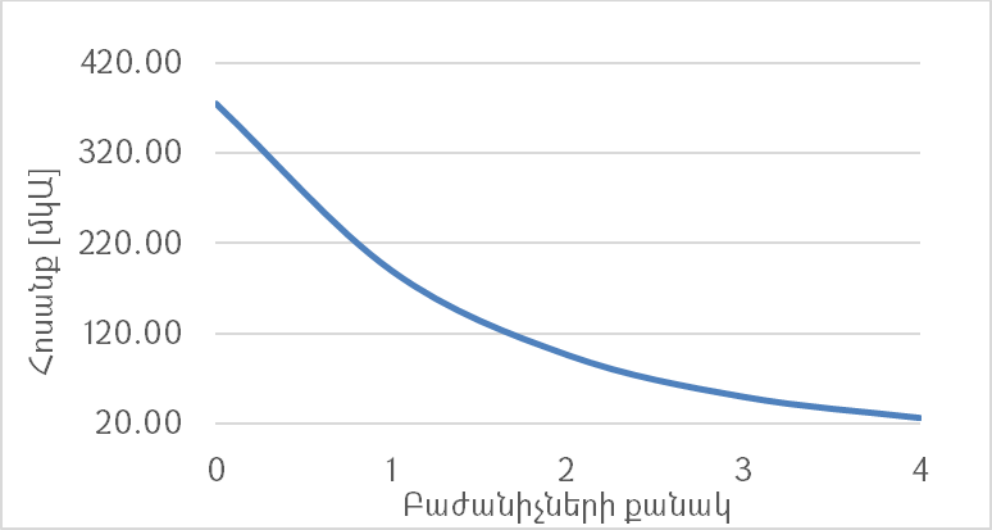
Նկ. 2.24. Փոխանջատման հապաղման կախումը բաժանիչների քանակից

Այնուամենայնիվ, բաժանիչների քանակից կախված՝ ամենաշատ փոփոխության ենթարկվում են հաճախության բաժանիչի զբաղեցրած մակերեսը (նկ. 2.25) և ընտրման հանգույցի ու նախահաղորդիչների էներգասպառումը (նկ. 2.26):



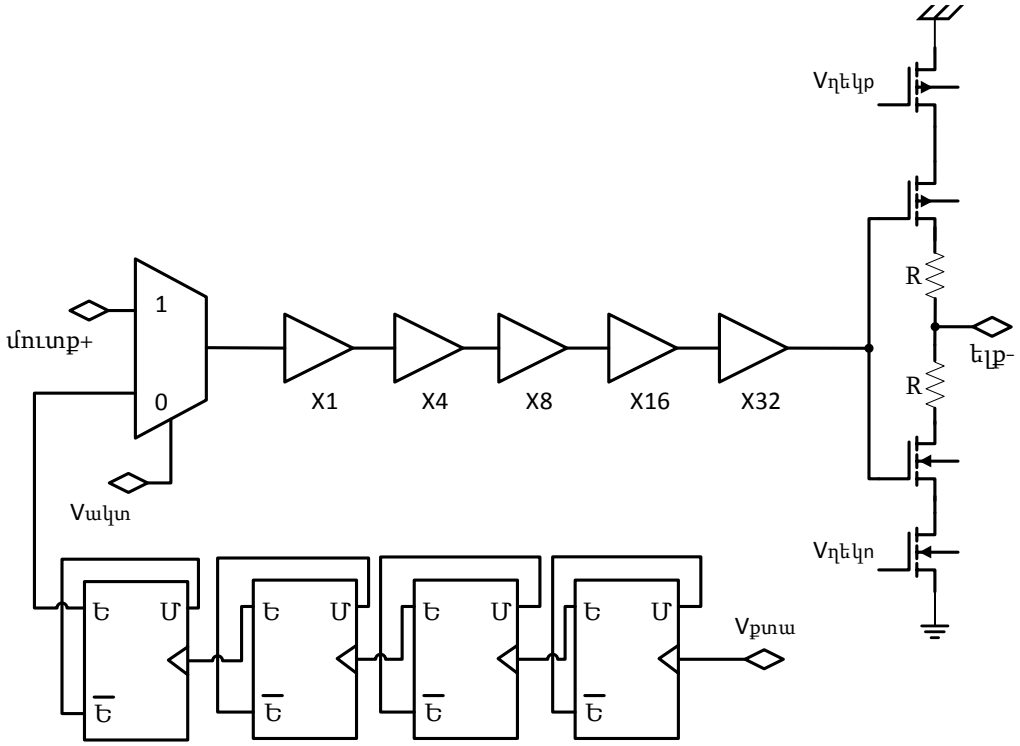
Նկ. 2.25. Զբաղեցրած մակերեսի կախումը բաժանիչների քանակից

Թվով չորս բաժանիչների օգտագործման դեպքում սպառվող հոսանքը, 370մկԱ-ից նվազելով, հավասարվում է 27մկԱ-ի, իսկ հանգույցների զբաղեցրած մակերեսն աճում է՝ 58մկմ^2-ից դառնալով 72մկմ^2:



Նկ. 2.26. Սպառվող հոսանքի կախումը բաժանիչների քանակից

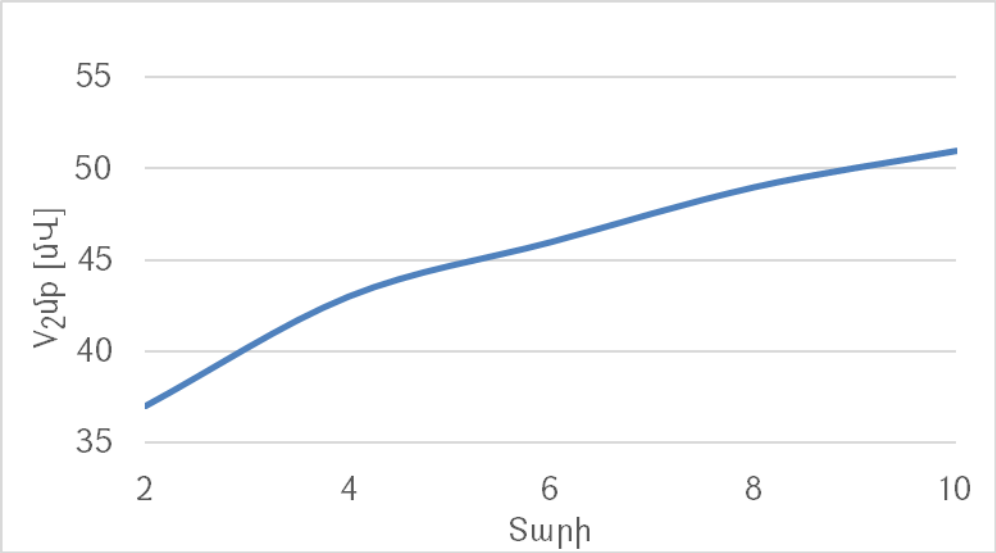
Զբաղեցրած մակերեսի հետագա աճից խուսափելու նպատակով բաժանիչների քանակն ընտրվել է չորսը (նկ. 2.27) [66], հաշվի առնելով, որ 27մկԱ հոսանքը, համեմատած տվյալների փոխանցման ռեժիմում հաղորդչի միջոցով սպառվող մոտ 13մԱ հոսանքի հետ շատ փոքր է և կարող է անտեսվել:



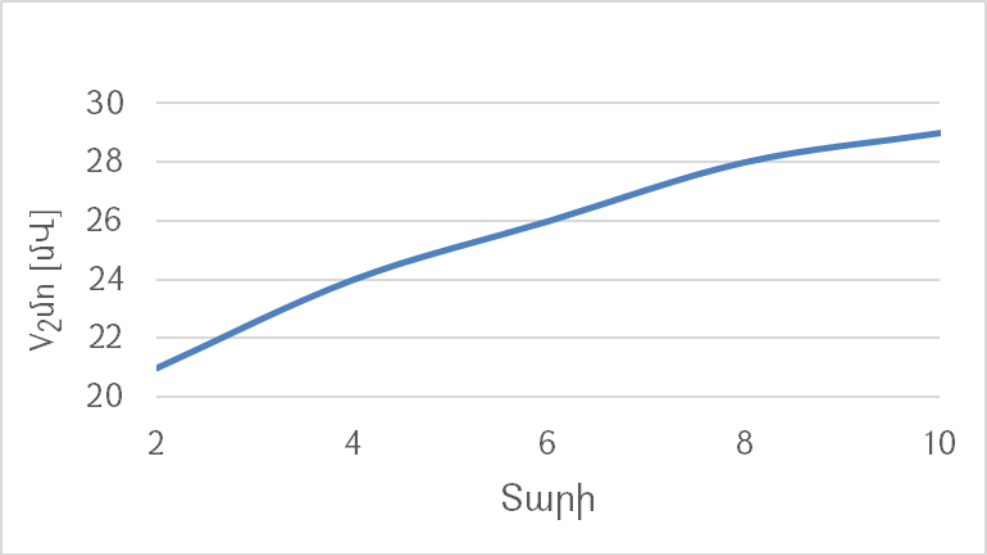
Նկ. 2.27. Հաղորդիչը՝ առաջարկվող միջոցի ներդրմամբ

Տվյալ դեպքում նախահաղորդչի շրջիչները փոխանջատվում են 12,5ՄՀg հաճախությամբ, քանի որ հաճախության բաժանման գործակիցը չորս բաժանիչների

դեպքում կլինի տասնվեց: Ավելացված հաճախության բաժանիչները կառուցվում են նվազագույն չափեր ունեցող տրանզիստորներով և սպառում են ավելի քիչ հոսանք, քան հաղորդչի կրկնիչները: Ընդհանուր հոսանքի սպառումը նվազում է, քանի որ բաժանիչներից միայն առաջինն է փոխանջատվում 200ՄՀց հաճախությամբ, երկրորդը փոխանջատվում է 100ՄՀց, երրորդը՝ 50ՄՀց, իսկ չորրորդը՝ 25ՄՀց հաճախությամբ: Հետազոտվել է առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ հաղորդչի բնութագրերի փոփոխությունը կյանքի տևողության տասը տարիների ընթացքում: Նախահաղորդչի շրջիչի p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ տրանզիստորների շեմային լարման փոփոխությունները ներկայացված են համապատասխանաբար նկ. 2.28….2.29-ում:

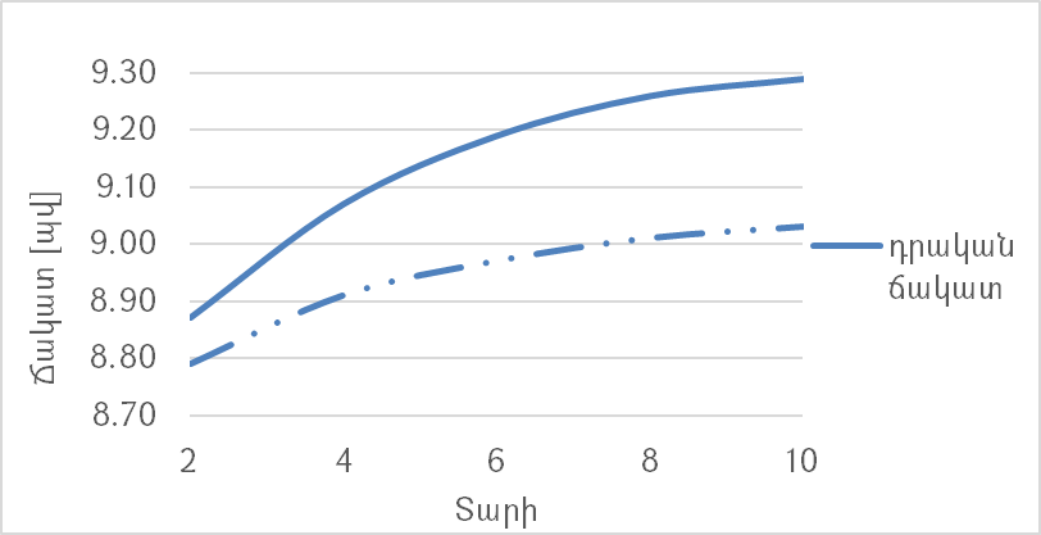


Նկ. 2.28. p-ՄՕԿ տրանզիստորի շեմային լարման փոփոխությունը

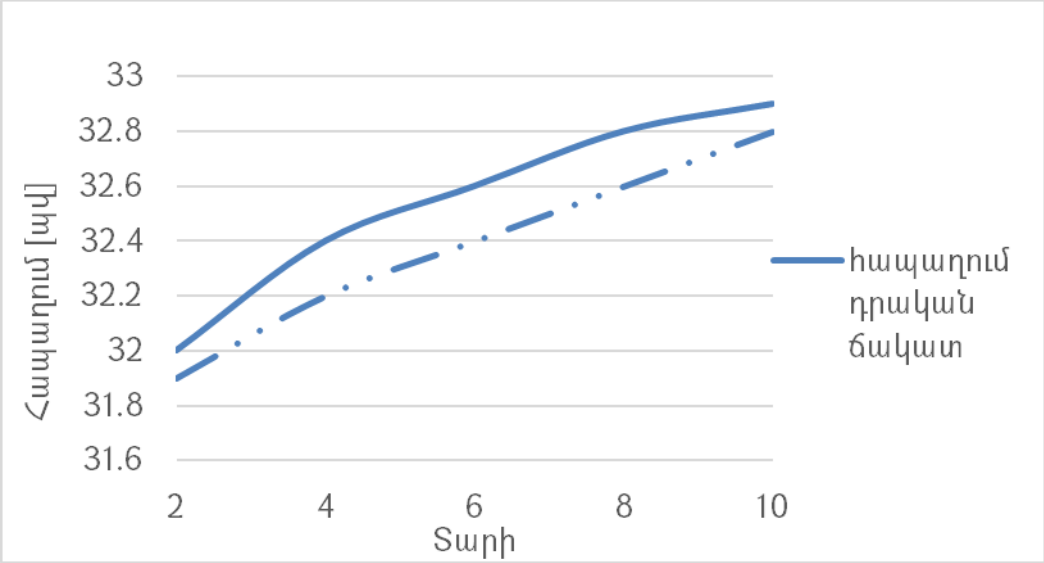


Նկ. 2.29. n-ՄՕԿ տրանզիստորի շեմային լարման փոփոխությունը

Շեմային լարման ավելի մեծ փոփոխություն կրել է p-ՄՕԿ տրանզիստորը, քանի որ ՀՋԱ-ի ազդեցությունից վերջինս ավելի շատ է տուժում: Շեմային լարման փոփոխության հետևանքով նախահաղորդչի ելքում փոխանջատման ճակատների տևողությունը (նկ. 2.30) և մուտքից ելք հապաղումը (նկ. 2.31) աճում են:

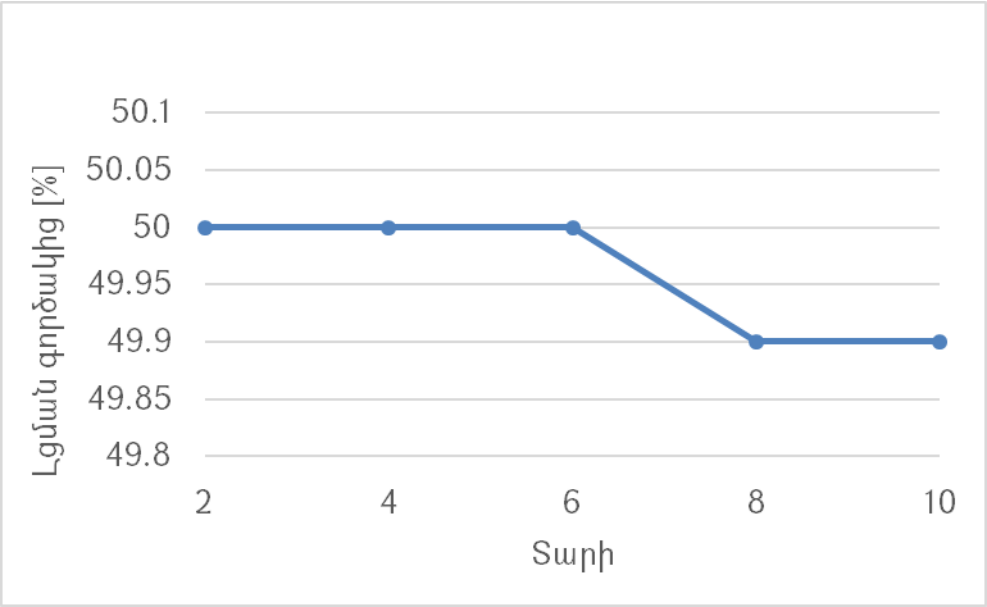


Նկ. 2.30. Նախահաղորդչի ելքային ճակատների փոփոխությունը



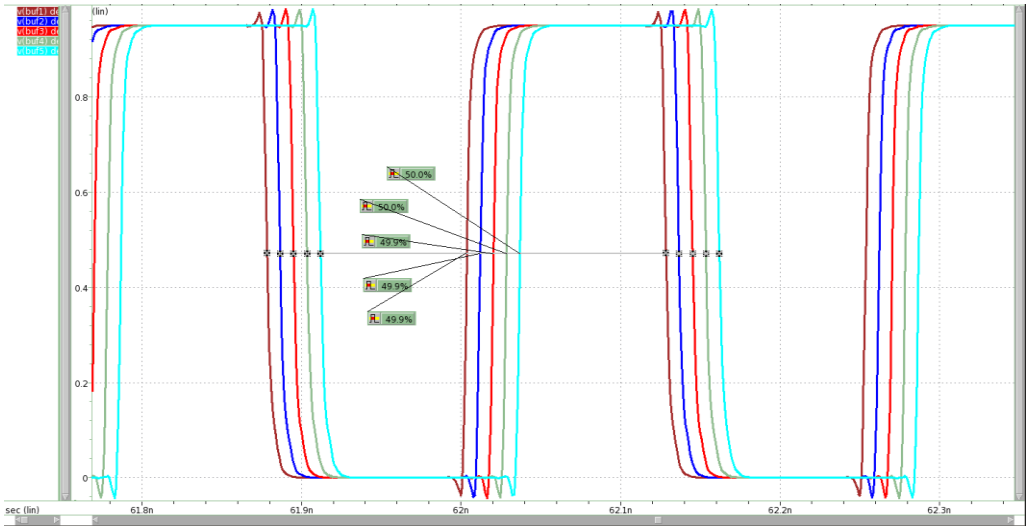
Նկ. 2.31. Նախահաղորդչի հապաղման փոփոխությունը

