ՀՀ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

ՎԱՉԵ ԱՇՈՏԻ ԳԱԼՍՏՅԱՆ

ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ՄԻՋՈՑՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄՆ ՈՒ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ

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

Գիտական ղեկավար՝ ՀՀ ԳԱԱ թղթակից անդամ,

ՀՀ գիտության վաստակավոր

գործիչ,

տ.գ.դ., պրոֆ. Վ. Շ. Մելիքյան

ԵՐԵՎԱՆ 2016

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

<u>Թեմայի արդիականությունը:</u> Կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ (ԿՄՕԿ) տեխնոլոգիաների միջոցով իրականցված ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) բաղկացուցիչ տարրերն անընդհատ ենթարկվում են մասշտաբավորման: Տեխնոլոգիայի բնութագրիչ չափերի նվազեցումը թույլ է տալիս շահել էներգասպառման, կիսահաղորդչային բյուրեղի (ԿԲ) վրա զբաղեցված մակերեսի և արագագործության առումներով:

Էներգասպառման նվազեցումը հանդիսանում է ժամանակակից դյուրակիր սարքերում կիրառվող ԻՍ-երին ներկայացվող հիմնական պահանջը: Սնուցման համակարգերը մեծ դեր ունեն ԻՍ-երի էներգասպառման և աշխատանքի կայունության ապահովման գործում, որոնց առանցքային ֆունկցիան է արտաքին միջավայրի փոփոխվող պայմանների դեպքում ԻՍ-ի սնման լարման պահանջվող մակարդակի ապահովումը: ԻՍ-երում ցածր էներգասպառմանը միտված նախագծման հայտնի մեթոդների իրականացման համար, ենթահամակարգերի սնման նպատակով, խիստ շահավետ են փոխանջատվող ունակությունների վրա հիմնված հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչները (ՀԻՓ)՝ տոպոլոգիական, ֆինանսատնտեսական և էներգասպառման տեսանկյունից, որոնք ունեն զգալի առավելություն ինդուկտիվ փոխակերպիչների նկատմամբ:

ՀԻՓ-երի նախագծման առկա անալոգային և անալոգաթվային միջոցների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ դրանցում հաշվի չեն առնված էներգասպառման, կառվարման հանգույցների՝ սնման լարման տատանումների նկատմամբ կայունության, ԻՍ-երի արտադրության ֆինանսատնտեսական խնդիրները, որոնք պահանջում են արտաքին հենակային լարման առկայություն, ինչպես նաև չեն ապահովում կառավարման համակարգի արագագործության և ելքային լարման տատանման ապլիտուդայի (ԵԼՏԱ) բավարար մակարդակները:

Առաջարկվել են ՀԻՓ-երի նախագծման նոր սկզբունքներ, որոնք կապահովեն բավարարող էներգասպառման, փոխակերպման արդյունավետության, սնման լարման տատանումների նկատմամբ կայունության գործնական պահանջները, կզբաղեցնեն փոքր մակերես և բավարար արագագործություն, բեռից և մուտքային լարումից կախված՝ կապահովեն փոխակերպման գործակցի և փոխանջատման հաճախության կարգաբերումը, ինչպես նաև հաշվի կառնեն համակարգի նախնական գործադրման հետ կապված խնդիրները:

<u>Հետազոտության առարկան:</u> Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչներում կառավարման համակարգի ազդեցությունը ելքային լարման տատանման ամպլիտուդի և փոխակերպման արդյունավետության վրա, դրանցում առանց արտաքին հենակային լարումների ելքային լարման գնահատման եղանակները, մուտքային լարման փոփոխությունների դեպքում համակարգի ինքնակարգաբերման եղանակները՝ ուղղված ելքային հաստատուն լարման ապահովմանը:

<u>Աշխատանքի նպատակը:</u> Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչներում փոխակերպման արդյունավետության բարձրացմանն ուղղված ինքնակարգաբերվող կառավարման համակարգի նախագծման մեթոդների և համապատասխան սխեմատեխնիկական լուծումների մշակումը և հետազոտումը, որոնք կհանգեցնեն ելքային լարման տատանման ամպլիտուդի նվազմանը և, միաժամանակ, ԿԲ-ի բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսի և սպառվող էներգիայի փոքր աճին:

<u>Հետազոտության մեթոդները:</u> Ատենախոսության կատարման ընթացքում օգտագործվել են կիսահաղորդչային սարքերի և էլեկտրական շղթաների տեսությունները, էլեկտրոնային սխեմաների մոդելավորման, սխեմատեխնիկական նախագծման եղանակները, տրամաբանական և սխեմատեխնիկական մակարդակների լեզուներով նկարագրման միջոցները:

<u>Գիտական նորույթը.</u> Որպես գիտական նորույթ դիտարկվում են ատենախոսության մեջ տեղ գտած սխեմատեխնիկական լուծումներից և նախագծման մեթոդներից հետևյալները՝

- Մշակվել է ՀԻՓ-ի ելքային լարման մակարդակի գնահատման համար անալոգաթվային ձևափոխիչի նախագծման մեթոդ, որը հնարավորություն է տալիս առանց արտաքին հենակային լարման կատարել ՀԻՓ-ի ելքային լարման փաստացի մակարդակի գնահատում: Առաջարկվել է անալոգաթվային ձևափոխիչի (ԱԹՁ) տակտավորման մեթոդ, որը փոքրացնում է միջանցիկ հոսանքների անցման տևողությունը՝ էականորեն նվազեցնելով էներգասպառումը:
- Իրագործվել է չփոխծածկվող ազդանշանի գեներատոր, որը գոյություն ունեցող լուծումների համեմատ ապահովում է էներգասպառման, օգտագործված մակերեսի, տարրերի քանակի զգալի կրճատում, միևնույն ժամանակ հնարավորություն տալով թվային ազդանշանի միջոցով կառավարելու ելքային երկփուլ ազդանշանի չփոխծածկման և ճակատի տևողությունները, ինչը առաջարկված ՀԻՓ համակարգի արդյունավետ կառավարման պայմաններից մեկն է:
- Առաջարկվել է թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման նոր մեթոդ, որը հնարավորություն է տալիս միաժամանակ ստանալ ինչպես բարձրհաճախականային, այնպես էլ ցածրհաճախականային տակտային ազդանշան 2.4ԳՀց-ից 100ՄՀց տիրույթում, միևնույն ժամանակ հայտնի այլ լուծումների նկատմամբ ապահովելով ավելի փոքր էներգասպառում

և զգալիորեն կրճատելով կիսահաղորդչային բյուրեղի (ԿԲ) վրա զբաղեցրած մակերեսը:

- Առաջարկվել են ՀԻՓ-երի նախագծման նոր սկզբունքներ, որոնք ապահովում են գործնական պահանջները բավարարող էներգասպառում, փոխակերպման արդյունավետություն, սնման լարումների նկատմամբ կայունություն, զբաղեցրած փոքր մակերես և արագագործություն, ինչպես նաև, նպատակային ելքային լարման ապահովման համար բեռից և մուտքային լարումից կախված, իրականացնում են փոխանջատման հաճախության և փոխակերպման գործակցի կարգաբերում:

<u>Պաշտպանության են ներկայացվում հետևյալ դրույթները</u>.

- Թվային կառավարմամբ, լայն հաճախականային բացվածքով տակտային ազդանշանի գեներատորի սխեմատեխնիկական նոր լուծումները:
- Կառավարվող ճակատի տևողությամբ չփոխծածկվող ազդանշանների գեներատորի իրականացման եղանակները և սխեմատեխնիկական լուծումները:
- Ցածր էներգասպառմամբ անալոգաթվային ձևափոխիչի իրականացման եղանակները և սխեմատեխնիկական լուծումները:
- Կառավարման թվային համակարգի միջոցով հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչի ինքնակարգաբերման մեթոդի մշակումը և իրականացումը:
- Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման առաջարկված մեթոդների հիման վրա մշակված SCC-Cal Designer ծրագրային միջոցը:

<u>Աշխատանքի գործնական արժեքը:</u> ՀԻՓ-երի նախագծման մշակված սկզբունքները, եղանակները և մեթոդներն իրագործվել են SCC Designer ծրագրային գործիքային միջավայրում, որն օժտված է օգտագործողի հետ «բարեկամական» ինտերֆեյսով, ունի մոդելավորմանը և թեստավորմանը հնարավորինս հարմարեցված կառուցվածք և միջին հաշվով 20÷25 անգամ կրճատում է ողջ գործընթացի ժամանակը: Առաջարկված մեթոդների կիրառությամբ ՀԻՓ-ի բաղկացուցիչ հանգույցների և ամբողջական համակարգի նախագծումը SCC Designer ծրագրային միջոցով վկայում է դրա բարձր արդյունավետության մասին, քանի որ փոխակերպման արդյունավետությունն աճել 3.7%-ով, ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը նվազել 5.5%-ով՝ միջին էներգասպառման 2.7% աճի հաշվին:

Գիտական դրույթների հավաստիությունը հաստատված է բերված գիտական արդյունքների մաթեմատիկական հիմնավորմամբ և գործնական փորձարկումների արդյունքների հետ բավարար աստիճանի համադրմամբ:

Ներդրումը: SCC Designer ծրագրային միջոցը ներդրված է «Սինոփսիս Արմենիա» ՓԲԸ-ում: Այն օգտագործվում է սնման լարման դինամիկ մասշտաբավորման մեթոդի կիրառմամբ աշխատող ԻՍ-երին սնման լարում ապահովելու նպատակով: SCC Designer ծրագրային միջոցի կիրառմամբ նախագծվել և թեստավորվել են դյուրակիր սարքերում օգտագործվող ԻՍ-ի սնուցման հանգույցների մի շարք սխեմաներ: SCC Designer ծրագրային միջոցը ներառված է ընկերության ծրագրային գործիքային միջոցների կազմում:

Հրապարակումներ: Ատենախոսության հիմնական դրույթները ներկայացված են 10 գիտական հրատարակումներում:

Ատենախոսության կառուցվածքը: Ատենախությունը բաղկացած է ներածությունից, 3 գլխից, եզրահանգումից, 102 անուն գրականության ցանկից և 4 հավելվածներից (առաջին հավելվածում բերված է ատենախոսության ներդրման ակտը, երկրորդում՝ նախագծված սխեմաների որոշ նկարագրություններ և թեստավորման ֆայլեր, երրորդում՝ մշակված ծրագրային միջոցի տեքստից որոշ հատվածներ, չորրորդում՝ ատենախոսությունում օգտագործված նկարների, աղյուսակների և հապավումների ցանկերը): Հիմնական տեքստը կազմում է 127 էջ, որում ընդգրկված են 83 նկար և 11 աղյուսակ: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը, հավելվածների հետ միասին, կազմում է 152 էջ:

ԳԼՈՒԽ 1. ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ՀԱՐՑԵՐԸ

1.1. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների անհրաժեշտությունը

ԿՄՕԿ տեխնոլոգիաների միջոցով իրականցված ԻՍ-երն անընդհատ ենթարկվում են մասշտաբավորման՝ փոքրացնելով տարրերի բնութագրիչ չափերը, բարձրացնելով դրանց արագագործությունը [1-3]: Էներգասպառման նվազեցումը հանդիսանում է ժամանակակից դյուրակիր սարքերում կիրառվող ԻՍ-երին ներկայացվող հիմնական պահանջը, որի ապահովման համար կիրառվում են նախագծման հատուկ մեթոդներ [4]:

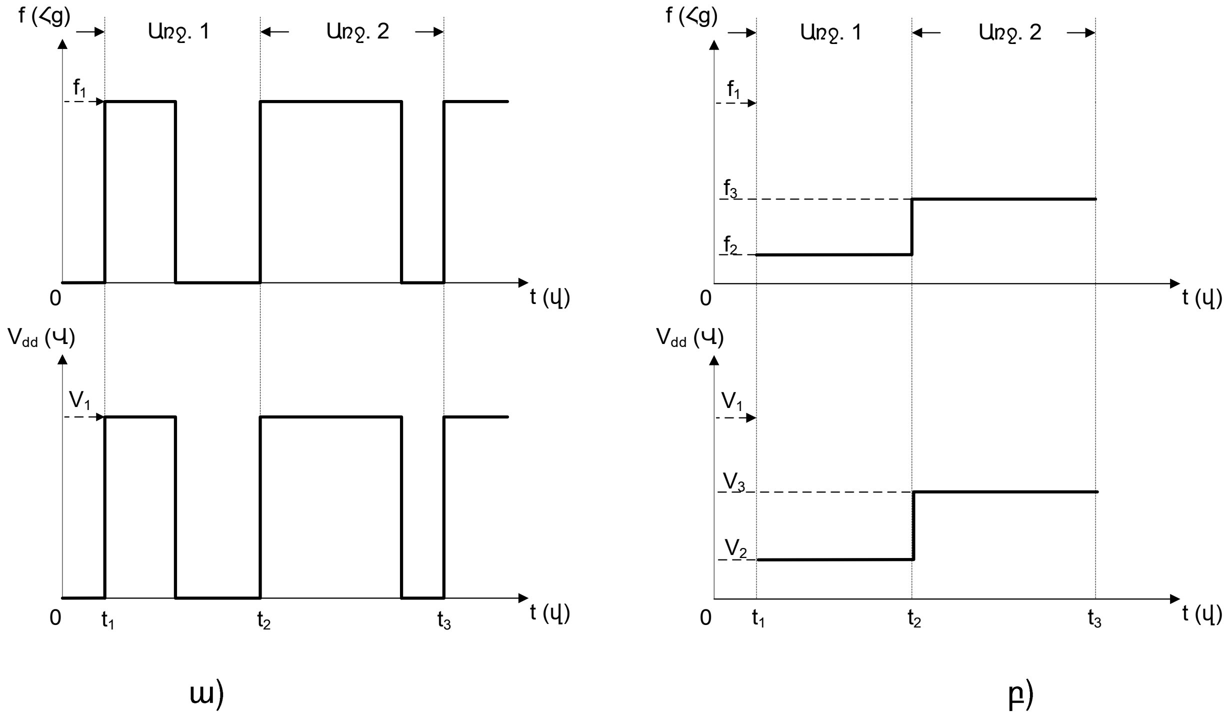
ԻՍ-երի էներգասպառման և աշխատանքի կայունության ապահովման գործում մեծ դեր ունեն սնուցման համակարգերը, որոնք արտաքին միջավայրի փոփոխվող պայմաններում պետք է ապահովեն ԻՍ-ի սնման լարման պահանջվող մակարդակ [5]:

Ըստ արտաքին աղբյուրից ստացված և ԻՍ-ին տրվող սնման լարումների միջև հարաբերակցության՝ տարբերվում են սնուցման համակարգերի կիրառության երկու հիմնական ուղղություններ՝

- արտաքին աղբյուրի հաստատուն լարման փոխակերպումը ԻՍ-ի սնման լարումների փոփոխական մակարդակների [6],
- արտաքին աղբյուրի փոփոխական լարման փոխակերպումը ԻՍ-ի սնման լարման հաստատուն մակարդակի [7]:

Սնուցման համակարգերի վերը նշված կիրառություններից առաջինի օրինակ է հանդիսանում սնման լարման դինամիկ մասշտաբավորումը (ՍԼԴՄ), ինչը ԻՍ-ում էներգասպառման փոքրացմանը միտված նախագծման մեթոդներից մեկն է [6,8]:

ԻՍ-երում առաջադրանքների կատարման համար հիմնականում չի պահանջվում արտադրողականության հնարավոր առավելագույն մակարդակ: Այս դեպքում, էներգասպառման նվազեցման նպատակով, կայուն արտադրողականությամբ համակարգերում որոշակի առաջադրանքներ կատարվում են սահմանված վերջնաժամկետից շուտ և ԻՍ-ն անցնում է հանգստի վիճակի մինչև հաջորդ առաջադրանքի կատարումը (նկ. 1.1ա) [8]:



Նկ. 1.1. Էներգասպառման նվազեցման նպատակով ԻՍ-երում առաջադրանքի կատարման պլանավորման եղանակները. ա) հաստատուն արտադրողականությամբ համակարգերում, բ) փոփոխական արտադրողականությամբ համակարգերում

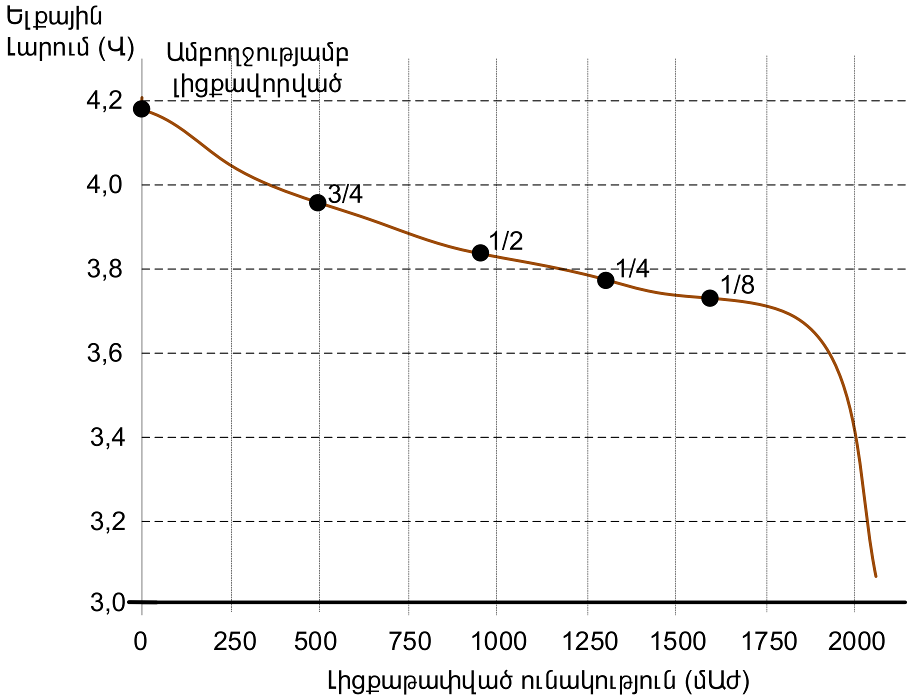
Մինչդեռ ՍԼԴՄ-ի կիրառման դեպքում, ցածր բեռնվածության պայմաններում, իջեցվում է ԻՍ-ի արտադրողականությունն այնպես, որ յուրաքանչյուր առաջադրանք կատարվում է «ճիշտ ժամանակին»՝ երկարացնելով դրանց կատարման տևողությունը մինչև սահմանված վերջնաժամկետը (նկ. 1.1բ) [8]: Հաճախությունից և սնման լարումից կախված՝ թվային շղթաներում հապաղումը և էներգասպառումը որոշվում են հետևյալ առնչություններով [9]՝

$$T_{\text{հապաղում}} = \frac{C_{\text{փակաս}} V_{dd}}{I_{\text{հագ}}} \propto \frac{V_{dd}}{(V_{dd} - V_{\text{շեմ}})^{1,3}} \ , \qquad (1.1)$$

$$P_{\text{թվային}} = \sum_i \alpha_i C_{\text{փականի},i} V_{dd}^2 f_{\text{սինք}} \ , \qquad (1.2)$$

որտեղ $f_{\text{սինք}}$-ն ԻՍ-ի սինքրոազդանշանի հաճախությունն է, $V_{\text{շեմ}}$-ը՝ տրանզիստորի շեմային լարումը, $I_{\text{հագ}}$-ը՝ տրանզիստորի հագեցման հոսանքը, $C_{\text{փական}}$-ը՝ տրանզիստորի փականի ունակությունը, α_i-ն՝ փոխանջատման ակտիվության գործակիցը, իսկ V_{dd}-ն՝ սնման լարումը: Աշխատանքային հաճախության իջեցումը՝ համատեղված սնման լարման քառակուսային նվազեցման հետ, հանգեցնում է էներգասպառման խորանարդ անգամ կրճատմանը: Սակայն ցածր հաճախության դեպքում առաջադրանքի կատարման ժամանակն աճում է՝ հանգեցնելով էներգասպառման միայն քառակուսի աստիճանով կրճատման [9]: ՍԼԴՄ-ի մեթոդը արդյունավետ է հատկապես լայն միջակայքում ԻՍ-ի բեռնվածության տատանումների դեպքում, հետևապես՝ նաև կիրառելի ժամանակակից դյուրակիր սարքավորումներում օգտագործվող ԻՍ-երում [10]:

Սնուցման համակարգերի կիրառության մյուս հանգամանքը կապված է դյուրակիր սարքերում ԻՍ-երի սնուցման հետ, երբ սնուցման նպատակով կիրառվում են լիթիում-իոնային մարտկոցներ: Վերջիններս ապահովում են ելքային էներգիայի խտության բարձր մակարդակ, ունեն կյանքի երկար տևողություն [11]: Լրիվ լիցքավորված 2000 մԱ/ժ ունակությամբ մարտկոցն ապահովում է 4,2 Վ ելքային լարում, որը, մինչև 1/8 մակարդակի լիցքաթափման դեպքում նվազում է մինչև 3,7 Վ (նկ. 1.2) [12]:



Նկ. 1.2. Լիթիում-իոնային մարտկոցի լիցքաթափումը

Ելքային լարումը կտրուկ ընկնում է մինչև 3 Վ: Սնման լարման տատանման դեպքում պետք է ապահովել դյուրակիր սարքի անխափան աշխատանքը՝ 2,8-4,2 Վ միջակայքում: Մարտոցից սնվող ԿՄՕԿ ԻՍ-երն աշխատում են 1,2 Վ սնման լարմամբ, մինչդեռ ենթաշեմային միջակայքում ՍԼԴՄ-ի կիրառման պարագայում սնման լարումը կարող է իջնեցվել մինչև 0,5 Վ [12]:

Մարտկոցից ստացված սնման բարձր լարումը ԻՍ-ի աշխատանքային լարման մակարդակի փոխակերպելու, ինչպես նաև ՍԼԴՄ-ն իրականացնելու համար մեծ դեր ունեն հզորության փոխակերպիչները, որոնք օգտագործվում են հաստատուն մուտքային լարումը ելքային այլ արժեքով հաստատուն լարման ձևափոխելու նպատակով [13]: Այդպիսի հզորության փոխակերպիչները կոչվում են (ՀՄ-ՀԵ) հաստատուն մուտքային և ելքային լարումներով փոխակերպիչներ [14]:

Նախկինում մեծ կիրառություն են ունեցել ինդուկտիվ փոխակերպիչները [15,16], որոնք ունեն են մի շարք թերություններ: Հիմնական թերությունը արտաքին ինկուկտիվության առկայությունն է, ինչը հանգեցնում է էներգասպառման և ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի անընդունելի աճի՝ դարձնելով նշված փոխակերպիչները ոչ կիրառելի ժամանակակից դյուրակիր համակարգերում [17]: Ներկայումս կիրառության մեջ են մտնում փոխանջատվող ունակությունների վրա հիմնված ՀԻՓ-երը [18], որոնցում հնարավոր է օգտագործել միայն ինտեգրալ բաղադրիչներ, ինչպես նաև կառավարման հանգույցները տեղակայել փոխակերպիչից սնվող համակարգերի հետ միևնույն ԻՍ-ում: Բացի այդ, հնարավորություն է ընձեռվում իրականացնելու համակարգի բոլոր բաղադրիչները (ինչպես ունակությունները, այնպես էլ կառավարման հանգույցի տարրերը)՝ մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ (ՄՕԿ) տեխնոլոգիական գործընթացի կիրառմամբ, ինչը կտրուկ նվազեցնում է ինչպես առանձին ենթահանգույցների, այնպես էլ ամբողջական սնուցման համակարգի էներգասպառումը [19]:

Այսպիսով, ենթահամակարգերի սնման նպատակով տոպոլոգիական, ֆինանսատնտեսական և էներգասպառման տեսանկյունից ՀԻՓ-երը խիստ շահավետ են [20]:

1.1.1. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների աշխատանքի սկզբունքը և բնութագրերը

ՀԻՓ-ներում մուտքային հանգույցից դեպի ելք լիցքի տեղափոխությունն իրականացվում է ունակությունների միջոցով: Երբ ունակության շրջադիրների միջև կիրառվում է փոփոխական էլեկտրական դաշտ, որն ունակ է արագացում հաղորդելու լիցքին. ունակությունը կարող է մի թիթեղից մյուսը dq լիցք տեղափոխել՝ կատարելով dW աշխատանք [21] ՝

$$dW = Vdq = \frac{q}{c}dq, \tag{1.3}$$

որտեղ V-ն ունակաթյան շրջադիրների վրա լարման անկումն է, C-ն՝ ունակությունը:

Ըստ ֆունկցիոնալ կիրառության՝ ՀԻՓ-երում ունակությունները լինում են 2 տիպի՝ լիցքի տեղափոխմամբ (ԼS) և ելքային: Մուտքային լարման ձևափոխությունը կատարվում է երկու փուլով՝ ԼS ունակությունների լիցքավորում համապատասխան տոպոլոգիայով և հավաքված լիցքի լիցքաթափում ելքային ունակության վրա [22]:

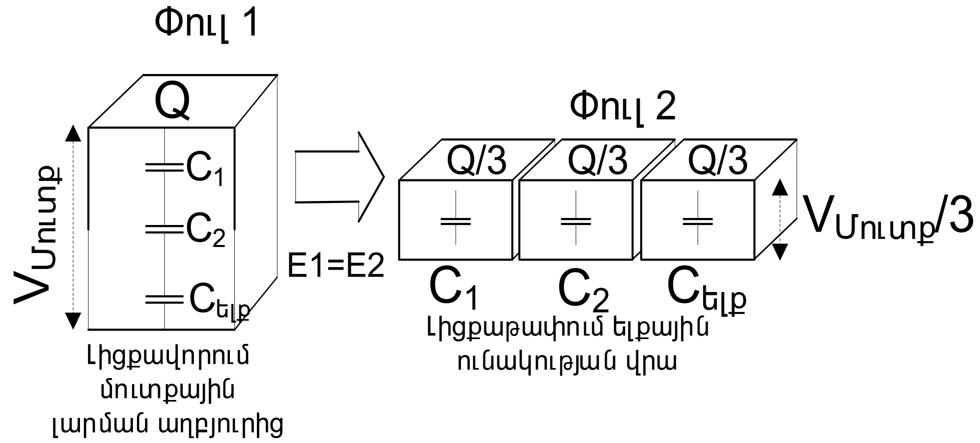
Լիցքի տեղափոխման երևույթը դիտարկված է 1/3 փոխակերպման գործակից ունեցող ՀԻՓ-ի օրինակով (նկ. 1.3) [21]: Առաջին փուլում լիցքը կուտակվում է 3 հաջորդական միացմամբ ունակությունների շղթայի վրա: Երկրորդ փուլում նույն լիցքը կուտակվում է ունակությունների զուգահեռ միացմամբ շղթայում: Սակայն, բացի լիցքի վերաբաշխումից, տեղի է ունենում նաև ունակությունների վրա ընկած լարման վերաբաշխում, այսինքն՝ բոլոր ունակությունների վրա ընկած լարումը հավասարվում է առաջին փուլում մուտքային լարման 1/3-ին [21]:

Այսպիսով, ունակությունների համապատասխան միացմամբ երկփուլ կառուցվածքն ունակ է մուտքային լարումը ձևափոխելու ելքային այլ մակարդակի լարման, մինչդեռ վերջինս կախված է աշխատանքի առաջին և երկրորդ փուլերում ունակությունների միացման տոպոլոգիայից [20]: Մուտքային և ելքային լարումների միջև կապը բնութագրվում է փոխակերպման գործակցի միջոցով [21] ՝

$$M_{Իդեալական} = \frac{V_{Ելք1}}{V_{Մուտք}}, \tag{1.4}$$

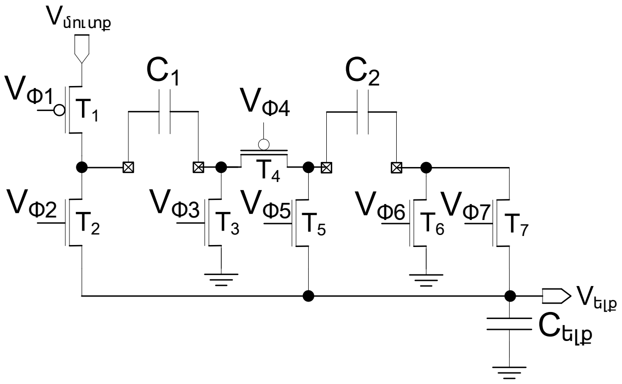
$$M_{Իրական} = \frac{V_{Ելք2}}{V_{Մուտք}}, \tag{1.5}$$

որտեղ $M_{Իդեալական}$-ը և $M_{Իրական}$-ը համապատասխանաբար իդեալական և իրական փոխակերպման գործակիցներն են, իսկ $V_{Ելք1}$-ը և $V_{Ելք2}$՝ ելքային լարման իդեալական և փաստացի արժեքները:



Նկ. 1.3. 1/3 փոխակերպման գործակցով ՀԻՓ-ում լիցքի տեղափոխման սկզբունքը

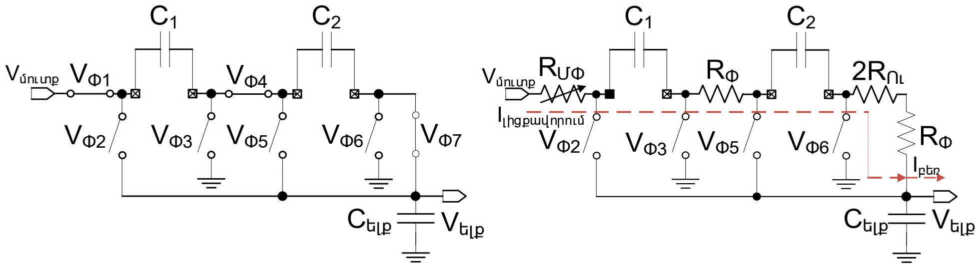
Աշխատանքի յուրաքանչյուր փուլում ունակությունների միացումը կատարվում է n-ՄՕԿ, p-ՄՕԿ տրանզիստորների կամ դրանց զուգահեռ միացման արդյունքում ստացված փոխանցման փականի միջոցով: T_1 p-ՄՕԿ տրազիստորը կառավարում է ԼS ունակությունների լիցքավորման հոսանքը, իսկ T_2-T_7 տրանզիստորները՝ ունակությունների միացման տոպոլոգիան (նկ. 1.4) [23]:



Նկ. 1.4. 1/3 փոխակերպման գործակցով ՀԻՓ-ի սխեման

Լիցքավորման փուլում T_1,T_4 և T_7 տրանզիստորները գտնվում են բաց վիճակում՝ մուտքային հանգույցը ԼS ունակություններին միացնելով (նկ. 1.5ա) [23]: Այսպիսով, լիցքավորման շղթան ներկայացնում է դիմադրությունների և ունակությունների հաջորդական միացում (նկ. 1.5բ), որտեղ $R_{ՄΦ}$-ը և $R_{Φ}$-ը համապատասխանաբար T_1 և T_2-

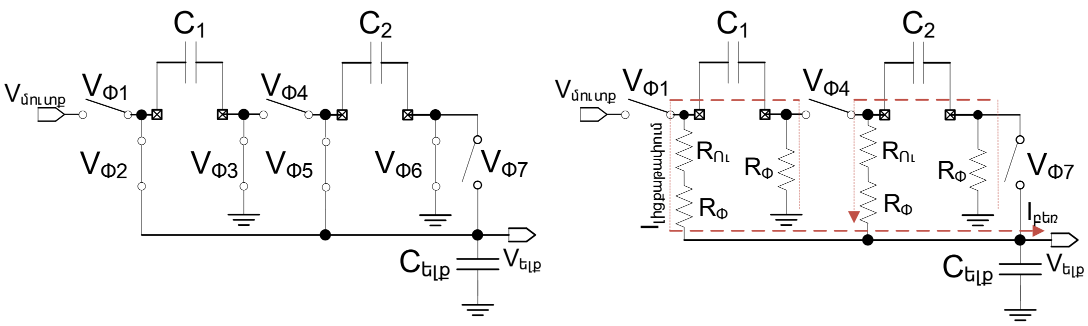
T_7 տրանզիստորների համարժեք դիմադրություններն են, $R_{\text{Ոլ}}$-ն՝ LS ունակության պարազիտային դիմադրությունը [23]:



ա) բ)

Նկ. 1.5. Լիցքավորման փուլում 1/3 փոխակերպման գործակցով ՀԻՓ-ի՝ ա) փոխանջատիչների վիճակը, բ) լիցքավորման համարժեք շղթան

Լիցքաթափման փուլում բացվում են T_2,T_3,T_5 և T_6 տրանզիստորները, փակվում T_1,T_4 և T_7-ը՝ C_1, C_2 LS ունակությունները անջատելով մուտքային լարման աղբյուրից և զուգահեռ միացնելով ելքային $C_{\text{ելք}}$ ունակությանը (նկ. 1.6ա): Տեղի է ունենում լիցքավորման փուլում LS ունակությունների շրջադիրների վրա կուտակված լիցքի տեղաշարժ դեպի ելքային հանգույցը (նկ. 1.6բ) [23]:



ա) բ)

Նկ. 1.6. Լիցքաթափման փուլում 1/3 փոխակերպման գործակցով ՀԻՓ-ի՝ ա) փոխանջատիչների վիճակը, բ) լիցքաթափման համարժեք շղթան

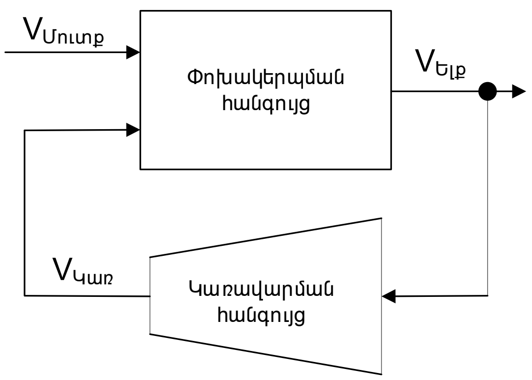
Այսպիսով, ՀԻՓ-երում իրականացվում է ինչպես մուտքային լարման, այնպես էլ մուտքային հոսանքի ձևափոխություն, այսինքն՝ կատարվում է մուտքային հզորության փոխակերպում: Վերջինիս չափման որակական բնութագիրը փոխակերպման արդյունավետությունն է, ինչը սահմանվում է որպես ելքային և մուտքային հզորությունների հարաբերություն [24]՝

$$\eta = \frac{P_{Էլք}}{P_{Մուտք}} * 100\% = \frac{P_{Էլք}}{P_{Կորուստ}+P_{Էլք}} * 100\%, \qquad (1.6)$$

որտեղ $P_{Կորուստ}$-ը կորստի հզորությունն է, որը հավասար է ելքային և մուտքային հզորությունների տարբերությանը [24]՝

$$P_{Կորուստ} = P_{Էլք} - P_{Մուտք}: \qquad (1.7)$$

ՀԻՓ-ի բերված օրինակում դիտարկվում է միայն փոխակերպիչներից և ունակություններից բաղկացած շղթան՝ փոխակերպման հանգույցը, որը կատարում է հզորության անմիջական ձևափոխություն: Մինչեռ փոփոխվող արտաքին պայմաններում ՀԻՓ-ի արդյունավետության և արտադրողականության անհրաժեշտ մակարդակ ապահովելու նպատակով՝ փոխակերպման հանգույցի հետ մեկտեղ կիրառվում է նաև կառավարման հանգույցը, որը, համակարգի արտաքին պայմաններից կախված, կարգաբերում է առաջինի աշխատանքը (նկ. 1.7) [21]:



Նկ. 1.7. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպման համակարգի պարզեցված տեսքը

Ինչպես երևում է (1.6)-ից, ՀԻՓ-ի փոխակերպման արդյունավետությունը նվազում է համակարգում ցրվող կորստային հզորության հետևանքով և իրական համակարգերում տարբերվում է 100%-ից [25]: Կորուստները ՀԻՓ-երում լինում են ներքին և արտաքին: Ներքին կորուստները պայմանավորված են փոխակերպման հանգույցի աշխատանքով: Դրանք են.

- ԼՏ ունակությունների լիցքավորմամբ և լիցքաթափմամբ պայմանավորված կորուստներ: Փոխանջատման դեպքում ԼՏ ունակությունով անցնող հոսանքը փոխանջատման հաճախությունից կախված, ներկայացվում է հետևյալ առնչությամբ [26]՝

$$I_c = C_{ԼՏ}\frac{dV_c}{dt} = C_{ԼՏ}f_{փոխ}V_c, \tag{1.8}$$

որտեղ I_c-ն ունակության վրա փոփոխական հոսանքն է, $f_{փոխ}$-ը՝ փոխանջատման հաճախությունը, V_c-ն՝ ունակության վրա լարման անկումը: ԼՏ ունակության լիցքավորման և լիցքաթափման ընթացքում տեղի է ունենում լիցքի կորուստ կամ V_c լարման անկում, որը հանգեցնում է ցրված կորուստային հզորության [26]՝

$$P_{ԼՏ} = I_cV_c = \frac{I_c^2}{C_{ԼՏ}f_{փոխ}}, \tag{1.9}$$

որտեղից հետևում է, որ ԼՏ ունակության վրա հզորության կորուստն ուղիղ համեմատական է անցնող I_c հոսանքին, ինչն իր հերթին կախված է ՀԻՓ-ին կիրառված բեռից [26]:

- Փոխանջատիչներով հոսանքի հաղորդման կորուստները: Փոխակերպման հանգույցում ՄՕԿ տրանզիստորների վրա հիմնված փոխանջատիչներով հոսանք հաղորդելիս, վերջիններիս հոսքուղիների դիմադրության ($R_{հոսքուղի}$) վրա լրացուցիչ լարման անկման հետևանքով, տեղի է ունենում հաղորդման կորուստային հզորության ցրում ($P_{հաղ}$) [27]՝

$$R_{հոսքուղի} = \frac{1}{\mu C_{օքսիդ}\frac{W}{L}(V_{փականի} - V_{շեմ})}, \tag{1.10}$$

$$P_{հաղ} = I_{հոսքուղի}^2 R_{հոսքուղի}, \tag{1.11}$$

որտեղ μ-ն լիցքակիրների շարժունակությունն է, $C_{օքսիդ}$-ը՝ տրանզիստորի փականի ունակությունը, W-ն և L-ը՝ համապատասխանաբար տրանզիստորի հոսքուղու լայնությունը և երկարությունը, $V_{փական}$-ը՝ փականին կիրառված լարումը, $V_{շեմ}$-ը՝ տրանզիստորի շեմային լարումը, իսկ $I_{հոսքուղի}$-ն հոսքուղով անցնող հոսանքը [27]:

- Փոխանջատման կորուստները: Այս կորուստները ՄՕԿ տրանզիստորների վրա հիմնված փոխանջատիչների փոխանջատման էներգիան են, որը կախված չէ ելքային հոսանքից և ներկայացվում է հետևյալ առնչությամբ [28] ՝

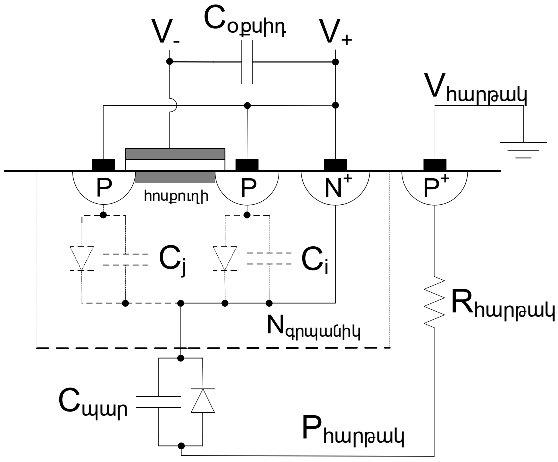
$$P_{փոխ} = C_{օքսիդ} V_{ազդ}^2 W f_{փոխ}, \tag{1.12}$$

որտեղ $C_{օքսիդ}$-ը տրանզիստորի փականի ունակությունն է, $V_{ազդ}$-ը՝ կիրառված ազդանշանի բացվածքը: Փոխանջատման կորուստները կարելի է փոքրացնել՝ նվազեցնելով տրանզիստորի հոսքուղու լայնությունը, որը, սակայն, կհանգեցնի $P_{հաղ}$-ի աճին: $P_{հաղ}$-ի և $P_{փոխ}$-ի հնարավոր նվազագույն արժեքին հասնելու պայմանից կատարվում է փոխանջատիչների չափերի ընտրություն [28]:

- ԼՏ ունակության պարազիտային բաղադրիչներով պայմանավորված կորուստներ: Ունակությունները ՀԻՓ-երում կամ իրականացվում են հիմնականում ԿՄՕԿ տրանզիստորների հիման վրա, կամ օգտագործվում են մետաղ-մեկուսիչ-մետաղ կառուցվածքներ, որոնք ապահովում են ունակության պարազիտային բաղադրիչների անհամեմատ ցածր մակարդակ: Սակայն դրանց իրականացման համար ԻՍ արտադրության ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական գործընթացում պահանջվում են լիտոգրաֆիայի լրացուցիչ գործողություններ [17]:

p-ՄՕԿ տրանզիստորի հիման վրա ունակության իրականացման դեպքում, ակունքը, հոսարանը և N-գրպանիկը միացվում են միմյանց, որով ձևավորվում է ունակության վերին կամ բարձր պոտենցիալ ունեցող շրջադիրը, մինչդեռ տրանզիստորի փականը ձևավորում է ստորին կամ ցածր պոտենցիալով շրջադիրը

(Նկ. 1.8) [17]: Այսպիսով, հիմնական ունակությունը ձևավորվում է փականի , p տիպի հոսարանի և սիլիցիումի օքսիդի դիէլեկտրիկական շերտի միջոցով՝ $C_{օքսիդ}$ նոմինալ ունակությամբ:



Նկ. 1.8. P-ՄՕԿ տրանզիստորի հիման վրա ունակության ստացումը

p-ՄՕԿ տրանզիստորի նշված միացման դեպքում փականի և ակունք-հոսարան կոնտակտի միջև գոյություն ունի պոտենցիալների տարբերություն, որի նվազագույն արժեքը հավասար է տրանզիստորի շեմային լարմանը ($V_{շեմ}$):

Ակունք-N-գրպանիկ, հոսարան-N-գրպանիկ p-n անցումների պարազիտային ունակությունների շունտավորման արդյունքում ձևավորվում է արդյունարար $C_{պար}$ պարազիտային ունակությունը, որը հիմնական ԼՏ ունակության աշխատանքի ընթացքում սպառում է լրացուցիչ հզորություն [17]՝

$$P_{պար} = C_{պար} V_{ելք}^2 f_{փոխ} = kC_{օքսիդ} V_{ելք}^2 f_{փոխ}, \tag{1.13}$$

որտեղ $f_{փոխ}$-ը փոխանջատման հաճախությունն է, $V_{ելք}$-ը՝ ելքային լարման բացվածքը, k-ն՝ արդյունարար պարազիտային ($C_{պար}$) և նպատակային ($C_{օքսիդ}$) ունակությունների հարաբերությունը, որը ժամանակակից թվային ԿՄՕԿ սխեմաներում կազմում է 5% [17]:

Արտաքին կորուստները պայմանավորված են կառավարման շղթայում ցրված հզորությամբ: Վերջինս ուղղակի ազդեցություն չունի փոխակերպման արդյունավետության վրա, սակայն արդի ՀԻՓ-երում ընդհանուր համակարգի էներգասպառման մեջ ունի գերակշիռ դեր: Ընդհանուր դեպքում այն ներկայացնում է կառավարման հանգույցում բոլոր թվային և անալոգային հանգույցներում ցրված հզորությունների գումարը [29]՝

$$P_{կառ} = \sum_{i=1}^{n} P_{թվային} + \sum_{j=1}^{m} P_{անալոգային}: \quad (1.14)$$

Այսպիսով, $f_{փոխ}$, C_{LS} և W փոխակերպման հանգույցի այն բնութագրերն են, որոնք որոշիչ ազդեցություն ունեն ՀԻՓ-ի էներգասպառման և փոխակերպման արդյունավետության վրա, ինչը յուրաքանչյուր բնութագրի դեպքում տարբեր է որոշակի կորուստային բաղադրիչի համար (աղ. 1.1): Արտաքին պայմանները, ինչպիսիք են ելքային լարումը և բեռի հոսանքը (ելքային հզորությունը), նույնպես ազդում են ՀԻՓ-ում հզորության ցրման գործընթացի վրա: Այսինքն՝ փոխակերպման արդյունավետությունը, ինչպես նաև համակարգի էներգասպառումը փոքրացնելու դեպքում պետք է հաշվի առնել ինչպես ՀԻՓ սեփական, այնպես արտաքին աշխատանքային պայմանները բնութագրող պարամետրերի ազդեցությունը: Արտաքին պայմանների փոփոխության դեպքում համակարգը չի ապահովի հնարավոր առավելագույն արդյունավետություն ներքին բնութագրերի հաստատուն արժեքների դեպքում, հետևաբար՝ անհրաժեշտ է ապահովել աշխատանքային պայմաններին զուգընթաց դրանց դինամիկ փոփոխությունը, որի համար կիրառվում են ՀԻՓ-ի կառավարման զանազան մեթոդներ [29]:

Աղյուսակ 1.1

ՀԻՓ-երում փոխակերպման շղթայի պարամետրերից կորուստային հզորությունների կախվածությունը

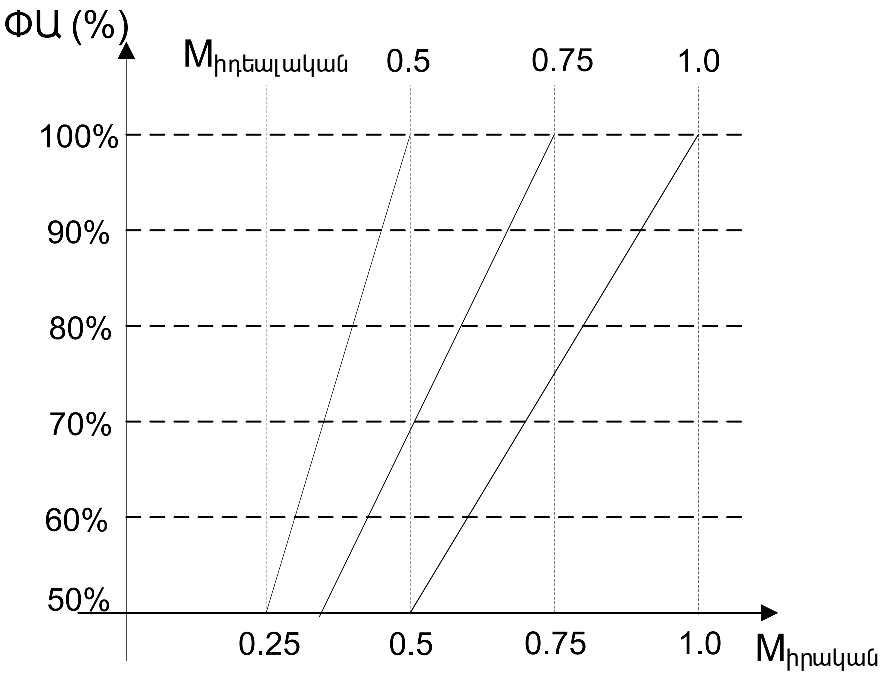
	P_{LS}	$P_{հաղ}$	$P_{փոխ}$	$P_{պար}$

$\boldsymbol{f}_{փոխ}$	Հակադարձ համեմատական	-	Ուղիղ համեմատական	Ուղիղ համեմատական
$\boldsymbol{W}$	-	Հակադարձ համեմատական	Ուղիղ համեմատական	-
$\boldsymbol{C}_{LS}$	Հակադարձ համեմատական	-	-	Ուղիղ համեմատական

Փոխակերպիչի կիրառության հիմնական սահմանափակումներից են մուտքային և ելքային լարումների թույլատրելի բացվածքները [28]: Երբ ՀԻՓ-ից սնվող ԻՍ-ում կիրառվող ՍԼԴՄ-ը կատարվում է ինչպես սնման լարման նորմալ աշխատանքային, այնպես էլ ենթաշեմային տիրույթում, պահանջվում է ելքային լարման 0,2 Վ - V_{dd} բացվածք: Այս տեսանկյունից անհրաժեշտ է ապահովել ՀԻՓ-ի աշխատանքը փոխանցման գործակցի տարբեր արժեքների դեպքում: Վերջիններիս հիմնական թերությունը փոխակերպման գործակցի կախումն է LS ունակությունների միացման տոպոլոգիայից, ինչը անփոփոխ է ՀԻՓ-ի կոնկրետ նախագծի դեպքում [30,31]: Փոխակերպման գործակցի իրական և իդեալական արժեքներից կախված՝ փոխակերպման արդյունավետության առավելագույն արժեքը որոշվում է հետևյալ առնչությամբ [21]՝

$$\eta_{առվ.} = \frac{M_{Իրական}}{M_{Իդեալական}} * 100\%, \tag{1.15}$$

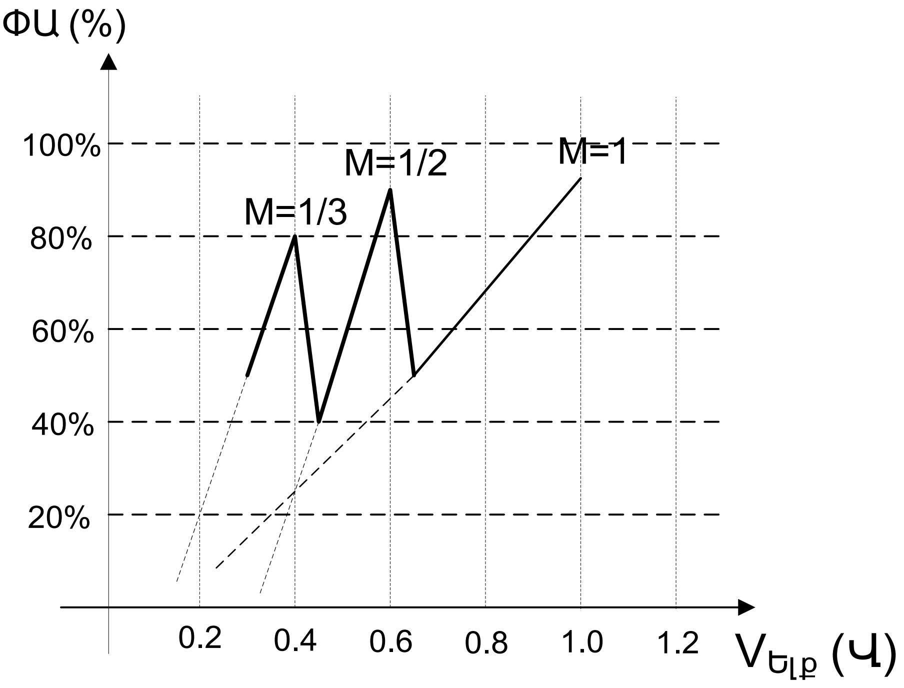
որտեղից հետևում է, որ $M_{Իդեալական}$-ից $M_{Իրական}$-ի շեղման հետ մեկտեղ՝ կտրուկ ընկնում է փոխակերպման արդյունավետությունը (նկ. 1.9) [21]: Այսպիսով, սահմանափակվում է մուտքային և ելքային լարումների այն միջակայքը, որի դեպքում փոխակերպիչն ապահովում է փոխակերպման բարձր արդյունավետություն:



Նկ. 1.9. Տարբեր տոպոլոգիաների համար փոխակերպման գործակցից փոխակերպման արդյունավետության կախումը

Ինչպես նշվեց, ՀԻՓ-ի յուրաքանչյուր տոպոլոգիան ապահովում է որոշակի $M_{Իրական}$, որի՝ $M_{Իդեալական}$-ին համընկման կետում կստացվի փոխակերպման առավելագույն արժեք: Ելքային և մուտքային լարումների թույլատրելի միջակայքը մեծացնելու նպատակով օգտագործվում են փոխակերպման հանգույցի բազմատոպոլոգիական կառուցվածքներ, որոնցում փոխանջատիչների միացումից, ինչպես նաև լիցքավորման և լիցքաթափման փուլերում փոխանջատման վարքից կախված՝ փոփոխվում են LS ունակությունների՝ դեպի մուտքային լարման աղբյուր և ելքային հանգույց միացման տոպոլոգիաները, ապահովելով մուտքային լարման պահանջվող փոխակերպման գործակից [32]:

ՀԻՓ-ում հնարավոր տոպոլոգիաների քանակին զուգընթաց մեծանում է ելքային լարումից կախված փոխակերպման արդյունավետության կորի գագաթների քանակը (նկ. 1.10), այդպիսով մեծացնելով ելքային լարման միջակայքը, որի դեպքում ապահովվում է բավարար արդյունավետություն [21]:



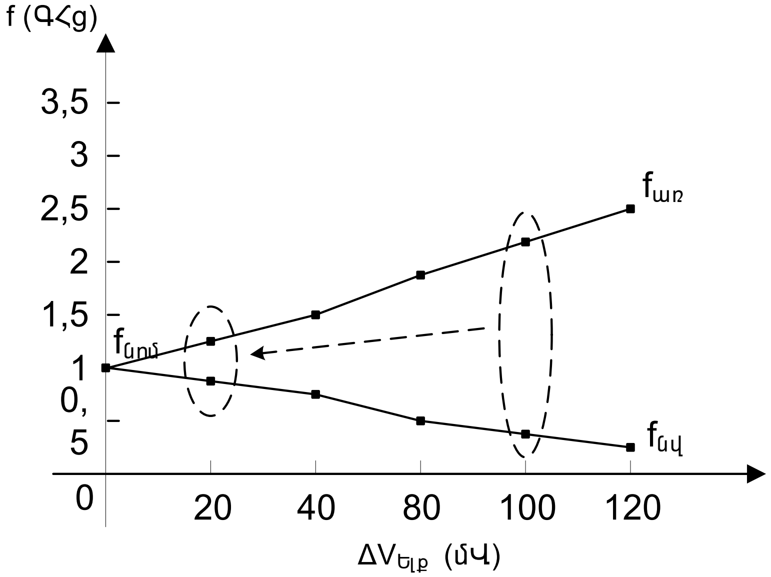
Նկ. 1.10. Եռավիճակ տոպոլոգիայով ՀԻՓ-ի ելքային լարումից փոխակերպման արդյունավետության կախումը

ՀԻՓ-երի մեկ այլ կարևոր բնութագրիչ է ելքային լարման պարբերական տատանումների ամպլիտուդը (ԵԼՏԱ): Վերջինս մեծ ազդոցություն ունի ՀԻՓ-ից սնվող ԻՍ ենթահանգույցների աշխատանքի վրա [32-35]:

Ենթաշեմային աշխատանքային տիրույթում թվային հանգույցների հապաղումը սնման լարումից ունի էքսպոնենտալ կախում, այսինքն՝ սնման լարման փոքր տատանումները հանգեցնում են շղթաներում հապաղումների զգալի փոփոխության՝ մեծացնելով համակարգի անկայունությունը [33]:

Որպես օրինակ բերված է սնման լարման տատանումների ազդեցությունը ենթաշեմային լարման տիրույթում աշխատող տակտային ազդանշանի քառափուլ օղակաձև գեներատորի (ՕԳ) ելքային ազդանշանի հաճախության վրա: Կենտրոնական հաճախությունը ($f_{կենտր}$) սահմանվում է 200 մՎ սնման լարման դեպքում: ՕԳ-ի առավելագույն և նվազագույն հաճախությունները հաստատվում են սնման լարման համապատասխանաբար $VDD = 200\ մՎ + V_{ԵԼՏԱ}/2$ և

$VDD = 200\ մՎ - V_{ԵԼՏԱ}/2$ մակարդակների դեպքում, որտեղ $V_{ԵԼՏԱ}$ սնման լարման տատանման բացվածքն է (նկ.1.11) [33]:



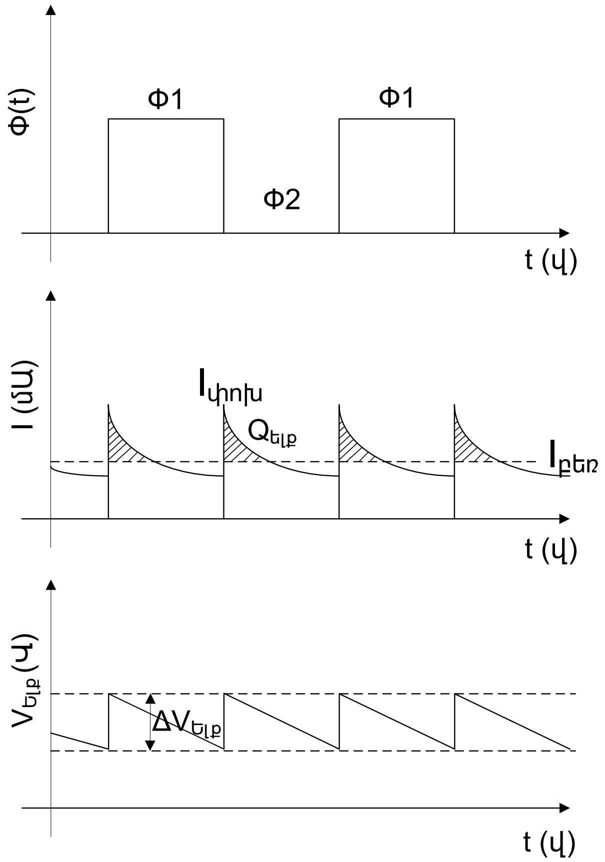
Նկ. 1.11. Տակտային ազդանշանի քառափուլ օղակաձև գեներատորի ելքային ազդանշանի հաճախության վրա սնման լարման տատանման ազդեցությունը

120 մՎ ԵԼՏԱ-ն հանգեցնում է ՕԳ-ի ելքային հաճախության կրկնակի անգամ փոփոխության: Հետշեմային տիրույթում ՀԻՓ-երի ելքային լարման տատանումները թվային սխեմաներում սնման դողի աղմուկների հիմնական աղբյուրներից են:

ԵԼՏԱ-ի առաջացման պատճառը յուրաքանչյուր լիցքավորման փուլում ԼՏ ունակությունների վրա կուտակված լրացուցիչ լիցքն է, որը լիցքաթափման ժամանակ տեղափոխվում է դեպի ելքային ունակություն [36]:

Լիցքավորման $Φ_1$ փուլում փոխանջատման տրանզիստորը և ԼՏ ունակությունը ձևավորում են RC շղթա, որտեղ R-ը բաց վիճակում փոխանջատիչի դիմադրությունն է: Արդյունքում՝ ձևավորվում է հոսանքի իմպուլս ($I_{փոխ}$), որը էքսպոնենտալ նվազում է RC ժամանակային հաստատունով: Որոշակի $I_{բեռ}$ հաստատուն ելքային հոսանքի դեպքում տեղի է ունենում ավելցուկային $Q_{ելք}$ լիցքի կուտակում ելքային $C_{ելք}$ ունակության վրա, որը հանգեցնում է ելքային լարման թռիչքի (նկ. 1.12) [34]՝

$$\Delta V_{ելք} = \frac{Q_{ելք}}{C_{ելք}}: \tag{1.17}$$



Նկ. 1.12. ՀԻՓ-երում լիցավորման և լիցքաթափման փուլերում փոխանջատիչների և ելքային հանգույցում հոսանքները և ելքային լարումը

Այսպիսով, հանդիսանալով ժամանակակից ԻՍ-երի սնման համակարգի առանցքային հանգույցներից մեկը՝ ՀԻՓ-երը անմիջական ազդեցություն են գործում ԻՍ-ի բոլոր ենթահամակարգերի աշխատանքային բնութագրերի վրա [37,38]: Դրանց արդյունավետ կիրառությունն ապահովելու նպատակով ՀԻՓ համակարգը պետք է բավարարի հստակ պահանջների, որոնք են [21]՝

- փոխակերպման բարձր արդյունավետությունը,
- ՀԻՓ-ից սնվող թվային հանգույցների աշխատանքի կայունությունն ապահովելու նպատակով ԵԼՏԱ-ի ցածր մակարդակը,

- դյուրակիր համակարգերի ինքնավար աշխատաժամանակի մեծացման նպատակով ՀԻՓ համակարգի ցածր էներգասպառումը,
- ՀԻՓ-ից սնվող թվային բջիջների ինչպես ենթաշեմային, այնպես էլ նոմինալ սնման լարման դեպքում աշխատանքի ապահովման համար ելքային լարման լայն բացվածքը,
- մարտկոցի լիցքավորման հնարավորինս լայն միջակայքում ԻՍ աշխատանքն ապահովելու նպատակով մուտքային լարման լայն բացվածքը,
- ելքային հոսանքի փոփոխության լայն միջակայքում փոխակերպման արդյունավետության բարձր մակարդակի և հաստատուն ելքային լարման ապահովումը,
- բազմատոպոլոգիական փոխակերպիչներում տոպոլոգիաների միջև փոխանջատման ժամանակի նվազեցումը:

1.2. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման միջոցների մշակման արդի լուծումները

Գոյություն ունեն ՀԻՓ-ի փոխակերպման և կառավարման հանգույցների նախագծման մի շարք մեթոդներ [33,39,40]՝

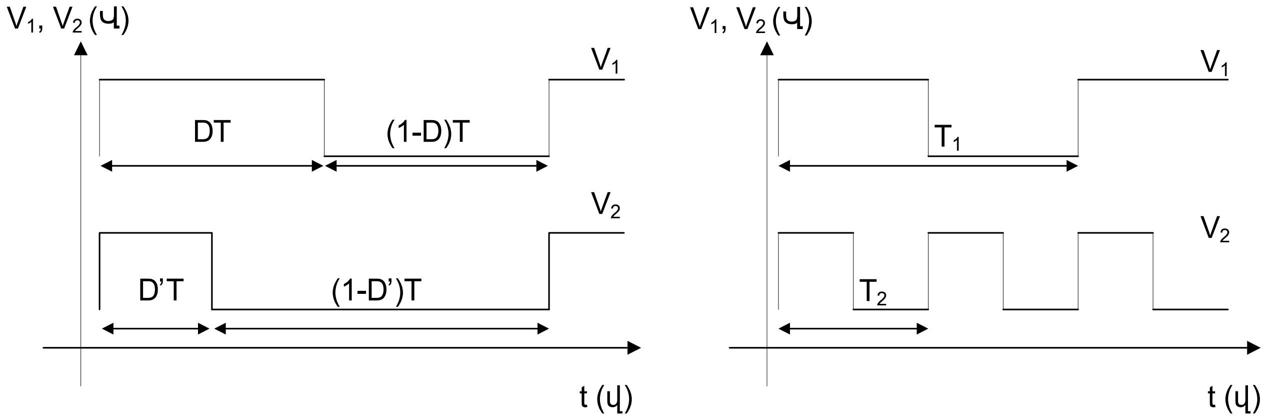
- փոխանջատիչների կառավարման տակային ազդանշանի հաճախության և մուտքային հզորության զուգահեռ կարգաբերում,
- հատուկ նշանակության LS ունակությունների կիրառմամբ՝ փոխակերպման հանգույցի մոդուլացում և հերթափոխային կառավարում,
- փոխանջատիչների կառավարման տակտային ազդանշանի բացթողման սկզբունքով հաճախության կարգաբերում:

Ստորև բերված են նշված մեթոդների կիրառությամբ ՀԻՓ-ի կառավարման և փոխակերպման հանգույցի նախագծման լուծումները:

1.2.1. Փոխանջատիչների կառավարման տակտային ազդանշանի հաճախության և մուտքային հզորության զուգահեռ կարգաբերման համակարգ