Ներդրված միջոցի կիրառման դեպքում վերոնշյալ փոփոխությունները տեղի են ունենում և՛ տրամաբանական ‘1’-ից ‘0’ և՛ ‘0’-ից ‘1’ փոխանջատման դեպքում՝ նախահաղորդչի տրանզիստորների համաչափ ծերացման ապահովման շնորհիվ: Արդյունքում՝ ծերացման ընթացքում նախահաղորդչի ելքային ազդանշանի լցման գործակիցը գրեթե չի շեղվում (նկ. 2.32) [66]:



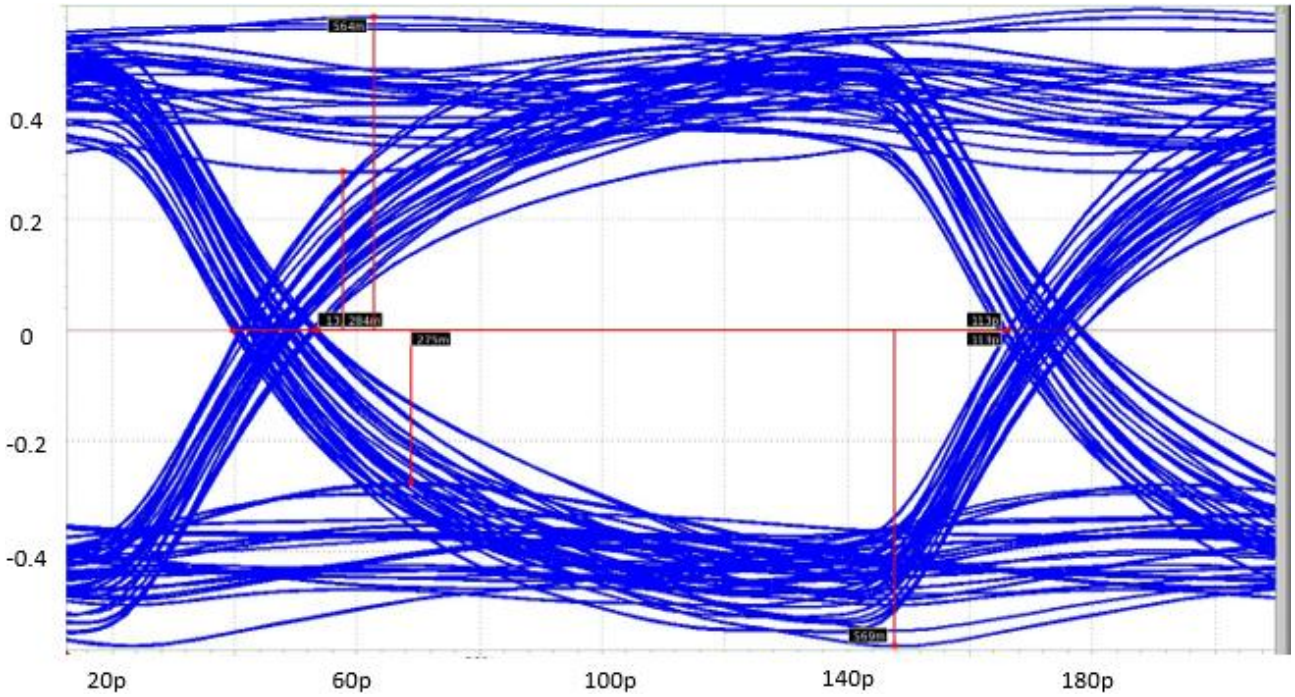
Նկ. 2.32. Նախահաղորդչի ելքային ազդանշանի լցման գործակցի փոփոխությունը

Նախահաղորդչի մաս կազմող հինգ կրկնիչների ելքային ազդանշանը տասը տարի ծերացման դեպքում ներկայացված է նկ. 2.33-ում: Լցման գործակցի առավելագույն շեղումը կազմում է 0,1%:



Նկ. 2.33. Կրկնիչների ելքում լցման գործակիցը՝ առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ

Հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը ծերացումից հետո առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ բերված է նկ. 2.34-ում: Ելքային ազդանշանի թրթռոցը գրեթե չի փոխվել և կազմում է 13,4պվ: Փոխանջատման ճակատների տևողության մեծացման հետևանքով առկա է 0,2պվ տարբերություն: Արդյունքները՝ առաջարկվող և առկա միջոցների համեմատությամբ, բերված են աղ. 2.6-ում [66]:



Նկ. 2.34. Հաղորդչի ելքում աչքի բնութագիծը ծերացումից հետո առաջարկվող միջոցի կիրառությամբ

Աղյուսակ 2.6

Գոյություն ունեցող և առաջարկվող հաղորդիչների համեմատությունը

	Առկա տարբերակը	Առաջարկվող միջոցը
Լցման գործակիցը, %	47,5	49,9
Թրթռոցները, պվ	19,5	13,4
Նախահաղորդչի զբաղեցրած մակերեսը, մկմ^2	58	72
ԻՍ-ի մակերեսը, մկմ^2	455800	455814

Այսպիսով, առաջարկվել է նախահաղորդչի վրա ծերացման ազդեցության նվազեցման միջոց, որը չեզոքացնում է փոխանցվող տվյալներում լցման գործակցի շեղումը՝ սպասման ռեժիմում մուտքային ազդանշանի փոփոխման շնորհիվ: Արդյունքում՝ թրթռոցների պաշարը, ինչպես նաև աղմկակայունությունը բարձրացվել են 31%-ով՝ նախահաղորդչի զբաղեցրած մակերեսի 26%-ով մեծացման հաշվին:

Եզրակացություններ

1. Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցներում կիրառվող լարման կայունարարների աղմկակայունության բարձրացման մեթոդ, որը, ելքային տրանզիստորի երկրաչափական չափերի կարգաբերման շնորհիվ, ապահովում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակցի 80%-ով մեծացում՝ զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 24%-ով աճի պարագայում:
2. Մշակվել է Մուտք/ելք հանգույցի հաղորդչի աղմկակայունության բարձրացման միջոց, որը, սնման լարման բարձրացման և հոսանքի կարգաբերման շնորհիվ, մոտ 3 անգամ նվազեցնում է սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցները՝ միաժամանակ ապահովելով ելքային ազդանշանի հաստատուն ամպլիտուդ, էներգասպառման 58%-ով աճ և զբաղեցրած մակերեսի 34%-ով մեծացում:
3. Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցի նախահաղորդչի ծերացման ազդեցության նվազեցման եղանակ, որը, սպասման ռեժիմում մուտքային ազդանշանի փոփոխման շնորհիվ, ապահովում է թրթռոցների պաշարի և աղմկակայունության 31%-ով բարձրացում՝ նախահաղորդչի զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 26%-ով աճի հաշվին:

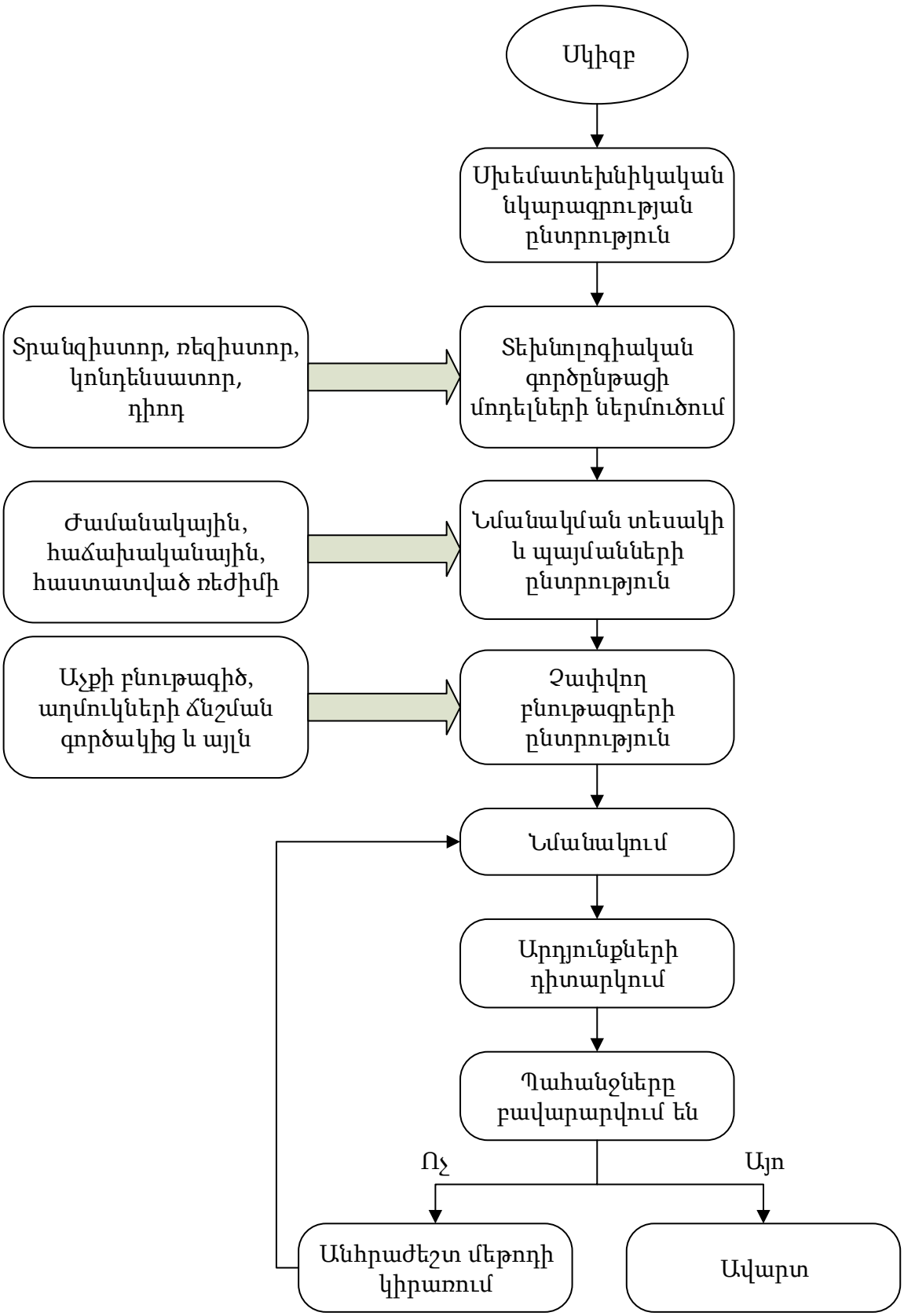
ԳԼՈՒԽ 3. ՄՈՒՏՔ/ԵԼՔ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐՈՒՄ ԱՂՄԿԱԿԱՅՈՒՆՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐՁՐԱՑՄԱՆ ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ՄԻՋՈՑԻ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ

Մ/Ե հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման առաջարկվող միջոցների ներդրման, նմանակման և արդյունքների դիտարկման համար նախագծվել է IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը: Նախագծումն իրականացվել է QT cross-platform SDK միջավայրում՝ QT գրադարանների և C++ ծրագրավորման լեզվի միջոցով [94]: Ծրագրային միջոցը նախատեսված է Linux և Windows օպերացիոն համակարգերի համար:

Նախագծված ծրագրային միջոցը հնարավորություն է տալիս կատարել Մ/Ե հանգույցների նմանակում՝ դրանցում աղմկակայունության գնահատման նպատակով: Օգտագործողը նմանակման արդյունքների հիման վրա, անհրաժեշտության դեպքում, կարող է ներդնել առաջարկվող մեթոդները, որոնք կնպաստեն աղմկակայունության բարձրացմանը: Առաջարկվող մեթոդները կարող են կիրառվել տարբեր չափերով, ինչը նախագծողին նպատակահարմար տարբերակի ընտրության հնարավորություն է տալիս աղմկակայունության բարձրացման և դրա հետևանքով հանգույցների զբաղեցրած մակերեսի և էներգասպառման աճի միջև:

Ծրագրային միջոցը կարող է օգտագործվել տարբեր տեխնոլոգիական գործընթացներով նախագծման դեպքում՝ անհրաժեշտ մոդելների առկայության պարագայում: Ծրագրային գործիքը ավտոմատացնող միջոց է, որը նվազեցնում է նախագծողի կողմից մեխանիկական աշխատանքի իրականացումը և դյուրին է դարձնում նախագծման գործընթացը, ինչի արդյունքում կարելի է խնայել ժամանակը: Նախագծված ծրագրային միջոցը մոդելավորման համար օգտագործում է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ին պատկանող <<HSpice>>[91,92] նմանակման գործիքը: Կարող են կիրառվել տարբեր տարիներին կատարված թողարկումները. դրանցից ընտրությունը թողնված է նախագծողին:

Նախագծված IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի աշխատանքի սկզբունքը և քայլերի հաջորդականությունը կարող է ներկայացվել բլոկ-դիագրամի միջոցով (նկ. 3.1):

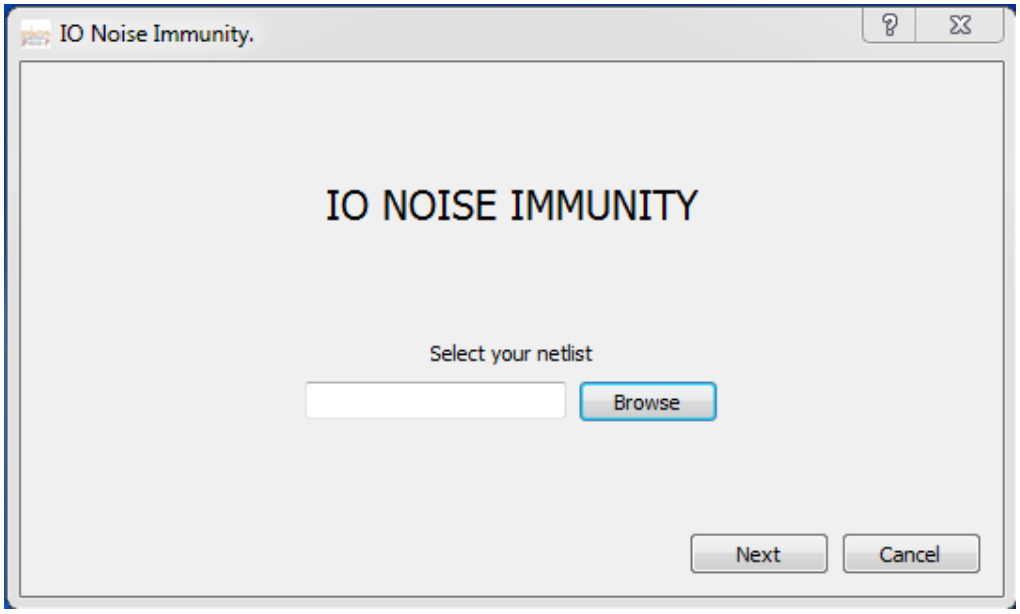


Նկ. 3.1. Նախագծված IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի կիրառության քայլերի հաջորդականությունը

3.1. IO Noise Immunity ծրագրային միջոցի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը

Նախագծված IO Noise Immunity ծրագրային գործիքը հնարավորություն է տալիս՝ ավտոմատացված ձևով իրականացնելու Մ/Ե հանգույցների աղմկակայունության գնահատման նմանակումներ և անհրաժեշտության դեպքում կիրառելու աղմկակայունության բարձրացման միջոցներ: Ծրագրային գործիքն ունի պարզ ու ընկալելի արտաքին տեսք և հեշտությամբ կարող է կիրառվել նախագծողի կողմից: Այն զգալիորեն նվազեցնում է նմանակման և լավարկման միջոցների կիրառության վրա ծախսվող ժամանակը՝ ապահովելով նախագծողի կողմից աղմկակայունության բարձրացմանն ուղղված անհատական մոտեցումների ցուցաբերմանը համարժեք արդյունք:

IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի աշխատանքը մեկնարկում է համանուն պատուհանով, որտեղ պահանջվում է մուտքագրել նախագծվող հանգույցի սխեմատեխնիկական նկարագրությունը պարունակող ֆայլի ամբողջական հասցեն (նկ. 3.2):



Նկ. 3.2. Նախագծված IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի մեկնարկի պատուհանը

Հղման մուտքագրումից բացի, առկա է **<<Browse>>** կոճակը, որը հնարավորություն է տալիս՝ պատուհանի միջոցով ընտրելու սխեմատեխնիկական

նկարագրության ֆայլը: Ընտրությունը կատարելուց հետո անհրաժեշտ է սեղմել <<**next**>> դաշտի վրա, որից հետո կբացվի ծրագրային գործիքի հիմնական պատուհանը (նկ. 3.3): Հիմնական պատուհանի վերին աջ անկյունում առկա են ծրագրի քողարկման, պատուհանի մեծացման և փակման կոճակներ:

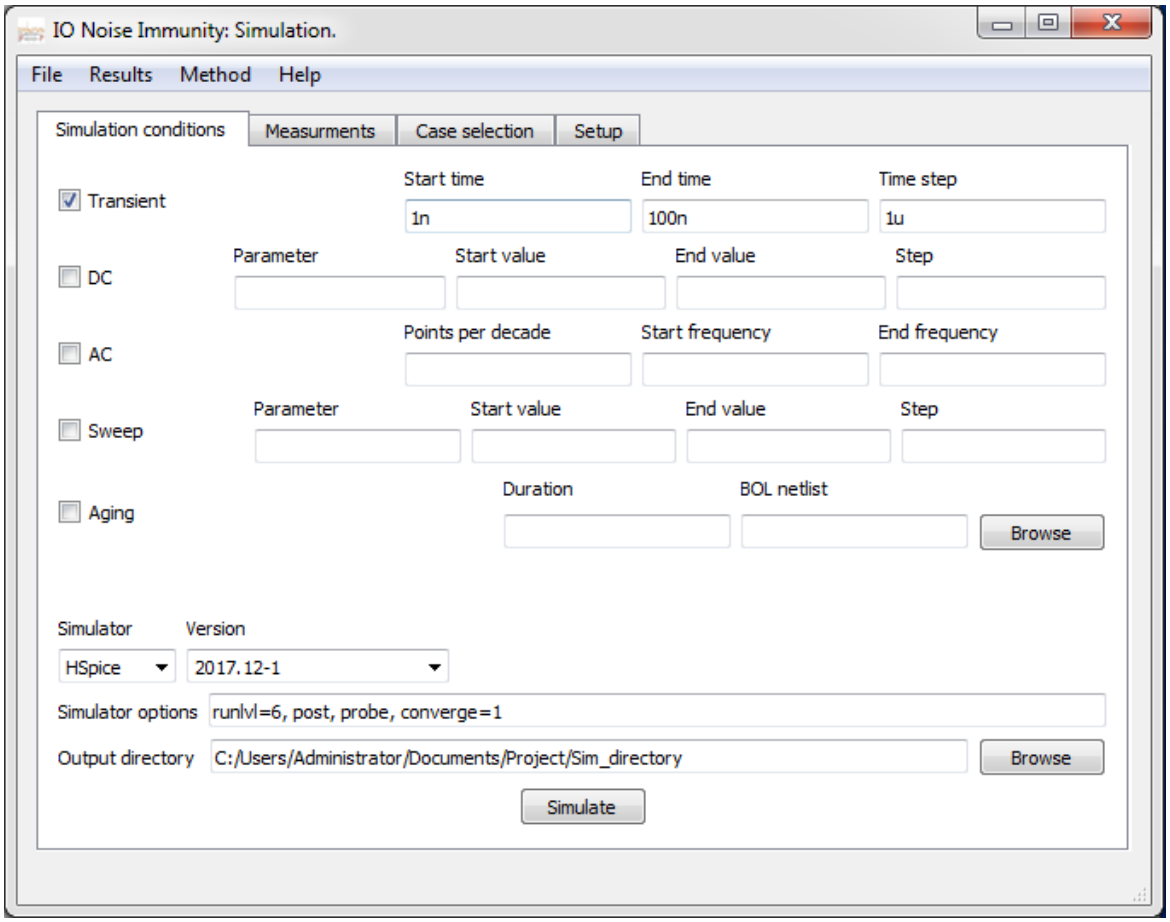
Ծրագրային գործիքի հիմնական պատուհանը նախատեսված է նմանակման պայմանների ընտրության և իրականացման համար: Բացի հիմնական պատուհանից, առկա են նաև <<**Results**>> և <<**Method**>> բաժինները, որոնք իրենց հերթին ունեն ենթաբաժիններ: Առկա բաժինները և ենթաբաժիններն են՝

1. Simulation conditions
2. Measurements
3. Case selection
4. Setup
5. Results
    a. Transient
    b. DC
    c. AC
6. Method
    a. Vreg modification
    b. Supply voltage management
    c. Aging compensation

<<**Simulation conditions**>> պատուհանի միջոցով ընտրվում է նմանակման տեսակը (նկ. 3.3)՝ <<**Transient**>>, <<**DC**>>, <<**AC**>>, որոնք համապատասխանաբար ժամանակային, հաստատված ռեժիմի և հաճախականային նմանակումներն են: Մեկնարկի համար անհրաժեշտ է դրանցից առնվազն մեկի ընտրությունը: Թույլատրելի է նաև դրանցից երկուսի կամ բոլորի ընտրությունը համատեղ:

Ժամանակային նմանակման համար անհրաժեշտ է <<**Start time**>> դաշտում մուտքագրել բնութագծերի գրանցման պահի սկիզբը, <<**End time**>> դաշտում նմանակման ավարտը և <<**Time step**>> դաշտում ժամանակային քայլը: Հաստատված ռեժիմի նմանակում իրականացնելու համար անհրաժեշտ է <<**Parameter**>> դաշտում

մուտքագրել փոփոխականի անվանումը, որից պետք է դիտարկվի հանգույցի բնութագծերի կախվածությունը: <<**Start value**>> դաշտում պետք է մուտքագրվի սկզբնական արժեքը, <<**End value**>> դաշտում՝ վերջնական արժեքը, և <<**Step**>> դաշտում՝ փոփոխման քայլը:



Նկ. 3.3. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Simulation conditions>> պատուհանը

Հաճախականային նմանակման համար անհրաժեշտ է <<**Points per decade**>> դաշտում մուտքագրել տասնապատիկ հաճախությունների տիրույթում նմանակումների քանակը: <<**Start frequency**>> դաշտում անհրաժեշտ է մուտքագրել սկզբնական և <<**End frequency**>> դաշտում՝ վերջնական հաճախությունները: Վերոնշյալ բոլոր երեք նմանակումները կարող են իրականացվել լրացուցիչ պարամետրերի փոփոխությամբ, ինչի դեպքում յուրաքանչյուր արժեքի համար մոդելավորումը կիրականացվի առանձին: Տվյալ տարբերակի կիրառության համար անհրաժեշտ է ընտրել <<**Sweep**>> վանդակը, որի <<**Parameter**>> դաշտում անհրաժեշտ է մուտքագրել փոփոխականի անվանումը: <<**Start value**>> և <<**End value**>> դաշտերում անհրաժեշտ է մուտքագրել

համապատասխանաբար փոփոխականի սկզբնական և վերջնական արժեքները, իսկ <<**Step**>> դաշտում՝ փոփոխման քայլը:

Ծերացման մոդելավորման համար անհրաժեշտ է ակտիվացնել <<**Aging**>> վանդակը, որի <<**Duration**>> դաշտում մուտքագրվում է ծերացման տևողությունը՝ արտահայտված տարիներով: Վերջինս նմանակման ժամանակ ծրագրային գործիքով վերածվում է վայրկյանների և ապա կիրառվում: Անհրաժեշտ է տալ ևս մեկ սխեմատեխնիկական նկարագրության ֆայլ, որը կներառի այն պայմանները, որոնց դեպքում պետք է տեղի ունենա ծերացումը: Ֆայլը կարող է ընտրվել <<**Browse**>> կոճակի միջոցով կամ <<**BOL netlist**>> դաշտում մուտքագրելով ամբողջական հասցեն: Նախապես մուտքագրված սխեմատեխնիկական նկարագրությունը կկիրառվի ծերացումից հետո՝ նմանակման պայմանների որոշման համար: Ծերացման մոդելավորումը հնարավոր է միայն վերոնշյալ որևէ նմանակման տարբերակի ընտրության հետ համատեղ:

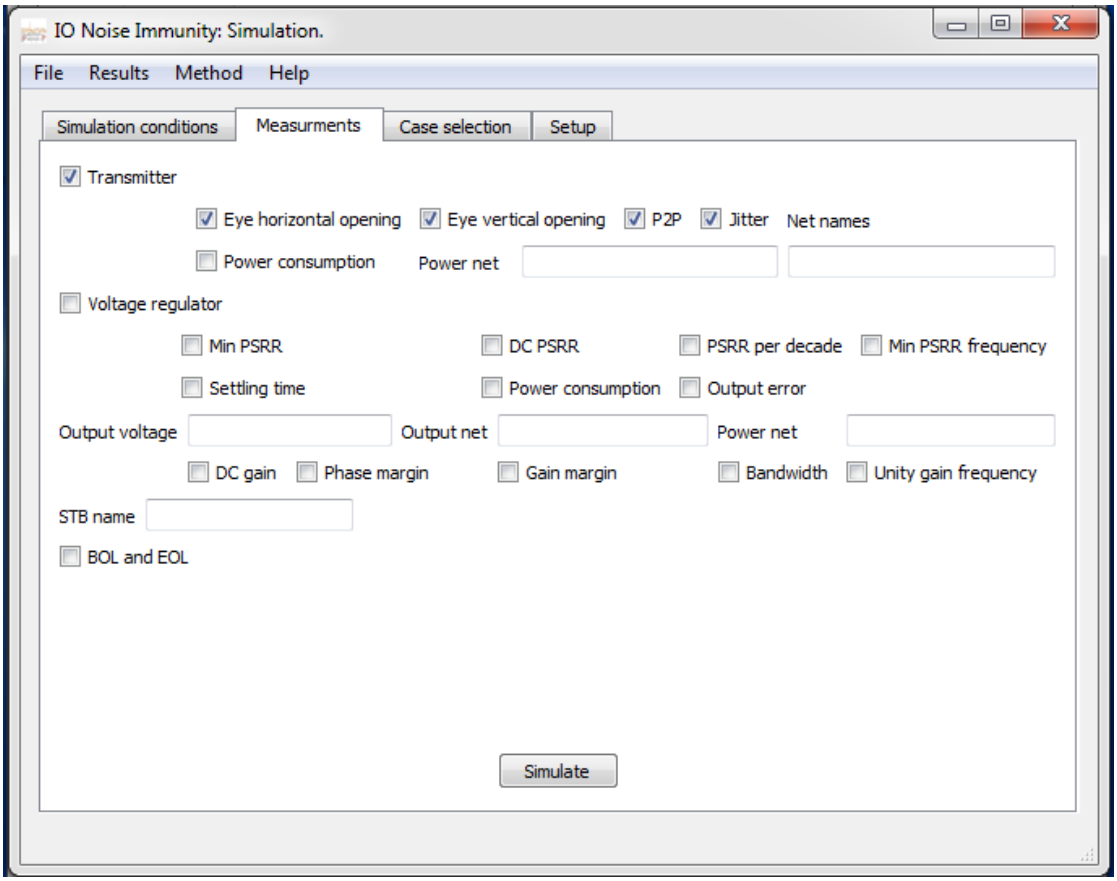
Նմանակման տեսակի ընտրությունից հետո անհրաժեշտ է ընտրել մոդելավորման գործիքի թողարկման տարբերակը: Այն ընտրվում է <<**Version**>> դաշտի միջոցով: <<**Simulator options**>> դաշտում կարող են մուտքագրվել մոդելավորման գործիքի հրամաններ, որոնց կարելի է ծանոթանալ համապատասխան ուղեցույցների միջոցով [91,92]: Մուտքագրվող հրամաններն անհրաժեշտ է բաժանել ստորակետերով: <<**Output Directory**>> դաշտում տրվում է վայրը, որտեղ իրականացվելու է նմանակումը, և ստեղծվելու են արդյունքները պարունակող ֆայլերը:

<<**Measurements**>> բաժինը նախատեսված է նմանակման ժամանակ չափվող պարամետրերի ընտրության համար (նկ. 3.4): Չափումները ներառում են հաղորդիչ հանգույցի ելքում փոխանցվող ազդանշանի ժամանակային և առկա լարման կայունարարների հաճախականային, ժամանակային և հաստատված ռեժիմի բնութագրերը: Կարող է չափվել նաև սնման դողերից կամ լարման կայունարարի ելքից էներգասպառումը: Հաղորդիչ հանգույցի բնութագրերի չափման համար անհրաժեշտ է ակտիվացնել <<**Transmitter**>> վանդակը և <<**Net names**>> դաշտում մուտքագրել ելքային միջմիացումների անվանումները՝ բաժանված ստորակետերով:

Ելքային ազդանշանի աչքի բնութագծի հորիզոնական և ուղղահայաց բացվածքների, վերին ու ստորին մակարդակների տարբերությունների և թրթռոցների

չափման համար անհրաժեշտ է ակտիվացնել համապատասխանաբար **<<Eye horizontal opening>>**, **<<Eye vertical opening>>**, **<<P2P>>** և **<<Jitter>>** վանդակները: Դրանք հաղորդչի հիմնական և կարևորագույն բնութագրերն են: Սնման դողերից էներգասպառման չափման համար անհրաժեշտ է ակտիվացնել **<<Power consumption>>** վանդակը և **<<Power net>>** դաշտում մուտքագրել միջմիացման անվանումը:

Վերոնշյալ չափումները կարող են իրականացվել ժամանակային նմանակման դեպքում:



Նկ. 3.4. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Measurements>> պատուհանը

Լարման կայունարարում չափումներ կատարելու համար անհրաժեշտ է ակտիվացնել **<<Voltage regulator>>** վանդակը և **<<Output net>>** դաշտում մուտքագրել ելքային միջմիացման անվանումը: Ելքում ՍԴԱՃԳ-ի չափման համար կարող են օգտագործվել **<<Min PSRR>>**, **<<DC PSRR>>**, **<<PSRR per decade>>** և **<<Min PSRR frequency>>** վանդակները: Դրանք, համապատասխանաբար, նվազագույն ՍԴԱՃԳ-ի, միավոր հաճախության դեպքում՝ ՍԴԱՃԳ-ի, յուրաքանչյուր

տասնապատիկ հաճախության դեպքում՝ ՍԴԱՃԳ-ի և նվազագույնս ճնշվող հարմոնիկի հաճախության չափումներն են:

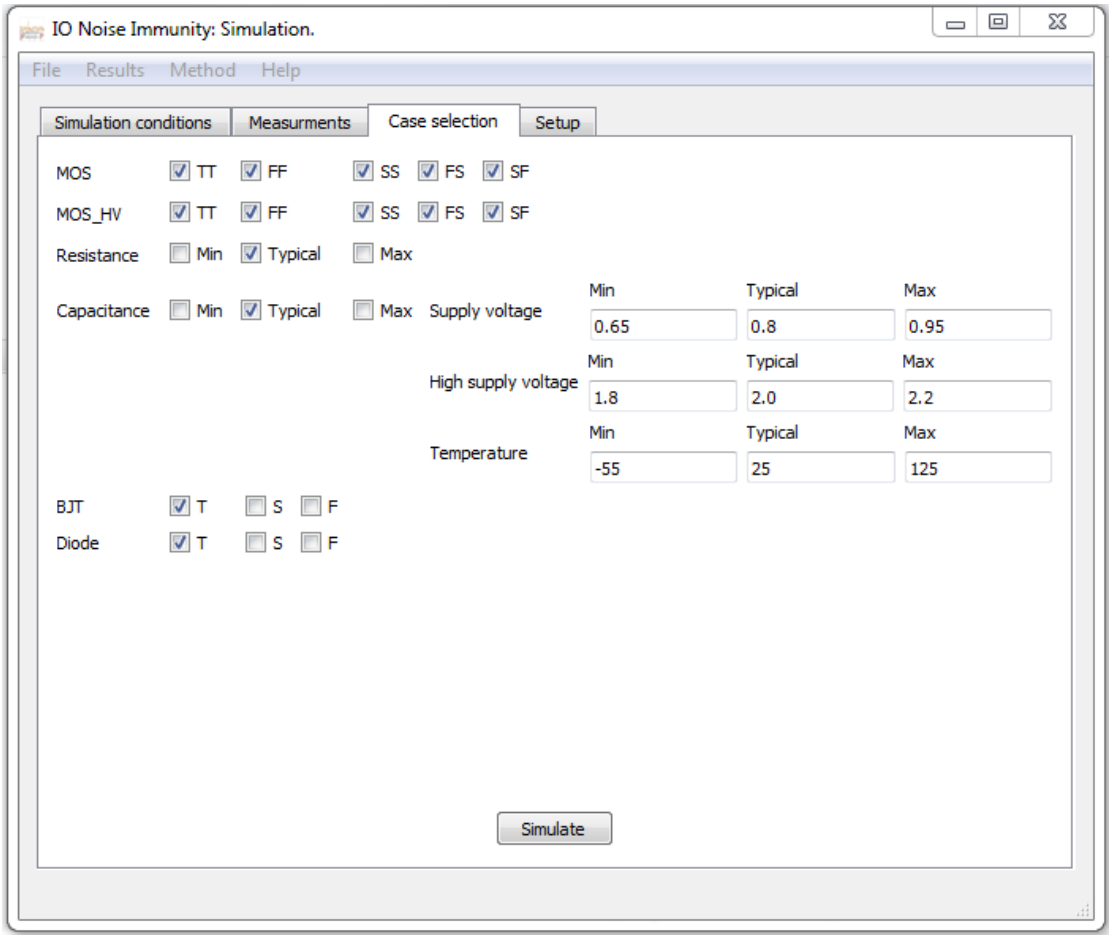
Միավոր հաճախության դեպքում լարման կայունարարի ուժեղացման, հաճախականային տիրույթի և միավոր ուժեղացման հաճախության չափման համար կարող են ակտիվացվել, համապատասխանաբար, <<**DC gain** >>, <<**Bandwidth**>> և <<**Unity gain bandwidth**>> վանդակները: Բացասական հետադարձ կապում կայունության ստուգման համար կարող են չափվել փուլի և ուժեղացման պաշարները, որոնք ակտիվացվում են, համապատասխանաբար, <<**Phase margin**>> և <<**Gain margin**>> վանդակների ակտիվացմամբ: Այս չափումների իրականացման համար անհրաժեշտ է <<**STB name**>> դաշտում մուտքագրել հետադարձ կապի խզման տարրի անվանումը: Վերոնշյալ չափումները կարող են իրականացվել հաճախականային նմանակման դեպքում:

Լարման կայունարարի ելքի հաստատման ժամանակը և էներգասպառումը չափվում են ժամանակային նմանակման միջոցով՝ համապատասխանաբար <<**Settling time**>> և <<**Power consumption**>> վանդակների ակտիվացման դեպքում: Էներգասպառման չափման համար նաև անհրաժեշտ է <<**Power net**>> դաշտում մուտքագրել սնման դողի անվանումը: Լարման կայունարարի ելքում հաստատված լարման սխալանքի չափման համար անհրաժեշտ է <<**Output voltage**>> դաշտում մուտքագրել վերջինիս անվանական արժեքը և ակտիվացնել <<**Output error**>> վանդակը: Ելքի սխալանքի չափումը կատարվում է հաստատված ռեժիմում նմանակման միջոցով:

<<**BOL & EOL**>> դաշտի ակտիվացման դեպքում ժամանակային բնութագրման արդյունքում կատարված չափումներն իրականցվում են և՛ ծերացումից առաջ, և՛ հետո: Այս չափման համար անհրաժեշտ է կատարել ծերացման նմանակում:

<<**Case selection**>> բաժինը նախատեսված է նմանակման պայմանների ընտրության համար (նկ. 3.5): Նմանակման պայմանները ներառում են սնման լարման արժեքը, ջերմաստիճանը և հանգույցի տարրերի տեսակը: <<**MOS**>> դաշտը նախատեսված է սովորական, ցածր և գերցածր շեմային n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ տրանզիստորների տեսակի ընտրության համար: Ընտրությունը կատարվում է <<**TT**>>, <<**FF**>>, <<**SS**>>, <<**FS**>> և <<**SF**>> վանդակների նշմամբ, որտեղ առաջին տառը

համապատասխանում է n-ՄՕԿ, իսկ երկրորդը՝ p-ՄՕԿ տրանզիստորներին: Տիպային դեպքը բնորոշվում է <<**T**>>, արագագործը՝ <<**F**>>, դանդաղագործը՝ <<**S**>> տառերով: Այս բնորոշումը գործում է բոլոր տարրերի դեպքում:

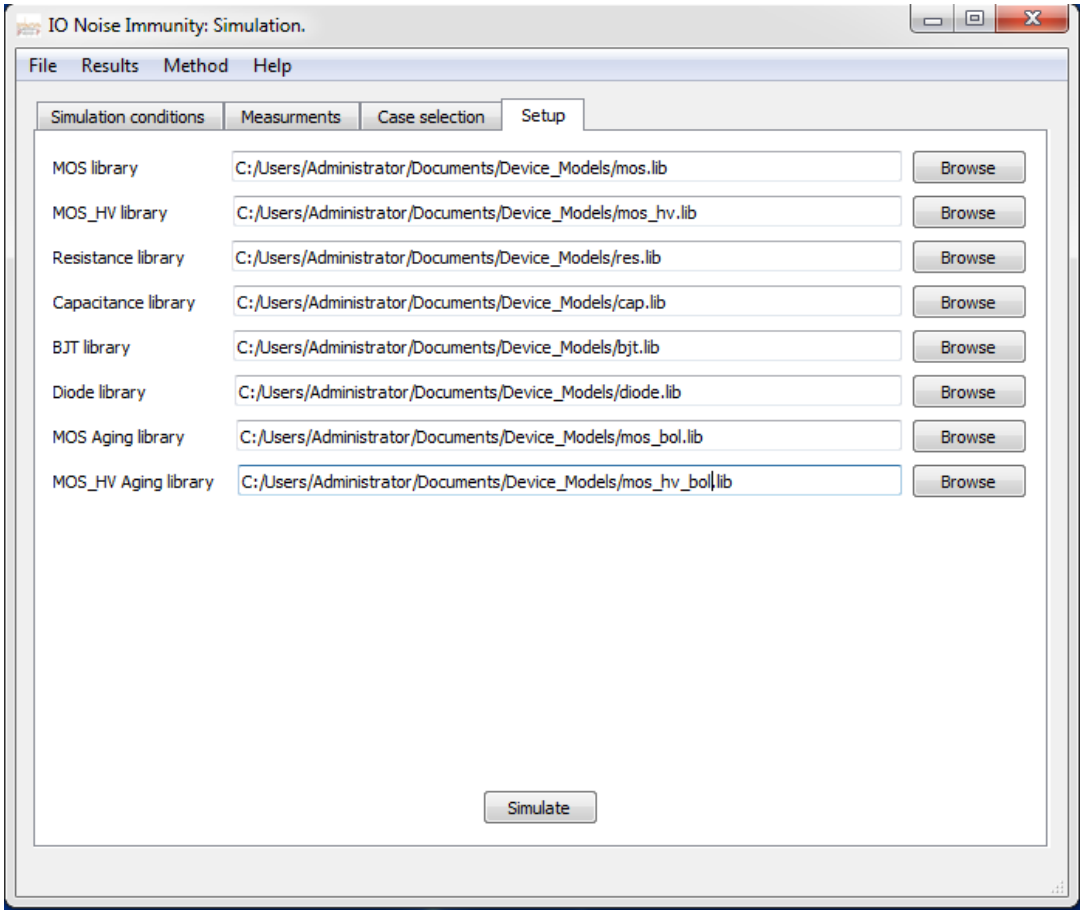


Նկ. 3.5. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Case selection>> պատուհանը

Բարձր շեմային տրանզիստորների տեսակի ընտրությունը կատարվում է <<**MOS_HV**>> դաշտի միջոցով: Երկբևեռ տրանզիստորների և դիոդների տեսակի ընտրությունը կատարվում է, համապատասխանաբար, <<**BJT**>> և <<**Diode**>> դաշտերի միջոցով: ԿԲ-ում առկա ռեզիստորների և կոնդենսատորների տեսակներն ընտրվում են, համապատասխանաբար, <<**Resistance**>> և <<**Capacitance**>> դաշտերի միջոցով: Տիպային արժեքին համապատասխանում է <<**Typical**>>, նվազագույնին՝ <<**Min**>>, առավելագույնին՝ <<**Max**>>, վանդակները: Այդ նշումները նույն իմաստներով օգտագործվում են նաև սնման լարումների և ջերմաստիճանի չափը մուտքագրելու համար, համապատասխանաբար՝ <<**Supply voltage**>>, <<**High supply voltage**>> և <<**Temperature**>> դաշտերում:

Ծրագրային գործիքը կազմում է նմանակման ամբողջական ցուցակը, որը ներառում է ընտրված տարբերակների հնարավոր բոլոր համադրությունները: Մոդելավորումն իրականացվում է ցուցակում առկա յուրաքանչյուր դեպքի համար, և ստացվում են արդյունքները պարունակող առանձին ֆայլեր:

<<Setup>> բաժինը նախատեսված է անհրաժեշտ մոդելների ներմուծման համար (նկ. 3.6): Մոդելները կարող են ընտրվել **<<Browse>>** կոճակի կամ ամբողջական հասցեի և անվան մուտքագրման միջոցով:

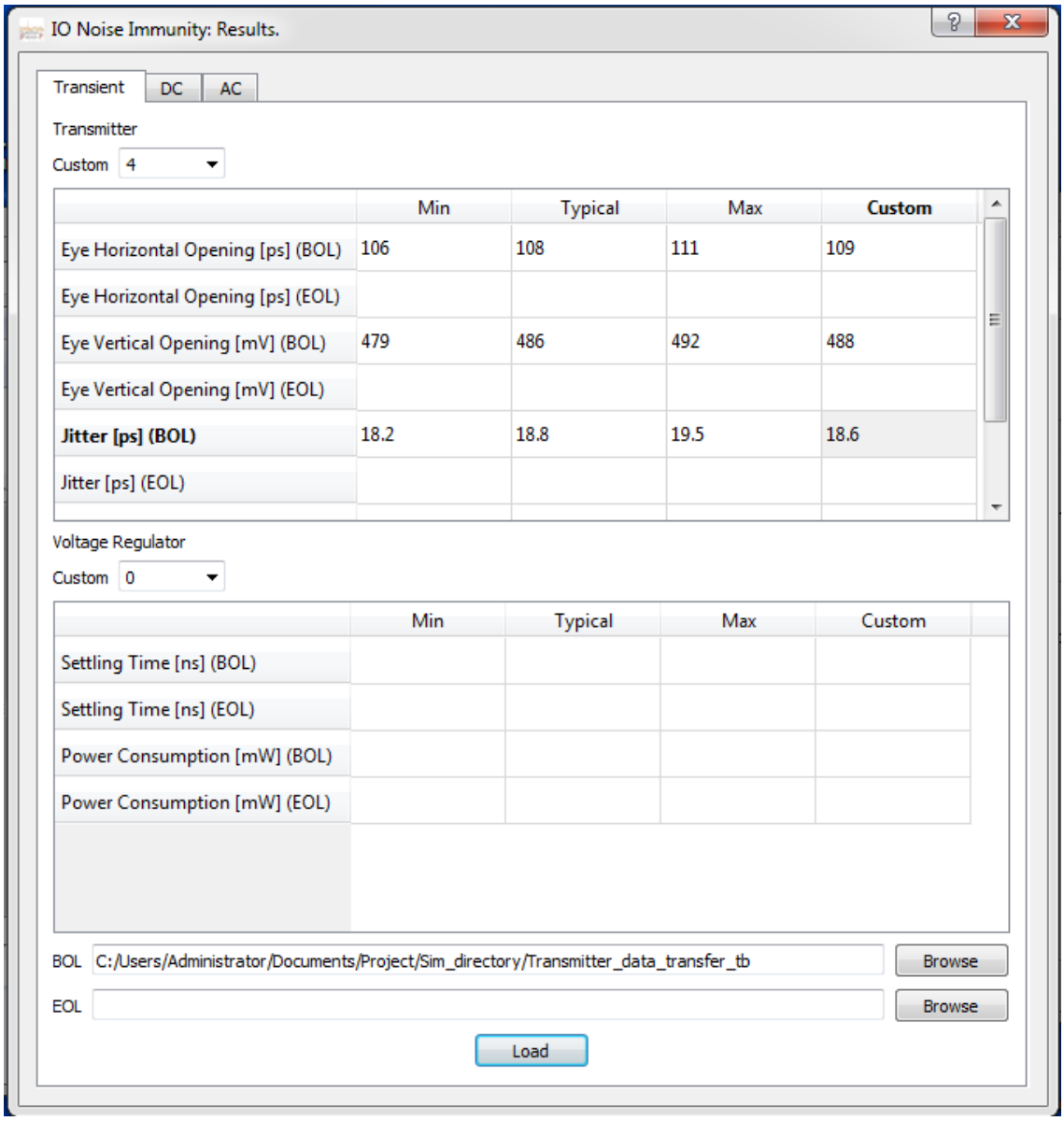


Նկ. 3.6. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Setup>> պատուհանը

Սովորական, ցածր և գերցածր շեմային տրանզիստորների մոդելը տրվում է մեկ ֆայլով՝ **<<MOS library>>** դաշտում, բարձր շեմային տրանզիստորներինը՝ **<<MOS_HV library>>** դաշտում: Ռեզիստորների և կոնդենսատորների մոդելները տրվում են, համապատասխանաբար, **<<Resistance library>>** և **<<Capacitance library>>** դաշտերում: Երկբևեռ տրանզիստորների և դիոդների մոդելները տրվում են, համապատասխանաբար, **<<BJT library>>** և **<<Diode library>>** դաշտերում:

Ծերացման նմանակման համար անհրաժեշտ են տրանզիստորների լրացուցիչ մոդելներ: Սովորական, ցածր և գերցածր շեմային տրանզիստորների դեպքում դրանք մուտքագրվում են <<**MOS aging library**>>, իսկ բարձր շեմային տրանզիստորների դեպքում՝ <<**MOS_HV aging library**>> դաշտերում:

Հիմնական պատուհանի բոլոր բաժիններում անհրաժեշտ պարամետրերի մուտքագրումից հետո կարելի իրականացնել ընտրված նմանակումները՝ <<**Simulate**>> կոճակի միջոցով: Ստացված արդյունքներին կարելի է ծանոթանալ <<**Results**>> բաժնում: <<**Transient**>> ենթաբաժնում գտնվում են ժամանակային նմանակման արդյունքում չափված պարամետրերը (նկ. 3.7):



Նկ. 3.7. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Transient>> պատուհանը

Արդյունքները տեսնելու համար անհրաժեշտ է մուտքագրել դրանց գտնվելու հասցեն: Առանց ծերացման և մինչև ծերացումը ստացված արդյունքները տրվում են <<**BOL**>>, իսկ ծերացումից հետո ստացված արդյունքները՝ <<**EOL**>> դաշտերում: Այնուհետև <<**Load**>> կոճակի սեղմումով չափումները հայտնվում են աղյուսակում:

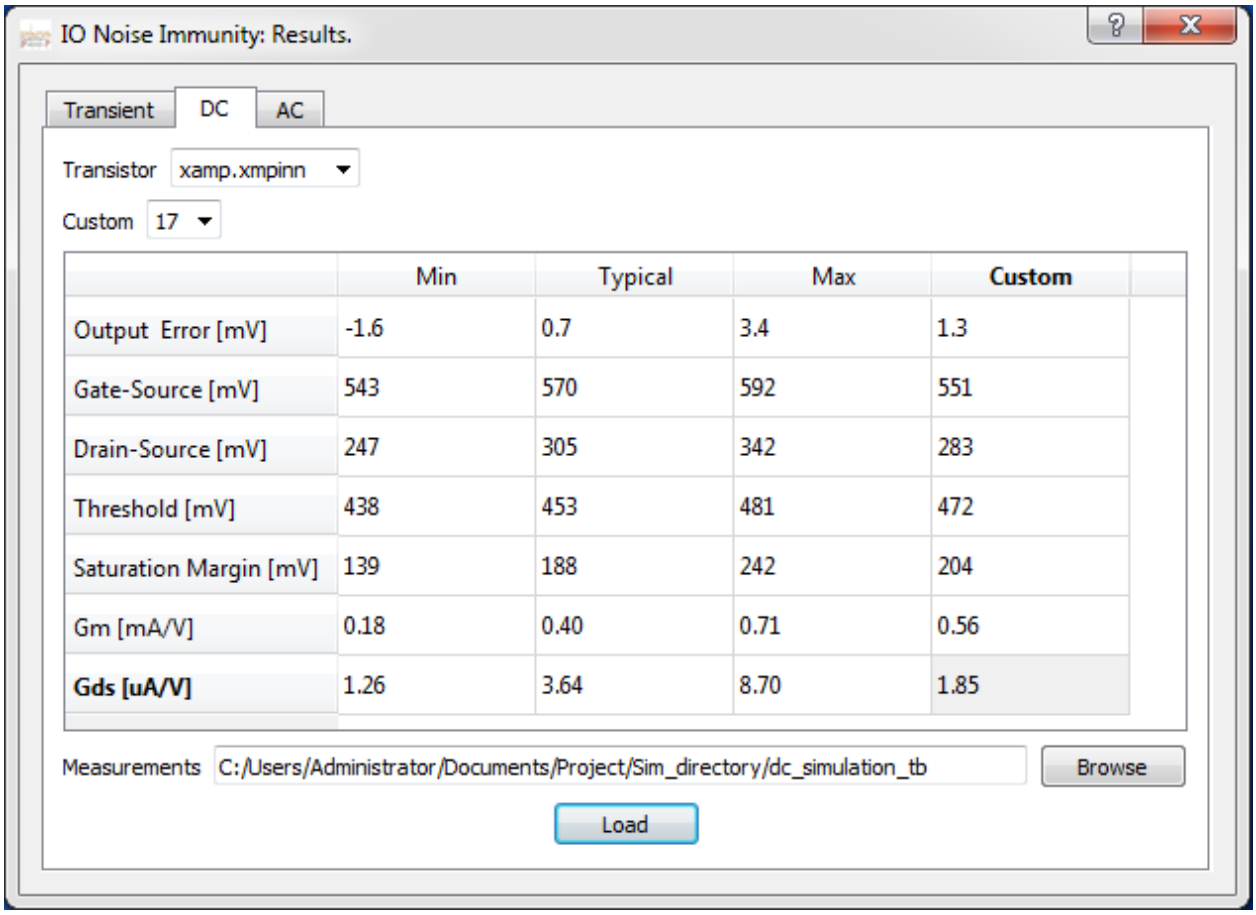
Ցուցադրվում են չափված պարամետրերի նվազագույն, տիպային դեպքի և առավելագույն արժեքները, համապատասխանաբար, <<**Min**>>, <<**Typical**>> և <<**Max**>> սյունակներում: <<**Custom**>> ցանկից կարող է ընտրվել մոդելավորված առանձին դեպքի համարը, որը <<**Load**>> կոճակի սեղմումով կներբեռնվի և կհայտնվի սյունակում:

Արդյունքները տեսնելու համար անհրաժեշտ է մուտքագրել դրանց գտնվելու հասցեն: Առանց ծերացման և մինչ ծերացումը ստացված արդյունքները տրվում են <<**BOL**>>, իսկ ծերացումից հետո ստացված արդյունքները՝ <<**EOL**>> դաշտերում: Այնուհետև <<**Load**>> կոճակի սեղմումով չափումները հայտնվում են աղյուսակում:

Ցուցադրվում են չափված պարամետրերի նվազագույն, տիպային դեպքի և առավելագույն արժեքները համապատասխանաբար <<**Min**>>, <<**Typical**>> և <<**Max**>> սյունակներում: <<**Custom**>> ցանկից կարող է ընտրվել մոդելավորված առանձին դեպքի համարը, որը <<**Load**>> կոճակի սեղմումով կներբեռնվի և կհայտնվի սյունակում:

<<**DC**>> ենթաբաժնում ներբեռնվում են հաստատված ռեժիմի նմանակման արդյունքները (նկ. 3.8): Արդյունքների գտնվելու հասցեն մուտքագրվում է <<**Measurements**>> դաշտում: Այնուհետև <<**Load**>> կոճակի սեղմումով դրանք ներբեռնվում են: <<**Output error**>> տողում ներբեռնվում են լարման կայունարարի ելքի սխալանքի չափումները: Մնացած բոլոր տողերը նախատեսված են տրանզիստորների բնութագրերի համար:

Տրանզիստորն ընտրվում է <<**Transistor**>> ցուցակից: Ներբեռնումից հետո համապատասխան տողերում՝ վերևից ներքև հերթականությամբ, հայտնվում են փական-ակունք, արտաբեր-ակունք և շեմային լարումները, հագեցման պաշարի արժեքը, փականից արտաբեր և արտաբեր-ակունք հաղորդականությունները: Տվյալ պարամետրերը թույլ են տալիս լարման կայունարարում, խնդիրների առկայության դեպքում, հեշտությամբ գտնել խնդրահարույց տարրը:

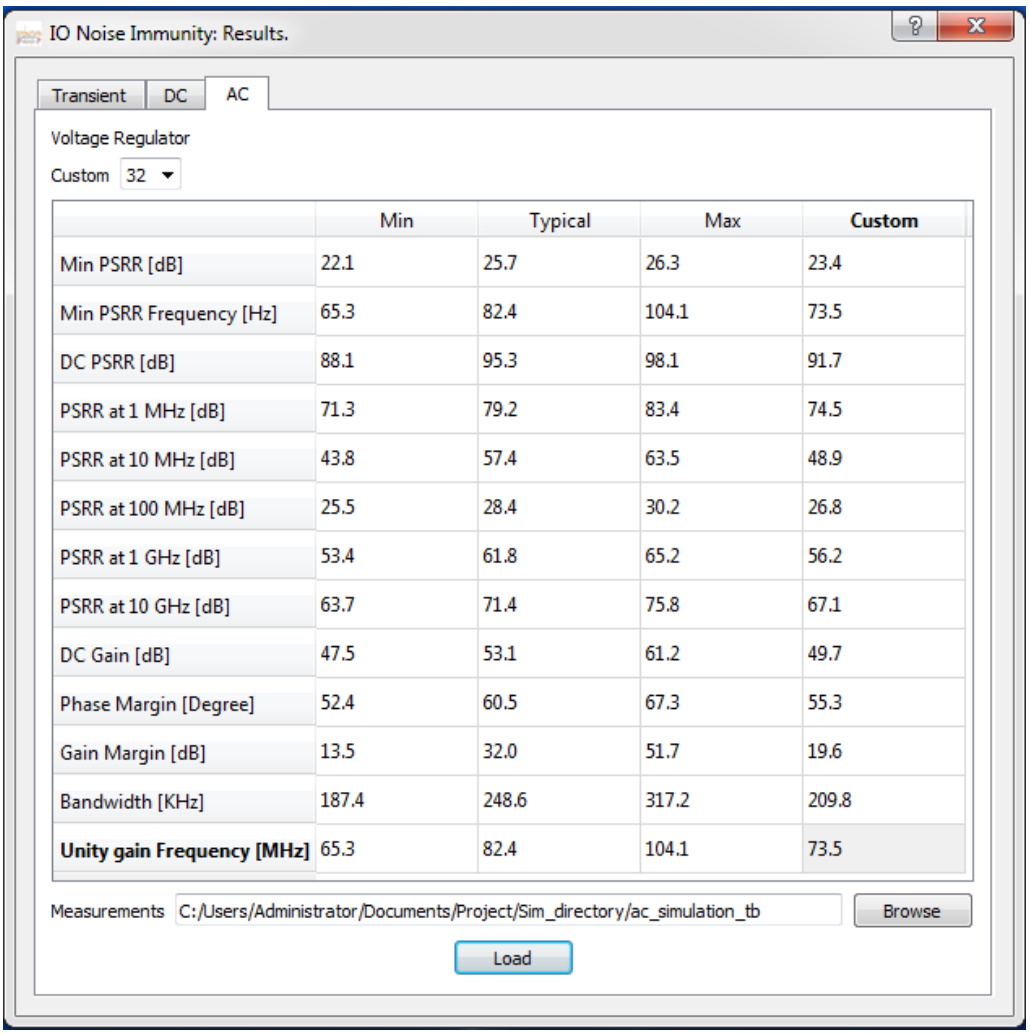


	Min	Typical	Max	Custom
Output Error [mV]	-1.6	0.7	3.4	1.3
Gate-Source [mV]	543	570	592	551
Drain-Source [mV]	247	305	342	283
Threshold [mV]	438	453	481	472
Saturation Margin [mV]	139	188	242	204
Gm [mA/V]	0.18	0.40	0.71	0.56
Gds [uA/V]	1.26	3.64	8.70	1.85

Նկ. 3.8. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<DC>> պատուհանը

<<AC>> ենթաբաժինը ներառում է հաճախականային նմանակման արդյունքում չափված պարամետրերը (նկ. 3.9): Չափումների՝ նախագծման համար սահմանված պայմանները չբավարարելու դեպքում կարող են կիրառվել երկրորդ գլխում ներկայացված միջոցները: Դրանք ընդգրկված են **<<Method>>** բաժնում:

<<Vreg modification>> ենթաբաժինը նախատեսված է լարման կայունարարի ՍԴԱՃԳ-ի լավարկման միջոցի ավտոմատացված ներդրման համար (նկ. 3.10): **<<Output stage>>** հատվածում ընտրվում է լարման կայունարարի ելքային հանգույցը, որն ապահովում է սնուցվող հանգույցներով սպառվող հոսանքը: Կարող է ընտրվել p-ՄՕԿ կամ n-ՄՕԿ տեսակի ելքային տրանզիստոր, համապատասխանաբար, **<<PMOS>>** կամ **<<NMOS>>** դաշտերի նշմամբ: n-ՄՕԿ ելքային տրանզիստորի դեպքում հնարավորություն կա՝ **<<Charge pump>>** վանդակի նշմամբ ներդնելու լիցքի պոմպ, որը, իր հերթին, հնարավորություն կտա նվազեցնել ելքում լարման անկումը: Լիցքի պոմպի աշխատանքի համար անհրաժեշտ է տակտային ազդանշան, որը տրվում է **<<Reference clock>>** դաշտում:

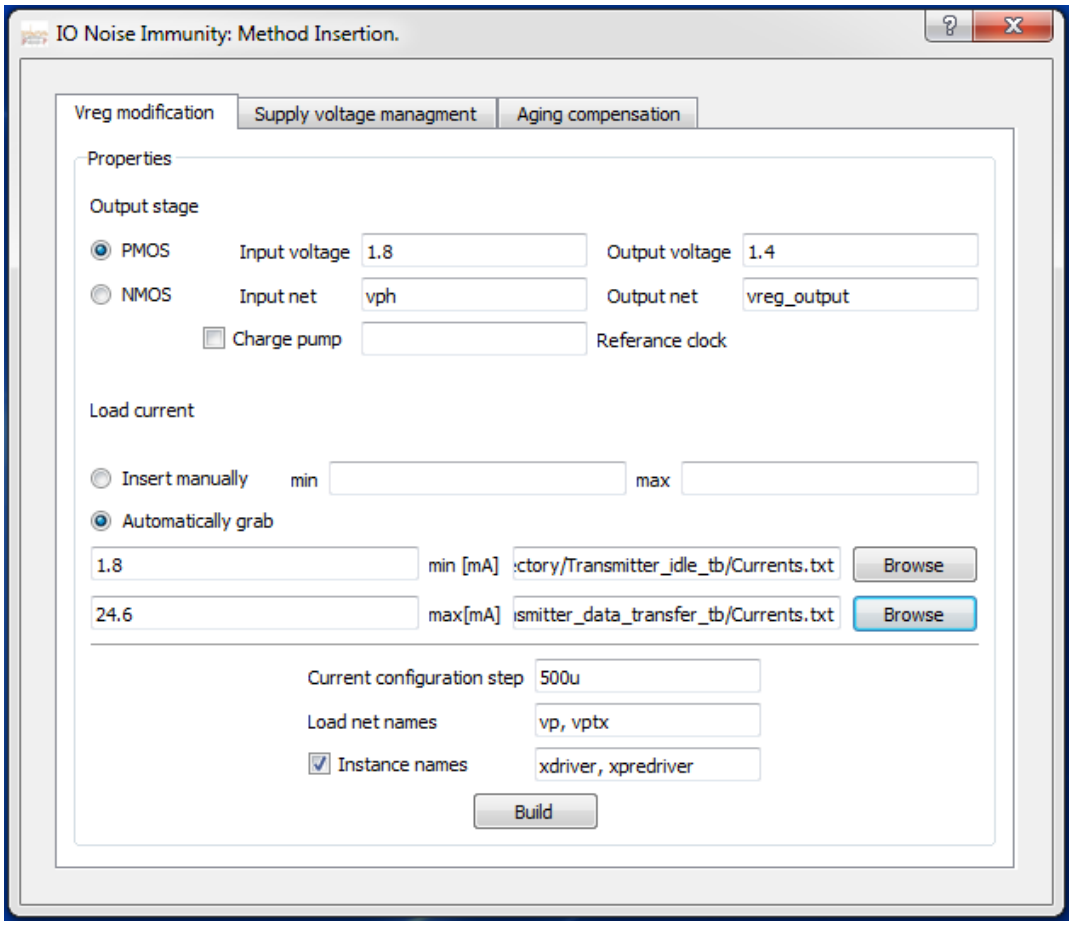


	Min	Typical	Max	Custom
Min PSRR [dB]	22.1	25.7	26.3	23.4
Min PSRR Frequency [Hz]	65.3	82.4	104.1	73.5
DC PSRR [dB]	88.1	95.3	98.1	91.7
PSRR at 1 MHz [dB]	71.3	79.2	83.4	74.5
PSRR at 10 MHz [dB]	43.8	57.4	63.5	48.9
PSRR at 100 MHz [dB]	25.5	28.4	30.2	26.8
PSRR at 1 GHz [dB]	53.4	61.8	65.2	56.2
PSRR at 10 GHz [dB]	63.7	71.4	75.8	67.1
DC Gain [dB]	47.5	53.1	61.2	49.7
Phase Margin [Degree]	52.4	60.5	67.3	55.3
Gain Margin [dB]	13.5	32.0	51.7	19.6
Bandwidth [KHz]	187.4	248.6	317.2	209.8
Unity gain Frequency [MHz]	65.3	82.4	104.1	73.5

Նկ. 3.9. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<AC>> պատուհանը

Բացի լարման կայունարարի ընտրությունից, անհրաժեշտ է մուտքագրել բեռ հանդիսացող հանգույցներով սպառվող հոսանքի նվազագույն և առավելագույն արժեքները: Դրա համար նախատեսված է **<<Load current>>** հատվածը: Հոսանքները կարող են մուտքագրվել ձեռքով կամ ներբեռնվել ֆայլերի տեսքով, որոնք գեներացվում են բեռ հանդիսացող հանգույցների սխեմատեխնիկական նախագծման փուլում: Ձեռքով մուտքագրման համար անհրաժեշտ է ընտրել **<<Insert manually>>** տարբերակը և մուտքագրել նվազագույն ու առավելագույն արժեքները, համապատասխանաբար, **<<min>>** և **<<max>>** դաշտերում: Հոսանքների ներբեռնման համար անհրաժեշտ է ընտրել **<<Automatically grab>>** տարբերակը և մուտքագրել ֆայլի հասցեն կամ ընտրել այն **<<Browse>>** կոճակի միջոցով: Սնման դողերը, որոնք անհրաժեշտ է փոխարինել լարման կայունարարով, մուտքագրվում են **<<Load net names>>** դաշտում՝ առանձնացված ստորակետերով: **<<Instance names>>** վանդակն

անհրաժեշտ է նշել, եթե նշված սնման դողին միացված ոչ բոլոր հանգույցներն է անհրաժեշտ սնել լարման կայունարարից: Հանգույցների անվանումները մուտքագրվում են վանդակին կից դաշտում: Սնման դողերի և հանգույցների ընտրությունից հետո ներբեռնված հոսանքի ֆայլերից հաշվարկվում են սպառվող հոսանքի նվազագույն և առավելագույն արժեքները, որոնք ներկայացվում են **<<min [mA]>>** և **<<max [mA]>>** դաշտերում:

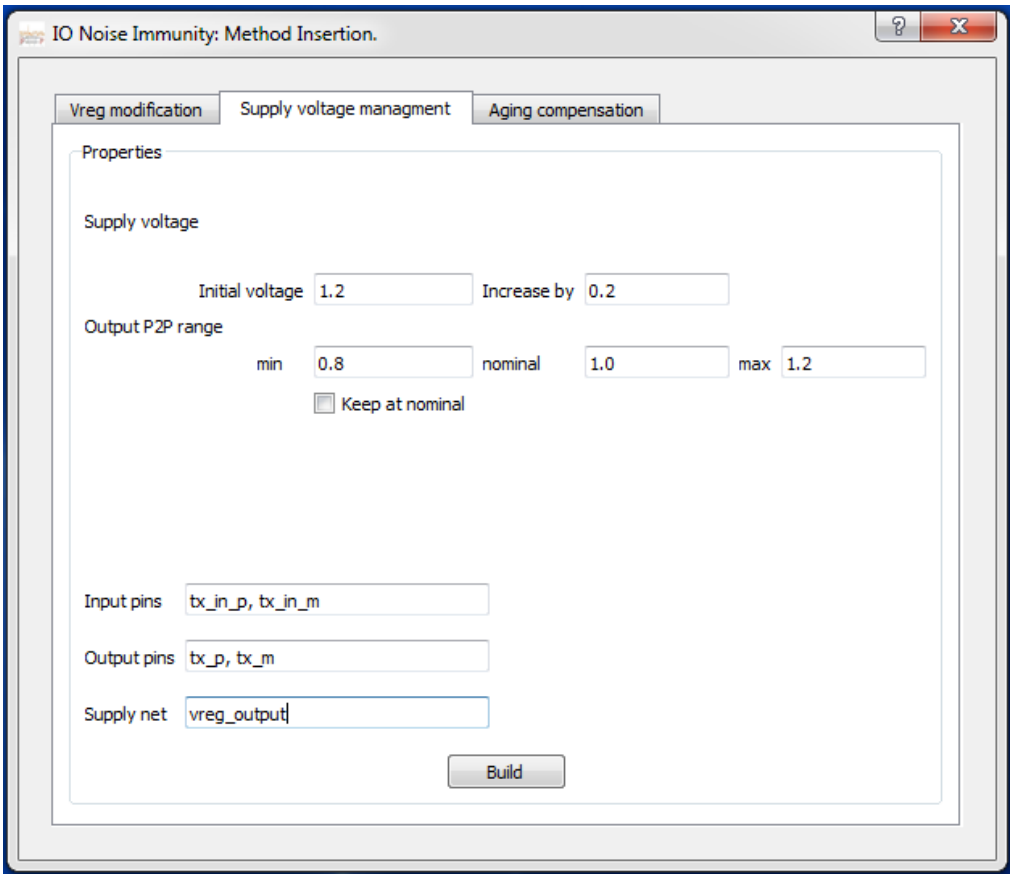


Նկ. 3.10. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Vreg modification>> պատուհանը

<<Input voltgae>>, **<<Input net>>** և **<<Output voltgae>>**, **<<Output net>>** դաշտերում մուտքագրվում են լարման կայունարարի համապատասխանաբար մուտքային ու ելքային արժեքները և միջմիացումների անվանումները: **<<Current configuration step>>** դաշտում մուտքագրվում է լարման կայունարարի ելքային հանգույցի կարգաբերման ժամանակ հոսանքի փոփոխության ցանկալի չափը: Այդ և սպառվող հոսանքի նվազագույն ու առավելագույն արժեքների հիման վրա ծրագրային գործիքը որոշում է ելքային հանգույցին զուգահեռաբար միացվող լրացուցիչ

տրանզիստորների չափը և քանակը: Անհրաժեշտ տվյալների մուտքագրումից հետո, սեղմելով <<**Build**>> կոճակը, ծրագրային գործիքը ՍԴԱՃԳ-ի լավարկման մեթոդը ներածում է նախապես ներմուծված սխեմատեխնիկական նկարագրության ֆայլում:

Սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման հաջորդ մեթոդը ներածվում է <<**Supply voltage management**>> ենթաբաժնից (նկ. 3.11): Անհրաժեշտ է <<**Supply voltage**>> հատվածի <<**Initial voltage**>> դաշտում մուտքագրել սնման լարման սկզբնական արժեքը: <<**Increase by**>> դաշտում նշվում է փոփոխության ցանկալի չափը:



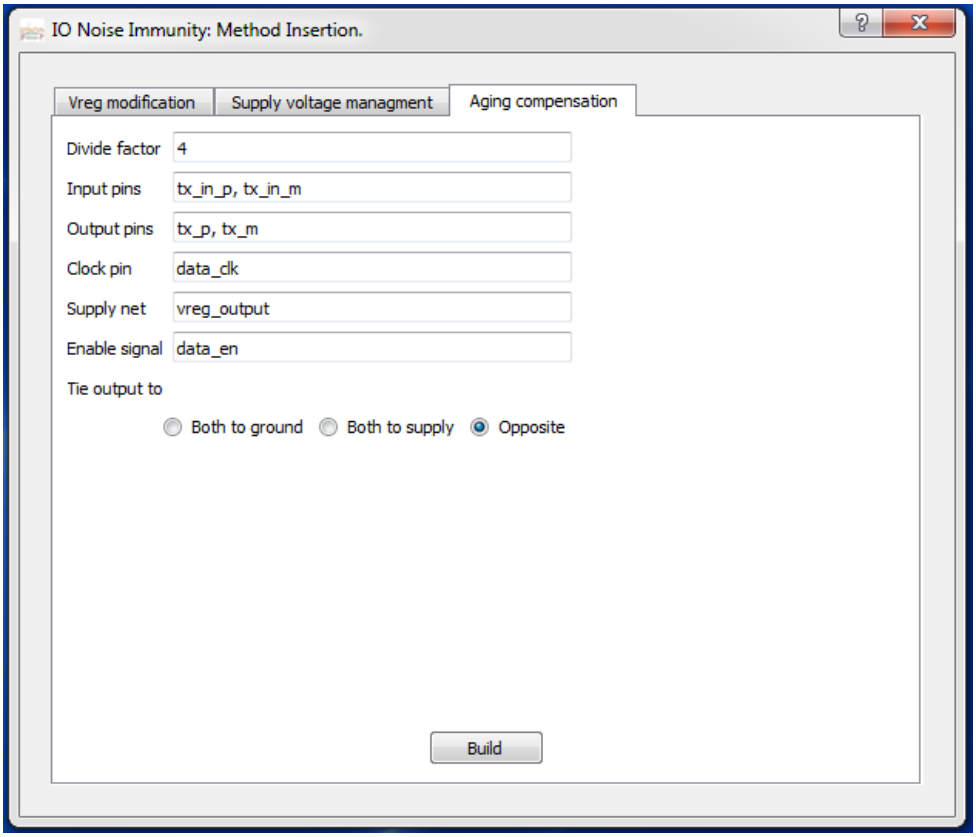
Նկ. 3.11. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Supply voltage management>> պատուհանը

<<**Output P2P range**>> հատվածում տրվում են հաղորդչի ելքային դիֆերենցիալ ազդանշանի առավելագույն և նվազագույն արժեքների տարբերության անվանական և սահմանային արժեքները: Նվազագույնը մուտքագրվում է <<**min**>>, անվանականը՝ <<**nominal**>>, առավելագույնը՝ <<**max**>> դաշտերում: <<**Keep at nominal**>> վանդակի նշման դեպքում ծրագրային գործիքը հաղորդչի ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը

կարգաբերում է՝ հավասարեցնելով անվանական արժեքին: Չնշելու դեպքում կարգաբերումն իրականացվում է՝ առաջնորդվելով սահմանային արժեքներից դուրս չգալու պայմանով:

Մեթոդի կիրառման համար անհրաժեշտ է մուտքագրել սնման դողի, հաղորդչի մուտքային և ելքային միջմիացումների անվանումները, համապատասխանաբար, **<<Supply net>>**, **<<Input pins>>** և **<<Output pins>>** դաշտերում: Անհրաժեշտ տվյալների մուտքագրումից հետո, **<<Build>>** կոճակի սեղմումով, ծրագրային գործիքը սնման դողերի աղմուկների ազդեցության նվազեցման մեթոդը ներածում է նախապես ներմուծված սխեմատեխնիկական նկարագրության ֆայլում:

Ծերացման հետևանքով հաղորդչի աղմկակայունության անկման չեզոքացման մեթոդի կիրառման համար նախատեսված է **<<Aging compensation>>** ենթաբաժինը (նկ. 3.12): Մեթոդի ներածման համար անհրաժեշտ է մուտքագրել սնման դողի, տակտային և ակտիվացման ազդանշանների, հաղորդչի մուտքային և ելքային միջմիացումների անվանումները, համապատասխանաբար, **<<Supply net>>**, **<<Clock pin>>**, **<<Enable signal>>**, **<<Input pins>>** և **<<Output pins>>** դաշտերում:



Նկ. 3.12. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի <<Aging compensation>> պատուհանը