ՀԻՓ-ում ԵԼՏԱ-ն նվազեցնելու համար հայտնի է հետադարձ կապի կառավարման համակարգ, որը կարգաբերում է փոխանջատիչների կառավարման տակտային ազդանշանի հաճախությունը և կառավարման ազդանշանի լայնության մոդուլյացիայի միջոցով յուրաքանչյուր լիցքավորման փուլում մարտկոցից վերցրած էներգիայի քանակը [33,41-43]: Ազդանշանի լայնության մոդուլյացիայի դեպքում հաստատուն հաճախության պայմաններում փոփոխվում է թվային ազդանշանի տրամաբանական բարձր մակարդակի տևողությունը (նկ. 1.13ա), մինչդեռ հաճախության մոդուլյացիայի դեպքում ժամանակի ընթացքում փոփոխվում է թվային փոփոխման ազդանշանի հաճախությունը (նկ. 1.13բ) [33]:

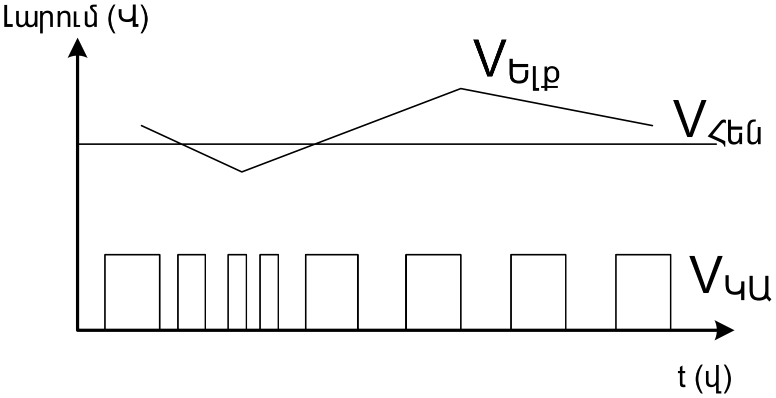
Փոփոխելով փոխակերպման հանգույցում փոխանջատիչների կառավարման տակտային ազդանշանի հաճախությունը, փոփոխվում է յուրաքանչյուր փուլում ելքային հանգույց տրվող լիցքի քանակը, այսինքն՝ փոփոխվում է ելքային ազդանշանի մակարդակը (նկ. 1.14) [33,44]:



ա) բ)

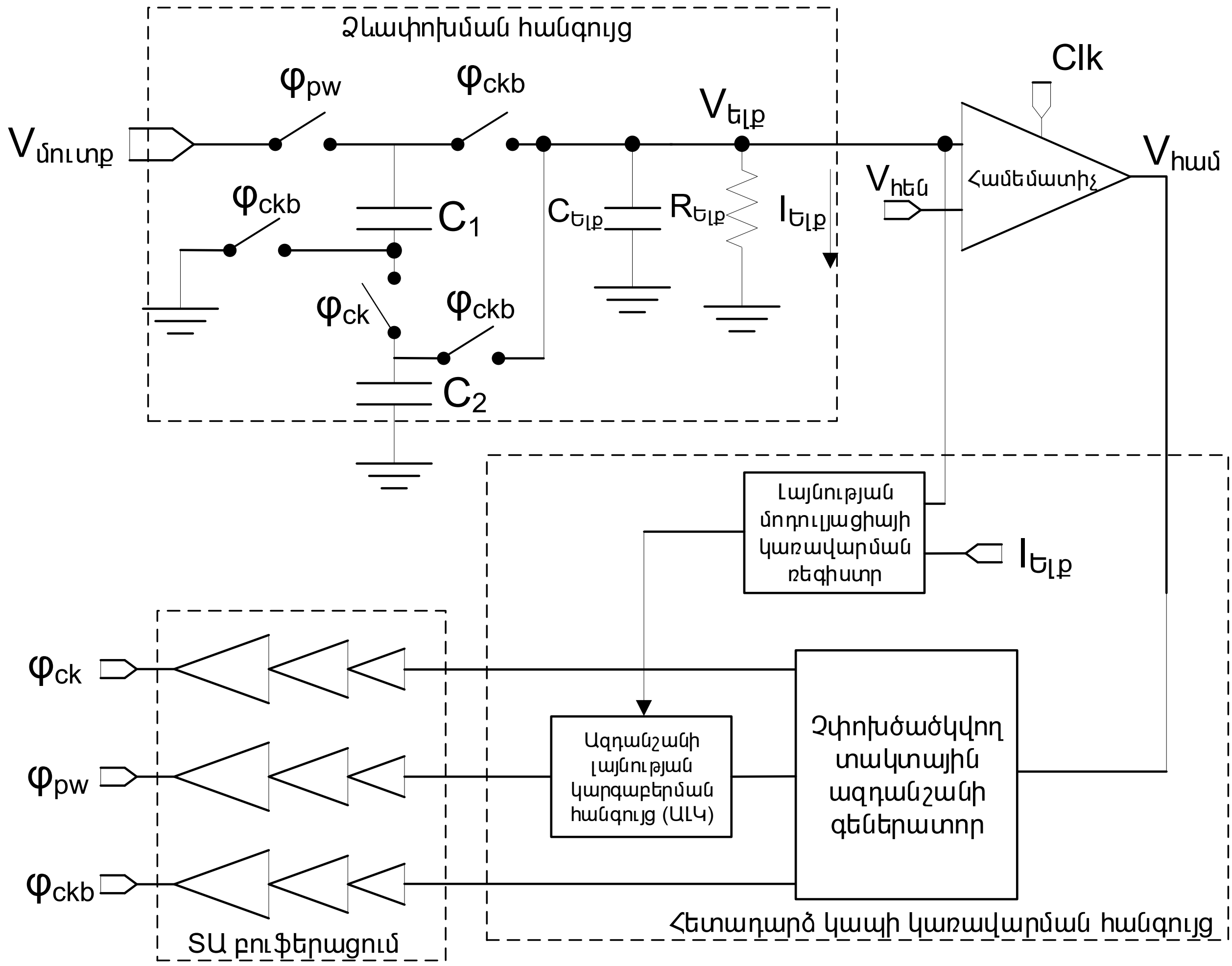
Նկ. 1.13. Կառավարման ազդանշանի մոդուլյացիայի սկզբունքը՝ ա) լայնության մոդուլյացիայի դեպքում, բ) հաճախության մոդուլյացիայի դեպքում

Ներկայացված համակարգում փոխակերպման հանգույցն իրականացնում է մուտքային լարման փոխակերպում 1/2 գործակցով (նկ. 1.14): Փոխանջատիչները կառավարվում են φ_{pw}, φ_{ck} և φ_{ckb} ազդանշանների միջոցով [33]:



Նկ. 1.14. Կառավարման ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիայի սկզբունքը

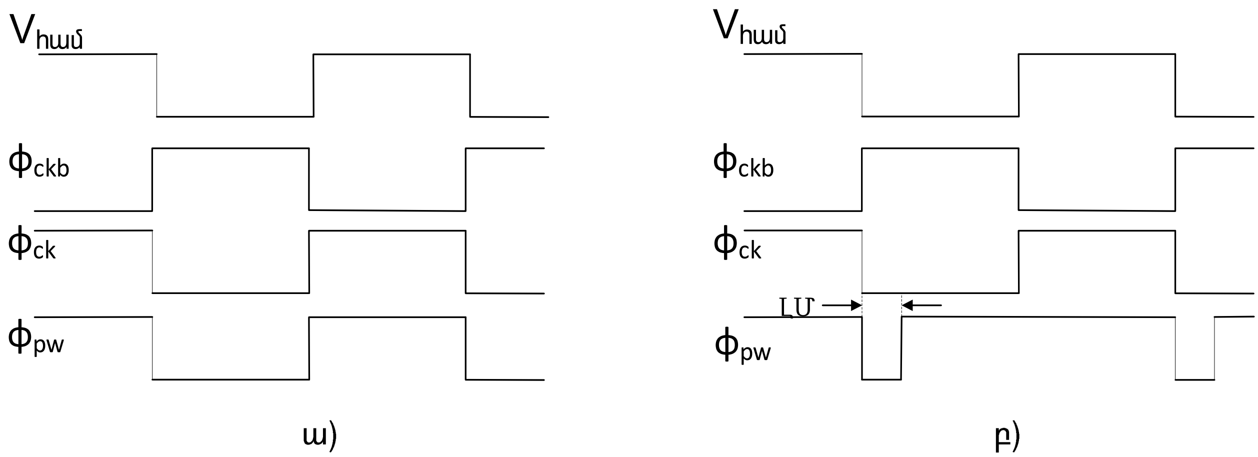
ՀԻՓ-ում փոխակերպման հանգույցի կառավարումը կատարվում է ելքային և հենակային լարումների Clk տակտային ազդանշանով տակտավորված համեմատիչի կիրառմամբ համեմատման միջոցով: Երբ $V_{ելք}$-ը գերազանցում է $V_{հեն}$-ը, համեմատիչի ելքային $V_{համ}$ ազդանշանը ընդունում է տրամաբանական 0 արժեք: Արդյունքում՝ փակվում են φ_{pw}, φ_{ck} ազդանշաններով ղեկավարվող փոխանջատիչները՝ մարտկոցից անջատելով LS ունակությունները (նկ. 1.15): Կատարվում է C_1 և C_2 LS ունակությունների լիցքաթափում ելքային $C_{ելք}$ ունակության վրա [33]:



Նկ. 1.15. ԵԼՏԱ-ի նվազարկման ՀԻՓ-ի կառավարման համակարգի կառուցվածքը

Հակառակ դեպքում՝ $V_{\text{հեն}}$-ը ընդունում է տրամաբանական 1 արժեքը, փոխակերպման հանգույցը միացվում է մարտկոցին, անջատվում են ԼՏ ունակություններ ելքային հանգույցից, տեղի է ունենում դրանց լիցքավորում: Փոխանջատման հանգույցում լիցքի արտահոսքը և մուտքից դեպի հող անցում հոսանքի առկայությունը բացառելու նպատակով անհրաժեշտ է ապահովել $\varphi_{pw}/\varphi_{ck}$ և φ_{ckb} ազդանշանների փուլային շեղումը (նկ. 1.16): Այդ նպատակով փոխանջատիչների կառավարման ազդանշանները ձևավորվում են $V_{\text{համ}}$-ից՝ անցնելով չփոխծածկվող տակտային ազդանշանի գեներատորով (ՉՓԱԳ) [33]:

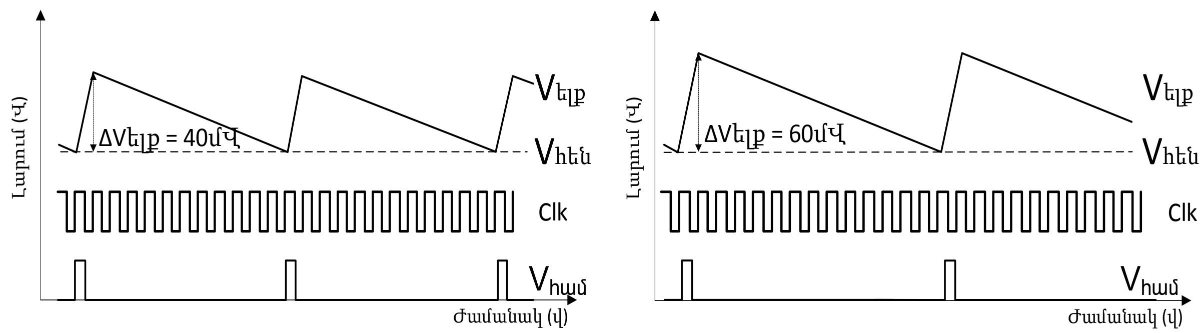
ՀԻՓ-ի ելքային հոսանքը կախված է կիրառված բեռից, որը հանգեցնում է ելքային լարման անկման ճակատի համապատասխան փոփոխությանը: Փոքր ելքային հոսանքների դեպքում ելքային լարման անկումը տեղի է ունենում ավելի դանդաղ՝ հանգեցնելով փոխանջատման հաճախության նվազման: Այսպիսով, ՀԻՓ-ն աշխատում է նվազագույն պահանջվող հաճախությամբ՝ փոքրացնելով փոխանջատիչների աշխատանքով պայմանավորված էներգասպառումը [33]:



Նկ. 1.16. Փոխանջատիչների կառավարման ազդանշանները՝ ա) հաճախության մոդուլյացիայի կիրառման դեպքում, բ) հաճախության և ազդանշանի լայնության մոդուլյացիայի մեթոդների զուգահեռ կիրառման դեպքում

Միայն հաճախության մոդուլյացիայի վրա հիմնված կառավարման համակարգերի հիմնական թերությունը ԵԼՏԱ-ի անթույլատրելի մակարդակն է, որը ուղիղ համեմատական է համեմատիչին կիրառված հենակային լարմանը: 0,35 Վ և 0,2 Վ հենակային լարումների դեպքում համակարգի ԵԼՏԱ-ն ընդունում է համապատասխանաբար 40 մՎ և 60 մՎ արժեքները [33]:

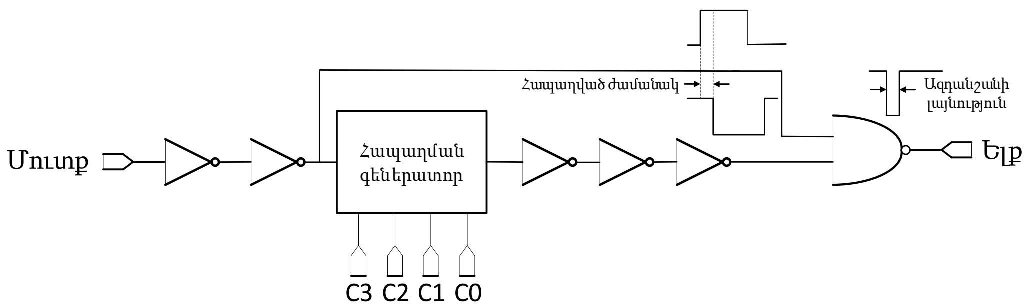
Կառավարող ազդանշանների հաճախության մոդուլյացիայի դիտարկված դեպքում φ_{pw}, φ_{ck} ազդանշանները փոխանջատվում են միաժամանակ՝ կախված համեմատիչի ելքային $V_{համ}$ ազդանշանից: Ինչպես երևում է փոխանջատման հանգույցի կառուցվածքից (նկ. 1.15), φ_{pw} ազդանշանով կառավարվում է մարտկոցից ԼՏ ունակությունների լիցքավորման տևողությունը, հետևաբար՝ նաև այն լարումը, որը լիցքաթափման ժամանակ փոխանցվում է ելքային ունակությանը (նկ. 1.17) [33]:



ա) բ)

Նկ. 1.17. ՀԻՓ-ի ելքային ազդանշանը միայն կառավարող ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիայի դեպքում՝ ա) բարձր հենակային լարման ժամանակ, բ) ցածր հենակային լարման ժամանակ

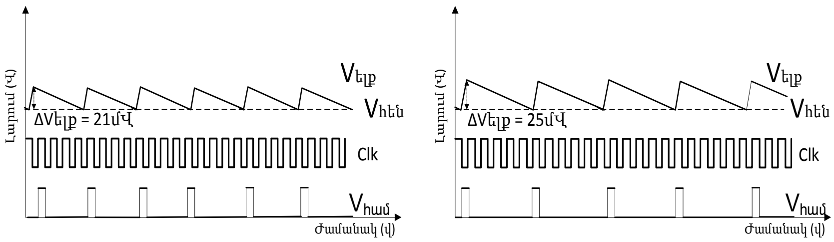
Լայնության մոդուլյացիայի էությունն այն է, որ կատարվում է φ_{pw} իմպուլսի լայնության կառավարում՝ ելքային հոսանքից և լարումից կախված: φ_{pw} իմպուլսի լայնության կառավարումը կատարվում է թվային կառավարմամբ հապաղման սխեմայի միջոցով (նկ. 1.18), որում ելքային ազդանշանի լայնությունը որոշվում է 4-կարգանի C[0:3] թվային կոդի միջոցով [33]:



Նկ. 1.18. Թվային կառավարմամբ իմպուլսի լայնության կարգաբերման հանգույցը

Հապաղման շղթայի կառավարման համար օգտագործվում է ռեգիստր, որը կատարում է C[0:3] ազդանշանի կարգաբերում՝ տվյալ պահին ելքային լարումից և հոսանքից կախված: Կառավարման թվային ազդանշանի արժեքները որոշված և ռեգիստրում ներմուծված են նախօրոք՝ ելնելով ելքային լարման թրթռոցի բավարար մակարդակի ստացման պայմանից:

ԼՄ-ի կիրառման դեպքում կտրուկ նվազում է ելքային լարման թրթիռը [45,46], քանի որ փոքրանում է յուրաքանչյուր փուլում ելքային ունակությանը փոխանցվող լիցքը, հետևաբար՝ նաև ելքային լարումը: 0,35 Վ և 0,2 Վ հենակային լարումների դեպքում φ_{pw} –ի համար լայնության մոդուլյացիայի կիրառման ժամանակ ԵԼՏԱ-ն ընդունում է համապատասխանաբար 21 մՎ և 25 մՎ արժեքները (նկ. 1.19) [33]:



ա) բ)

Նկ. 1.19. ՀԻՓ-ի ելքային ազդանշանը կառավարող ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիայի և մուտքային հզորության զուգահեռ կարգաբերման դեպքում՝ ա) բարձր հենակային լարման ժամանակ, բ) ցածր հենակային լարման ժամանակ

Առաջարկված համակարգում C_1, C_2 ԼՏ և $C_{ելք}$ ելքային կոնդենսատորները տեղակայված են ԻՍ-ից դուրս և ունեն համապատասխանաբար 4,7 նՖ, 4,7 նՖ և 47 նՖ ունակություններ: Առաջարկված ՀԻՓ-ն ապահովում է ելքային հոսանք 0,25 մԱ - 10 մԱ միջակայքում 1 Վ մուտքային լարման դեպքում, 87% առավելագույն փոխակերպան արդյունավետությամբ [33]:

Ելքային լարման թրթիռի մակարդակը, հենակային լարումից և φ_{pw} ազդանշանի լայնությունից կախված, փոփոխվում է նվազագույն 21 մՎ-ից մինչև առավելագույն 81 մՎ միջակայքում (նկ. 1.20): φ_{pw} ազնաշանի 50 մՎ բացվածքի դեպքում ազդանշանը ունենում է միանման տրամաբանական 0-ի և 1-ի տևողություններ: Ինչպես երևում է φ_{pw}-ի լայնության մոդուլյացիան հանգեցնում է ԵԼՏԱ-ի մինչև 57% նվազման [33]:

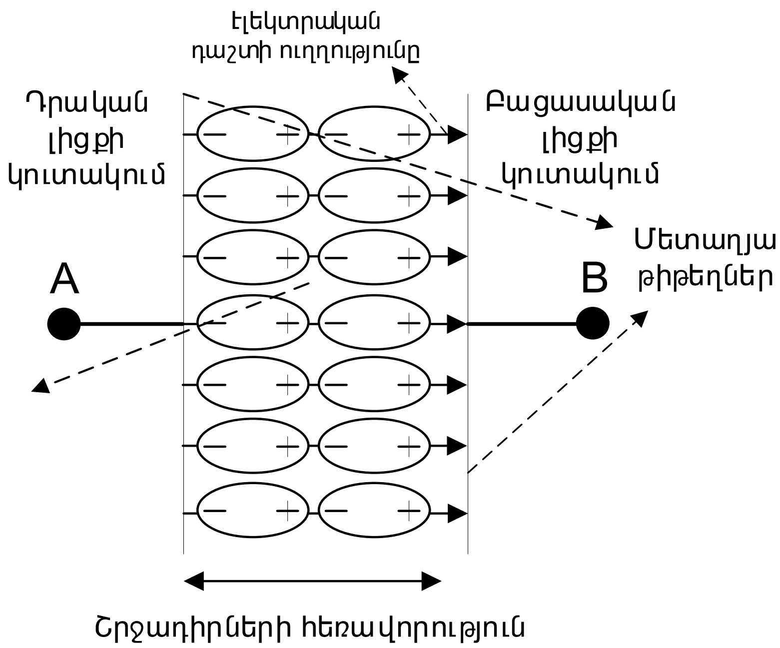
Չնայած առաջարկված համակարգի ակնհայտ առավելություններն, այն ունի մի շարք թերություններ, որոնք սահմանափակում են համակագի կիրառությունը.

- համակարգն ամբողջությամբ ինտեգրացված չէ, քանի որ օգտագործվել են արտաքին ունակություններ,
- հաճախության մոդուլյացիայի իրականացման համար օգտագործվում է հենակային լարում, որի ստացման համար անհրաժեշտ է կամ լրացուցիչ ելուստ (հենակային արտաքին լարման ստացման դեպքում), կամ հենակային լարման գեներատոր, որը կմեծացնի համակարգի սպառման հզորությունը անթույլատրելի մակարդակով,
- լայնության մոդուլյացիայի կառավարումը կատարվում է ռեգիստրում ֆիքսված թվային կոդի միջոցով, այսինքն՝ ապահովված է համակարգի աշխատանքի արդյունավետությունը ելքային լարման և հոսանքի նախօրոք ընտրված արժեքների դեպքում, ինչը չի կարող կիրառվել մուտքային և ելքային հզորությունների փոփոխության լայն միջակայքում:

1.2.2. Հատուկ նշանակության ԼՏ ունակությունների կիրառմամբ փոխակերպման հանգույցի մոդուլացման և հերթափոխային կառավարման համակարգ

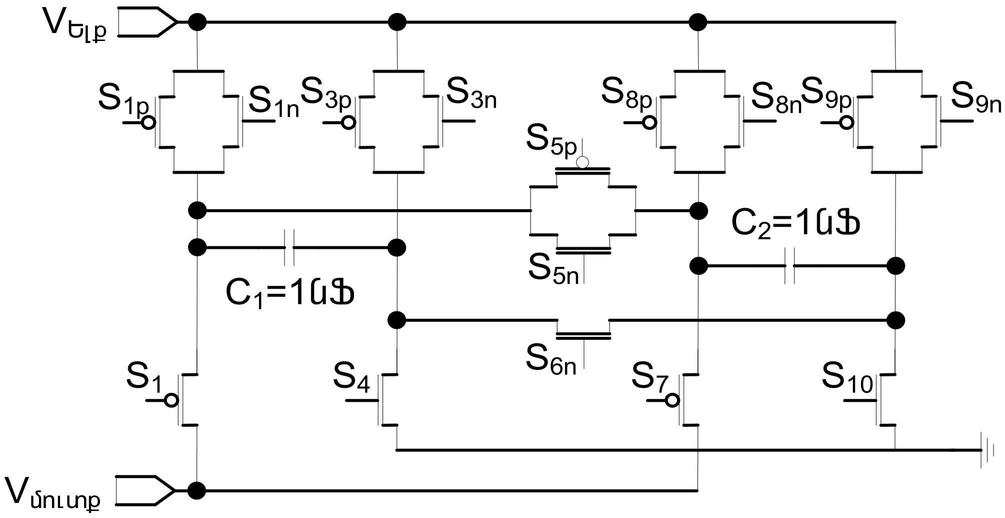
ՀԻՓ-ի փոխակերպման արդյունավետությունը մեծացնելու արդի լուծումներից է փոխակերպման հանգույցում հատուկ նշանակության ԼՏ ունակությունների օգտագործումը, որոնք ապահովում են պարազիտային բաղադրիչների զգալի կրճատում՝ ՄՕԿ տրանզիստորների հիման վրա պատրաստված ունակությունների համեմատ: Առաջարկված ՀԻՓ-ում օգտագործվել են ֆերոէլեկտրիկական ունակություններ, որոնք մետաղ-ֆերոէլեկտրիկ-մետաղ կառուցվածքներ են [40]:

Փոխակերպման բարձր արդյունավետությունն ապահովվում է օգտագործված ունակությունների համեմատաբար փոքր պարազիտային բաղադրիչներով և փոխակերպման գործակցի դինամիկ ընտրման համակարգի համադրմամբ: Այս ունակությունների կիրառությունը, սակայն, բերում է ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայի հետ անհամատեղելիության, մեծացնում ԿԲ-ի վրա սարքի զբաղեցրած մակերեսը, ինչպես նաև պահանջում արտաքին դիսկրետ տարրերի օգտագործում: Նշված առանձնահատկությունը սահմանափակում է համապատասխան ՀԻՓ-երի կիրառությունը ժամանակակից դյուրակիր սարքերում օգտագործվող ԻՍ-երում (նկ. 1.20) [40]:



Նկ. 1.20. Ֆերոէլեկտրիկական ունակության կառուցվածքը

Կիրառվել է փոխակերպման հանգույցի բազմատոպոլոգիական կառուցվածք՝ փոխակերպման արդյունավետությունը ելքային լարման լայն միջակայքում բարձր պահելու նպատակով (նկ. 1.21) [40]: Վերջինս ապահովում է մուտքային լարման ձևափոխում 1,2/3,1/2 և 1/3 գործակիցներով:

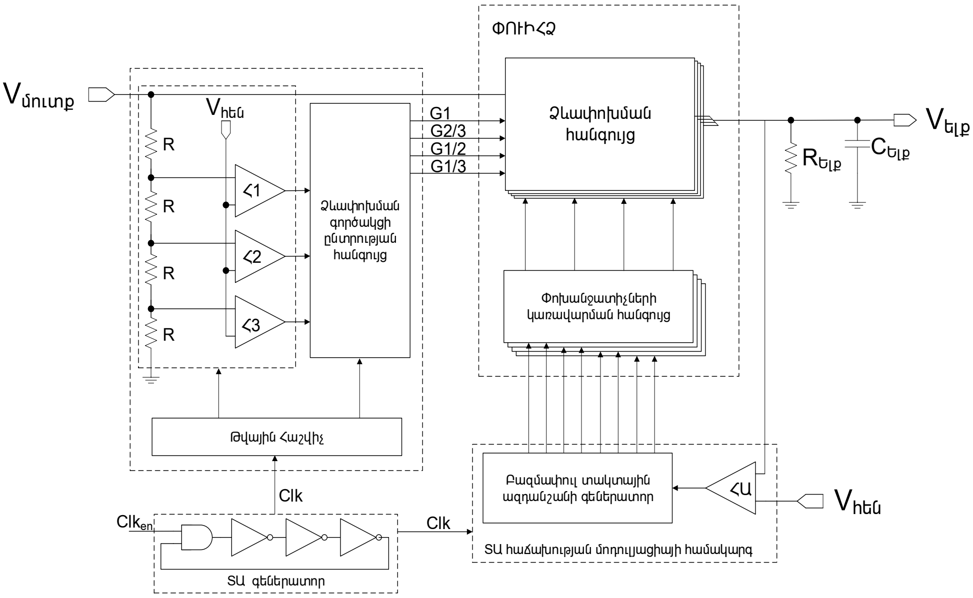


Նկ. 1.21. Փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ ՀԻՓ-ում փոխակերպման հանգույցի սխեման

ԵԼՏԱ-ն փոքրացնելու նպատակով կիրառվել է փոխակերպման հանգույցի մոդուլացման և հերթափոխային կառավարման մեթոդը: Վերջի էությունը կայանում է նրանում, որ փոխակերպման հանգույցը տրոհվում է N հավասար մասերի՝ համապատասխանաբար մասշտաբավորելով փոխանջատիչները և ԼՏ ունակությունները [40,46]:

Տրոհումից ստացված փոխակերպման յուրաքանչյուր մոդուլը կառավարվում է միմյացից 180^0/N փուլով շեղված, չփոխծածկվող տակտային ազդանշաններով: Նշված մեթոդի առավելությունը յուրաքանչյուր փուլում 1 ակտիվ փոխակերպման մոդուլի առկայությունն է, որը հանգեցնում է ելքային լարման տատանում առաջացնող RC հաստատունի N անգամ փոքրացմանը [40]:

Առաջարկվող համակարգը (նկ. 1.22) բաղկացած է փոխակերպման հանգույցից, կառավարող ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիայի հանգույցից, տակտային ազդանշանի գեներատորից, տոպոլոգիայի ընտրման և փոխանջատիչների կառավարման հանգույցից, հենակային լարման աղբյուրից [40]:

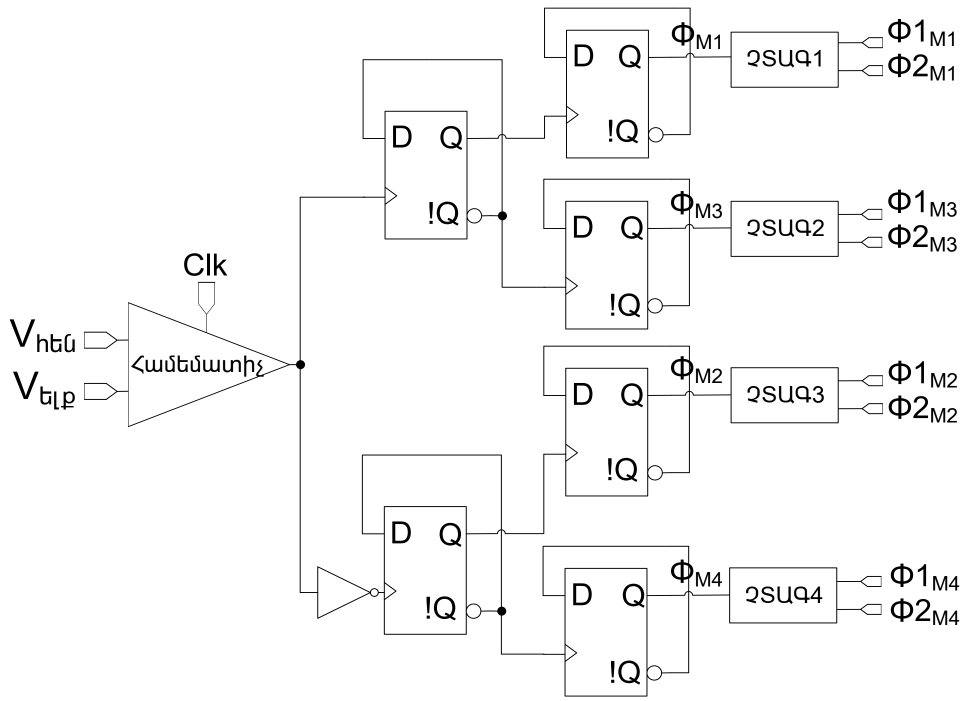


Նկ. 1.22. Փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ ՀԻՓ-ի կառավարման համակարգի կառուցվածքը

Փոխանջատիչների կառավարման ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիան կատարվում է clk արտաքին տակտային ազդանշանով աշխատող անալոգային համեմատիչի միջոցով:

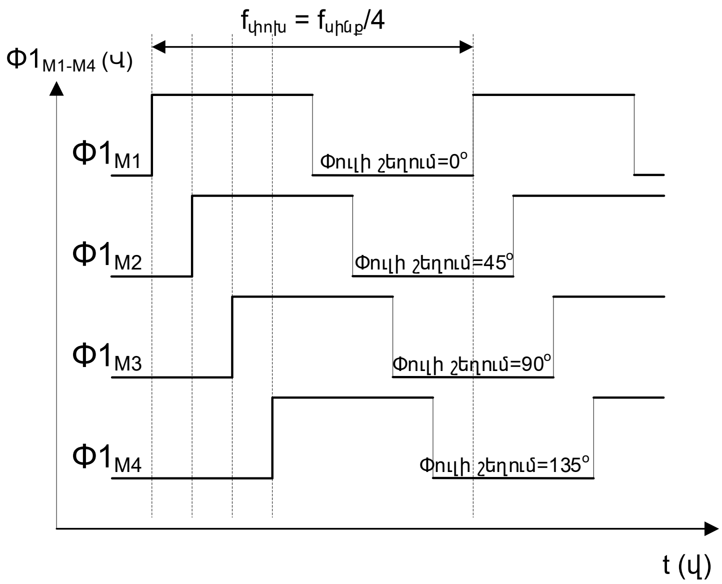
Տակտային ազդանշանի գեներատորի ելքային $f_{սինք}$ ազդանշանի հաճախությունը գերազանցում է փոխանջատիչների առավելագույն աշխատանքային $f_{փոխ}$ հաճախությանը 4 անգամ:

Համեմատիչի ելքը տրվում է 4-կարգանի թվային հաճախության բաժանիչին, որը գեներացնում է 4 բազմափուլ տակտային ազդանշաններ (ФМ1-ФМ4): Տարբեր փուլերի տակտային ազդանշանների փոխծածկումը բացառելու համար, թվային հաճախության բաժանիչի յուրաքանչյուր ելք տրվում է համապատասխան ՉՏԱԳ-ին՝ ելքում ստանալով յուրաքանչուր փուլի համար ուղիղ և ինվերս բաղադրիչները (նկ. 1.23) [40]:



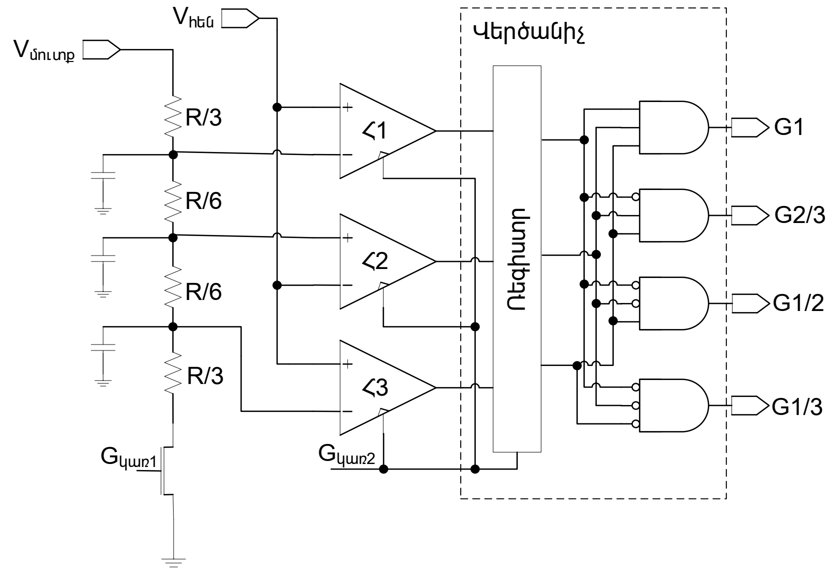
Նկ. 1.23. Փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ ՀԻՓ-ի բազմափուլ տակտային ազդանշանի գեներատորը

Փոխակերպման հանգույցի հերթափոխային կառավարման քառափուլ տակտային ազդանշանները, հանգույցի 4 գործակցով մոդուլացման դեպքում, միմյանցից ունեն 45^{0} փուլային շեղում (նկ. 1.24)։ Յուրաքանչյուր փուլին համապատասխան գեներացվում է երկու չփոխծածկված տակտային ազդանշան [40]։



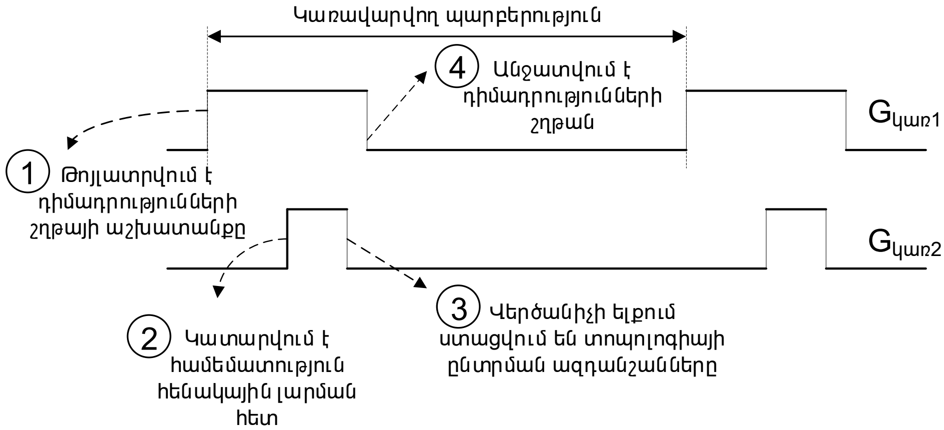
Նկ. 1.24. Հերթափոխային կառավարման բազմափուլ ազդանշանի տեսքը

Փոխակերպման հանգույցի աշխատանքային տոպոլոգիան որոշվում է մուտքային և հենակային լարումների հարաբերակցությունից (նկ. 1.25)։ Այդ նպատակով մուտքային լարումը կիրառվում է $G_{\text{կառ1}}$ ազդանշանով տակտավորվող, դիմադրություններով կառուցված լարման բաժանիչի մուտքին, որի ելքում ստացվում են լարման $V_{\text{մուտք}}/3$, $V_{\text{մուտք}}/2$, $2V_{\text{մուտք}}/3$ միջանկյալ մակարդակները [40]։



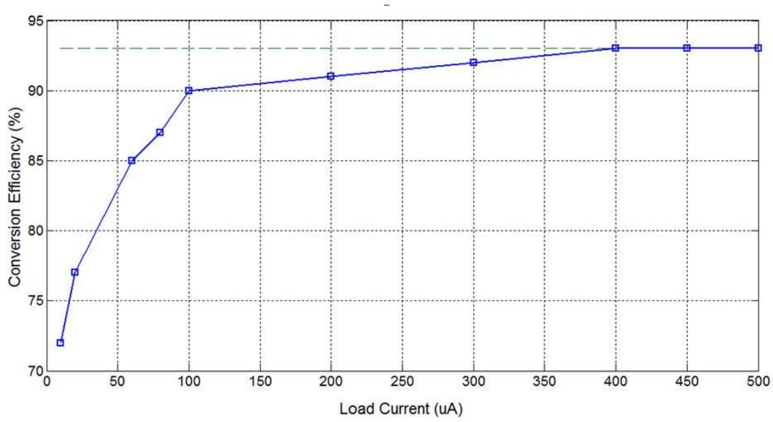
Նկ. 1.25. Փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ ՀԻՓ-ի տոպոլոգիայի ընտրման հանգույցը

Ձևավորված լարումները համեմատվում են $V_{\text{հեն}}$ հենակային լարման հետ՝ $G_{\text{կառ2}}$ ազդանշանով տակտավորվող դինամիկ համեմատիչների միջոցով։ Ստացված արդյունքն անցնում է վերծանիչով, որի ելքում ձևավորվում են փոխակերպման հանգույցի տոպոլոգիայի կառավարման ազդանշանները (նկ. 1.26) [40]։



Նկ. 1.26. Աշխատանքային տոպոլոգիայի ընտրման հանգույցում ազդանշանների ձևավորման կարգը

Ի հաշիվ ներկայացված կառավարման համակարգի և LS ֆերոէլեկտրիկական ունակությունների, ՀԻՓ-ի փոխակերպման արդյունավետությունը հասնում է առավելագույն 93%-ի՝ 500 մկԱ ելքային հոսանքի և 0.963 Վ ելքային լարման դեպքում: 1 մԱ ելքային հոսանքի պարագայում փոխակերպման արդյունավետությունը նվազում է մինչև 92% (նկ. 1.27): Որպես ելքային կոնդենսատոր օգտագործվել է ԻՍ-ից դուրս տեղակայված դիսկրետ 10 նՖ ունակությունը [40]:



Նկ. 1.27. Փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ ՀԻՓ-ում ելքային հոսանքից փոխակերպման արդյունավետության կախումը

ՀԻՓ-ի բազմատոպոլոգիական կառուցվածքի շնորհիվ՝ ելքային լարման փոփոխության 0.8 Վ միջակայքում ապահովվում է փոխակերպման արդյունավետության նվազագույն 70% մակարդակ, որի դեպքում համեմատման և տոպոլոգիայի ընտրման հանգույցն աշխատում է 8.2 ՄՀց հաճախությամբ [40]:

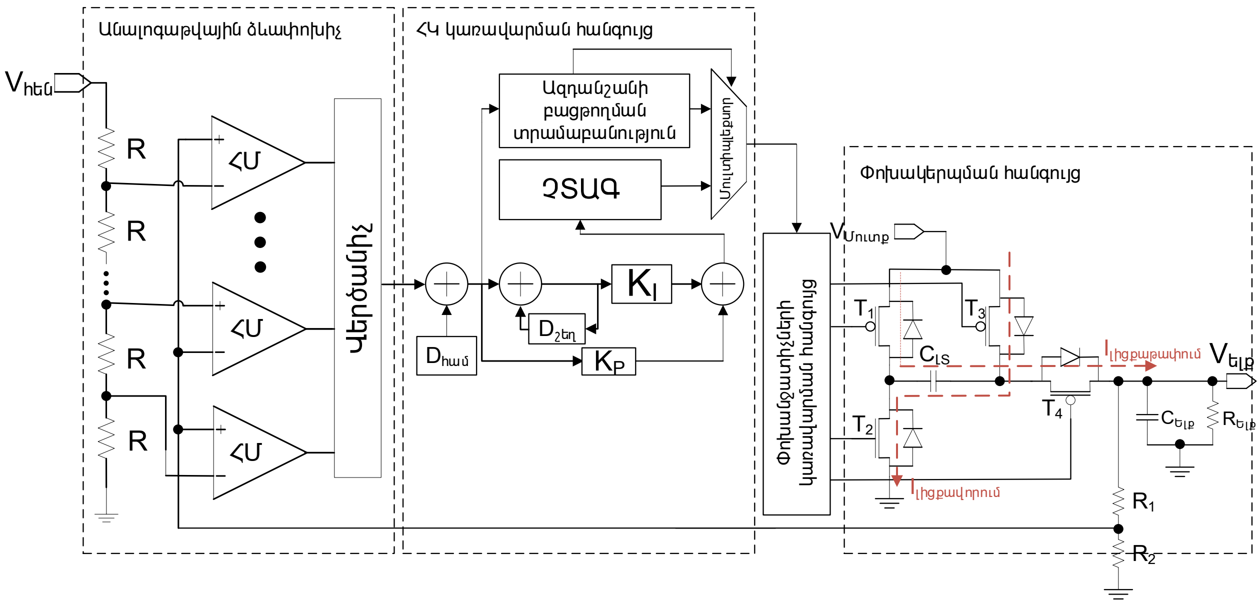
Փոխակերպման արդյունավետության մեծացմանն ուղղված առաջարկված մեթոդը, չնայած ակնայտ առավելություններին, ունի մի շարք թերություններ.

- Փոխակերպման հանգույցում որպես LS ունակություններ օգտագործվել են ֆերոէլեկտրիկական ունակություններ, որոնք ԻՍ արտադրության ժամանակ պահանջում են լրացուցիչ տեխնոլոգիական գործողություններ, քանի որ համատեղելի չեն ԿՄՕԿ տեխնոլոգիական գործընթացի հետ:
- Կիրառված հերթափոխային կառավարման սկզբունքը պահանջում է լրացուցիչ հանգույցներ՝ բազմափուլ տակտային ազդանշանի ձևավորման համար: Բարդանում են չփոխծածկվող բազմափուլ տակտային ազդանշանների ստացումը և կառավարումը տարբեր գործընթաց-լարում-ջերմաստիճան (ԳԼՋ) պայմանների դեպքում:
- Կառավարման հանգույցում ելքային լարման գնահատման համար օգտագործվում է հենակային լարում, որի ստացման համար անհրաժեշտ է կամ լրացուցիչ ելուստ (հենակային արտաքին լարման ստացման դեպքում), կամ հենակային լարման գեներատոր, որը կմեծացնի համակարգի սպառման հզորությունը անթույլատրելի մակարդակով:

1.2.3. Աշխատանքային հաճախության կարգաբերման և փոխանջատիչների կառավարման տակային ազդանշանի բացթողման սկզբունքով համակարգ

Հայտնի է ՀԻՓ բեռնունակությունը բարձրացնող հետադարձ կապի կառավարման համակարգ, որն ապահովում է փոխակերպման բարձր արդյունավետություն ինչպես ելքային փոքր, այնպես էլ մեծ բեռների կիրառման դեպքում՝ միևնույն ժամանակ ապահովելով ԵԼՏԱ-ի բավարար մակարդակ [39,56,72]:

Առաջարկված ՀԻՓ-ում (նկ. 1.28) որպես փոխակերպման հանգույց օգտագործվել է մուտքային լարումը կրկնապատկող լիցքի պոմպ [39,47]]: Այն բաղկացած է 4 ՄՕԿ տրանզիստորներից (T_2 n-ՄՕԿ և T_1,T_3,T_4 p-ՄՕԿ), 2 արտաքին ունակություններից՝ C1 լիցքի տեղափոխման և $C_{ելք}$ ելքային, և կատարում է մուտքային լարման կրկնապատկման ֆունկցիա [40]:

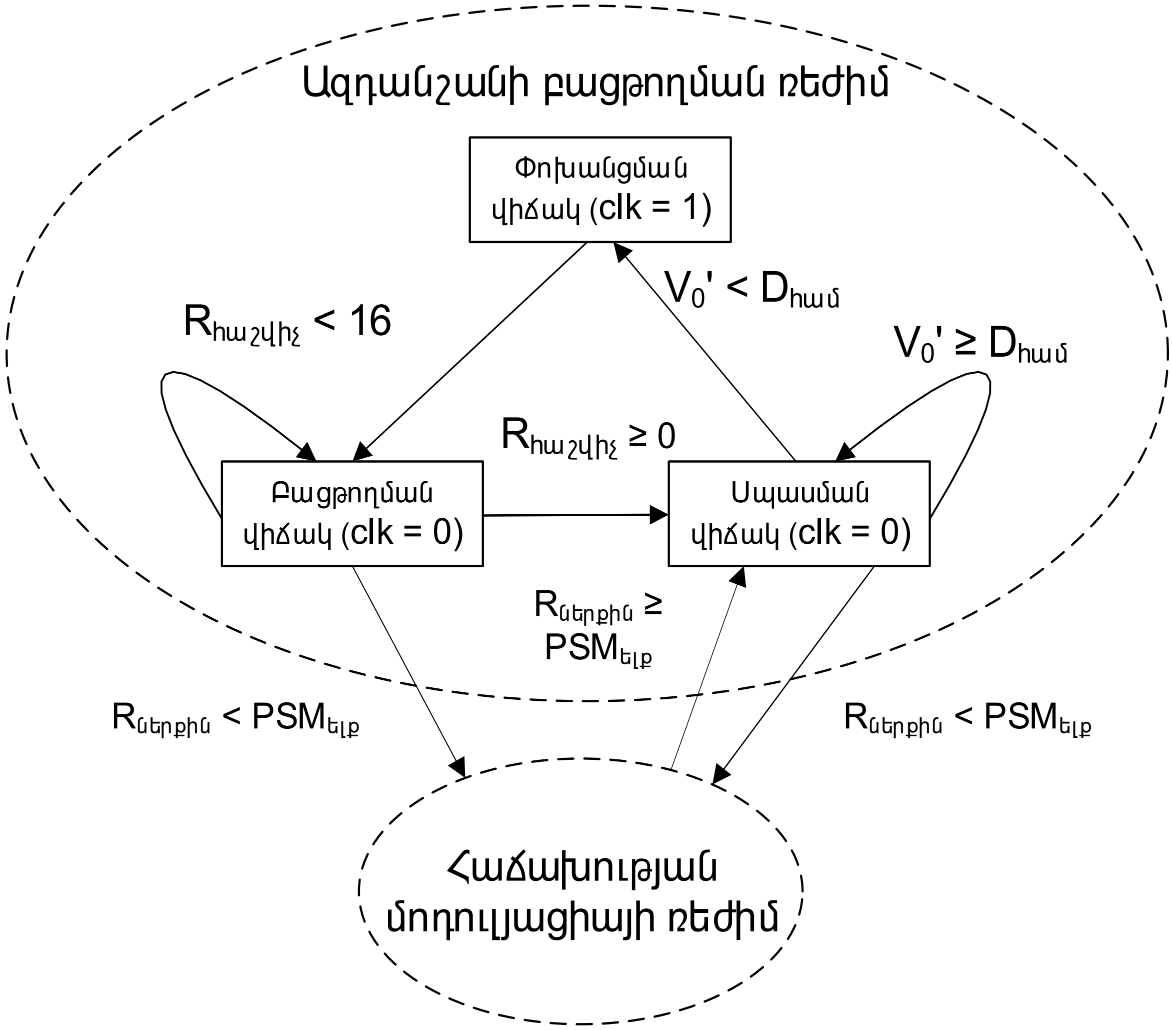


Նկ. 1.28. Ելքային բեռնունակության բարձրացման ՀԻՓ-ի կառավարման համակարգի կառուցվածքը

Փոխակերպման հանգույցին նախորդում են փոխանջատիչների կառավարման և հապաղման ձևավորման հանգույցները: Ելքային լարումը՝ անցնելով R1,R2 լարման բաժանիչով, տրվում է անալոգաթվային փոխակերպիչին (ԱԹՓ): Ելքային լարման համապատասխան թվային կոդը (V_0') այնուհետև տրվում է թվային կառավարման հանգույցին, որտեղ կատարվում է փոխանջատման տակտային ազդանշանի (clk) գեներացիա:

Ազդանշանի բացթողման մեթոդն իր հերթին ապահովում է ՀԻՓ-ի արդյունավետ աշխատանքը ցածր ելքային հոսանքի դեպքում՝ պահելով ԵԼՏԱ-ն թույլատրելի սահմանների միջակայքում [39]:

Կառավարման ազդանշանի բացթողման մեթոդի իրականացման համակարգը եռավիճակ ավտոմատ է (նկ. 1.29)՝ համապատասխանաբար փոխանցման, բացթողման և սպասման վիճակներով: Բացթողման և սպասման վիճակներում կատարվում է C_{LS} ունակության լիցքավորում մուտքային հանգույցից: Փոխանցման վիճակում C_{LS}-ը լիցքաթափվում է ելքային $C_{ելք}$ ունակության վրա, ինչը հանգեցնում է ելքային լարման աճին՝ մինչև 2* $V_{մուտք}$ մակարդակ [39]:



Նկ. 1.29. Հետադարձ կապի կառավարման հանգույցի վիճակների դիագրամը

Թվային կառավարման հանգույցում իրականացվել են տակտային ազդանշանի հաճախության մոդուլյացիայի և ազդանշանի բացթողման մեթոդները: Հաճախության մոդուլյացիան ապահովում է փոխանջատման արդյունավետության բավարար մակարդակ համեմատաբար մեծ ելքային հոսանքների դեպքում: Այս դեպքում փոխանջատման հաճախությունը մեծանում է ելքային հոսանքի մեծացմանը համապատասխան: Ցածր ելքային հոսանքների դեպքում հաճախության մոդուլյացիայի մեթոդով իրականացված կառավարումը արդյունավետ չէ [48]: Աշխատանքային բարձր հաճախությունները ապահովում են ԵԼՏԱ-ի ցածր մակարդակը [68-71]:

Տակտային ազդանշանի տրամաբանական 0 արժեքի դեպքում T_2 և T_3 տրանզիստորները գտնվում են բաց վիճակում, իսկ T_1 և T_4-ը փակ են: C_{LS}-ը T_3 - C_f - T_2 շղթայով լիցքավորվում է $I_{լիցքավորում}$ հոսանքով: Դեպի ելքային դիմադրություն հոսանքը սնուցվում է միայն $C_{ելք}$ ունակության միջոցով [39]:

Տակտային ազդանշանի տրամաբանական 1 արժեքի դեպքում բացվում են T_1 և T_4 տրանզիստորները՝ լիցքաթափելով C_{LS}-ն ելքային $C_{ելք}$ ունակության վրա և բարձրացնելով ելքային լարումը մինչև 2*$V_{մուտք}$ [39]:

Կառավարման համակարգի՝ սպասման վիճակում գտնվելու դեպքում, եթե ԱԹՁ-ն թվային ազդանշանի միջոցով արձանագրում է սահմանված $D_{համ}$ շեմի ելքային V_0' լարման գերազանցում ($V_0' \geq D_{համ}$), ապա կառավարման համակարգը շարունակում է մնալ սպասման վիճակում՝ լիցքավորելով C_{LS}-ը:

Հակառակ դեպքում կառավարման համակարգն անցնում է փոխանցման վիճակին և C_{LS}-ը լիցքաթափվում է ելքային ունակության վրա: ԵԼՏԱ-ի ցածր մակարդակ ապահովելու նպատակով հնարավորինս փոքրացվում է ելքային ունակության լիցքավորման տևողությունը, հասցնելով այն տակտային Clk ազդանշանի լայնությանը: Կառավարման համակարգն այնուհետև ավտոմատ կերպով անցնում է բացթողման վիճակին [39]:

Բացթողման վիճակում աշխատանքը նման է սպասման վիճակին, այսինքն՝ տեղի է ունենում C_{LS} ունակության լիցքավորում, որը տևում է տակտային ազդանշանի 16 պարբերություն: Լիցքավորման ժամանակը կառավարվում է թվային հաշվիչի միջոցով, որի վիճակը գրանցվում է $R_{հաշվիչ}$ ռեգիստրում:

Երբ $R_{հաշվիչ}$ ռեգիստրի արժեքը դառնում է հավասար 16-ի, կառավարման համակարգն անցնում է սպասման վիճակին, $R_{հաշվիչ}$-ը զրոյացվում է: Հաջորդ լիցքավորման վիճակին անցումը տեղի կունենա այն դեպքում, երբ ելքային V_0' լարումը կրկին իջնի սահմանված շեմից:

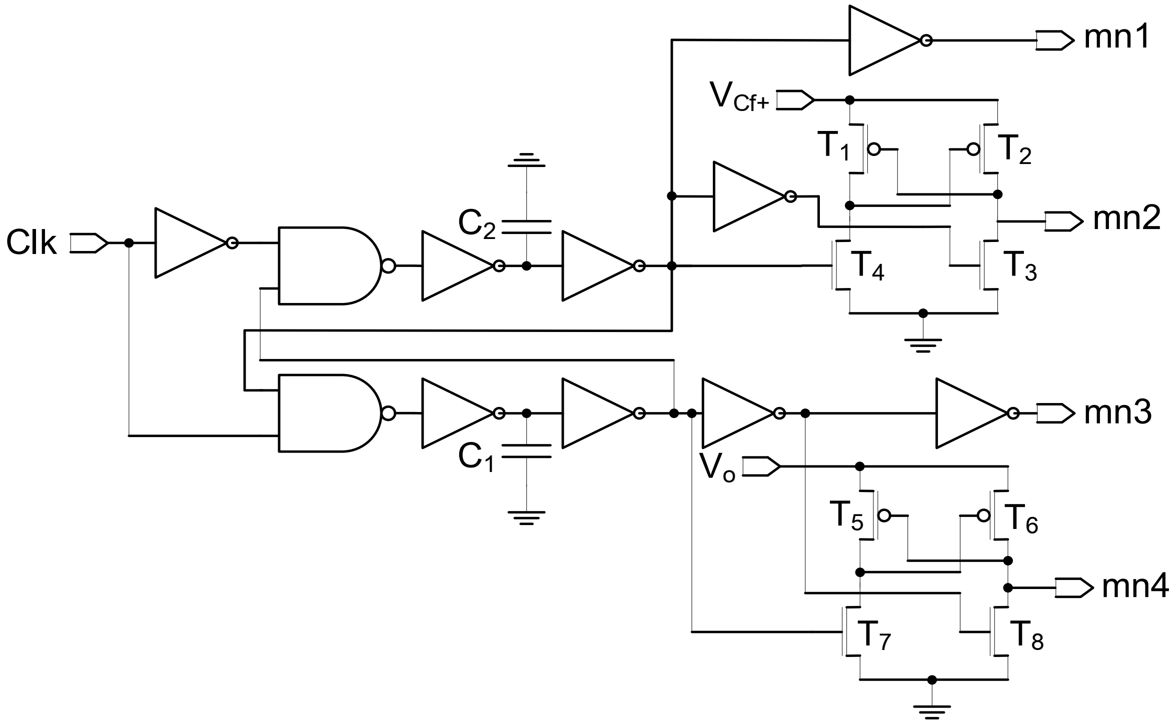
Կառավարման համակարգի անցումը ազդանշանի բացթողման ռեժիմից հաճախության մոդուլյացիայի ռեժիմ կառավարվում է թվային ինտեգրիչի ելքային $R_{ներքին}$ արժեքի միջոցով: Փոքր ելքային բեռի դեպքում V_0'-ը չի իջնում սահմանված $D_{համ}$ մակարդակից, հետևաբար՝ $D_{շեղ}$-ը կունենա դրական արժեք [39]՝

$$D_{շեղ} = V_0' - D_{համ}:$$

(1.18)

ՀԻՓ-ի բեռի մեծացման դեպքում V_0'-ն իջնում է $D_{համ}$-ից, $D_{շեղ}$-ը ընդունում է բացասական արժեք՝ գործի դնելով թվային ինտեգրիչը: Երբ $R_{ներքին}$-ը գերազանցում է նախորոք սահմանված $PSM_{ելք}$ շեմը, տեղի է ունենում փոխանջատում ազդանշանի բացթողման ռեժիմից հաճախության մոդուլյացիայի ռեժիմի: Բեռի փոքրացման դեպքում տեղի է ունենում հակառակ անցումը [39]:

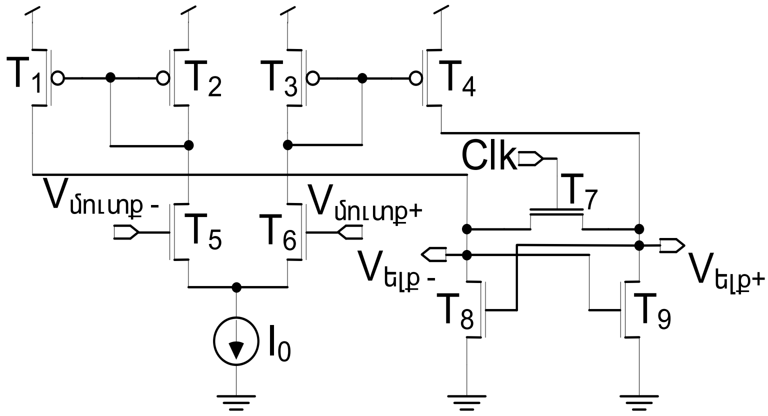
Կառավարման հանգույցի փոխանջատման տակտային ազդանշանները ստացվում են՝ անցնելով ՉՓԱԳ-ով և բուֆերների շղթայով (նկ. 1.30): Այսպիսով, ապահովվում է mn1, mp2 տրանզիստորների փակ վիճակը նախքան mp3, mp4 տրանզիստորների բացվելը, ինչը բացառում է միջանցիկ հոսանքների առկայությունը [39]:



Նկ. 1.30. Փոխանջատիչների կառավարման հանգույցը

Ելքային և հենակային լարումների համեմատման համար օգտագործվել է 4-կարգանի,15 կասկադ պարունակող, ռեզիստիվ բաժանիչով ԱԹՓ: Որպես համեմատիչ կիրառվել է տակտավորվող օպերացիոն ուժեղարար (նկ. 1.31), որը հանգստի վիճակում սպառում է 2 մկԱ հոսանք [39]:

Ազդանշանի բացթողման ռեժիմից հաճախության մոդուլյացիայի ռեժիմին անցումը տեղի է ունենում 8 մԱ ելքային հոսանքի դեպքում:



Նկ. 1.31. ԱԹՁ-ում օգտագործվող օպերացիոն ուժեղարարի սխեման

Փոխանջատման կառավարման տակտային ազդանշանը թույլատրելի միջակայքում ելքային բեռի փոփոխության ժամանակ տատանվում է 10 կՀց-ից մինչև 1000 կՀց: Ազդանշանի բացթողման ռեժիմում առավելագույն հաճախությունը 180 կՀց-ն է, որի գերազանցման դեպքում ընկնում է այդ ռեժիմում աշխատանքի արդյունավետությունը և կատարվում է անցում հաճախության մոդուլյացիայի ռեժիմի [39]:

Առաջարկվող համակարգը տալիս է առավելագույն 100 մՎտ ելքային հզորություն՝ միևնույն ժամանակ ապահովելով փոխակերպման 82% արդյունավետություն: Մինչև 8 մԱ ելքային հոսանքների դեպքում համակարգը աշխատում է ազդանշանի բացթողման ռեժիմում՝ մինչև 200 կՀց տակտային ազդանշանի հաճախությամբ (նկ. 1.36): Ավելի մեծ ելքային հոսանքների դեպքում համակարգն անցնում է ՀՄ վիճակին, և տակտային ազդանշանի հաճախությունը փոփոխվում է 200 կՀց-ից մինչև 1 ՄՀց [39]:

Չնայած առաջարկված համակարգի ակնհայտ առավելություններին, այն ունի մի շարք թերություններ, որոնք սահմանափակում են դրա կիրառությունը.