Տակտային ազդանշանի հաճախության նվազեցման նպատակով <<**Divide factor**>> դաշտում կարող է մուտքագրվել բաժանման գործակից, որը պետք է լինի զրո կամ զրոյից մեծ ամբողջ թիվ: Ծրագրային գործիքը բաժանման վերջնական արժեքը հաշվում է՝ երկուսը մուտքագրված գործակցի աստիճան բարձրացնելով:

<<**Tie output to**>> հատվածում որոշվում է սպասման վիճակում հաղորդչի ելքային արժեքները: Երկու ելքերից յուրաքանչյուրը կարող է միացվել հողակցմանը կամ սնման դողին: Դա որոշվում է <<**Both to ground**>>, <<**Both to supply**>> և <<**Opposite**>> դաշտերի միջև ընտրություն կատարելու միջոցով:

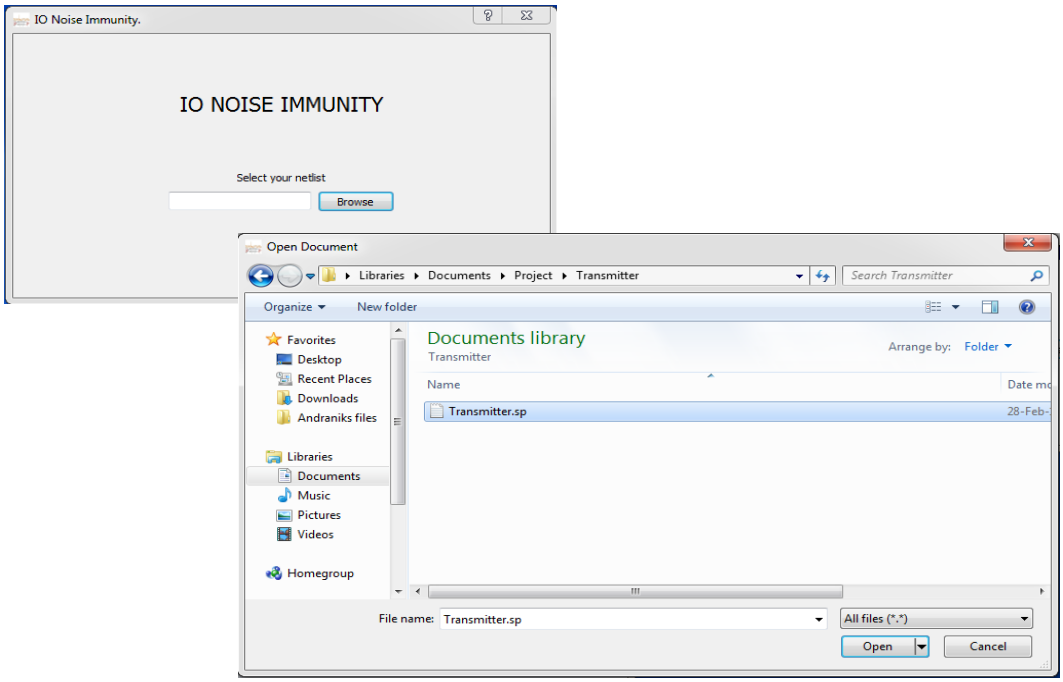
Անհրաժեշտ տվյալների մուտքագրումից հետո, <<**Build**>> կոճակի սեղմումով, ծրագրային գործիքը ծերացման ազդեցության չեզոքացման մեթոդը ներածում է նախապես ներմուծված սխեմատեխնիկական նկարագրության ֆայլում: Յուրաքանչյուր մեթոդի կիրառությունից հետո կարելի է վերադառնալ հիմնական պատուհանը (նկ. 3.3) և կատարել նմանակում՝ գնահատելու համար՝ արդյոք կա ևս մեկ միջոցի ներդրման անհրաժեշտություն:

3.2.Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման միջոցների նախագծումը ծրագրային գործիքով

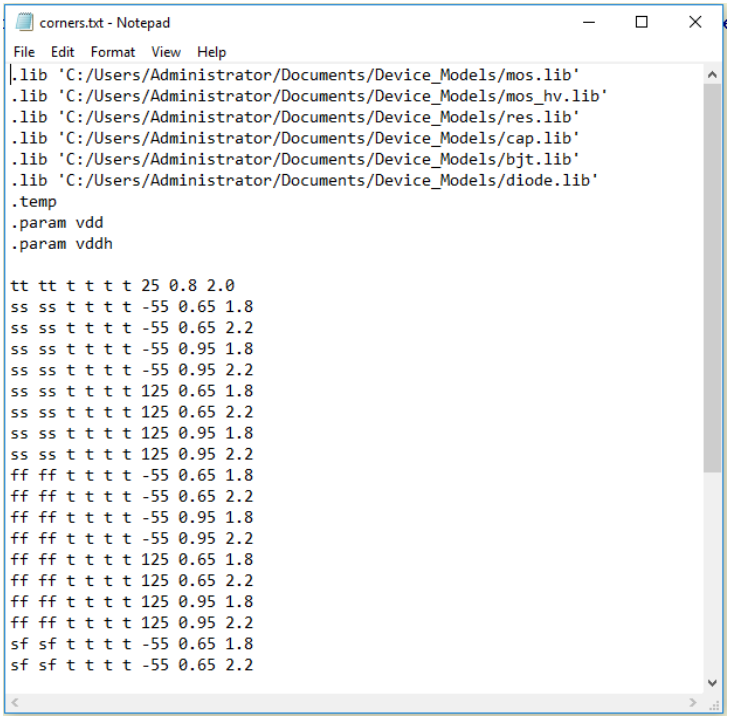
Նախագծված IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը նախատեսված է նմանակման միջոցով Մ/Ե հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման մեթոդների ավտոմատացված ներդրման համար: Նախագծողը կարող է տվյալների մուտքագրման միջոցով անհրաժեշտ պայմաններում կատարել նմանակում և հեշտությամբ վերլուծել ստացված արդյունքները: IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը զգալիորեն արագացնում և դյուրին է դարձնում աղմկակայուն Մ/Ե հանգույցների նախագծումը:

Նախագծողը կարող է մուտքագրել նախընտրելի սխեմատեխնիկական նկարագրությունը (նկ. 3.13): Այնուհետև անհրաժեշտ է մուտքագրել նմանակման համար պահանջվող տվյալները: Դրանք են նմանակման տեսակը և պայմանները, չափվելիք պարամետրերը, մոդելները պարունակող ֆայլերի հասցեները:

Ընտրված նմանակման պայմանների հիման վրա ծրագրային գործիքը կազմում է դրանց բոլոր հնարավոր համադրությունները՝ **<<corners.txt>>** ֆայլում (նկ. 3.14): Յուրաքանչյուր դեպքի համար կազմվում են առանձին ֆայլեր: Դրանք տրվում են մոդելավորման գործիքին:

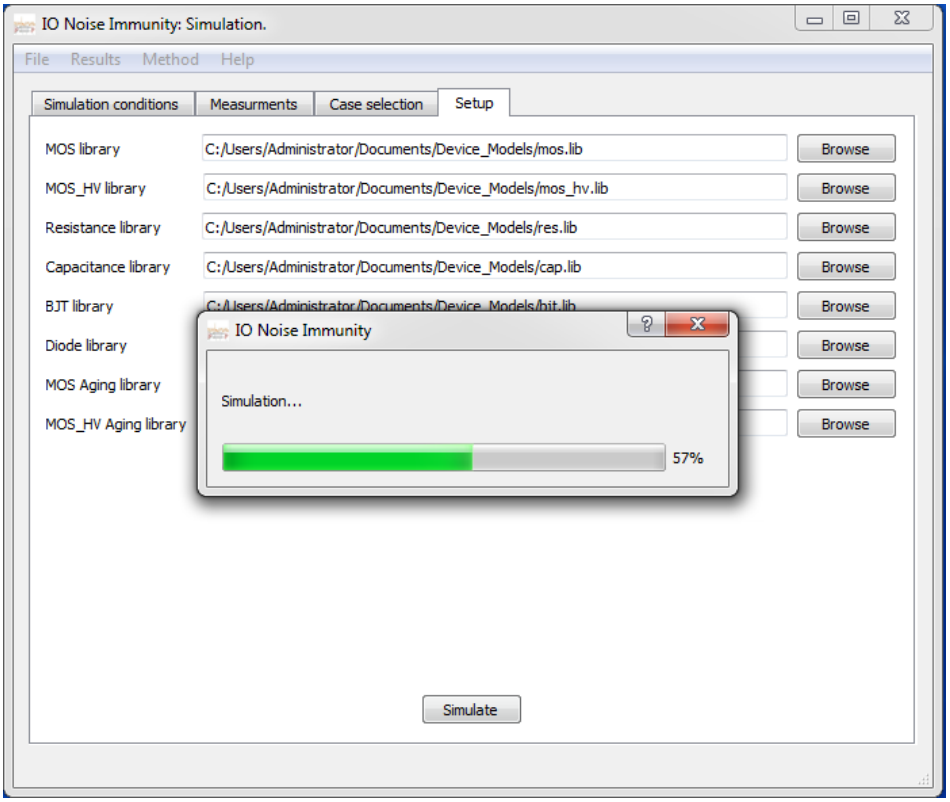


Նկ. 3.13. Սխեմատեխնիկական նկարագրության ընտրությունը



Նկ. 3.14. <<corners.txt>> ֆայլը

Այնուհետև կարելի է իրականացնել մոդելավորումը՝ **<<Simulate>>** կոճակը սեղմելով: Վերջինիս ընթացքին նախագծողը կարող է հետևել հայտնված պատուհանի միջոցով, որտեղ ընթացքը ներկայացվում է տոկոսներով (նկ. 3.15): Նմանակման ավարտից հետո ստացված արդյունքները հեշտությամբ կարող են ներբեռնվել **<<Results>>** բաժնից, որի պարզ և հասկանալի կառուցվածքը թույլ է տալիս հեշտությամբ գնահատել Մ/Ե հանգույցի աղմկակայունությունը և որոշում կայացնել կիրառելի մեթոդն ընտրելու հարցում:

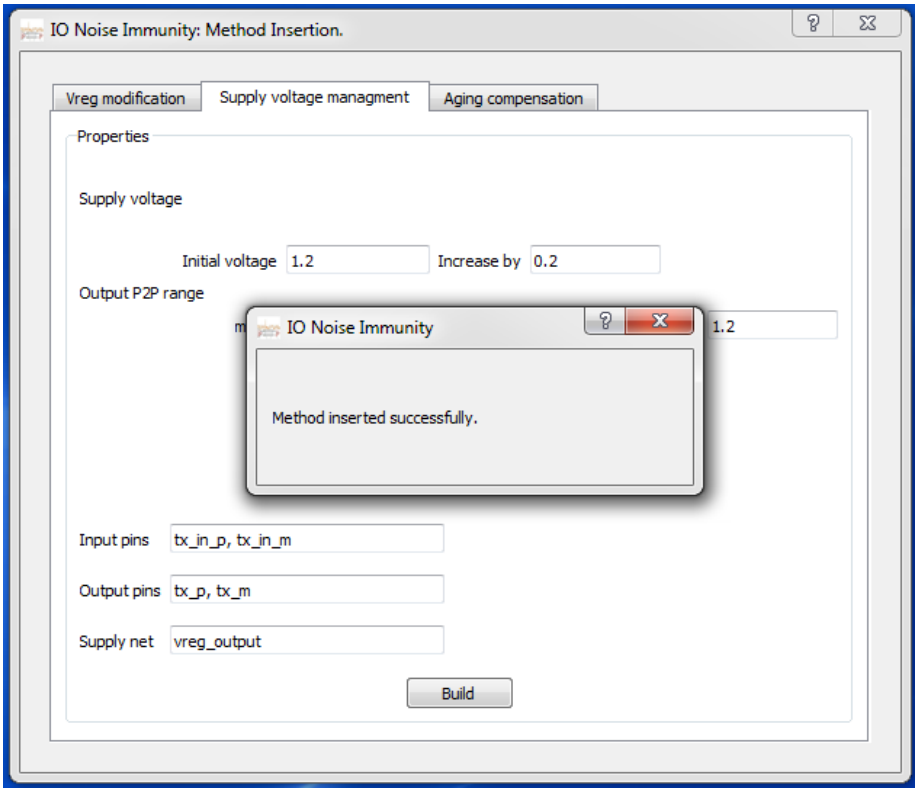


Նկ. 3.15. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքով նմանակման ընթացքը

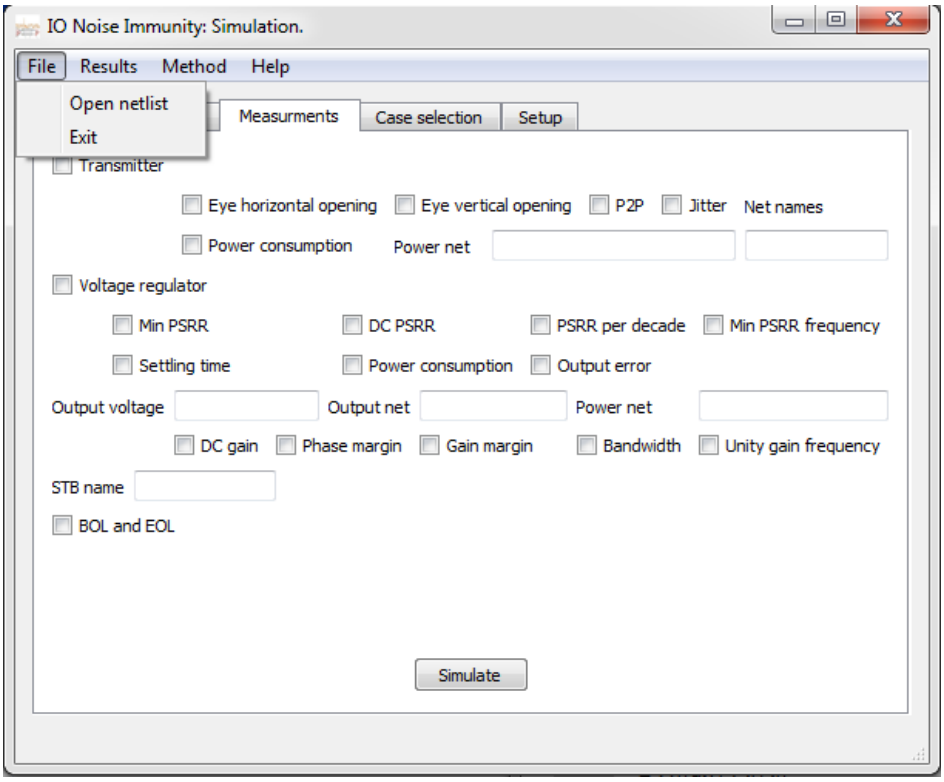
Մեթոդի կիրառման համար անհրաժեշտ է անցնել **<<Method>>** բաժին, որտեղ յուրաքանչյուր մեթոդը ներկայացված է առանձին ենթաբաժնում: Մեթոդի ընտրությունից և անհրաժեշտ տվյալների մուտքագրումից հետո հարկավոր է սեղմել **<<Build>>** կոճակը: Սխեմատեխնիկական նկարագրության հաջողությամբ փոփոխումից հետո ծրագրային գործիքը նախագծողին տեղեկացնում է այդ մասին բացված պատուհանի միջոցով (նկ. 3.16):

Մեթոդի կիրառությունից հետո կարելի է վերադառնալ հիմնական պատուհան՝ դրա արդյունավետության գնահատման համար: Ներդրված մեթոդին ծանոթանալու

կամ սխեմատեխնիկական նկարագրության մեջ փոփոխություններ կատարելու համար նախագծողը կարող է օգտվել File>>Open netlist հրամանից (նկ. 3.17):



Նկ. 3.16. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքով առաջարկվող մեթոդների կիրառումը



Նկ. 3.17. IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի Open netlist հրամանը

Առաջարկվող բոլոր մեթոդների կիրառությամբ Մ/Ե հանգույցի նախագծումը և նմանակումը սխեմատեխնիկական նկարագրությամբ իրականացվել է մոտ 1ժ. 20ր.-ում, իսկ մակաբուծային նկարագրության դեպքում՝ մոտ 3ժ. 40ր-ում: Մինչդեռ առանց ծրագրային գործիքի նախագծումը, կախված ճարտարագետի հմտություններից, խլում է մոտ 2...3 աշխատանքային օր, ինչը համարժեք է 16...24ժ-ին: Արդյունքում՝ IO Noise Immunity ծրագրային գործիքի միջոցով հնարավոր է նախագծման գործընթացի տևողությունը կրճատել 7...12 անգամ:

3.3.IO Noise Immunity ծրագրային միջոցի արդյունավետության գնահատումը

IO Noise Immunity ծրագրային միջոցի արդյունավետության գնահատման համար նախագծվել է ՀԵԲՄ 3.0 [6] ստանդարտը բավարարող Մ/Ե հանգույց: Նախագծումը և նմանակումը կատարվել են 14նմ [84] տեխնոլոգիական գործընթացով:

Գնահատումը կատարվել է հաղորդիչ հանգույցի նախագծման և նմանակման հետևյալ չափանիշներով.

1. սնման դողերում աղմուկների առկայության դեպքում առաջարկվող միջոցի համեմատություն առկա հաղորդիչ հանգույցի հետ,
2. ծերացման ազդեցության նվազեցման մեթոդով առաջարկվող հաղորդչի համեմատություն առկա տարբերակի հետ,
3. առանց ծրագրի և ծրագրային միջոցի կիրառության դեպքում ստացված արդյունքների համեմատություն:

Ծրագրային գործիքով և առանց դրա կիրառության առաջարկվող մեթոդների ներդրմամբ հաղորդչի ելքային աչքի բնութագծում թրթռոցների նվազարկումը տարբերվում է 8%-ով (աղ. 3.1): Ֆիզիկական նախագիծը առկա տարբերակների և առաջարկված մեթոդների համար իրականացվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ին պատկանող ծրագրային գործիքներով:

Առաջարկվող IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը կարող է կիրառվել արդի ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական գործընթացներում, իսկ ներկայացված մեթոդներով նախագծվող Մ/Ե հանգույցը բավարարում է ժամանակակից ստանդարտներով սահմանվող պահանջները:

Աղյուսակ 3.1

Պարամետրերի համեմատությունը՝ վատագույն դեպքի համար առաջարկվող և առկա հաղորդիչների կիրառությամբ

	Առկա հաղորդիչ հանգույցը	Առաջարկվող հաղորդիչ հանգույցը	Առաջարկվող ծրագրային գործիքով ստացված արդյունքները
ՍԴԱԱԹ-ը, պվ	19,3	6,4	6,9
Աչքի բնութագծի հորիզոնական բացվածքը, պվ	95	106	105
Աչքի բնութագծի ուղղահայաց բացվածքը, մՎ	426	479	465
Թրթռոցը ծերացումից հետո, պվ	19,5	13,4	13,5
Հզորությունը տվյալների փոխանցման ռեժիմում, մՎտ	21,84	34,46	34,52
Հզորությունը սպասման ռեժիմում, մկՎտ	1,68	32,6	60,48
Զբաղեցրած մակերեսը, մկմ^2	1396	1885	1932

Եզակացություններ

1. Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման ծրագրային միջոցի կառուցվածք, որն ապահովում է սխեմատեխնիկական լուծումների և հաշվարկների եղանակների մուտքագրում՝ առանց ծրագրավորման:
2. Մշակվել է IO Noise Immunity ծրագրային միջոցն օգտագործողի միջավայր, որը բավարարում է ժամանակակից պահանջները և թույլ է տալիս հեշտությամբ իրականացնել անհրաժեշտ նմանակումները և տեսանելի դարձնել ստացված արդյունքները:
3. Առաջարկվող մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումներն իրագործվել են Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման IO Noise Immunity ծրագրային միջոցում, որը ներդրվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ում և կիրառվում է Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման նպատակով: Փորձարկումները ցույց են տվել, որ IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը թույլ է տալիս 7...12 անգամ նվազեցնել սխեմատեխնիկական նախագծման գործընթացի տևողությունը, ապահովել փոխանցվող ազդանշանի՝ սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցների մոտավորապես 3 անգամ փոքրացում, ինչպես նաև չեզոքացնել նախահաղորդչի ծերացման հետևանքով առաջացող աղմկակայունության անկումը՝ էներգասպառման 58%-ով աճի և զբաղեցրած մակերեսի 38%-ով մեծացման հաշվին:

ԵԶՐԱՀԱՆԳՈՒՄ

1. Մշակվել են Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման սկզբունքներ, որոնք բավարարում են ժամանակակից պահանջները՝ էապես նվազեցնելով սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցները՝ թույլատրելի սահմաններում կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի մեծացման հաշվին:
2. Առաջարկվել է Մուտք/ելք հանգույցներում կիրառվող լարման կայունարարների աղմկակայունության բարձրացման միջոց, որը, ելքային տրանզիստորի երկրաչափական չափերի կարգաբերման շնորհիվ, ապահովում է սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակցի 80%-ով մեծացում՝ զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 24%-ով աճի պարագայում:
3. Մշակվել է Մուտք/ելք հանգույցի հաղորդչի աղմկակայունության բարձրացման միջոց, որը, սնման լարման բարձրացման և հոսանքի կարգաբերման շնորհիվ, մոտ 3 անգամ նվազեցնում է սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցները՝ միաժամանակ ապահովելով ելքային ազդանշանի հաստատուն ամպլիտուդ, էներգասպառման 58%-ով աճ և զբաղեցրած մակերեսի 34%-ով մեծացում:
4. Ստացվել է Մուտք/ելք հանգույցի նախահաղորդչի ծերացման ազդեցության նվազեցման միջոց, որը, սպասման ռեժիմում մուտքային ազդանշանի փոփոխման շնորհիվ, ապահովում է թրթռոցների պաշարի և աղմկակայունության 31%-ով բարձրացում՝ նախահաղորդչի զբաղեցրած մակերեսի ընդամենը 26%-ով աճի հաշվին:
5. Առաջարկվող մեթոդները և սխեմատեխնիկական լուծումներն իրագործվել են Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման IO Noise Immunity ծրագրային միջոցում, որը ներդրվել է <<Սինոփսիս Արմենիա>> ՓԲԸ-ում և կիրառվում է Մուտք/ելք հանգույցների աղմկակայունության բարձրացման նպատակով: Փորձարկումները ցույց են տվել, որ IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը թույլ է տալիս 7...12 անգամ նվազեցնել սխեմատեխնիկական նախագծման գործընթացի տևողությունը, ապահովել փոխանցվող ազդանշանի՝ սնման դողերի

աղմուկներից առաջացող թրթռոցների մոտավորապես 3 անգամ փոքրացում, ինչպես նաև չեզոքացնել նախահաղորդչի ծերացման հետևանքով առաջացող աղմկակայունության անկումը՝ էներգասպառման 58%-ով աճի և զբաղեցրած մակերեսի 38%-ով մեծացման հաշվին:

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Wang X., Hu Q. Analysis and optimization of combined equalizer for high speed serial link // InAnti-counterfeiting, Security, and Identification (ASID): IEEE 9th International Conference. - 2015. - P. 43-46.
2. A 2.2-pJ/bit 10-Gb/s forwarded-clock serial-link transceiver for IoE applications / M. El-Badry, M. El-Fiky, A. Yasser, A. Shehata, et al // Signals, Circuits and Systems (ISSCS): International Symposium. - 2017. -P. 1-4.
3. Melikyan V., Sahakyan A., Shishmanyan A., Hekimyan A. Multi-rate Clock-Data recovery solution in high speed serial links // Electronics and Nanotechnology (ELNANO): IEEE 35th International Conference. – 2015. -P. 242-244.
4. Universal Serial Bus 3.1 Specification, Revision 1.0. – 2013. -631p. https://manuais.iessanclemente.net/images/b/bc/USB_3_1_r1.0.pdf (accessed on 14.03.2019).
5. Serial ATA Revision 3.0 - Gold Revision // Serial ATA International Organization . – 2009. -663p. http://www.lttconn.com/res/lttconn/pdres/201005/20100521170123066.pdf (accessed on 14.03.2019).
6. PCI Express Base Specification Revision 3.0. – 2010. -860p. http://www.lttconn.com/res/lttconn/pdres/201402/20140218105502619.pdf (accessed on 14.03.2019).
7. High-Definition Multimedia Interface Specification Version 1.4b. -2011. -73p. https://glenwing.github.io/docs/HDMI-1.4b.pdf (accessed on 14.03.2019).
8. VESA DisplayPort Standard Version 1, Revision 1a. – 2008. -238p. http://file.yizimg.com/383992/2014090921252964.pdf (accessed on 14.03.2019).
9. Transmitter Output Impedance Calibration Method / V.Sh. Melikyan, A.K. Hayrapetyan, B.E. Baghramyan, A.S. Trdatyan, et al // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). – Kazan, Russia, 2018. - P. 51-58.
10. A three-phase PLL algorithm based on signal reforming under distorted grid conditions / B. Liu, F. Zhuo, Y. Zhu, et al // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2015. – P. 5272-5283.

11. Amourah M., Whately M. A novel switched-capacitor-filter based low-area and fast-locking PLL // Custom Integrated Circuits Conference (CICC) IEEE. - 2015. – P. 1-6.
12. Comparative performance evaluation of orthogonal-signal-generators-based single-phase PLL algorithms—A survey / Y. Han, M. Luo, X. Zhao, et al // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. - P. 3932-3944.
13. On the implementation of PFSCL serializer / K. Gupta, U. Mittal, R. Baghla, et al // Signal Processing and Integrated Networks (SPIN): 3rd International Conference. – 2016. -P. 436-440.
14. Das M., Majumder A., Mondal A.J., Bhattacharyya B.K. A 90nm Novel MUX-Dual Latch Design Approach for Gigascale Serializer Application // Nanoelectronic and Information Systems (iNIS): IEEE International Symposium. – 2017. - P. 210-214.
15. Wu K., Liu P., Yu Q. A novel energy-efficient serializer design method for gigascale systems // IEEE International Symposium In Circuits and Systems (ISCAS). - 2013. - P. 1978-1981.
16. Hien B.C., Kim S.M., Cho K. Design of a wave-pipelined serializer-deserializer with an asynchronous protocol for high speed interfaces // Quality Electronic Design (ASQED): 4th Asia Symposium. – 2012. - P. 265-268.
17. Jung J.W., Razavi B. A 25-Gb/s 5-mWCMOS CDR/deserializer // InVLSI Circuits (VLSIC), Symposium. – 2012. - P. 138-139.
18. Resistance calibration method without external precision elements / V. Melikyan, A. Sahakyan, M. Piloyan, G. Hovhannisyan, et al // IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). – 2014. - P. 1-4.
19. Melikyan V., Balabanyan A., Hayrapetyan A., Durgaryan A. NMOS/PMOS resistance calibration method using reference frequency // IEEE Computer Science and Information Technologies (CSIT). - 2013. - P. 1-6.
20. Melikyan V., Aleksanyan A., Galstyan V., Harutyunyan A. Self-calibration method for input/output termination resistance variation elimination // Electronics and Nanotechnology (ELNANO), IEEE 34th International Conference. – 2014. - P. 156-159.
21. Rajesh M.N., Shrisha B.K., Rao N., Kumaraswamy H.V. An analysis of BER comparison of various digital modulation schemes used for adaptive modulation // Recent Trends in

Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT): IEEE International Conference. – 2016. - P. 241-245.

22. Improved Transmitter Jitter Modeling for Accurate Bit Error Rate (BER) Eye Contours Using Transient Simulation of Short Bit Patterns / A. Chada, B. Mutnury, N. Dikhaminjia, M. Tsiklauri, et al // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. - 2018. – P. 1520-1528.
23. Zhang H., Rao F., Liu Z., Zhang G. Link BER Estimation for ADC-Based SerDes Design with IBIS-AMI Simulations // IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – 2018. - P. 145-147.
24. Prakash S.J., Hiremath S.S. Dual loop clock duty cycle corrector for high speed serial interface // Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon), IEEE International Conference. – 2017. - P. 935-939.
25. Raja I., Banerjee G., Zeidan M.A., Abraham J.A. A 0.1–3.5-GHz duty-cycle measurement and correction technique in 130-nm CMOS // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2016. -P. 1975-1983.
26. Dheena D.R., Vasanthi A. Low power and area efficient Duty Cycle Corrector with sigma-delta analog to digital converter // Information Communication and Embedded Systems (ICICES): IEEE International Conference. – 2013. -P.1188-1191.
27. All-digital duty-cycle corrector with a wide duty correction range for DRAM applications / C.H. Jeong, A. Abdullah, Y.J. Min, et al // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2016. – P. 363-367.
28. Choi Y., Kim Y.B. A 10-Gb/s receiver with a continuous-time linear equalizer and 1-tap decision-feedback equalizer // Circuits and Systems (MWSCAS): IEEE 58th International Midwest Symposium. – 2015. - P. 1-4.
29. Ayesh M.M., Ibrahim S.A., Ragai H.F., Rizk M.M. A low-power high-speed charge-steering ADC-based equalizer for serial links // Electronics, Circuits, and Systems (ICECS): IEEE International Conference. – 2015. - P. 500-501.
30. Thakkar C., Narevsky N., Hull C.D., Alon E. Design techniques for a mixed-signal I/Q 32-coefficient Rx-feedforward equalizer, 100-coefficient decision feedback equalizer in

an 8 Gb/s 60 GHz 65 nm LP CMOS receiver // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2014. – P. 2588-2607.

31. Saber S.S., Ehsanian M. A linear high capture range CDR with adaptive loop bandwidth for SONET application // Microelectronics (ICM): 29th International Conference. - 2017. - P. 1-4.
32. Kim J., Hwang Y., Moon Y. A study of the referenceless CDR based on PLL // SoC Design Conference (ISOCC): IEEE International Conference. – 2016. - P. 265-266.
33. A 22.5-to-32-Gb/s 3.2-pJ/b Referenceless Baud-Rate Digital CDR With DFE and CTLE in 28-nm CMOS / W. Rahman, D. Yoo, J. Liang, A. Sheikholeslami, et al // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2017. -P. 3517-3531.
34. Akshaya R., Siva S.Y. Design of an improved bandgap reference in 180 nm CMOS process technology // Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT): 2nd IEEE International Conference. – 2017. - P. 521-524.
35. Wadhwa S.K., Chaudhry N. High accuracy, multi-output bandgap reference circuit in 16nm FinFET // VLSI Design and 16th International Conference on Embedded Systems (VLSID): 30th International Conference IEEE. – 2017. - P. 259-262.
36. The Single Event Upset Forecasting in Digital and Analog Integrated Circuits in SAED 14nm FinFet Technology / V.Sh. Melikyan, A.A. Petrosyan, A.Kh. Mkhitaryan, A.K. Hayrapetyan, et al // All-Russia Science & Technology Conference: Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES). – Moscow, 2018. – V.8. – P. 76-81.
37. Start-up free 200nW bandgap voltage reference / C. Wu, W.L Goh., Y. Yang, A. Chang, et al // New Circuits and Systems Conference (NEWCAS): 14th IEEE International. – 2016. - P. 1-4.
38. Wadhwa S.K., Banerjee J., Gupta R.K. Low Power Single Amplifier Voltage Regulator // VLSI Design and 13th International Conference on Embedded Systems: 27th International Conference IEEE. – 2014. - P. 466-469.
39. Amayreh M., Leicht J., Manoli Y. A 200ns settling time fully integrated low power LDO regulator with comparators as transient enhancement // Circuits and Systems (ISCAS): IEEE International Symposium. – 2016. - P. 494-497.

40. A fully-integrated low-dropout regulator with full-spectrum power supply rejection / Y. Lu, Y. Wang, Q. Pan, et al // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 2015. – P. 707-716.
41. Jeon G., Kim K.K., Kim Y.B. A low jitter PLL design using active loop filter and low-dropout regulator for supply regulation // International SoC Design Conference (ISOCC) IEEE. – 2015. - P. 223-224.
42. Հայրապետյան Ա. Կ. Լարման կայունարարում աղմկակայունության բարձրացման եղանակ // Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանի Լրաբեր. Գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2018. - Մաս 1. - էջ 185–190:
43. Hayrapetyan A.K. Power supply noise rejection improvement in high-speed transmitter // Semiconductor Micro- and Nanoelectronics Proceedings of the Eleventh International Conference. – Yerevan, 2017. – P. 184-187.
44. Esch G.Jr., Chen T. Design of CMOS IO Drivers with Less Sensitivity to Process, Voltage, and Temperature Variations // Electronic Design, Test and Applications, Proceedings: Second IEEE International Workshop. - 2004. – P. 312-317.
45. Baker R.J. CMOS circuit design, layout, and simulation. - John Wiley & Sons, 2010. – 1173p.
46. Huang C.F., Chao Y.L. A Hybrid De-Embedding Technique of Eye Diagram Measurement for High-Speed Digital Interconnections // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. - 2014. – P. 892-895.
47. Eye-diagram estimation with stochastic model for 8B/10B encoded high-speed channel / J. Park, D.H. Kim, Y. Kim, et al // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC). – 2018. – P. 1-5.
48. Ichiyama K., Ishida M., Yamaguchi T.J., Soma M. Novel CMOS circuits to measure data-dependent jitter, random jitter, and sinusoidal jitter in real time // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 2008 . – P. 1278-1285.
49. Archanaa M., Balamurugan K. Analysis of thermal noise and noise reduction in CMOS device // Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE): IEEE International Conference. – 2014. - P. 1-5.

50. A scalable RFCMOS noise model / A.F. Tong, W.M. Lim, K.S. Yeo, et al // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – P.1009-1019.
51. Kim H.S., Park K., Oh H., Jung E.S. Effective gate layout methods for RF performance enhancement in MOSFETs // IEEE Electron Device Letters. – 2009. – P. 1105-1107.
52. Dua R.S., Katare S., Natarajan N. Resistorless on-die high voltage power supply noise measurement // 27th IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC). - 2014. - P. 390-392.
53. A novel peak power supply noise measurement and adaptation system for integrated circuits / X. Wang, D. Zhang, D. Su, et al // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2016. - 1715-1727.
54. Bozorgzadeh B., Shahdoost S., Afzali-Kusha A. Delay variation analysis in the presence of power supply noise in nano-scale digital VLSI circuits // IEEE 57th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – 2014. - P. 117-120.
55. Modeling and measurement of noise aware clocking in power supply noise analysis / Y. Zhou, S. Sudhakaran, A. Naik, X. Chang, et al // IEEE 23rd Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems. – 2014. - P. 7-10.
56. Mezhiba A., Friedman E.G. Impedance characteristics of power distribution grids in nanoscale integrated circuits // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2004. – P. 1148-1155.
57. Popovich M., Friedman E.G., Sotman M., Kolodny A. On-chip power distribution grids with multiple supply voltages for high-performance integrated circuits // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. – 2008. - P. 908-921.
58. Հայրապետյան Ա. Կ. Սնման դողերի աղմուկներից առաջացող թրթռոցների նվազեցումը հաղորդիչ հանգույցում // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի Լրաբեր. Գիտատեխնիկական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2018. - Հ. 15, h. 4. - էջ 631-634:
59. Aging adaption in integrated circuits using a novel built-in sensor / X. Wang, L. Winemberg, D. Su, D. Tran, et al // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 2015. – P.109-121.

60. Charge-based stochastic aging analysis of CMOS circuits / T. Hillebrand, N. Hellwege, N. Heidmann, et al // InIntegrated Reliability Workshop (IIRW) IEEE International Conference. – 2015. – P. 126-129.
61. PBTI-induced random timing jitter in circuit-speed random logic / J. Lu, G. Jiao, C. Vaz, J.P. Campbell, et al // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2014. – P. 3613-3618.
62. Wang X.J., Kwasniewski T. Propagation delay-based expression of power supply-induced jitter sensitivity for CMOS buffer chain // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2016. - P. 627-630.
63. Efficient diagnosis technique for aging defects on automotive semiconductor chips / J. Jung, M.A. Ansari, D. Kim, et al // IEEE European Test Symposium (ETS). – 2015. - P. 1-2.
64. On Diagnosing the Aging Level of Automotive Semiconductor Devices / J. Jung, M.A. Ansari, D. Kim, et al // IEEE Transactions on Circuits and Systems II Express Briefs. - 2017. – P. 822-826.
65. Programmable aging sensor for automotive safety-critical applications / J.C. Vazquez, V. Champac, I.C. Teixeira, et al // Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test in Europe, European Design and Automation Association. – 2010. - P. 618-621.
66. Hayrapetyan A.K. Aging impact minimization on a transmitter jitter // Proceedings of National Politechnic University of Armenia: Information Technologies, Electronics, Radio Engineering. – Yerevan, 2018. – N2. - P. 103-110.
67. Mobin S., Cui C., Rao F. Statistical Approach to Analyze Duty Cycle Jitter Amplification in NAND Flash Memory System // IEEE 27th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). – 2018. – P. 75-77.
68. Marcu M., Durbha S., Gupta S. Duty-cycle distortion and specifications for jitter test-signal generation // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 1-4.
69. Circuit speed timing jitter increase in random logic operation after NBTI stress / G.F. Jiao, J.W. Lu, J.P. Campbell, J.T. Ryan, et al // IEEE International Reliability Physics Symposium. – 2014. -P. 6B.1.1-4.