- առաջարկված ՀԻՓ համակարգում օգտագործվել են արտաքին ԼՏ ունակություններ, ինչը հանգեցնում է ԻՍ մակերեսի մեծացմանը, հետևաբար՝ նաև տվյալ մեթոդի կիրառության սահմանափակմանը,
- կառավարման համակարգում օգտագործված են մեծ էներգասպառմամբ շղթաներ, ինչպիսիք են օգտագործված անալոգաթվային փոխակերպիչը, փոխանջատիչների կառավարման հանգույցը, ելքային լարման բաժանիչը, որոնք առաջացնում են սնման դողից դեպի հողանցում կորստի հաստատուն հոսանք,
- փոխակերպման շղթան կատարում է մուտքային լարման ձևափոխություն միայն մեկ գործակցով՝ այդպիսով սահմանափակելով ելքային լարման թույլատրելի բացվածքը,
- կառավարման ալգորիթմի բարդության և հետադարձ կապում թվային հաշվիչների կիրառման պատճառով մեծ է կառավարման արձագանքման ժամանակը,
- հաշվի չի առնվել կառավարման հանգույցի շղթաների բնութագրերի կախումը ԳԼՋ փոփոխություններից:

1.3. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման առաջարկվող սկզբունքները

1.2-ից հետևում է, որ հայտնի են ՀԻՓ նախագծման մի շարք մեթոդներ, որոնցում հաշվի չեն առնված համակարգի էներգասպառման, ԳԼՋ փոփոխությունների նկատմամբ կայունության, ինչպես նաև ֆինանսատնտեսական խնդիրները, կամ էլ՝ նշված մեթոդները չեն ապահովում կառավարման համակարգի արագագործության և ԵԼՏԱ-ի անհրաժեշտ մակարդակները: Մասնավորապես՝

- օգտագործվում են արտաքին ունակություններ, որոնք կտրուկ մեծացնում են ԻՍ ինքնարժեքը,
- մեծ է կառավարման շղթայի արձագանքման տևողությունը ելքային լարման և հոսանքի փոփոխություններին՝ հանգեցնելով ՀԻՓ-ից սնվող հանգույցներում լրացուցիչ էներգասպառման,
- ՀԻՓ-ի հետադարձ կապի կառավարումը կատարվում է ելքային և հենակային լարումների համեմատության միջոցով, ինչը պահանջում է համակարգում հենակային լարման գեներատորի առկայություն,
- հետադարձ կապի զուտ անալոգային կառավարման համակարգերը, անընդհատ լինելով ակտիվ ռեժիմում, աշխատում են էներգասպառման անընդունելի մակարդակով,
- հաշվի առնված չէ ՀԻՓ կառավարման շղթաների բնութագրերի փոփոխությունը սնման լարման տատանումների դեպքում, որն ունի առանցքային նշանակություն, քանի որ սնուցումը կատարվում է անմիջապես ՀԻՓ-ից,
- հաշվի առնված չէ ՀԻՓ-ի աշխատունակությունը մեծ մուտքային լարումների դեպքում:

Առաջարկվում են ՀԻՓ-երի նախագծման նոր սկզբունքներ, որոնք կապահովեն գործնական պահանջները բավարարող էներգասպառում, փոխակերպման արդյունավետություն, ելքային լարման բացվածք, զբաղեցրած փոքր մակերես և արագագործություն:

Մշակված է ՀԻՓ-ի կառավարման նոր համակարգ, որը ելքային լարման և հոսանքի մակարդակներից կախված՝ կարգաբերում է ՀԻՓ-ի աշխատանքը՝ առանց հենակային լարման օգտագործման: Մշակվել է LS ունակությունների «սահուն» լիցքավորման մեթոդ, որը էականորեն փոքրացնում է ԵLSԱ-ն: Նախագծվել է ցածր էներգասպառման թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատոր, ինչպես նաև թվային կառավարման բլոկ, որը բարձրացնում է ՀԻՓ-ի արձագանքման ժամանակը բեռի փոփոխության դեպքում: Նախագծվել է ՀԻՓ գործադրման հանգույց՝ մուտքային մեծ լարումներով աշխատելու և մարտկոցի միացման պահին ՀԻՓ կառավարման համակարգին սնման լարում ապահովելու համար:

Եզրակացություններ

1. Ժամանակակից ԻՍ-երում ցածր էներգասպառմանը միտված նախագծման մեթոդների իրականացման համար խիստ կարևոր է պահանջվող սնման լարման մակարդակի ապահովումը: ԻՍ ենթահանգույցների սնման նպատակով տոպոլոգիական, ֆինանսատնտեսական և էներգասպառման տեսանկյունից խիստ շահավետ են փոխանջատվող ունակությունների վրա հիմնված հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչները:

2. ՀԻՓ-երի նախագծման գոյություն ունեցող՝ անալոգային և անալոգաթվային սխեմաների կիրառմամբ համակարգերի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ դրանցում հաշվի առնված չեն էներգասպառման, կառվարման հանգույցների՝ ԳԼՋ փոփոխությունների նկատմամբ կայունության, ԻՍ արտադրության ֆինանսատնտեսական խնդիրները, ապահովված չեն կառավարման համակարգի բավարար արագագործության և ԵԼՏԱ-ի բավարար մակարդակները:

3. Առաջարկվել են ՀԻՓ-երի նախագծման նոր սկզբունքներ, որոնք ապահովում են գործնական պահանջները բավարարող էներգասպառում, փոխակերպման արդյունավետություն, սնման լարման տատանումների նկատմամբ կայունություն, փոքր մակերեսի զբաղեցում և արագագործություն, բեռից և մուտքային

լարումից կախված ապահովում են փոխակերպման գործակցի և փոխանջատման հաճախության կարգաբերում, ինչպես նաև հաշվի են առնում համակարգի նախնական գործադրման հետ կապված խնդիրները:

ԳԼՈՒԽ 2. ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ԱՌԱՋԱՐԿՎՈՂ ՄԻՋՈՑՆԵՐԸ

2.1. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման առաջարկվող միջոցների մշակման խնդրի դրվածքը

Աշխատանքի նպատակն է հետազոտել և մշակել սխեմատեխնիկական մեթոդների և միջոցների համալիր, որոնց կիրառումը կապահովի ելքային նպատակային լարման ստացման համար ՀԻՓ փոխակերպման գործակցի և աշխատանքային հաճախության ինքնակարգաբերումը, կբարձրացնի փոխակերպման արդյունավետությունը, կապահովի համակարգի ցածր էներգասպառումը և արագագործությունը՝ առանց զբաղեցրած մակերեսի էական մեծացման, չի պահանջի արտաքին հենակային լարման, ինչպես նաև արտաքին կամ հատուկ տարրերի կիրառում, որոնք ԻՍ արտադրության ընթացքում պահանջում են տեխնոլոգիական լրացուցիչ գործողութեւններ: Առաջարկվող մեթոդները պետք է լինեն համատեղելի ԿՄՕԿ տեխնոլոգիային, միաժամանակ՝ հնարավորինս անկախ տեխնոլոգիական գործընթացից:

Դրված խնդրի լուծման նպատակով մշակվել է ՀԻՓ հաճախության և փոխակերպման գործակցի կառավարման և ինքնակարգաբերման համապատասխան անալոգաթվային համակարգ, որն ապահովում է ելքային լարման նպատակային մակարդակ մարտկոցից ստացված փոփոխական մուտքային լարման դեպքում: Կատարվել է առաջարկված սխեմայի մոդելավորում, և ներկայացվել են ստացված արդյունքները: Վերջիններս համեմատվել են արդեն գոյություն ունեցող մեթոդներով նախագծված ՀԻՓ-երի բնութագրերի հետ:

2.2. Առաջարկվող հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների թեստավորման համակարգի կառուցվածքը

Ժամանակակից ԻՍ-երում ցածր էներգասպառմանը միտված նախագծման մեթոդների իրականացման համար, ենթահամակարգերի սնման նպատակով, խիստ շահավետ են փոխանջատվող ունակությունների վրա հիմնված հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչները՝ տոպոլոգիական, ֆինանսատնտեսական և էներգասպառման տեսանկյունից [63]:

Ինչպես նշվել է 1.3-ում, ՀԻՓ-երի նախագծման առկա անալոգային և անալոգաթվային միջոցների վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ դրանցում հաշվի չեն առնված էներգասպառման, կառավարման հանգույցների՝ ԳԼՋ փոփոխությունների նկատմամբ կայունության, ԻՍ արտադրության ֆինանսատնտեսական խնդիրները: Դրանք նաև չեն ապահովում նաև կառավարման համակարգի արագագործության և ԵԼՏԱ-ի բավարար մակարդակները [65,66]:

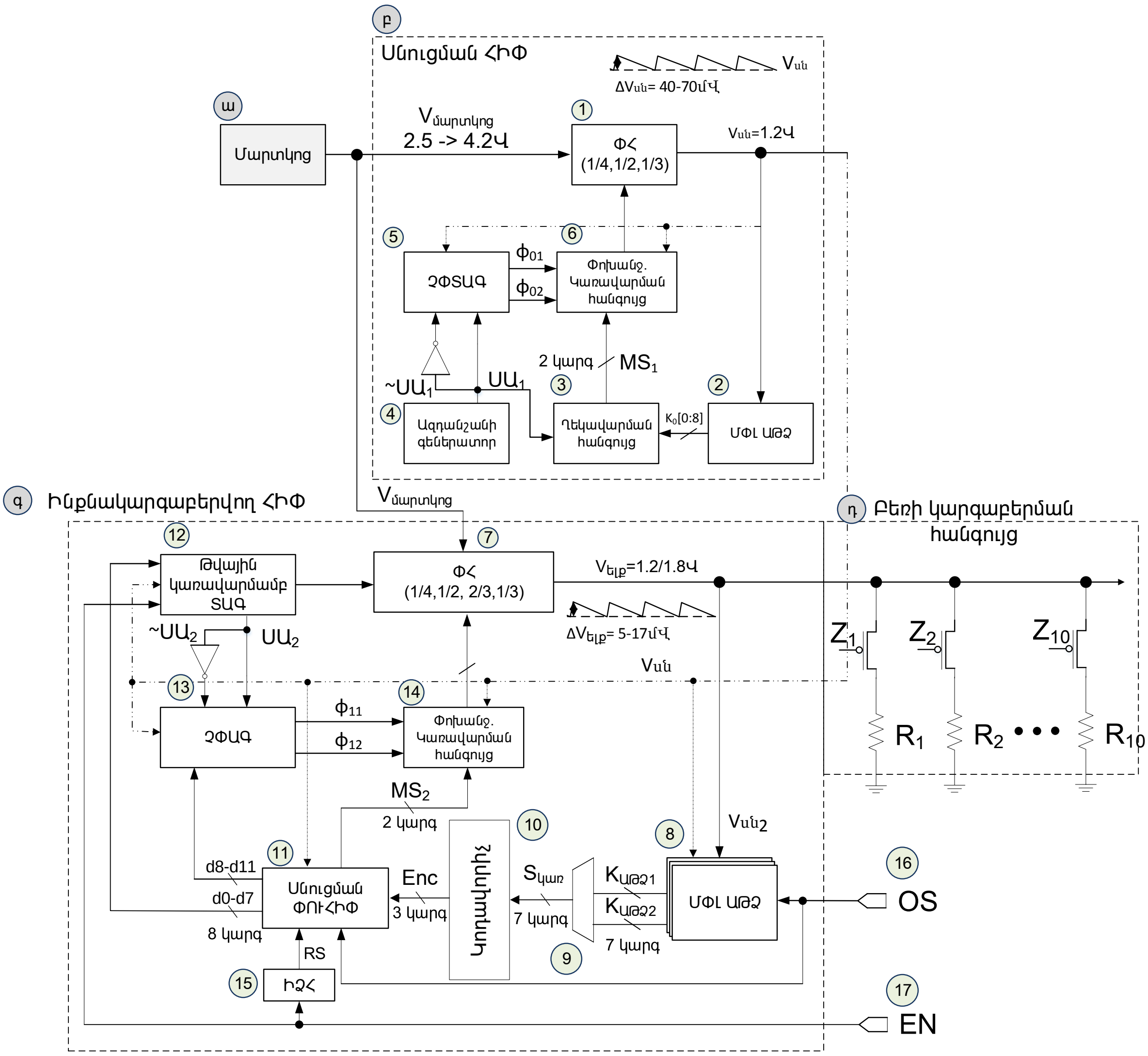
Առաջարկվել է ՀԻՓ-ի կառավարման նոր համակարգ, որը, բեռից և ելքային լարման մակարդակից կախված, առանց արտաքին հենակային լարում օգտագործելու, կարգաբերում է ՀԻՓ-ի աշխատանքը [73-76,95,96]: Մշակվել է ՀԻՓ-ի գործադրման և թեստավորման համակարգ, որն ապահովում է կառավարման հանգույցում 1,2 Վ սնման լարում, ինչպես նաև թվային կոդով կառավարվող ելքային հոսանք: Մշակված համակարգը բաղկացած է չորս հիմնական բաղադրիչներից (նկ. 2.1)՝

ա) արտաքին մարտկոց, որը մոդելավորվել է որպես 4,2-ից 2,5 Վ միջակայքում փոփոխական լարման աղբյուր (մուտքային լարման բացվածքը համապատասխանում է 2000 մԱ/Ժ ունակությամբ մարտկոցի ելքային լարման աշխատանքային միջակայքին),

բ) կառավարման համակարգի սնուցման ՀԻՓ, որը նախատեսված է մարտկոցի փոփոխական լարման դեպքում սեփական և թեստավորման ենթարկվող ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ի կառավարման համակարգերի բաղկացուցիչ հանգույցներին հաստատուն 1,2 Վ սնման լարում ապահովելու համար,

գ) ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ, որի համար պահանջվող ելքային նպատակային լարում ապահովելու համար կիրառվել են թվային կառավարման, ԵԼՏԱ-ի նվազեցման և ելքային բեռի կարգաբերման մշակված մեթոդները,

դ) ելքային բեռի կարգաբերման հանգույց, որը է Z_1-Z_{10} 10-կարգանի թվային ազդանշանով ղեկավարվող զուգահեռ միացված դիմադրությունների շղթա է և նախատեսված է 10 մԱ-ից 100 մԱ սահմաններում ելքային հոսանք ապահովելու համար [55]:



Նկ. 2.1. ՀԻՓ գործադրման և թեստավորման համակարգը

Կառավարման համակարգի սնուցման ՀԻՓ-ն իր հերթին բաղկացած է հետևյալ հանգույցներից՝

1. 1/4,1/2 և 1/3 փոխակերպման գործակիցներով փոխակերպման հանգույց, որը մուտքային լարման 4,2-ից 2,5 Վ փոփոխության դեպքում ապահովում է ելքային հաստատուն 1.2 Վ լարման մակարդակ,

2. ելքային լարման մակարդակի գնահատման համար անալոգաթվային ձևափոխիչ (ԱԹՁ),

3. ելքային լարման փաստացի արժեքից կախված՝ փոխակերպման գործակցի կառավարումն իրականացնող թվային ղեկավարման հանգույց,

4. փոխակերպման հանգույցում փոխանջատիչների կառավարման ազդանշանի ձևավորման ֆունկցիան իրականացնող ելքային ազդանշանի հաստատուն հաճախությամբ տակտային ազդանշանի գեներատոր,

5. չփոխծածկվող երկփուլ ազդանշանի գեներատոր, որն ապահովում է LS ունակությունների լիցքավորման և լիցքաթափման փուլերում փոխանջատիչների կառավարումը,

6. փոխանջատիչների թվային կառավարման հանգույց, որն ապահովում է որոշակի փոխակերպման գործակցին համապատասխան դրանց վարքը:

Առաջարկված ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ը, կախված OS թվային ազդանշանի արժեքից, ապահովում է ելքային լարման 1,8 կամ 1,2 Վ լարման մակարդակներ: Դա իր հերթին բաղկացած է հետևյալ հանգույցներից՝

7. 1,1/2,1/3,1/4 փոխակերպման գործակիցներով փոխակերպման հանգույց, որը մուտքային լարման 4,2-ից 2,5 Վ փոփոխության դեպքում ապահովում է ելքային հաստատուն 1,2 Վ կամ 1,8 Վ լարման մակարդակները,

8. ելքային լարման մակարդակի գնահատման համար նախատեսված մոդուլացված փոխանջատման լարումներով շրջիչների վրա հիմնված ԱԹՁ-ների հանգույց,

9. մուլտիպլեքսոր՝ համապատասխան ԱԹՁ-ի ելքային ազդանշանը կոդավորիչին փոխանցելու համար,

10. 7-կարգանի մուտքային և 3-կարգանի ելքային ազդանշաններով կոդավորիչ,

11. թվային ղեկավարման հանգույց, որը համաձայն մշակված ալգորիթմի, ելքային լարման փաստացի և նպատակային արժեքների տարբերությունից կախված՝ կարգաբերում է տակտային ազդանշանի գեներատորի (ՏԱԳ) հաճախությունը, փոխակերպման գործակիցը և փոխանջատիչների կառավարման ազդանշանի ճակատի տևողությունը,

12. թվային կառավարմամբ ՏԱԳ, որն ապահովում է 6-կարգանի թվային կոդի միջոցով կառավարվող հաճախությամբ տակտային ազդանշանի ձևավորումը, նախատեսված է ելքային բեռի փոփոխության դեպքում փոխանջատման հաճախության մոդուլյացիայի մեթոդի իրականացման համար,

13. ՉՓԱԳ՝ երկփուլ, չփոխծածկվող կառավարման ազդանշանների գեներացման համար,

14. փոխանջատիչների թվային կառավարման հանգույց, որն ապահովում է որոշակի փոխակերպման գործակցին համապատասխան դրանց վարքը,

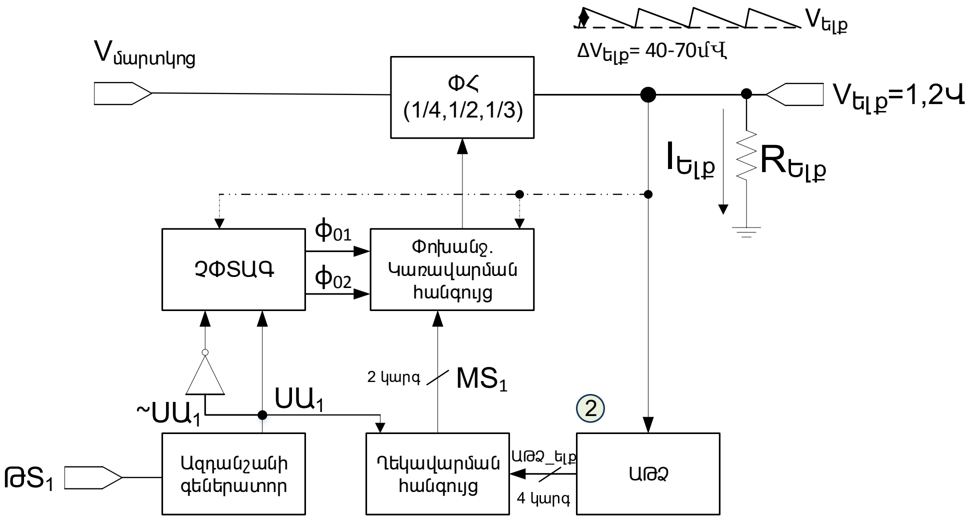
15. իմպուլսի ձևավորման հանգույց, որը համակարգի գործադրման պահին ձևավորում է կառավարման հանգույցի սկզբնարժեքավորման RS ազդանշանը,

16. OS թվային ազդանշան, որով կատարվում է ելքային լարման նպատակային մակարդակի ընտրությունը,

17. EN համակարգի գործադրման և աշխատանքի թույլտվության ազդանշան:

2.3. Կառավարման համակարգի սնուցման հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը

Ինչպես նշվել է, ՀԻՓ-երը բաղկացած են երկու հիմնական ֆունկցիոնալ հանգույցներից՝ փոխակերպման, որը կատարում է մուտքային լարման որոշակի մակարդակի անմիջական փոխակերպում, և կառավարման, որը ելքային լարման մակարդակից և բեռից կախված՝ կարգասբերում է ՀԻՓ-ի աշխատանքը [68]: Վերջինս անալոգաթվային համակարգ է, որի սնուցման համար անհրաժեշտ է հաստատուն 1,2 Վ լարում [32]: Առաջարկված ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ի կառավարման համակարգի սնուցման համար առաջարկվել է 4,2-ից 2,5 Վ միջակայքում փոփոխվող մուտքային լարումը ելքային 1,2 Վ հաստատուն լարման փոխակերպող ՀԻՓ (նկ. 2.2) [74,75]:

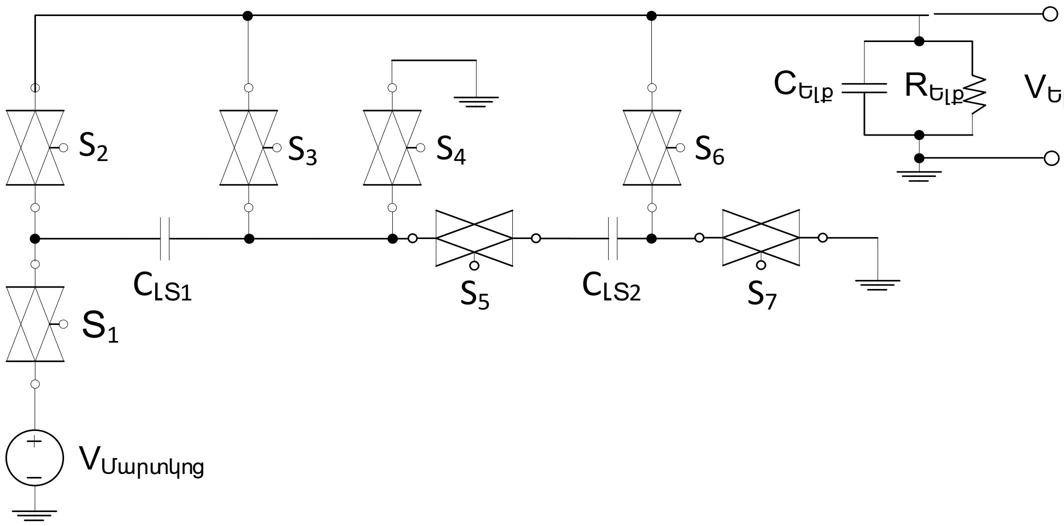


Նկ. 2.2. Կառավարման համակարգի սնուցման ՀԻՓ-ի կառուցվածքը

Վերջինս անհրաժեշտ է թեստավորման համակարգում սնման լարման տատանման ամպլիտուդի իրականին մոտ արժեք ստանալու համար, ինչը կբարձրացնի առաջարկված մեթոդով նախագծված ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ի մոդելավորման ճշտությունը:

Այսպիսով, սնուցման ՀԻՓ-ից պահանջվում է 1,2 Վ ելքային լարման ապահովում հաստատուն բեռի համար, քանի որ ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ում աշխատանքային ռեժիմում կառավարման հանգույցի բոլոր տարրերն աշխատում են տակտային ազդանշանի հաճախությունների տատանման փոքր տիրույթում, այսինքն՝ սպառում են համեմատաբար հաստատուն հոսանք: Այդ պատճառով սնուցման ՀԻՓ-ում չի կիրառվել փոխանջատման հաճախության մոդուլյացիայի սկզբունքը [75]:

Փոխակերպման հանգույցն ապահովում է 1/2,1/3,1/4 փոխակերպման գործակիցներով մուտքային լարման մակարդակի ձևափոխում, ինչը բավարար է մարտկոցի աշխատանքային տիրույթում տրված լարման փոփոխության ողջ միջակայքում 1,2 Վ ելքային լարում ստանալու համար (նկ. 2.3) [76]:



Նկ. 2.3. Կառավարման համակարգի սնուցման ՀԻՓ-ի փոխակերպման հանգույցը

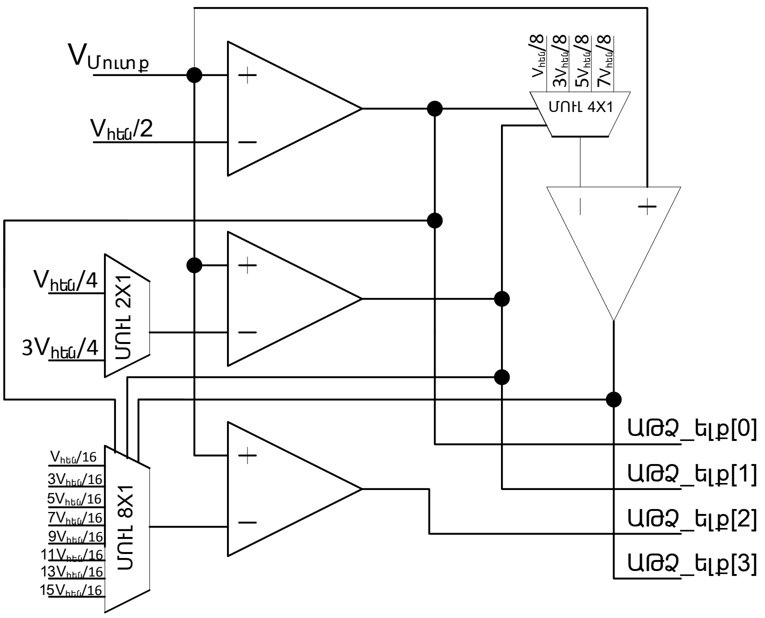
Յուրաքանչյուր փոխակերպման գործակցին համապատասխանում է լիցքավորման և լիցքաթափման փուլերում LS և ելքային ունակությունների միացման որոշակի տոպոլոգիա, որն ապահովվում է յուրաքանչյուր փուլում փոխանջատիչների բաց կամ փակ վիճակով: Առաջարկված ՀԻՓ-ում փոխակերպման գործակիցը կառավարվում է 2-կարգանի MS_1 թվային ազդանշանի միջոցով, որին համապատասխան փոխանջատիչների վարքը լիցքավորման P1 և լիցքաթափման P2 փուլերում բերված է աղ. 2.1-ում:

Աղյուսակ 2.1

Սնուցման ՀԻՓ-ում փոխակերպման գործակցից կախված լիցքավորման և լիցքաթափման փուլերում փոխանջատիչների վիճակի իսկության աղյուսակը

ՓԳ	Փուլ	MS_1	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
1/2	P1	00	1	0	0	1	0	1	0
1/2	P2	00	0	1	1	0	1	0	1
1/3	P1	01	1	0	0	0	0	0	0
1/3	P2	01	0	1	1	0	0	0	0
1/4	P1	10	1	0	0	0	0	0	0
1/4	P2	10	0	1	1	0	0	0	0

Քանի որ մուտքային լարման փոփոխության ամբողջ միջակայքում անհրաժեշտ է ապահովել ելքային հաստատուն լարում, ուստի անհրաժեշտ է ելքային լարման գնահատման համակարգ, որի հիման վրա կկատարվի փոխակերպման գործակցի կարգաբերումը:

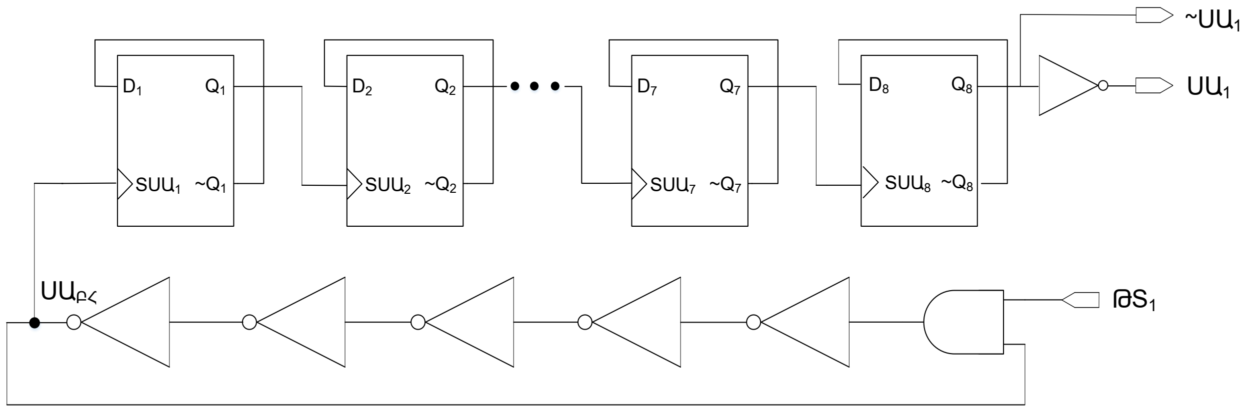


Նկ. 2.4. Կառավարման համակարգի սնուցման՝ ՀԻՓ-ում ելքային լարման գնահատման ԱԹՁ-ի կառուցվածքը

Կիրառվել է ցածր էներգասպառմամբ, մուլտիպլեքսված հենակային լարումներով ԱԹՁ (նկ. 2.4) [52], որում օգտագործվում է միևնույն համեմատիչը՝ մուտքայինը 15 տարբեր հենակային լարումների հետ համեմատելու համար: Արդյունքում՝

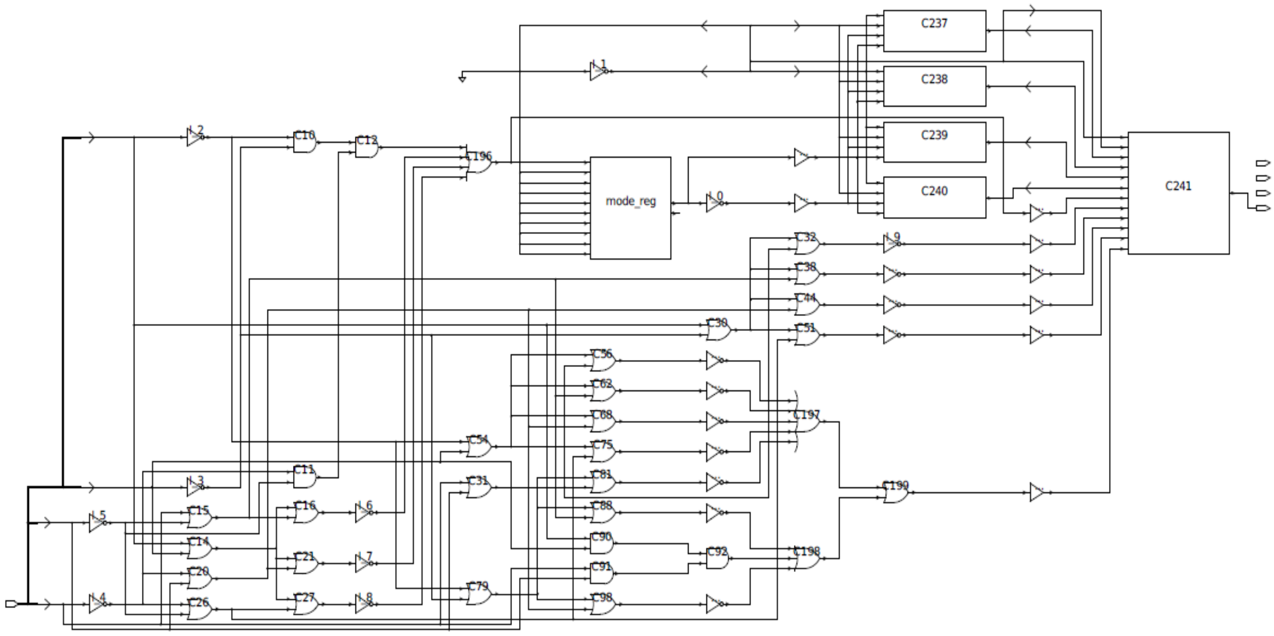
օգտագործվել է 4 համեմատիչ 15-ի փոխարեն: Ելքային ազդանշանի յուրաքանչյուր բիթի արժեք որոշվում է հաջորդաբար [52]: Համեմատիչի և անալոգային մուլտիպլեքսորի սեփական հապաղումները կազմում են 85 պվ, որը ՀԻՓ-ի աշխատանքային 140 ՄՀց տակտային ազդանշանի հաճախության 12%-ն է:

Հաստատուն կառավարման ազդանշանի ստացման համար օգտագործվել է շրջիչներից բաղկացած օղակաձև ՏԱԳ, որը գեներացնում է 1,2 ԳՀց հաստատուն հաճախությամբ բարձրհաճախականային տակտային ազդանշան (ՍԱ$_{ԲՀ}$) [53]: Վերջինս տրվում է հաճախության թվային բաժանիչին, որն իր հերթին գեներացնում է հաստատուն 140 ՄՀց հաճախությամբ ՍԱ$_1$ և ~ՍԱ$_1$ տակտային ազդանշանները (նկ. 2.5):



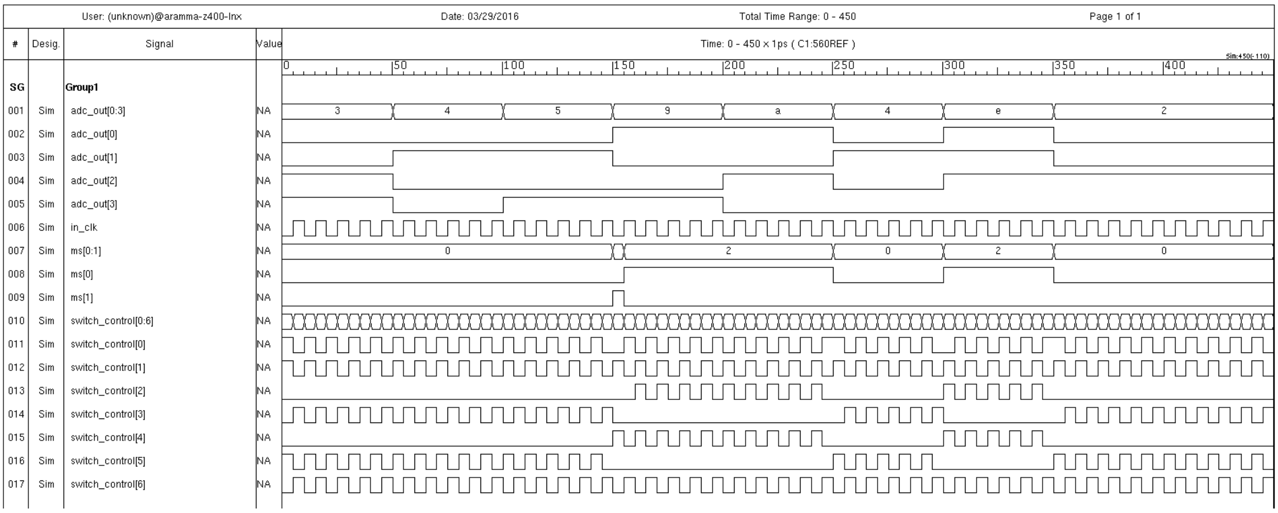
Նկ. 2.5. Հաստատուն հաճախությամբ ՏԱԳ-ի կառուցվածքը

Մարտկոցից ստացվող փոփոխական մուտքային լարման դեպքում, ելքային լարման հաստատուն 1,2 Վ լարման ապահովման նպատակով, նախագծվել է թվային ղեկավարման համակարգ, որը ԱԹՁ-ի ելքային ազդանշանից կախված՝ կատարում է փոխակերպման գործակցի կարգաբերում: Մասնավորապես, ելքային 1,2 Վ լարմանը համապատասխանում է ԱԹՁ ելքային ազդանշանի 4-կարգանի՝ 1000 թվային արժեքը [74,60]: Տակտային ազդանշանի յուրաքանչյուր պարբերության ընթացքում կատարվում է ԱԹՁ փաստացի ելքի համեմատություն 1000 թվային կոդի հետ: Գերազանցման դեպքում կատարվում է փոխակերպման գործակցի փոփոխություն ավելի ցածր արժեքով՝ «թարմացնելով» փոխակերպման գործակցի կառավարման MS_1 2-կարգանի թվային ազդանշանը: Յուրաքանչյուր փոխանջատման գործակցին համապատասխան փոխանջատիչների վարքն ապահովելու նպատակով սինթեզվել է թվային տրամաբանական հանգույց (նկ. 2.6):



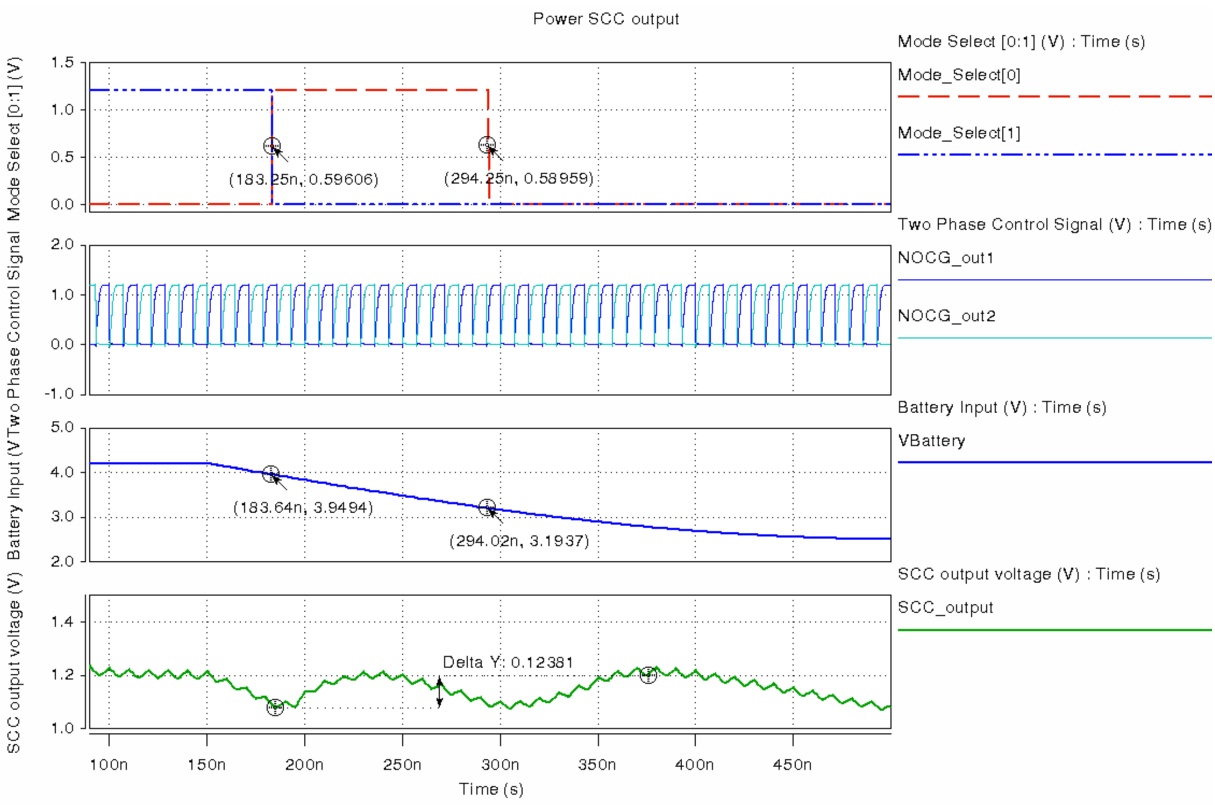
Նկ. 2.6. Սնուցման ՀԻՓ-ի փոխակերպման գործակցի և փոխանջատիչների կառավարման թվային համակարգի սինթեզված սխեման

ԱԹՁ ելքային ազդաշնանի (adc_out) փոփոխության դեպքում ձևավորած փոխակերման գործակցի կառավարման MS ազդանշանի և յուրաքանչյուր փոխանջատիչին տրվող ազդանշանների տեսքը բերված է նկ. 2.7-ում:



Նկ. 2.7. Սնուցման ՀԻՓ-ի կառավարման թվային համակարգի աշխատանքային դիագրամը

Մուտքային լարման 4,2 Վ-ից 2,5 Վ անկման դեպքում ելքային հաստատուն 1,2 Վ լարում ապահովելու նպատակով կատարվում է սնուցման ՀԻՓ-ի փոխակերպման գործակցի կարգաբերում (նկ. 2.8), ինչը իրագործվել է ՀԻՓ փոխակերպման, ԱԹՉ, ՏԱԳ անալոգաթվային համակարգերի և թվային ղեկավարման հանգույցի սինթեզված սխեմաների համատեղ մոդելավորման արդյունքում: Մուտքային լարման նախնական 4,2 Վ լարմանը համապատասխանում է MS_1 երկկարգանի թվային ազդանշանի 10 արժեքը (1/4 փոխակերպման գործակից):



Նկ. 2.8. Մուտքային լարման փոփոխության դեպքում սնուցման ՀԻՓ-ի ելքային լարման կարգաբերումը

Մուտքային լարման հետագա անկման դեպքում փոխակերպման գործակիցը նախ՝ ընդունում է 1/3, այնուհետև՝ 1/2 արժեքներ, MS_1-ի համապատասխանաբար 01 և 00 արժեքների դեպքում: Նմանակումը կատարվել է 70 մԱ ելքային հոսանքի համար, ինչը համապատասխանում է թեստավորման ենթարկվող ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ համակարգի միջին սպառած հոսանքին: Արդյունքում՝ ԵԼՏԱ-ն հաստատուն մուտքային լարման դեպքում չի գերազանցում 40 մՎ-ը, իսկ մուտքային լարման փոփոխման ամբողջ տիրույթում ելքային լարման տատանման բացվածքը կազմում է 140 մՎ:

Կատարվել է նախագծված և նմանատիպ հայտնի ՀԻՓ-երի բնութագրերի համեմատություն (աղ. 2.2): Փոխակերպման արդյունավետության հաշվարկը կատարվել է համաձայն (1.6) բանաձևի: Ինչպես երևում է աղյուսակից, ապահովված է հայտնի լուծումներին համեմատական փոխակերպման արդյունավետություն և միջին էներգասպառում՝ օգտագործելով անհամեմատ ավելի փոքր LS և ելքային ունակություններ՝ արդյունքում փոքրացնելով ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը:

Աղյուսակ 2.2

Սնուցման փոխակերպման հանգույցում փոխակերպման գործակցից կախված փոխանջատիչների վիճակի իսկության աղյուսակը

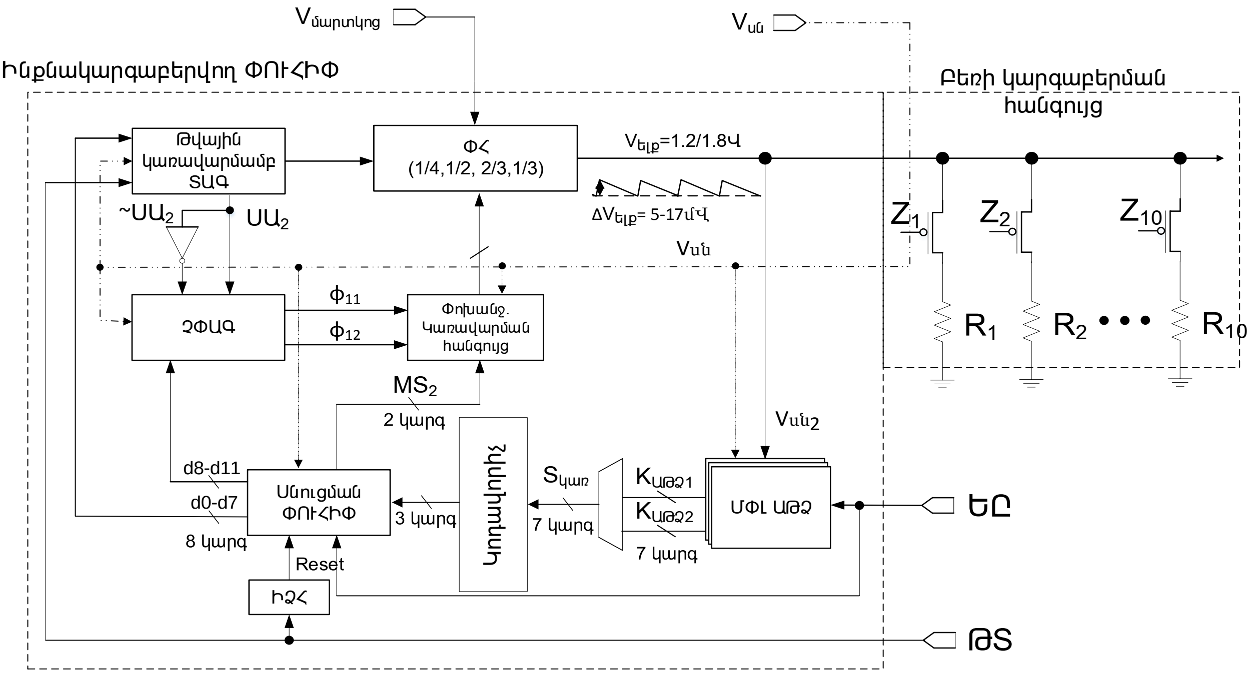
Բնութագիր	[35]	Նախագծված ՀԻՓ
Մուտքային լարում (Վ)	3.3	2,5-4,2
Ելքային լարում (Վ)	1.25	1,2
LS ունակություններ (պՖ)	300	25
Ելքային ունակություն (պՖ)	150	50
Փոխանջատման հաճախություն (ՄՀց)	40	140
ԵLSԱ (մՎ)	45	25-40
Փոխակերպման արդյունավետություն (%)	64	84
Տեխնոլոգիական գործընթաց (նմ)	180	32
Մակերես (մմ^2)	2.7	0.46
Միջին էներգասպառում (մՎտ)	87	51

Այսպիսով, առաջարկված ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ի կառավարման հանգույցի հաստատուն 1,2 Վ սնման լարումն ապահովելու համար նախագծվել է փոխանջատման հաստատուն հաճախությամբ աշխատող ՀԻՓ՝ 84% փոխակերպման արդյունավետությամբ: Վերջինս մարտկոցից ստացված հաստատուն լարման դեպքում ապահովում է ԵԼՏԱ-ի 40 մՎ առավելագույն բացվածք, իսկ ելքային լարման միջին արժեքը մուտքային լարման փոփոխության ամբողջ միջակայքում կազմում է 140 մՎ:

2.4. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչի նախագծման առաջարկվող մոտեցումները

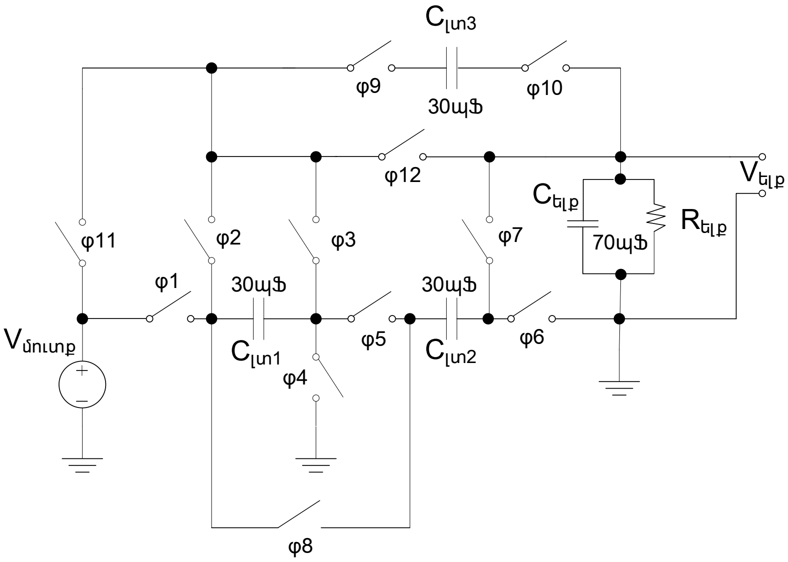
1.3-ում նշված ՀԻՓ-երի հայտնի համակարգերի հիմնական թերությունները վերացնելու նպատակով առաջարկվել է ՀԻՓ-ի նախագծման նոր մոտեցում [95,96], որը առկա լուծումների համեմատ ունի հետևյալ առավելությունները (նկ. 2.9).

- փոխակերպման հանգույցում օգտագործված են միայն ինտեգրալային ունակություններ, ինչը զգալիորեն փոքրացնում է համակարգի ֆիզիկական չափերը,
- համակարգի կառավարման համար ելքային լարման գնահատումը կատարվում է առանց արտաքին հենակային լարման,
- կառավարման համակարգը հիմնված է ամբողջությամբ թվային սխեմաների օգտագործման վրա, ինչը անհամեմատ փոքրացնում է էներգասպառումը,
- կատարվում է համակարգի ինքնակարգաբերում՝ ելքային լարման նպատակային մակարդակն ապահովելու համար,
- կիրառվում է ԼՏ ունակությունների սահուն լիցքաթափման մեթոդը, որը հանգեցնում է ԵԼՏԱ-ի զգալի նվազման:



Նկ. 2.9. Առաջարկված ՀԻՓ-ի ֆունկցիոնալ սխեման

Փոխակերպման հանգույցը բաղկացած է 12 փոխանջատիչներից, երեք ԼՏ և ելքային ունկակություններից: Ինչպես նշվել է նախորդ ենթագլուխներում, ՀԻՓ-ի փոխակերպման գործակիցը կախված է մուտքային լարման աղբյուրից ԼՏ ունակությունների լիցքավորման և ելքային ունակության վրա լիցքաթափման տոպոլոգիայից (նկ. 2.10) [96]: Նախագծված փոխանջատման հանգույցն ապահովում է 1/2,1/3, 2/3 և 1 փոխակերպման գործակիցներ: Փոխակերպման գործակիցների ընտրությունը կատարվել է՝ ելնելով մարտկոցից ստացված լարման միջակայքի և ելքային լարման նպատակային մակարդակներից: Մասնավորապես, 2000 մԱժ ունակությամբ լիթիում-իոնային մարտկոցն աշխատանքային վիճակում ապահովում է ելքային լարման 2,5 Վ-ից 4,2 Վ միջակայք, մինչդեռ ելքում անհրաժեշտ է ապահովել սնման լարման 1,2 Վ կամ 1,8 Վ մակարդակները:



Նկ. 2.10. Առաջարկված ՀԻՓ-ի փոխակերպման հանգույցի սխեմատիկական տեսքը

Փոխակերպման հանգույցի մակերեսը հնարավորինս փոքրացնելու նպատակով այն փոխանջատիչները, որոնք միացնում են համապատասխան հանգույցը հողանցման կետին, իրականացված են միայն N-ՄՕԿ տրանզիստորների միջոցով մուտքային կամ միանցիկ հանգույցները միմյանց կապող փոխանջատիչները, լարման տատանման ողջ բացվածքով աշխատելու նպատակով, իրականացված են N-ՄՕԿ/P-ՄՕԿ զույգից բաղկացած փոխանցման փականների միջոցով [78]: Փոխակերպման յուրաքանչյուր գործակցին համապատասխան փոխանջատիչների վիճակը լիցքավորման և լիցքաթափման (P1,P2) փուլերում կախված է երկու բիթ MS թվային ազդանշանի արժեքից (աղ. 2.3):

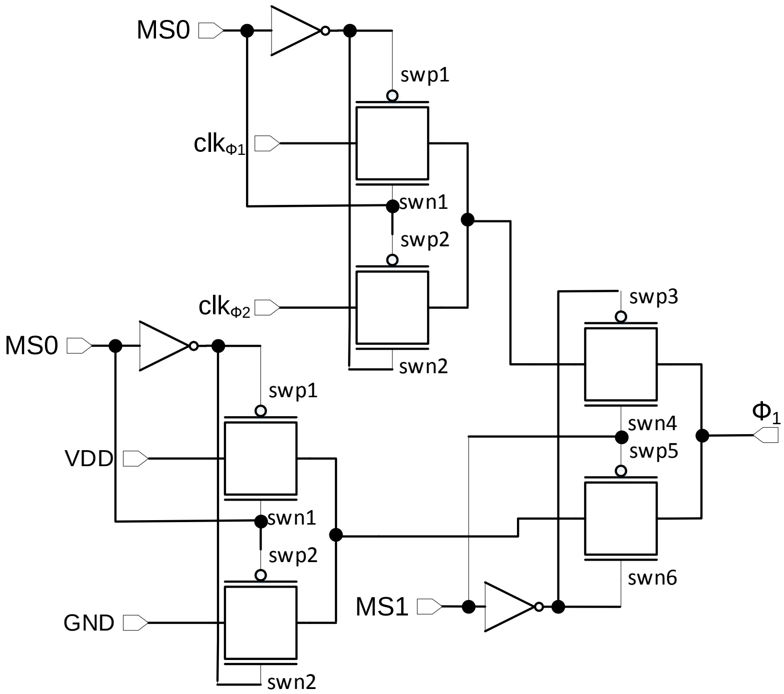
Աղյուսակ 2.3

Փոխակերպման հանգույցում փոխակերպման գործակցից կախված փոխանջատիչների վիճակի իսկության աղյուսակը

ՓԳ	Փուլ	MS	Փ1	Փ2	Փ3	Փ4	Փ5	Փ6	Փ7	Փ8	Փ9	Փ10	Փ11	Փ12
1/2	P1	**00**	**0**	**0**	**1**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**0**
1/2	**P2**	00	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
1/3	P1	**01**	**0**	**0**	**1**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**0**
1/3	**P2**	01	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0

2/3	P1	**10**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**0**	**1**	**0**	**1**	**0**	**1**
2/3	**P2**	10	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
1	P1	**11**	**1**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**0**	**1**	**0**	**0**	**0**	**1**
1	**P2**	11	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0

Յուրաքանչյուր փոխանջատիչի կառավարման համար նախատեսված է փոխանցման փականների վրա հիմնված 4:1 մուլտիպլեքսոր: Նման ֆունկցիոնալություն ունեցող փոխանջատիչները ղեկավարվում են կրկնակի տանող ուժ ունեցող միևնույն մուլտիպլեքսորով (նկ. 2.11) [95]:



Նկ. 2.11. Փոխանջատիչների կառավարումն իրականացնող 4:1 մուլտիպլեքսորի սխեմատիկ նկարագիրը

Որպես ՀԻՓ-ի կառավարման մոտեցում ընտրվել է կիրառված բեռից կախված փոխանջատման հաճախության կարգաբերումը: Աշխատանքային հաճախության հաշվարկը կատարվել է՝ ելնելով ՀԻՓ-ի համարժեք ելքային դիմադրության և ելքային սահմանված բեռի, այսինքն ելքային հզորության հարաբերակցությունից: Ինչպես նշվել է 1.1-ում, ՀԻՓ-ը կարելի է ներկայացնել որպես ոչ զրոյական ելքային դիմադրությամբ, մուտքային լարմամբ կառավարվող լարման աղբյուր (նկ. 2.12), ինչի հետևանքով իրական ելքային լարումը տարբերվում է իդեալական դեպքից , երբ ելքային սխեման աշխատում է առանց բեռի: N փոխակերպման գործակից ունեցող ՀԻՓ-ի համար իրական և իդեալական լարումների միջև տարբերությունը տրվում է β գործակով [21] `

$$\beta = \frac{V_{ելք,իդեալական}}{NV_{մուտք}},$$

(2.1)

որը սարքի բնութագրիչներից է և հավասար է բեռի դիմադրության ու ելքային համարժեք դիմադրության ռեզիստիվ հարաբերությանը [21]՝

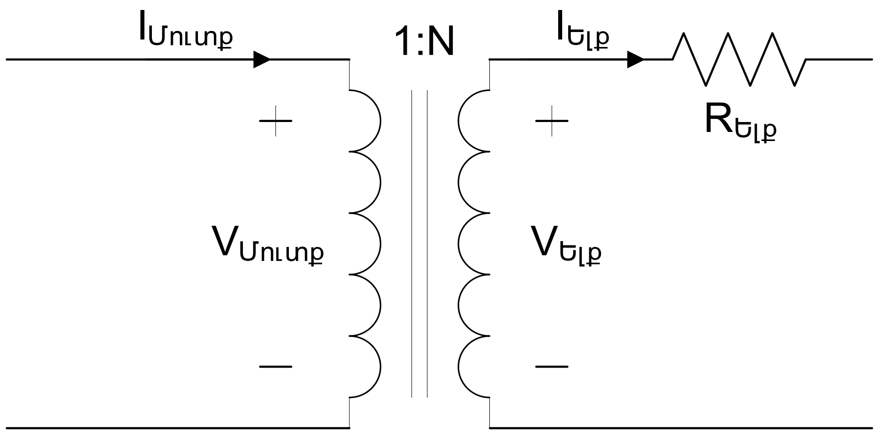
$$\beta = \frac{R_{բեռ}}{R_{բեռ} + R_{ելք}}:$$

(2.2)

Տրված β-ի և նվազագույն համարժեք ելքային դիմադրության միջոցով կատարվում է սարքի առավելագույն ելքային դիմադրության հաշվարկ [21]՝

$$R_{ելք,առավ} = R_{բեռ,նվ}\frac{1-\beta}{\beta}:$$

(2.3)



Նկ. 2.12. ՀԻՓ-ի համարժեք սխեման

Սարքի աշխատանքային հաճախությունից կախված՝ համարժեք ելքային դիմադրության հաշվարկի համար գոյություն ունի երկու մոտարկում՝ ցածր և բարձրհաճախականային [79]: Ցածրհաճախականային մոտարկման դեպքում անտեսվում է փոխանցման հանգույցում պարազիտային դիմադրությունների առկայությունը: Այս դեպքում ելքային դիմադրությունը կախված է միայն լիցքի տեղափոխման ունակությունների չափից և աշխատանքային հաճախությունից [21]՝

$$R_{ՑՃ} = \sum_{i=1}^{n} \frac{K_c}{f_{փոխ} C_i},$$

(2.4)

որտեղ K_c գործակիցը կախված է լիցքի տեղափոխման ունակությունների քանակից և միացման տոպոլոգիայից, $f_{փոխ}$-ը փոխանջատման հաճախությունն է, C_i-ն՝ լիցքի տեղափոխման ունակությունը:

Բարձրհաճախականային մոտարկման դեպքում հաշվի են առնվում նաև փոխանջատիչների պարազիտային դիմադրությունները [21]՝

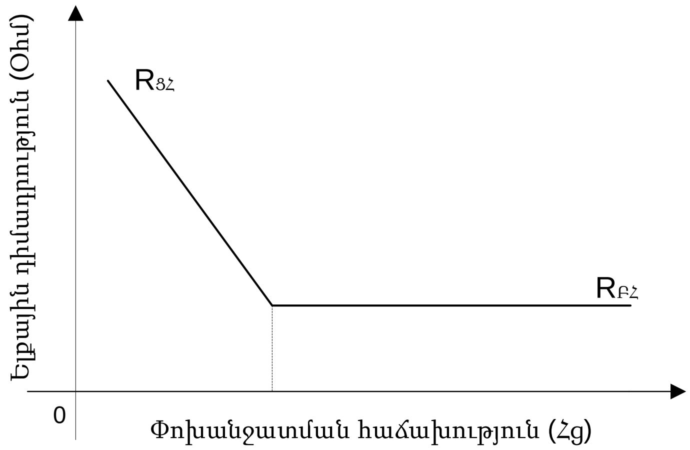
$$R_{ԲՃ} = \frac{2K_s}{G_{հաղ}},$$

(2.5)

որտեղ K_s գործակիցը կախված է լիցքի տեղափոխման ունակությունների միացման տոպոլոգիայից, իսկ $G_{հաղ}$-ը փոխանջատիչների արդյունարար հաղորդականությունն է: Այսինքն՝ բարձր հաճախությունների դեպքում ելքային դիմադրությունը կախված չէ փոխանջատման հաճախությունից: Փոխանջատման հաճախության ամբողջ աշխատանքային տիրույթի համար ելքային համարժեք դիմադրությունը կորոշվի հետևյալ արտահայտությամբ (նկ. 2.13) [21]՝

$$R_{ելք} = R_{ՑՃ} + R_{ԲՃ}:$$

(2.6)



Նկ. 2.13. ՀԻՓ ելքային համարժեք դիմադրության կախումը փոխանջատման հաճախությունից

Համապատասխանաբար 1.2 և 1.8 Վ ելքային լարումների և 10մԱ նվազագույն և 100 մԱ առավելագույն ելքային հոսանքների համար ստացվել է փոխանջատման հաճախության 130 ՄՀց-ից 250 ՄՀց միջակայք: Վերջինիս ապահովման համար մշակվել է թվային կառավարմամբ ՏԱԳ-ի նախագծման նոր մեթոդ, որը բերված է ստորև:

2.4.1. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչում տակտային ազդանշանի ձևավորման առաջարկվող մոտեցումները

ՏԱԳ-երն իրագործում են ՀԻՓ-երում փոխանջատիչների կառավարող տակտային ազդանշանի ձևավորման ֆունկցիա: Տակտային ազդանշանի հաճախությունից կախված՝ փոխվում է յուրաքանչյուր լիցքավորման փուլում ելքային ունակություն տեղափոխված լիցքի քանակը, հետևաբար՝ նաև փոխակերպչի ելքային լարման արժեքը: Այս երևույթի հիման վրա կարգաբերվում է փոխակերպիչի աշխատանքային հաճախությունը, որից հետևում է, որ ՏԱԳ-ի ելքային ազդանշանի փոփոխման արագությունը պետք է լինի կառավարելի [75]:

Հզորության փոխակերպիչների այլ կարևոր բնութագիր է փոխակերպման արդյունավետությունը (1.15), որի անհրաժեշտ արժեքն ապահովելու համար կառավարող հանգույցի բոլոր տարրերին ներկայացվում են մի շարք պահանջներ, ինչպիսիք են՝ սնման լարման տատանումների դեպքում ցածր էներգասպառումը, տակտային ազդանշանի հաճախության և պարբերության կայունությունը [49,59]:

Քվարցային բյուրեղի վրա հիմնված ՏԱԳ-երն ունեն ելքային ազդանշանի բարձրհաճախականային սպեկտր և արտաքին միջավայրի պարամետրերի փոփոխության դեպքում կայուն աշխատանք, սակայն տեղակայվում են ԻՍ-ից դուրս և տպասալի վրա զբաղեցնում մեծ մակերես, ինչն ընդունելի չէ ժամանակակից ԻՍ-երի նախագծման պարագայում: Ներկայումս, լարմամբ կամ հոսանքով կառավարվող անալոգային ՏԱԳ-երը ևս, մեծ էներգասպառման և տեխնոլոգիական գործընթացի, լարման և ջերմաստիճանի (ԳԼՋ) փոփոխությունների նկատմամբ զգայնության պատճառով, դուրս են գալիս կիրառությունից [77,80]:

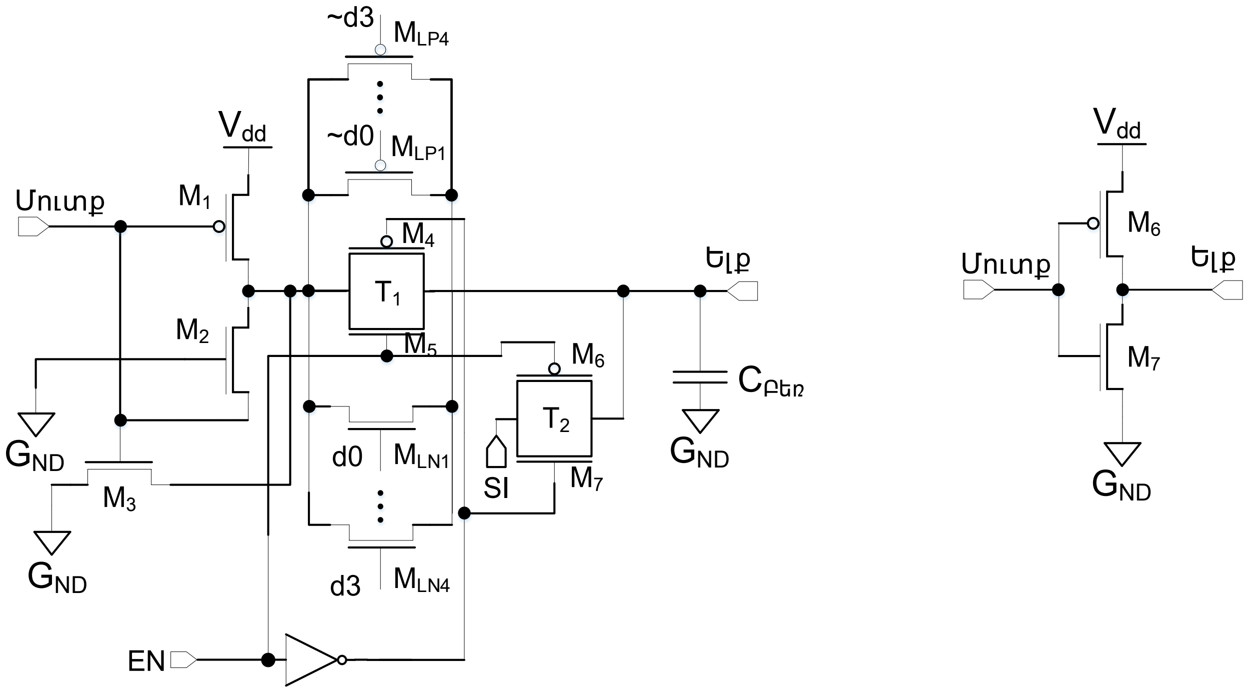
Նշված հանգամանքները թելադրում են բացառապես ԿՄՕԿ տարրերի վրա հիմնված ՏԱԳ-ի մշակման անհրաժեշտությունը, որը ԳԼՋ փոփոխությունների դեպքում ապահովում է ելքային ազդանշանի հաճախության բավարար կայունություն: Այդպիսի սարքերից են թվային կառավարմամբ ՏԱԳ-երը, որոնք ցուցաբերում են ավելի մեծ կայունություն՝ միաժամանակ ապահովելով ավելի ցածր էներգասպառում [81,84]:

Քանի որ հզորության փոխակերպիչները գործում են կառավարող ազդանշանի համեմատաբար ցածր հաճախությունների տիրույթում, բացի բարձրհաճախականային բաղադրիչից, ուստի առաջանում է նաև ցածրհաճախականային տակտային ազդանշան գեներացնող համակարգի մշակման խնդիր [43,57]: Հաշվի առնելով ՏԱԳ-երին ներկայացվող վերը նշված պահանջները՝ առաջարկվում է լայն հաճախականային բացվածքով, թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակի կիրառմամբ նախագծված համապիտանի համակարգ, որը գեներացնում է ինչպես բարձր, այնպես էլ ցածրիաճախականային տակտային միմյանցից անկախ ազդանշաններ՝ ապահովելով ամբողջական համակարգի ցածր էներգասպառումը և կայունությունը [78,79]:

Թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորը բաղկացած է երկու տարբեր ֆունկցիոնալ հանգույցներից՝ օղակաձև գեներատորից (ՕԳ) և համակցական հանգույցից (ՀՀ): Յուրաքանչյուր հանգույց նախատեսված է համապատասխան հաճախականային միջակայքում տակտային ազդանշան գեներացնելու համար [79]:

Տակտային ազդանշանի հաճախության կառավարումը կատարվում է 8-կարգանի մուտքային թվային ազդանշանի միջոցով (d0-d7): Հանգույցներում ելքային ազդանշանի հաճախության կառավարումը հիմնված է սկզբունքորեն միմյանցից տարբերվող մեխանիզմների վրա: Մուտքային կառավարող ազդանշանի բարձր և ցածր 4 կարգերը (d0-d3 և d4-d7) կառավարում են համապատասխանաբար ՕԳ-ի և ՀՀ-ի ելքային տակտային ազդանշանների հաճախությունները: Ստորև դիտարկված են յուրաքանչյուր հանգույցի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը [79]:

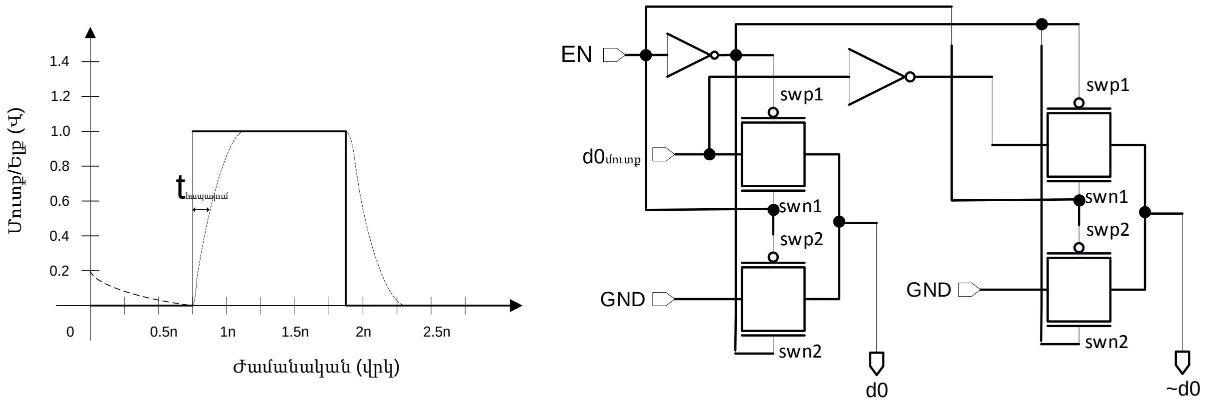
Որպես առաջարկվող օղակաձև գեներատորի հապաղման հանգույց օգտագործվել է ԲԱՑԱՌՈՂ-ԿԱՄ հանգույցի և փոխանցման փականի համադրությունը (նկ. 2.14ա): ԲԱՑԱՌՈՂ-ԿԱՄ հանգույցը (M1-M3) [58] նշված միացման դեպքում գործում է որպես շրջիչ՝ ավանդական շրջիչի (նկ. 2.14բ) [82] համեմատ ապահովելով ավելի փոքր դինամիկական էներգասպառում: Ավանդական շրջիչի դեպքում յուրաքանչյուր վիճակի փոփոխության ընթացքում՝ փոխանջատման կետին համապատասխան ելքային լարման դեպքում, n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ տրանզիստորները միաժամանակ բաց են, ինչը հանգեցնում է սնման դողից դեպի հողանցման կետ միջանցիկ հոսանքի առկայության [82]: ՏԱԳ-երում միջանցիկ հոսանքը հանգեցնում է դինամիկական էներգասպառման զգալի աճին:



ա) բ)

Նկ. 2.14. ա) Օղակաձև գեներատորի հապաղման հանգույցի սխեման, բ) շրջիչի սխեման

Առաջարկվող եղանակի դեպքում փոխանջատման ողջ ժամանակահատվածում սնման դողի և հողանցման միջև բացակայում է ուղիղ կապը, քանի որ M2 N-ՄՕԿ տրանզիստորը գտնվում է փակ վիճակում: Առաջարկված հապաղման հանգույցում ելքային ազդանշանի ձևավորմանը մասնակցում են ինչպես ԲԱՑԱՌՈՂ-ԿԱՄ հանգույցը, այնպես էլ M4 և M5 տրանզիստորներից բաղկացած փոխանցման փականը, որը փոխանջատման ողջ տիրույթում գտնվում է բաց վիճակում: Փոխանցման փականի սեփական հապաղումը բնութագրվեւմ է (2.7)-ով, որտեղ Rn-ը և Rp-ն համապատասխանաբար N-ՄՕԿ և P-ՄՕԿ տրանզիստորների դիմադրություններն են (նկ. 2.15ա) [82]: Յուրաքանչյուր կասկադում, փոխանցման փականին զուգահեռ միացված են 4 N-ՄՕԿ և P-ՄՕԿ տրանզիստորներ, որոնց միջոցով կառավարվում է ելքային տակտային ազդանշանի հաճախությունը: Յուրաքանչյուր NP զույգ կառավարվում է թվային ազդանշանի միջոցով՝ փոխելով փոխանցման փականի արդյունարար դիմադրությունը, հետևաբար՝ նաև հապաղման ժամանակը [83]:



ա) բ)

Նկ. 2.15. ա) Փոխանցման փականի ելքային բնութագիրը, բ) հաճախության կարգավորման թվային ազդանշանների կառավարման հանգույցը

Յուրաքանչյուր հանգույցին համապատասխան թվային կառավարող ազդանշանի տրամաբանական 1 մակարդակը բացում է NP տրանզիստորների զույգը՝ դրանով մեծացնելով փոխանցման տարրի տրանզիստորների փականների արդյունարար լայնությունը: Զուգահեռ միացված N և P-ՄՕԿ տրանզիստորների արդյունարար դիմադրությունները՝ կախված կառավարող ազդանշանի արժեքից, բերված են (2.8)-ում [82]: Ելքային Cբեռ ունակությունը լիցքավորվում է Vdd-M1-Փոխանցման փական ուղիով և լիցքաթափվում Փոխանցման փական -M3-Gnd ուղիով:

$$t_{հապաղում} = 0.7\,(R_n || R_p) C_{բեռ},$$

(2.7)

$$R_n = \frac{VDD}{\frac{KP_n}{2}\frac{W_n}{L}(VDD - V_{THn})^2},$$

(2.8)

$$R_p = \frac{VDD}{\frac{KP_p}{2}\frac{W_p}{L}(VDD - V_{THp})^2}:$$

(2.9)

Յուրաքանչյուր կասկադի ելքը մուլտիպլեքսվում է T1 և T2 փոխանցման փականներով, որոնք կառավարվում են EN ազդանշանով: Վերջինիս տրամաբանական 1 արժեքի դեպքում բաց է T1 փոխանցման փականը, և ՏԱԳ-ն աշխատում է գեներացման ռեժիմում: Տրամաբանական 0 արժեքի դեպքում (սպասման վիճակ) յուրաքանչյուր կասկադի ելքը, հետևաբար՝ նաև հաջորդող կասկադի մուտքը ֆիքսվում է SI ստատիկ ազդանշանի մակարդակում:

$$R_p = \frac{VDD}{\frac{KP_p}{2}\frac{W_p+(d5\cdot W_{lp1}+d6\cdot W_{lp2}+d7\cdot W_{lp3}+d8\cdot W_{lp4})}{L}(VDD-V_{THp})^2},$$

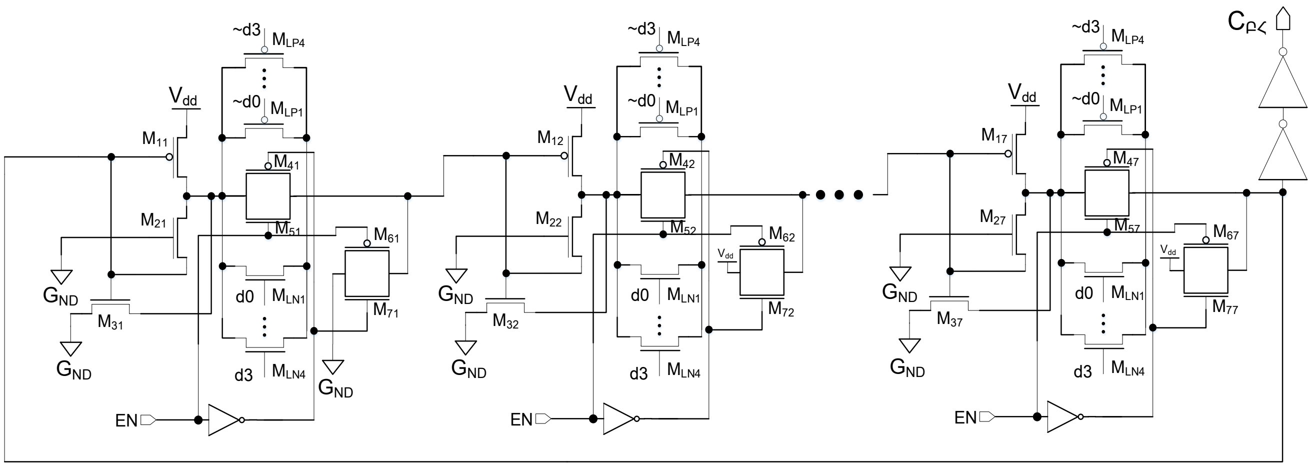
(2.10)

$$R_n = \frac{VDD}{\frac{KP_n}{2}\frac{W_n+(d5\cdot W_{ln1}+d6\cdot W_{ln2}+d7\cdot W_{ln3}+d8\cdot W_{ln4})}{L}(VDD-V_{THn})^2}:$$

(2.11)

Կախված աշխատանքային ռեժիմից՝ կառավարվում են նաև հաճախության կարգավորման թվային ազդանշանների արժեքները: Սպասման ռեժիմում տեղի է ունենում d0-d3 ազդանշանների զրոյացում՝ համապատասխան կասկադի ելքը SI ազդանշանի մակարդակում ֆիքսելու նպատակով: Գեներացման ռեժիմում d0-d3 մուտքային ազդանշանները փոխանցվում են տվյալ կասկադի՝ հաճախության կարգավորման MLP1-MLP4, MLN1-MLN4 տրանզիստորներին:

Առաջարկվող օղակաձև գեներատորը (նկ. 2.16) 7 կասկադ պարունակող ուղիղ հետադարձ կապով կառուցվածք է: Կասկադների քանակը որոշվել է՝ հաշվի առնելով տակտային ազդանշանի նպատակային հաճախականային միջակայքը [79]:



Նկ. 2.16 Թվային կառավարմամբ օղակաձև գեներատորի կառուցվածքը

Ելքային ազդանշանի հաճախականային սպեկտրը ավելի կառավարելի դարձնելու համար զուգահեռ միացված NP տրանզիստորների չափերը միմյանցից տարբերվում են: Ինչպես երևում է (2.10)-ից և (2.11)-ից [85], փոփոխելով կառավարող 4-կարգանի թվային ազդանշանի արժեքը, կառավարվում է յուրաքանչյուր հապաղման հանգույցի արդյունարար դիմադրությունը, հետևաբար՝ նաև հապաղման ժամանակը՝ այդպիսով կարգաբերելով գեներացված տակտային ազդանշանի հաճախությունը [82]: Կառավարող ազդանշանից կախված ելքային բարձրհաճախականային ազդանշանի հաճախության համապատասխան արժեքները բերված են աղ. 2.4-ում:

Աղյուսակ 2.4

Կառավարման 4-կարգանի թվային ազդանշանից կախված ՏԱԳ-ի բարձրհաճախականային տակտային ազդանշանի հաճախության կախումը

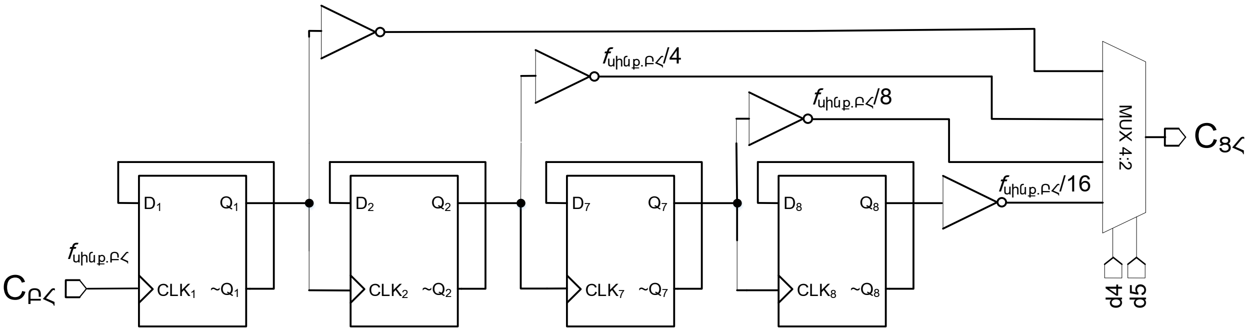
N	d0	d1	d2	d3	$f_{սինք}$ (ԳՀց)	N	d0	d1	d2	d3	$f_{սինք}$ (ԳՀց)
0	0	0	0	0	1,2	8	1	0	0	0	1,7
1	0	0	0	1	1,32	9	1	0	0	1	1,88
2	0	0	1	0	1,36	10	1	0	1	0	2,08
3	0	0	1	1	1,42	11	1	0	1	1	2,12
4	0	1	0	0	1,56	12	1	1	0	0	2,24

5	0	1	0	1	1,64	13	1	1	0	1	2,42
6	0	1	1	0	1,68	14	1	1	1	0	2,38
7	0	1	1	1	1,98	15	1	1	1	1	2,5

Տակտային ազդանշանի ցածրհաճախականային բաղադրիչը ստանալու համար օգտագործվել է 4-կարգանի թվային հաշվիչ (նկ. 2.17):

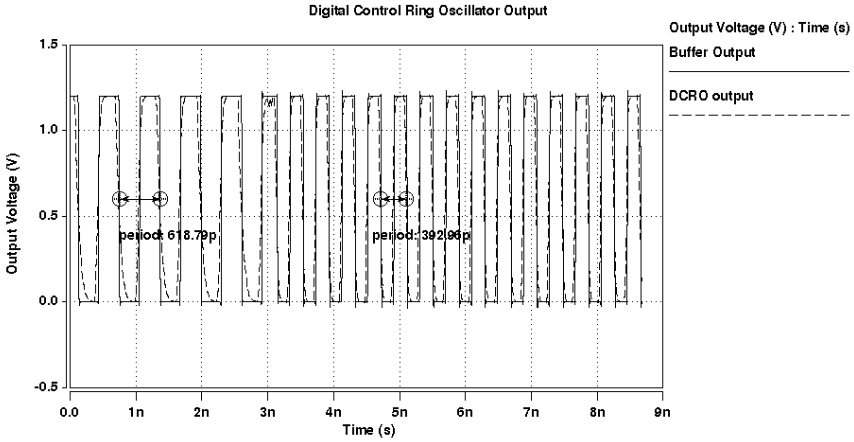
Հաշվիչի մուտքային կասկադը որպես սեփական աշխատանքային սինքրոազդանշան օգտագործում է օղակածն գեներատորի ելքային $C_{ԲՀ}$ ազդանշանը, մինչդեռ յուրաքանչյուր հաջորդ կասկադ օգտագործում է նախորդի համապատասխան ելքային ազդանշանը [96]:

Արդյունքում մուտքային ազդանշանի հաճախությունը կիսվում է՝ անցնելով յուրաքանչյուր կասկադով: Հաշվիչի ելքային ազդանշանը ($C_{ՑՀ}$) որոշվում է d4-d5 երկբիթ թվային կոդով կառավարվող մուլտիպլեքսորի միջոցով:



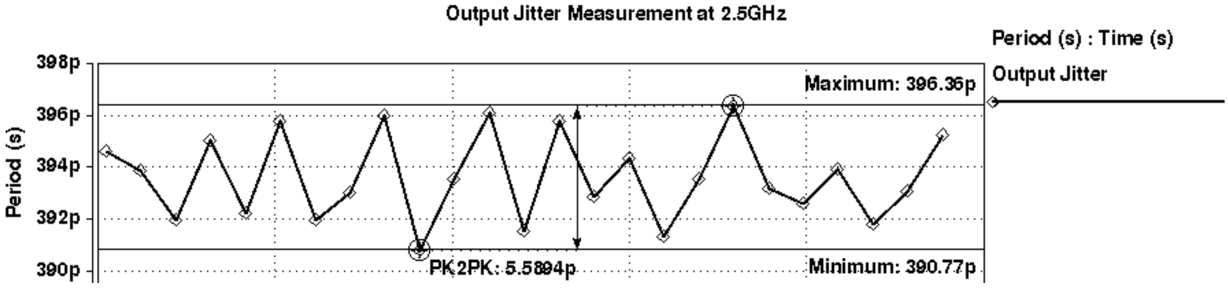
Նկ. 2.17. Թվային ազդանշանի հաճախության բաժանիչի սխեման

Առաջարկված եղանակի արդյունավետության գնահատման նպատակով համակարգի աշխատանքի մոդելավորումն իրականացվել է 28նմ տեխնոլոգիական գործընթացի համար նախատեսված Hspice ծրագրային գործիքով [98-100]: Նկ.2.18-ում բերված է ՕԳ-ի ելքային ազդանշանը՝ կառավարող d0-d3 4-կարգանի թվային ազդանշանի՝ 0000-ից 1111 փոփոխման դեպքում, որին համապատասխանում են սխեմայի ելքային ազդանշանի հնարավոր առավելագույն և նվազագույն հաճախությունները: Ինչպես երևում է գրաֆիկից, տակտային ազդանշանի հաճախությունը փոփոխվում է 1,6 ԳՀց-ից 2,5 ԳՀց տիրույթում [79]:



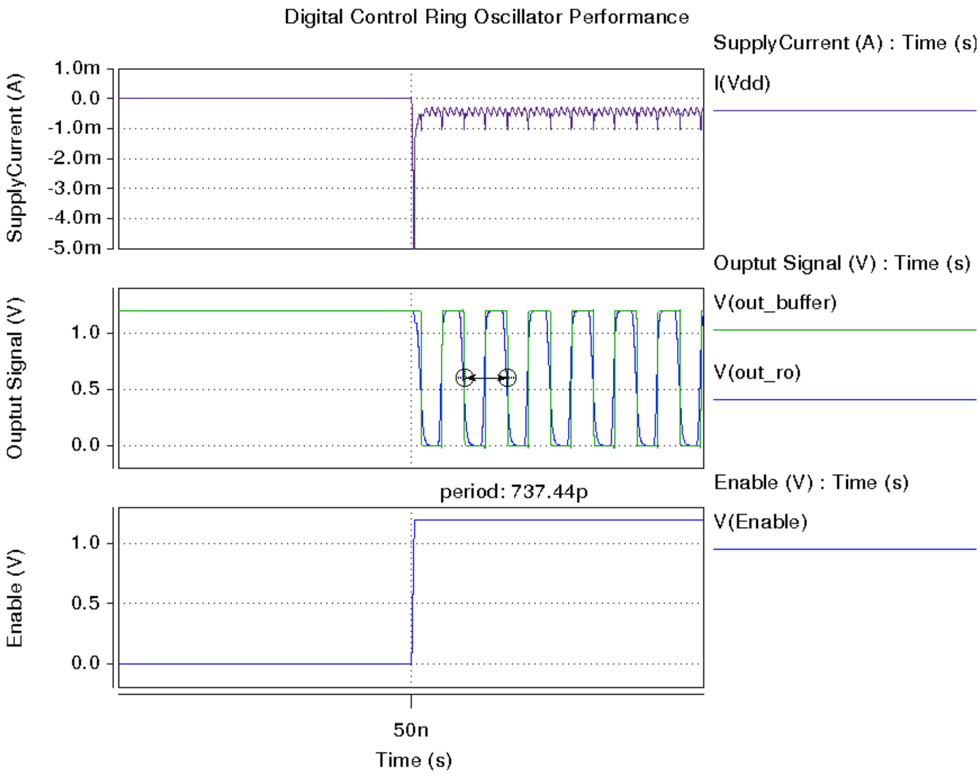
Նկ. 2.18. Կառավարող ազդանշանի տարբեր արժեքների դեպքում թվային կառավարմամբ օղակաձև գեներատորի ելքային $C_{ԲՀ}$ և Cբուֆ ազդանշանների տեսքը

ՏԱԳ-երի հիմնական բնութագրիչ պարամետրերից է ժամանակի ընթացքում տակտային ազդանշանի պարբերության կայունությունը: ՕԳ-ի ելքային ազդանշանի պարբերության տատանումը առավելագույն ելքային հաճախության դեպքում բերված է նկ. 2.18-ում: Ելքային տակտային ազդանշանի՝ 2,5 ԳՀց հաճախության դեպքում ազդանշանի պարբերությունների տատանման ամպլիտուդը 5,5 պվ է, որը կազմում է պարբերության 1,3%-ը [79]:



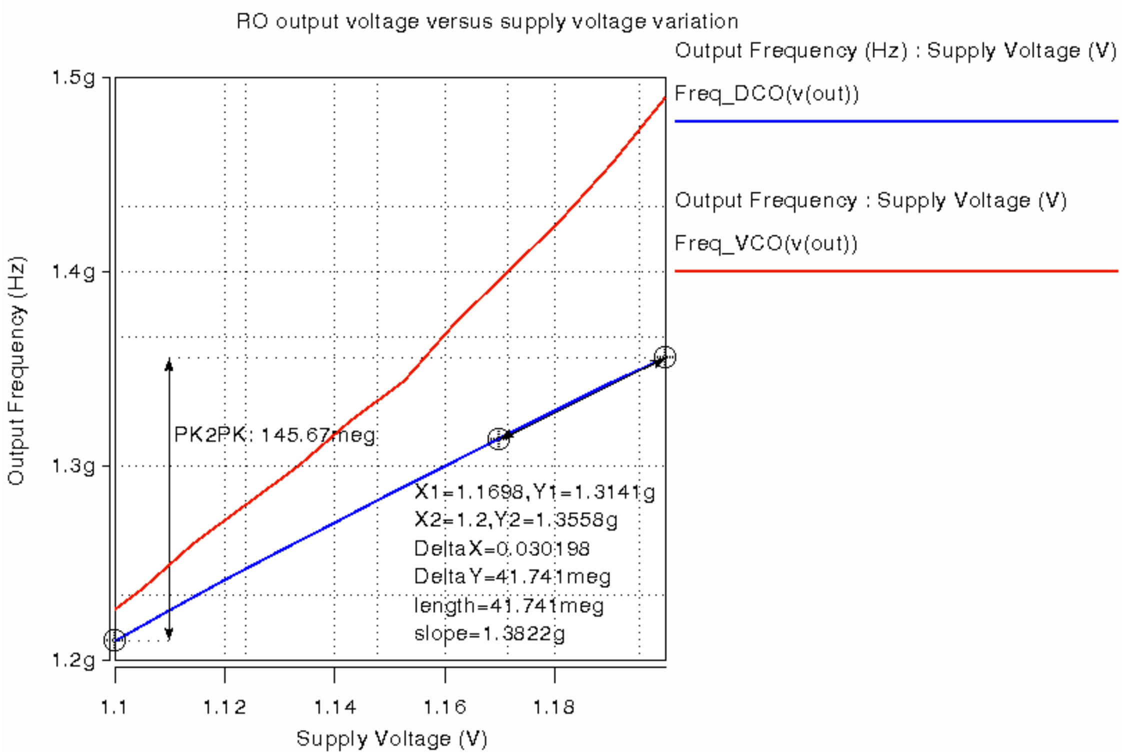
Նկ. 2.19. 100 նվ ժամանակահատվածում ՀՀ-ի ելքային ցածրհաճախականային տակտային ազդանշանի պարբերության տատանումը

Նկ. 2.20-ում բերված է ՏԱԳ-ի ելքային տակտային ազդանշանը, ինչպես նաև սպառման հոսանքը՝ համակարգի սպասման և գեներացման վիճակներում: Ինչպես երևում է նկարից, EN ազդանշանի 0 տրամաբանական արժեքի դեպքում սխեման գտնվում է սպասման վիճակում, և սպառման հոսանքը հավասար է 0-ի: EN ազդանշանի տրամաբանական 1 արժեքի դեպքում կատարվում է տակտային ազդանշանի օղակաձև գեներացում՝ մուտքային 4-կարգանի թվային ազդանշանին համապատասխան հաճախությամբ [78]:



Նկ. 2.20. ՏԱԳ-ի աշխատանքը սպասման և գեներացիայի վիճակներում

Ժամանակակից թվային սխեմաներում սնման լարման աղմուկները չեն գերազանցում 10 մՎ շեմը, ուստի ուսումնասիրվել է ՕԳ-ի ելքային ազդանշանի հաճախության փոփոխությունը սնման լարման 100 մՎ տատանման պայմաններում (նկ. 2.21):



Նկ. 2.21. Առաջարկվող և հոսանքով ղեկավարվող ՏԱԳ-երի ելքային տակտային ազդանշանի հաճախության կախումը սնման լարումից

Առաջարկված ՏԱԳ-ի ելքային տակտային ազդանշանի հաճախության փոփոխությունը սնման լարման 40 մՎ տատանման դեպքում կազմում է 41,7 ՄՀց, նոմինալ հաճախության 0,03%-ը և 45%-ով ավելի քիչ է, քան հոսանքով ղեկավարվող ՏԱԳ-ի դեպքում [83]:

Աղ. 2.5-ում ներկայացված է նախագծված ՏԱԳ-ի բնութագրերի համեմատությունը գրականությունից հայտնի լուծումների հետ: Նախագծված համակարգն ապահովում է ելքային տակտային ազդանշանի 1,6-2,5 ԳՀց հաճախականային բացվածք, որը զիջում է միայն [8]-ին, սակայն առաջարկված տարբերակում միջին էներգասպառումը՝ ելքային ազդանշանի հաճախությունից կախված, փոքր է 7-9 անգամ:

Աղյուսակ 2.5

Նախագծված ՏԱԳ-ի բնութագրերի համեմատությունը գրականությունից հայտնի լուծումների հետ

Բնութագիր	[77]	[80]	[86]	Նախագծված ՏԱԳ
Սպառած միջին հզորություն (մՎտ)	0,228-0,61	0,3-0,61	5,7-7,8	2,3-4,8
Ելքային հաճախականային միջակայք (ԳՀց)	3,2-4,02	1,49-2,25	2,24-3,07	0,13-2,5
Տեխնոլոգիական գործընթաց (նմ)	180	180	65	28

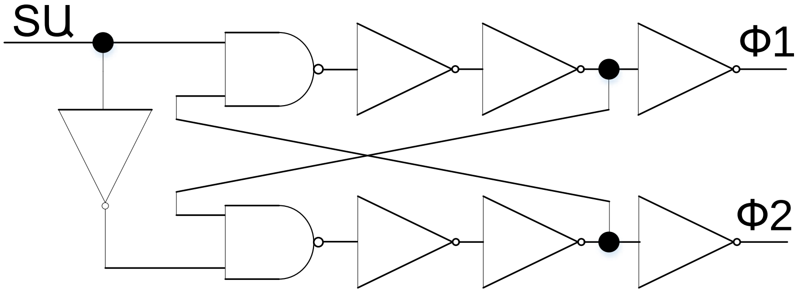
Այսպիսով, առաջարկվել է տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակ, որն ապահովում է ելքային ազդանշանի 0,13-2,5 ԳՀց հաճախականային միջակայք: Ելքային հաճախության կառավարումը կատարվում է 6-կարգանի թվային ազդանշանի միջոցով, ինչն ապահովում է ամբողջ հաճախականային տիրույթում ելքային հաճախության հնարավոր 64 մակարդակ: Մշակված եղանակի շնորհիվ նախագծված համակարգը ցուցաբերում է 0,9-1,5 մՎտ միջին էներգասպառում, որը գրականությունից հայտնի նման հաճախականային բացվածքով այլ լուծումների համեմատ զգալիորեն ավելի ցածր է: Համակարգը դրսևորում է ելքային ազդանշանի բավարար կայունություն սնման լարման տատանումների նկատմամբ: Սնման լարման 100 մՎ փոփոխության դեպքում տակտային ազդանշանի հաճախությունը փոխվում է նոմինալ մակարդակի 15%-ի սահմաններում:

2.4.2. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչում կառավարման ազդանշանի ձևավորման առաջարկվող մոտեցումները:

Ինչպես նշվել է 1.2-ում ՀԻՓ-երում փոխանջատիչների կառավարման համար պահանջվում են միմյանց հետ չփոխծածկվող, 180^0 փուլային շեղմամբ ազդանշաններ՝ փոխանջատման հանգույցում լիցքի արտահոսքը և մուտքից դեպի հող հոսանքի առկայությունը բացառելու նպատակով [87]: Լինելով ՀԻՓ կառավարաման համակարգի բաղկացուցիչ մաս և ունենալով անմիջական ազդեցություն փոխակերպման գործընթացի վրա, ՉՓԱԳ-երին ներկայացվում են հատուկ պահանջներ՝ համակարգի կայուն և արդյունավետ աշխատանքն ապահովելու նպատակով: Դրանք են ՝

- սնման լարումների տատանումների նկատմամբ կայուն չփոխծածկման տիրույթի ապահովումը [89,93],
- ելքային ազդանշանի պարբերության տատանումների փոքր միջակայքը [92],
- ցածր էներգասպառումը [90,94]:

ԵՎ-ՈՉ/ԿԱՄ-ՈՉ տարրերի վրա հիմված հայտնի ՉՓԱԳ-երում (նկ. 2.22) օգտագործվում են շրջիչներ պահանջվող հապաղում և ելքային ազդանշանների միջև պահանջվող չփոխծածկման տիրույթ ապահովելու նպատակով: Այս մոտեցումը արդյունավետ է բարձրհաճախականային ազդանշանների դեպքում, երբ չփոխծածկման ժամանակային տիրույթը մուտքային ազդանշանի պարբերության նկատմամբ համեմատաբր փոքր է (1-3 ԳՀց) [82]:



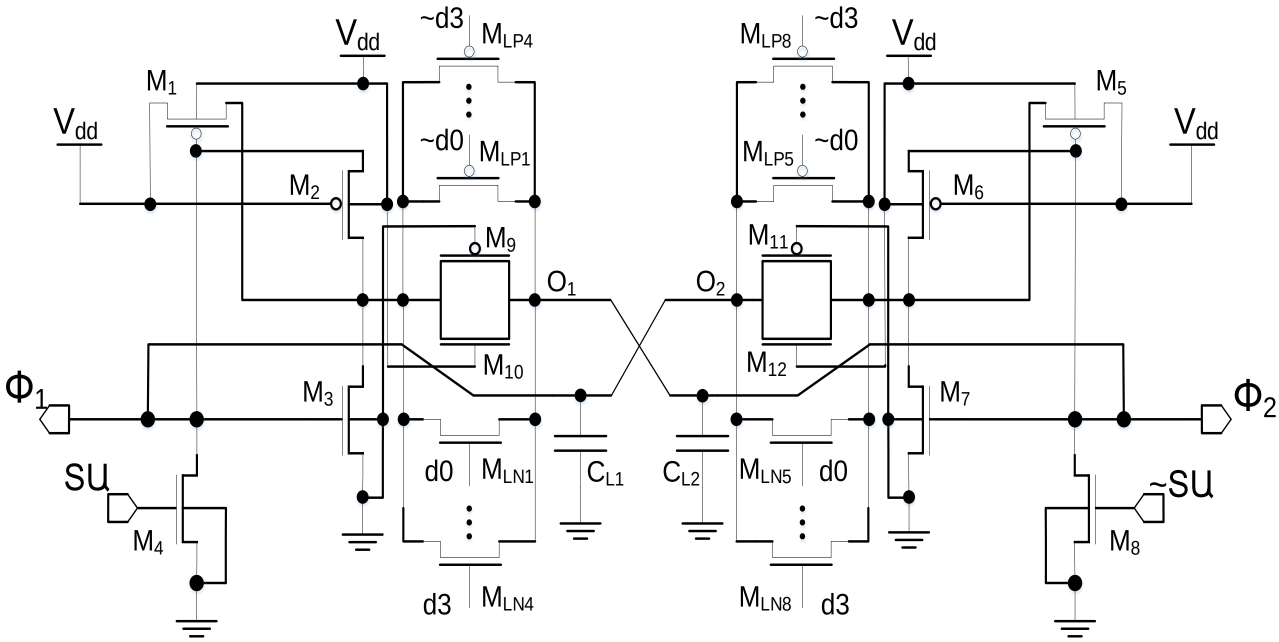
Նկ. 2.22. ԵՎ-ՈՉ տարրի վրա հիմնված ՉՓԱԳ-ի սխեման

ՀԻՓ-եր պահանջում են կառավարման ազդանշանի անհամեմատ ավելի փոքր հաճախականային տիրույթ (80-200 ՄՀց) [95], ինչպես նաև կառավարելի չփոխծածկման տիրույթի հնարավորություն: Նման կիրառության համար գոյություն ունեցող ՉՓԱԳ-երը չեն բավարարում հետևյալ հիմնական պահանջները.