70. Device-level experimental observations of NBTI-induced random timing jitter / G.F. Jiao, J.W. Lu, J.P. Campbell, J.T. Ryan, et al // IEEE Transactions on Device and Materials Reliability. – 2014. – P. 972-977.
71. Oh D., Shim Y., Chen G. Supply noise induced jitter modeling and optimization for high-speed interfaces // Custom Integrated Circuits Conference (CICC), IEEE. - San Jose, USA, 2015. - P. 1-42.
72. Xu H., Pavlidis V.F., Burleson W., De Micheli G. The combined effect of process variations and power supply noise on clock skew and jitter // Quality Electronic Design (ISQED): 13th International Symposium IEEE. - Santa Clara, USA, 2012. - P. 320-327.
73. Analytical expressions for transfer function of supply voltage fluctuation to jitter at a single-ended buffer / J. Kim, S. De, K. Shringarpure, S. Pan, et al // Electromagnetic Compatibility (EMC): IEEE International Symposium. – 2011. - P. 422-427.
74. Monthie J., Sreekumar V., Yashwante R. Impact of Power Supply Noise on Clock Jitter in High-Speed DDR Memory Interfaces // VLSI Design 12th International Conference on Embedded Systems (VLSID). – 2013. - P. 262-266.
75. Loikkanen M., Rostamovaara J. PSRR improvement technique for amplifiers with Miller capacitor // Circuits and Systems: ISCAS IEEE International Symposium. - 2006. -P. 1394-1397.
76. Pandey S.C., Mishra P., Roy R., Pandit A.K. Design of Two-Stage CMOS Operational Amplifier for Sigma-Delta ADC // Computational Intelligence and Communication Networks (CICN): 8th International Conference IEEE. – 2016. -P. 566-569.
77. Hamzah M.H., Jambek A.B., Hashim U. Design and analysis of a two-stage CMOS op-amp using Silterra's 0.13 μm technology // Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE): IEEE Symposium. – 2014. - P. 55-59.
78. Sansen W. Analog design essentials. - Springer, The Netherlands, 2006. – 777p.
79. Razavi B. Design of analog CMOS integrated circuits // McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering. – Singapore, 2005. – 684p.
80. Deevi B.N., Rao N.B. High Q on-chip 3-D capacitor for RF applications // Annual IEEE India Conference (INDICON). – 2015. - P. 1-4.

81. Melikyan V., Safaryan K., Avetisyan A., Hakhverdyan T. On-chip decoupling capacitor optimization technique // Electronics and Nanotechnology (ELNANO): IEEE 37th International Conference. – 2017. - P. 116-118.
82. Ambasana N., Gope D. Mesh-sensitivity based decoupling capacitor sizing and placement for power delivery networks // Signal and Power Integrity (SPI): IEEE 21st Workshop. – 2017. - P. 1-4.
83. Sanna A, Graziosi G. Optimization of on-package decoupling capacitors considering system variables // IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI). – 2018. - P. 1-4.
84. Melikyan V., Martirosyan M., Melikyan A., Piliposyan G. 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Proceedings of the 7th Small Systems Simulation Symposium. - Niš, Serbia, 2018. - P. 37-41.
85. An analysis of power supply induced jitter for a voltage mode driver in high speed serial links / J.N. Tripathi, V.K. Sharma, H. Advani, P.N. Singh, et al // Signal and Power Integrity (SPI): IEEE 20th Workshop. – 2016. - P. 1-4.
86. Kumar V. On-Chip Aging Compensation for Output Driver // IEEE International Reliability Physics Symposium. – 2014. – P. CA.3.1-C.A3.5.
87. Enhanced design performance thanks to adaptative body biasing technique in FDSOI technolologies / F. Arnaud, S. Clerc, S. Haendler, R. Bingert, et al // IEEE SOI-3D-Subthreshold Microelectronics Technology Unified Conference (S3S). – 2017. - P. 1-5.
88. Shah A.P., Yadav N., Beohar A., Vishvakarma S.K. On-Chip Adaptive Body Bias for Reducing the Impact of NBTI on 6T SRAM Cells // IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing. - 2018 . – P. 242-249.
89. Low Power, Low Offset, Area Efficient Comparator Design in Nanoscale CMOS Technology / V.Sh. Melikyan, V.P. Grigoryants, A.K. Mkhitaryan, G.A. Petrosyan, A.K. Hayrapetyan, et al // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). – Kazan, Russia, 2018. - P. 75-79.
90. High Overshoot Correction Method in Voltage Regulators / V.Sh. Melikyan, A.K. Mkhitaryan, A.K. Hayrapetyan, Z.M. Avetisyan, et al // IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – Kyiv, 2018. - P. 130-133.

91. HSPICE R. Reference Manual, Commands and Control Options. Version E-2010.12, December 2010.–828p. http://www.ele.uri.edu/courses/ele448/HspiceRef/hspice_cmdref.pdf (accessed on 14.03.2019).
92. HSPICE R. Reference Manual, MOSFET Models. Version D-2010.12, December 2010. – 768p. http://www.ele.uri.edu/courses/ele448/HspiceRef/hspice_mosmod.pdf (accessed on 14.03.2019).
93. Hayrapetyan A.K., Cheremisinova L.D., Cheremisinov D.I., Melikyan V.Sh. Self-Heating and Thermal Noise Minimization of the Serial-Link Transmitter // Proceedings of the Republic of Armenia National Academy of Sciences and National Polytechnic university of Armenia: Series of Technical Sciences.- Yerevan, 2018. - V. 71, N 2. - P. 188–194.
94. Stroustrup B. Programming: Principles and Practice Using C++. - Second Edition. - 2014. – 1312p.

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1

SYNOPSYS®

№ 209/19 "29" 03 2019

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

Անդրանիկ Կամոյի Հայրապետյանի «Մուտք/ելք հանգույցներում աղմկակայունության բարձրացման միջոցների մշակումը» թեմայով թեկնածուական ատենախոսության արդյունքների

ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ

ԵՊՀ «Էլեկտրոնիկա, միկրո և նանոէլեկտրոնիկա» մասնագիտությամբ 3-րդ կուրսի ասպիրանտ Ա.Կ. Հայրապետյանի կողմից մշակված IO Noise Immunity ծրագրային միջոցը ներդրված է «ՍԻՆՈՊՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ-ում: Այն նախատեսված է Մուտք/Ելք հանգույցների աղմկակայունության գնահատման և բարձրացման միջոցների ներդրման համար: Մշակված IO Noise Immunity ծրագրային միջոցի կիրառումը զգալիորեն պարզեցրել է նմանակման նախապատրաստման, իրականացման և Մուտք/ելք հանգույցների նախագծման գործընթացները: Ծրագրային միջոցը ինտեգրվել է ընկերությունում օգտագործվող սխեմաների նախագծման գործընթացներում և բավարարում է ժամանակակից էլեկտրոնային նախագծման բնագավառում կիրառվող ծրագրային գործիքային միջոցին ներկայացվող բոլոր պահանջներին:

Լուծումների խմբի հետազոտման և
մշակման բաժնի ավագ կառավարիչ՝ Ա. Աղաջանյան

"ՍԻՆՈՊՍԻՍ 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

- **Առաջարկված հաղորդիչ հանգույցի Spice նկարագրության հատված**

```
xi115 in net433 gnd! sel vreg_output net459 mux2x8
xpkg tx_pkg_m tx_m tx_pkg_p tx_p c10_pkg
e71 rx_diff_pre_eq gnd! vcvs rxp1 rxm1 1 abs=0
e41 tx_out_diff3 gnd! vcvs txp1_far txm1_far 1 abs=0
e40 tx_out_diff2 gnd! vcvs txp1 txm1 1 abs=0
e33 tx_out_diff gnd! vcvs tx_pkg_p tx_pkg_m 1 abs=0
e103 tx_out_diff1 gnd! vcvs tx_p tx_m 1 abs=0
e100 tx_out_diff0 gnd! vcvs out1 out2 1 abs=0
c22 out1 gnd! c=100f
c19 out2 gnd! c=100f
c_pad_p tx_pkg_m gnd! c='xpad_cap'
c_pad_m tx_pkg_p gnd! c='xpad_cap'
c216 tx_m txm1 c=265n
c215 tx_p txp1 c=265n
xload rxm0 rxm1 rxm2 rxp0 rxp1 rxp2 txm0_far txm1_far txm2_far txp0_far
txp1_far
xtxres out2 out1 tx_pkg_m tx_pkg_p tx_res_ind2pad
xchannel txm0_far txm1_far txm2_far txp0_far txp1_far txp2_far txm0 txm1 txm2
r284 rxm2 gnd! r=50
r283 rxp0 gnd! r=50
r282 rxp2 gnd! r=50
r281 rxm1 gnd! r=50
r280 rxp1 gnd! r=50
r279 rxm0 gnd! r=50
r275 txp0 gnd! r=50
r276 txm0 gnd! r=50
r277 txp2 gnd! r=50
```

```
rfix_par0 net460 out1 r=50 m=1
r35 rxm1 gnd! r='rxres'
r34 rxp1 gnd! r='rxres'
r278 txm2 gnd! r=50
r69 net461 out2 r=50 m=1
r68 out1 net463 r=50 m=1
r30 out2 net464 r=50m=1
xmn_sw<0> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<1> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<2> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<3> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<4> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<5> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<6> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<7> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<8> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<9> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<10> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<11> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<12> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<13> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<14> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<15> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<16> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<17> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<18> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw<19> n_mid buf5 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn_sw1<0> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<1> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<2> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
```

```
xmn_sw1<3> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<4> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<5> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<6> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<7> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<8> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<9> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<10> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<11> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<12> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<13> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<14> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<15> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<16> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<17> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<18> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn_sw1<19> net463 data_en n_mid gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn13<0> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<1> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<2> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<3> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<4> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<5> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<6> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<7> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<8> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<9> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<10> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<11> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<12> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
```

```
xmn13<13> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<14> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<15> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<16> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<17> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<18> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn13<19> net465 buf5n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmn12<0> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<1> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<2> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<3> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<4> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<5> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<6> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<7> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<8> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<9> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<10> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<11> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<12> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<13> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<14> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<15> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<16> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<17> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<18> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn12<19> net464 data_en net465 gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmnnbiasp nshare nbias gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=10
xmnnswitchp out1 buf5n nshare gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmnnbiasm nshare nbias gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=10
```

```
xmnnswitchm out2 buf5 nshare gnd! n15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmn110 net382 buf4n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn106 buf5 net375 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn165 net228 net459 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=4
xmn166 buf1 net228 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=6
xmn171 net225 buf3 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn170 buf3 net226 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn169 net226 buf2 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn168 buf2 net227 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=12
xmn167 net227 buf1 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=8
xmn172 buf4 net225 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn92 net297 buf3n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn97 buf4n net297 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn105 net375 buf4 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn94 net298 buf2n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmn107 buf5n net382 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn93 buf3n net298 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=24
xmn96 net299 buf1n gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=8
xmn95 buf2n net299 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=12
xmn90 buf1n net459 gnd! gnd! n15 l=0.15u nfin=4 nf=4
xi114 net427 net425 gnd! net422 net425 vreg_output vreg_output dffd
xi113 net422 net418 gnd! net433 net418 vreg_output vreg_output dffd
xi112 net413 net411 gnd! net427 net411 vreg_output vreg_output dffd
xi111 clk net404 gnd! net413 net404 vreg_output vreg_output dffd
xmp106 buf5 net375 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp13<0> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<1> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<2> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<3> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<4> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
```

xmp13<5> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<6> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<7> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<8> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<9> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<10> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<11> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<12> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<13> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<14> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<15> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<16> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<17> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<18> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp13<19> net462 buf5n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp12<0> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<1> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<2> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<3> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<4> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<5> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<6> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<7> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<8> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<9> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<10> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<11> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<12> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<13> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<14> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2

xmp12<15> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<16> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<17> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<18> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp12<19> net461 data_en_n net462 vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp105 net375 buf4 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmpbiasm pshare pbias vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=10
xmp165 net225 buf3 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmp110 net382 buf4n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmppswitchm out2 buf5 pshare vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmp_sw1<0> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<1> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<2> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<3> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<4> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<5> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<6> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<7> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<8> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<9> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<10> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<11> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<12> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<13> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<14> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<15> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<16> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<17> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<18> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2
xmp_sw1<19> net460 data_en_n p_mid vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=2

xmppswitchp out1 buf5n pshare vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=4
xmppbiasp pshare pbias vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=10
xmp109 buf5n net382 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp166 net228 net459 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=5
xmp98 buf1n net459 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=5
xmp99 net297 buf3n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmp167 buf1 net228 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=8
xmp172 buf4 net225 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp171 buf3 net226 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp170 net226 buf2 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmp168 net227 buf1 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=11
xmp169 buf2 net227 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmp93 net298 buf2n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=20
xmp95 buf2n net299 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=16
xmp92 buf3n net298 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp91 buf4n net297 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=32
xmp94 net299 buf1n vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=4 nf=11
xmp_sw<0> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<1> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<2> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<3> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<4> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<5> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<6> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<7> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<8> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<9> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<10> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<11> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<12> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1

```
xmp_sw<13> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<14> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<15> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<16> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<17> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<18> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
xmp_sw<19> p_mid buf5 vreg_output vreg_output p15 l=0.15u nfin=8 nf=1
```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 3

- **IO Noise immunity ծրագրային միջոցի QT նկարագրության հատված**

```
#include "io_noise_immunity.h"
#include "ui_io_noise_immunity.h"
#include "simulation.h"
#include "results.h"
#include <QFileDialog>
#include "help.h"
#include <QProgressBar>
#include "progress.h"
MainWindow::MainWindow(QWidget *parent) :
    QMainWindow(parent),
    ui(new Ui::MainWindow)
{
    ui->setupUi(this);
    setWindowIcon(QIcon(":/images/icon.ico"));
    this->setWindowTitle("IO Noise Immunity: Simulation.");
}
MainWindow::~MainWindow()
{
```

```
    delete ui;
}
void MainWindow::on_pushButton_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_31->setText(filename);
}
oid MainWindow::on_pushButton_5_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_30->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_6_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_31->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_7_released()
```

```
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_32->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_8_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_33->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_9_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_34->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_10_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
```

```
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_35->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_11_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_36->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_12_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Library files (*.lib)");
    ui->lineEdit_37->setText(filename);
}
void MainWindow::on_pushButton_14_released()
{
    QString directory = QFileDialog::getExistingDirectory(this,
                        tr("Find Files"), QDir::currentPath());
    ui->lineEdit_18->setText(directory);
}
void MainWindow::on_actionExit_triggered()
```

```
{
    this->close();
}

void MainWindow::on_actionOpen_Netlist_triggered()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Netlist files (*.sp *.spf)");
}
#include "results.h"
#include "ui_results.h"
#include <QFileDialog>
Results::Results(QWidget *parent) :
    QDialog(parent),
    ui(new Ui::Results)
{
    ui->setupUi(this);
    setWindowIcon(QIcon(":/images/icon.ico"));
    this->setWindowTitle("IO Noise Immunity: Results.");
}
Results::~Results()
{
    delete ui;
}
#include "simulation.h"
#include "ui_simulation.h"
#include <QFileDialog>
```

```
#include <QMessageBox>
#include "Build.h"
simulation::simulation(QWidget *parent) :
    QDialog(parent),
    ui(new Ui::simulation)
{
    ui->setupUi(this);
    setWindowIcon(QIcon(":/images/icon.ico"));
    this->setWindowTitle("IO Noise Immunity: Method Insertion.");
}
simulation::~simulation()
{
    delete ui;
}
void simulation::on_Browse_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Netlist files (*.sp *.spf)");
    ui->Browse_line->setText(filename);
}
void simulation::on_Browse_3_released()
{
    QString filename =  QFileDialog::getOpenFileName(
            this,
            "Open Document",
            QDir::currentPath(),
            "All files (*.*) ;; Netlist files (*.sp *.spf)");
```

```
        ui->Browse_line_4->setText(filename);
    }
```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 4

- **ՆԿԱՐՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

- **ԱՂՅՈՒՍԱԿՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

- **ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ**

1. ԻՍ – ինտեգրալ սխեմա
2. ԿԲ – կիսահաղորդչային բյուրեղ
3. Մ/Ե – Մուտք/ելք
4. ԱԱԳ - ազդանշան/աղմուկ գործակից
5. ԿՄՕԿ - կոմպլեմենտար մետաղ օքսիդ կիսահաղորդիչ
6. ՀՀԴ – համապիտանի հաջորդական դող
7. ՀԱՏՀ – հաջորդական առաջադեմ տեխնոլոգիաների հավելված
8. ՀԵԲՄ – հատուկ եզրային բաղադրիչների միջմիացում
9. ՓԻՀ – փուլահաճախականային ինքնաենթալարման համակարգ
10. ՀՀ – հաջորդականացման հանգույց
11. ԱՀ – ապահաջորդականացման հանգույց
12. ԴՀՀ - դիմադրությունների համաձայնեցման հանգույց
13. ԿՍՄ – կարգի սխալանքի մակարդակ
14. ԼԳՈՒՀ - լցման գործակցի ուղղման հանգույց
15. ՍՏՎՀ – սինքրոազդանշան-տվյալ վերականգնման հանգույց
16. ՋԱԼՁՀ – ջերմաստիճանից անկախ լարման ձևավորման հանգույց

17. ՄՕԿ - մետաղ օքսիդ կիսահաղորդիչ
18. p-ՄՕԿ – p տիպի մետաղ օքսիդ կիսահաղորդիչ
19. n-ՄՕԿ – n-տիպի մետաղ օքսիդ կիսահաղորդիչ
20. ՀՋԱ - հենակային ջերմաստիճանային անկայունության
21. ՏԼԵ - տաք լիցքակրի երևույթ
22. ՍԴԱԱԹ – սնման դողերի աղմուկներ առաջացած թրթռոց
23. ՍԴԱՃԳ - սնման դողերի աղմուկների ճնշման գործակից
24. ՍԿԸՀ - ստատիկ կամայական ընտրությամբ հիշողություն
25. ՑԼԱ – ցածր լարման անկմամբ