- պահանջված հապաղումն ապահովելու համար հապաղման դողում շրջիչների քանակի անթույլատրելի աճ, ինչն իր հերթին հանգեցնում է դինամիկ էներգասպառման կտրուկ աճի,
- նշված ՉՓԱԳ-երում հնարավոր չէ ստանալ կառավարելի չփոխծածկման տևողություն, քանի որ վերջինս կախված է հապաղման դողում շրջիչների քանակից, որը տվյալ նախագծի համար հաստատուն է:

Հաշվի առնելով վերը նշված խնդիրները, առաջարկվել է ՉՓԱԳ-ի նախագծման նոր լուծում (նկ. 2.23), որը ներկայացնում է համապատասխանաբար M1-M4 և M5-M8 տրանզիստորներից բաղկացած Բացառող-Կամ հանգույցների և փոխանցման փականների համադրություն [88,91]:

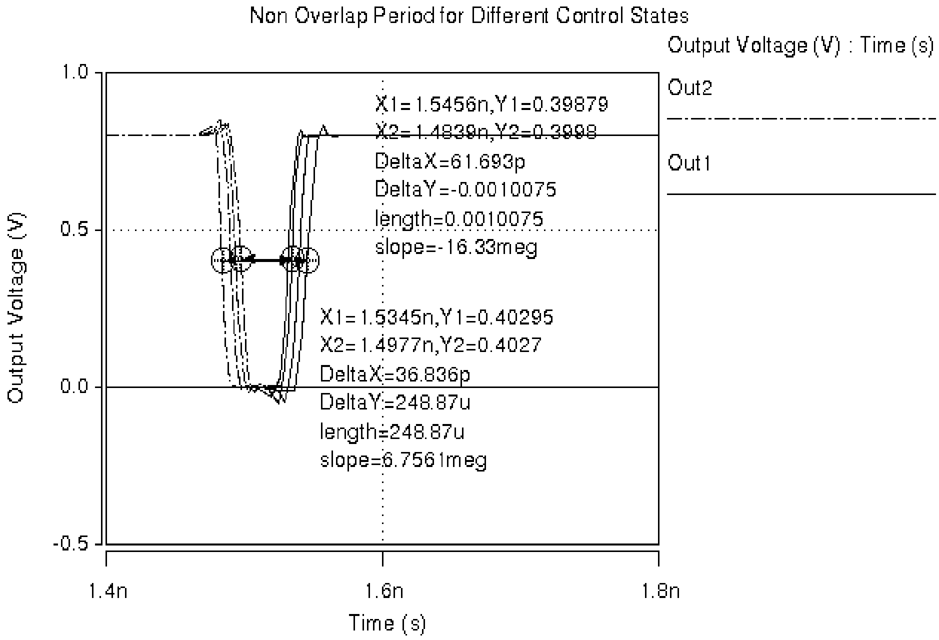
Մուտքային տակտային ազդանշանը տրվում է M4, M8 n-ՄՕԿ զույգին: M2 և M6 p-ՄՕԿ տրանզիստորներին տրվում է հաստատուն Vdd լարում, որն ապահովում է վերջիններիս փակ վիճակը փոխանջատման ամբողջ պարբերության ընթացքում [82]:



Նկ. 2.23. Առաջարկված ցածր էներգասպառմամբ ՉՓԱԳ-ի սխեման

Սխեմայի նմանակումը կատարվել է 700 ՄՀց մուտքային ազդանշանի և 1.2 Վ սնման լարումների համար: 4-կարգանի կառավարման ազդանշանի 0000 4-կարգանի թվային արժեքին համապատասխանում է 61 պվ չփոխծածկման տիրույթ: Շրջիչներով համաղման շղթայի դեպքում նման հապաղում ստանալու համար կպահանջվի 18 շրջիչ: Այսպիսով, առաջարկված նախագիծը ավելի արդյունավետ է օգտագործված տրանզիստորների քանակի տեսանկյունից, քանի որ նմանատիպ համաղում ստանալու համար պահանջվում է 36 տրանզիստոր՝ ՉՓԱԳ-ի հայտնի նախագծի 82-ի փոխարեն [88]:

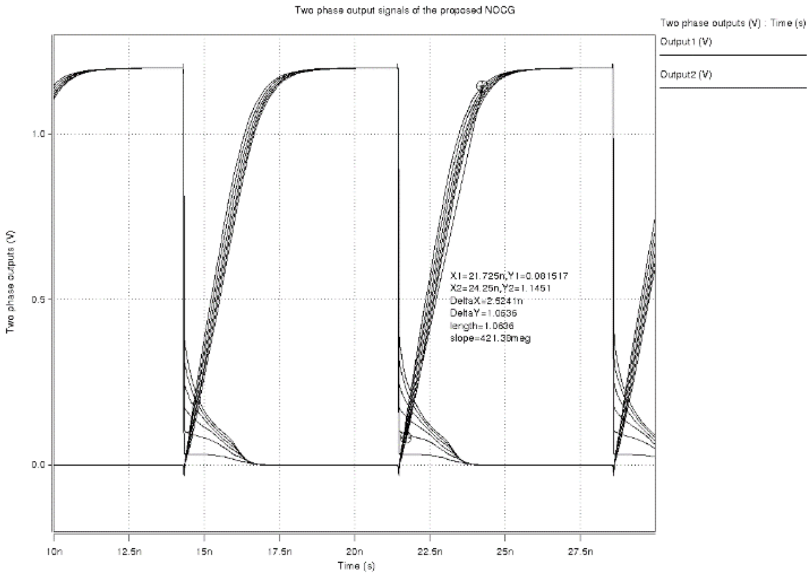
ՉՓԱԳ-ի ելքային ազդանշանների տեսքը կառավարման ազդանշանի 4 տարբեր արժեքների դեպքում բերված է նկ. 2.24-ում: Համապատասխանաբար 0000 և 1111 թվային արժեքներով ազդանշանների դեպքում ապահովվում են չփոխծածկվող 36,8 և 61,9 պվ տևողություններ: Դա մուտքային ազդանշանի նշված հաճախության դեպքում հնարավոր առավելագույն հապաղումն է, որը լիովին բավարարում է սխեմային ներկայացվող պահանջները [88]:



Նկ. 2.24. Չփոխծածկման տիրույթը կառավարող d0-d3 թվային ազդանշանի տարբեր արժեքների համար

Ինչպես նշվել էր 1.1-ում, ՀԻՓ-ի փոխակերպման հանգույցում լիցքաթափման փուլում փոխանջատիչները, LS ունակությունները և ելքային ունակությունը ձևավորում են RC շղթա, որտեղ R-ը բաց վիճակում փոխանջատիչի դիմադրությունն է: Արդյունքում՝ ձևավորվում է հոսանքի թռիչք ($I_{փոխ}$), որը էքսպոնենցիալ նվազում է RC ժամանակային հաստատունով: Որոշակի $I_{բեռ}$ հաստատուն ելքային հոսանքի դեպքում տեղի է ունենում ավելցուկային $Q_{ելք}$ լիցքի կուտակում ելքային $C_{ելք}$ ունակության վրա, որը հանգեցնում է ելքային լարման թրթիռին (1.17):

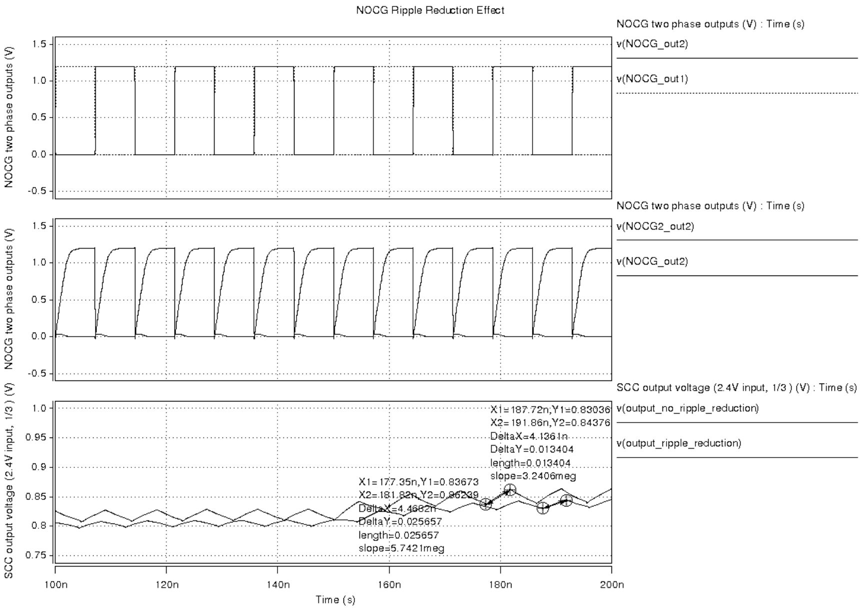
ԵԼՏԱ-ն նվազեցնելու համար անհրաժեշտ է փոքրացնել ելքային ունակության վրա հոսանքի թռիչքը LS ունակությունների լիցքաթափման փուլում: Վերջինիս իրականացման նպատակով ՉՓԱԳ-ի ելքային ելուստների վրա տեղադրվել են 15 ֆՖ C_{L1} և C_{L2} ունակությունները՝ LS ունակությունը ելքային ունակության հետ միացնող փոխանջատիչները «սահուն» բացելու և հոսանքի կտրուկ անկումներից խուսափելու համար (նկ. 2.25):



Նկ. 2.25. $C_{\rho 1}$, $C_{\rho 2}$ ունակութկունների կիրառման դեպքում ելքային չփոխծածկվող ազդանշանների տեսքը

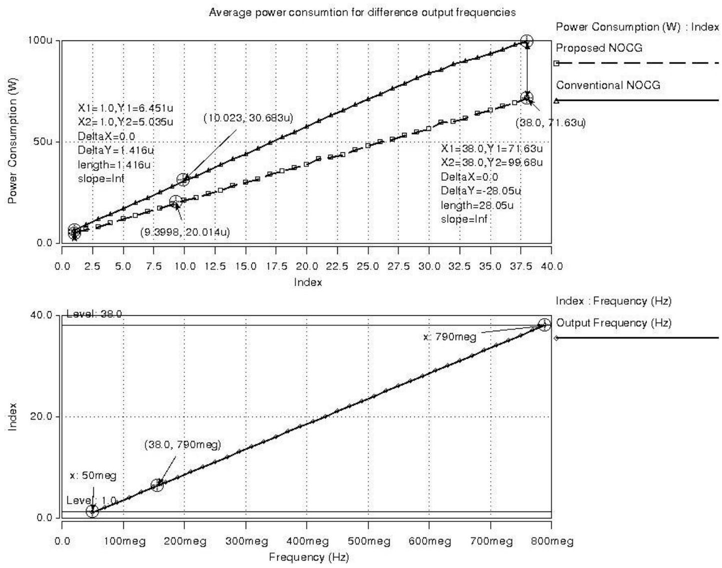
Բերված մեթոդի հիմնական թերությունը կայանում է նրանում, որ մեծանում է լիցքաթափման փուլում ԼՏ ունակությունները ելքային ունակությանը միացնող փոխանջատիչների բացվելու ժամանակահատվածը, որը հանգեցնում է փոխակերպման հանգույցում պարազիտային դիմադրության աճի՝ բերելով փոխակերպման արդյունավետության նվազման: Վերջինիս նվազումը կոմպենսացվում է կառավարման հանգույցում թվային սխեմաների կիրառմամբ պայմանավորված կորուստների փոքրացումով:

Նշված մեթոդի ստուգման համար կատարվել է ՀԻՓ նմանակում՝ 2,4 Վ մուտքային լարմամբ, 130 ՄՀց տակտային ազդանշանի հաճախությամբ և 1/3 փոխակերպման գործակցով (նկ. 2.26): ԼՏ ունակությունների սահուն լիցքաթափման դեպքում ԵԼՏԱ-ն 25 մՎ-ից նվազել մինչև 13 մՎ:



Նկ. 2.26. Օղակաձև գեներատորի ելքային ազդանշանի հաճախության կախումը սնման լարումից

Նախագծված և հայտնի ՉՓԱԳ-երում միևնույն հաճախության մուտքային ազդանշանների դեպքում 100 նվ-ում էներգասպառումների համեմատությունը բերված է նկ. 2.27-ում: Նմանակումը կատարվել մուտքային տակտային ազդանշանի 50 ՄՀց-ից 800 ՄՀց հաճախությունների համար [88]:

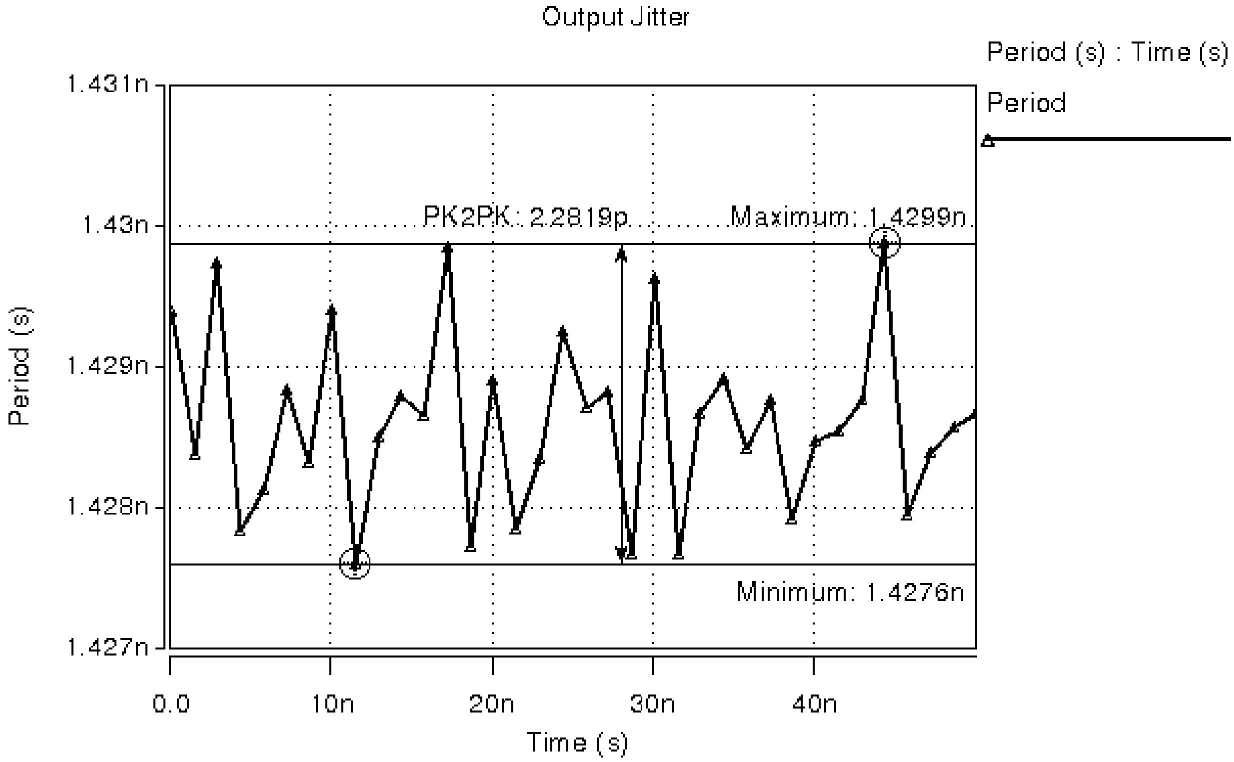


Նկ. 2.27. Մուտքային ազդանշանի տարբեր հաճախությունների դեպքում առաջարկված և հայտնի ՉՓԱԳ-ի միջին էներգասպառումները

Քանի որ առաջարկված սխեմայում փոխանջատման ժամանակ սնման դողից հողանցման հոսանքը շատ անգամ փոքր է շրջիչների վրա հիմնվածից, ազդանշանի հաճախությունից կախված՝ միջին էներգսպառման աճը տեղի է ունենում ավելի դանդաղ: Այն դեպքում, երբ երկու կառուցվածքներն էլ սպառում են նմանատիպ հզորություն ցածր հաճախության ազդանշանների դեպքում, երբ հաշվի ենք առնում էներգասպառումը ամբողջ հաճախականային տիրույթում, առաջարկված ՉՓԱԳ-ը ցուցաբերում է էներգասպառման ավելի ցածր մակարդակ:

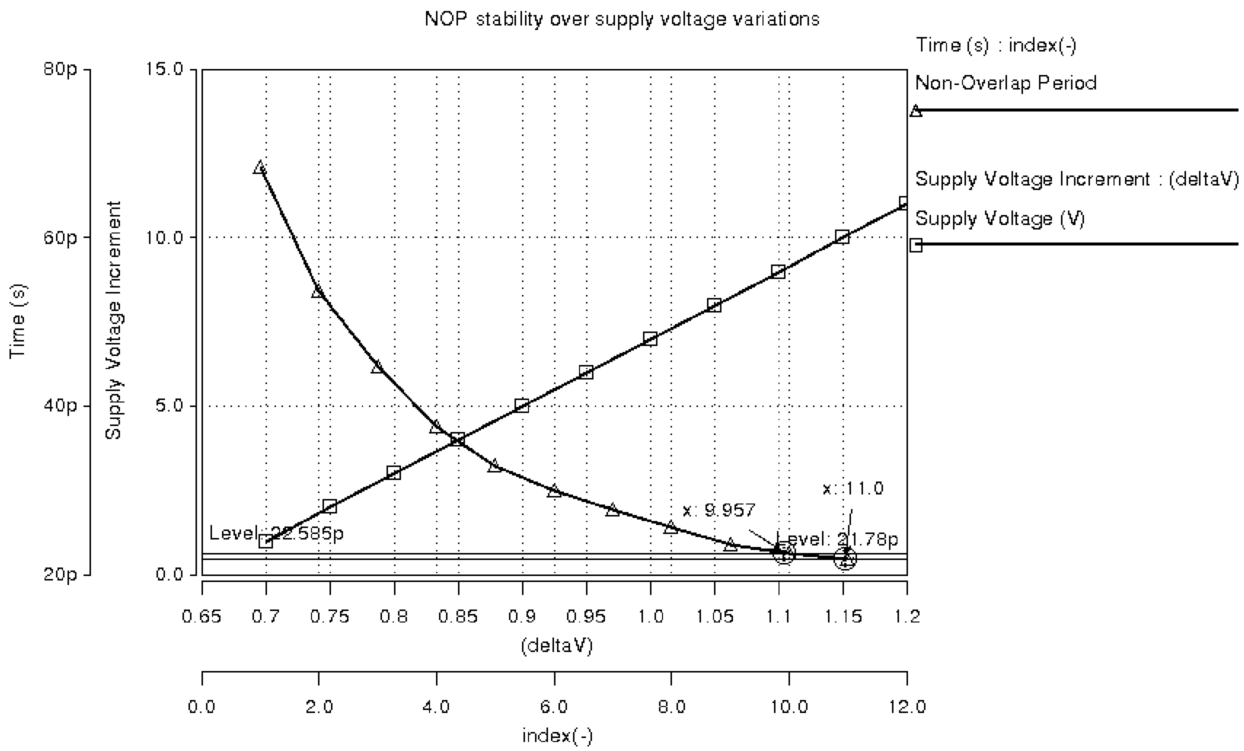
ՀԻՓ-երում կորուստային հոսանքների և անճշտությունների հիմնական պատճառներից է փոխանջատիչների կառավարող ազդանշանի պարբերության անկայունությունը [62]:

ՉՓԱԳ-ի ելքային ազդանշանի պարբերության անճշտությունը գնահատվել է՝ չափելով 700 ՄՀց հաճախությամբ ելքային ազդանշանի պարբերությունը 50 նվ ժամանակում: Ինչպես երևում է նկ. 2.28-ից, ազդանշանի պարբերության անճշտությունը կազմում է 2,28 պվ, ինչը կազմում է պարբերության 0,16%-ը: Ստացված արդյունքը բավարար է ՀԻՓ-երում ՉՓԱԳ-ի կիրառության համար:



Նկ. 2.28. ՉՓԱԳ-ի ելքային ազդանշանի պարբերության տատանումը

Քանի որ կառավարման հանգույցի սնման լարումը վերցվում է սնուցման ՀԻՓ-ից, որն ունի 35-58 մՎ տատանման ամպլիտուդ, ուստի կարևոր է դառնում այս պայմաններում ՉՓԱԳ-ի աշխատանքի կայունությունը:



Նկ. 2.29. Սնման լարման փոփոխությունից չփոխծածկման տևողության կախումը

Սնման լարման 0,7 Վ-ից 1,2 Վ փոփոխության դեպքում կատարվել է չփոխծածկման տևողության չափում (նկ. 2.29), երբ վերջինս աճել է 21,78 պվ-ից 68,7 պվ: Սակայն սնման ՀԻՓ-ի աշխատանքային ԵԼՏԱ-ի և լրացուցիչ աղմուկների առկայության դեպքում (100 մՎ) չփոխծածկման տիրույթի շեղումը նպատակային 68,7 պվ-ից կազմում է 5 պվ կամ 7%, ինչը բավարար ճշտություն է փոխակերպման հանգույցի կառավարման ազդանշանների ձևավորման համար:

ՉՓԱԳ-ի առաջարկված և հայտնի լուծումների համեմատությունը ցույց է տալիս (աղ. 2.6), որ ներկայացված մեթոդի շնորհիվ տակտային ազդանշանի 100 ՄՀց հաճախության դեպքում մոտ երկու անգամ նվազում է միջին էներգասպառումը, ինչպես նաև՝ յուրաքանչյուր փոխանջատման ժամանակ սպառված հոսանքի առավելագույն արժեքը:

Աղյուսակ 2.6

Նախագծված ԶՓԱԳ-ի բնութագրերի համեմատությունը հայտնի լուծումների հետ

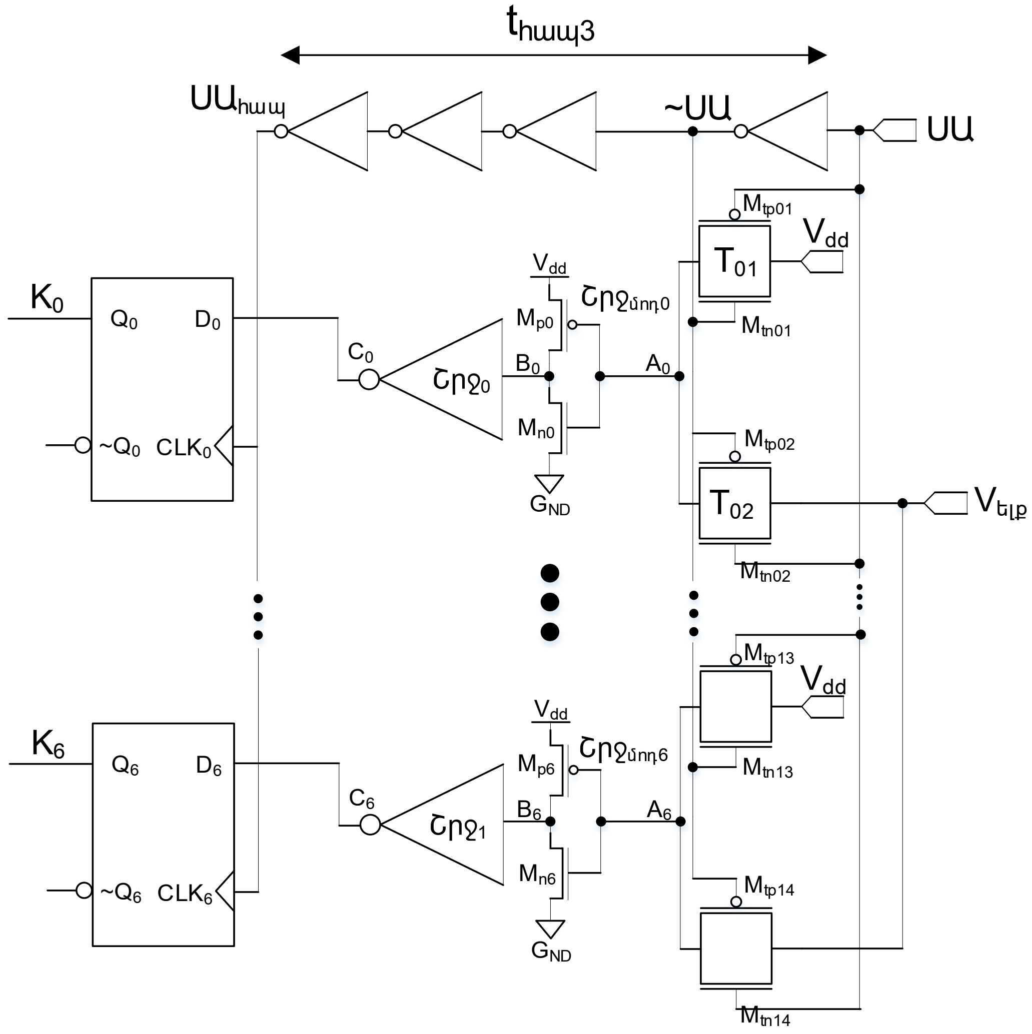
Բնութագիր	Առաջարկված ԶՓԱԳ	Շրջիչների վրա հիմնված ԶՓԱԳ
Սնման Լարում (Վ)	1-1,2	1,2
Հոսանքի միջին սպառում (մկրԱ)	50	90
Առավելագույն հոսանք (մկրԱ)	110	800
Միջին էներգասպառում 100 ՄՀց-ի դեպքում (մկՎտ)	18,2	37,4
Բեռի ունակություն (պՖ)	5	5
Առավելագույն ելքային հաճախություն (ՄՀց)	950	1200
Տեխնոլոգիա (նմ ԿՄՕԿ)	32	32

Որպես թերություն կարելի է նշել ԵՎ-ՈՉ տարրի վրա հիմնված ԶՓԱԳ-ի համեմատ ավելի ցածր աշխատանքային հաճախությունը, ինչը պայմանավորված է C_{L1} և C_{L2} ունակությունների առկայությամբ: Ինչը ՀԻՓ-երում կիրառության դեպքում կարելի է անտեսել, քանի որ տակտային ազդանշանի աշխատանքային հաճախությունը չի գերազանցում 200 ՄՀց-ը:

Այսպիսով, առաջարկվել է չփոխծածկվող տակտային ազդանշանի ստացման նոր մեթոդ, որը հայտնի լուծումների համեմատ օժտված է փոքր էներգասպառմամբ, թվային կոդով կառավարվող ելքային ազդանշանի ճակատի տևողության կառավարման հնարավորությամբ, ԵԼՏԱ-ն փոքրացնելու համար ապահովվում է ԼՏ ունակությունների սահուն լիցքաթափումը:

2.4.3. Ինքնակարգաբերվող հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչում ելքային լարման մակարդակի գնահատման առաջարկվող մոտեցումները

Հայտնի ՀԻՓ համակարգերի հիմնական թերություններից մեկը կառավարման հանգույցում ելքային լարման մակարդակի գնահատման համար արտաքին հենակային լարման առկայությունն է [64,67]: Նշված թերությունը վերացնելու նպատակով ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ում առաջարկվել է ԱԹՁ-ի նոր կառուցվածք, որը թույլ է տալիս գնահատել ելքային լարման մակարդակը՝ առանց հենակային լարման կիրառման (նկ. 2.30):



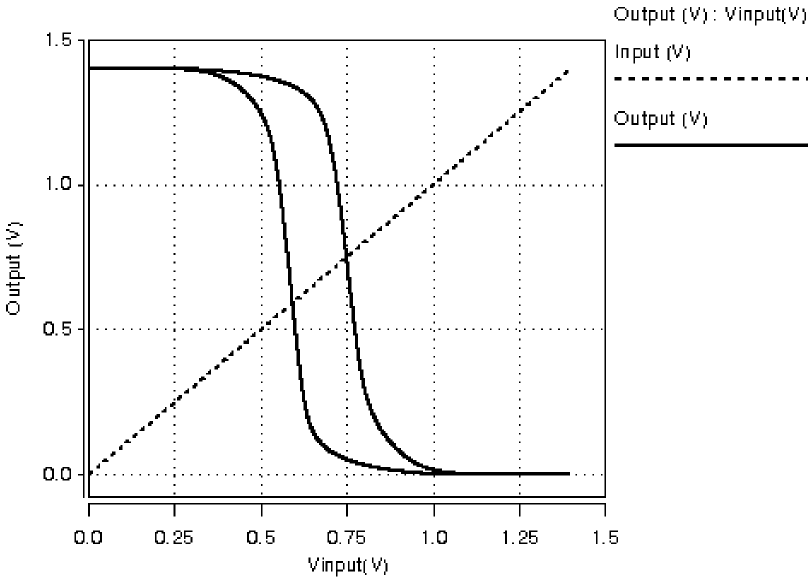
Նկ. 2.30. Առաջարկված ցածր էներգասպառմամբ ԱԹՁ-ի կառուցվածքը

ԱԹՁ-ի աշխատանքը հիմնված է մոդուլացված փոխանջատման լարումով (ՄՓԼ) շրջիչների վրա: Վերջինս որոշվում է n-ՄՕԿ և p-ՄՕԿ տրանզիստորների չափերի հարաբերակցությամբ [35]՝

$$V_{փոխ} = \frac{V_{շեմn} + \sqrt{\frac{\mu_p W_p}{\mu_n W_n}}(V_{DD} - |V_{շեմp}|)}{1 + \sqrt{\frac{\mu_p W_p}{\mu_n W_n}}},$$

(2.12)

որտեղ $V_{փոխ}$-ը շրջիչի փոխանջատման լարումն է, $V_{շեմp}$ և $V_{շեմn}$-ը՝ համապատասխանաբար p-ՄՕԿ և n-ՄՕԿ տրանզիստորների շեմային լարումները (նկ. 2.31) [96]: Երբ մուտքային լարումը գերազանցում է շրջիչի փոխանջատման լարմանը, n-ՄՕԿ տրանզիստորի փական-ակունք լարումը գերազանցում է p-ՄՕԿ-ի համապատասխան լարմանը՝ տանելով ելքը դեպի տրամաբանական 0 մակարդակ, հակառակ դեպքում ելքում ձևավորելով ազդանշանի տրամաբանական 1-ին մոտ մակարդակ: Այսինքն, տվյալ դեպքում ԱԹՁ-ն աշխատում է հակադարձ տրամաբանությամբ, որի հետևանքով յուրաքանչյուր շրջիչի ելքում ավելացվել է VDD/2 փոխանջատման կետով լրացուցիչ շրջիչ, տրամաբանությունը ուղղելու և բավարար կայունություն ապահովելու նպատակով: Շրջիչների քանակից կախված՝ մեծանում է ձևափոխման ճշտությունը, որը տվյալ նախագծում ընտրվել է հավասար 7-ի:

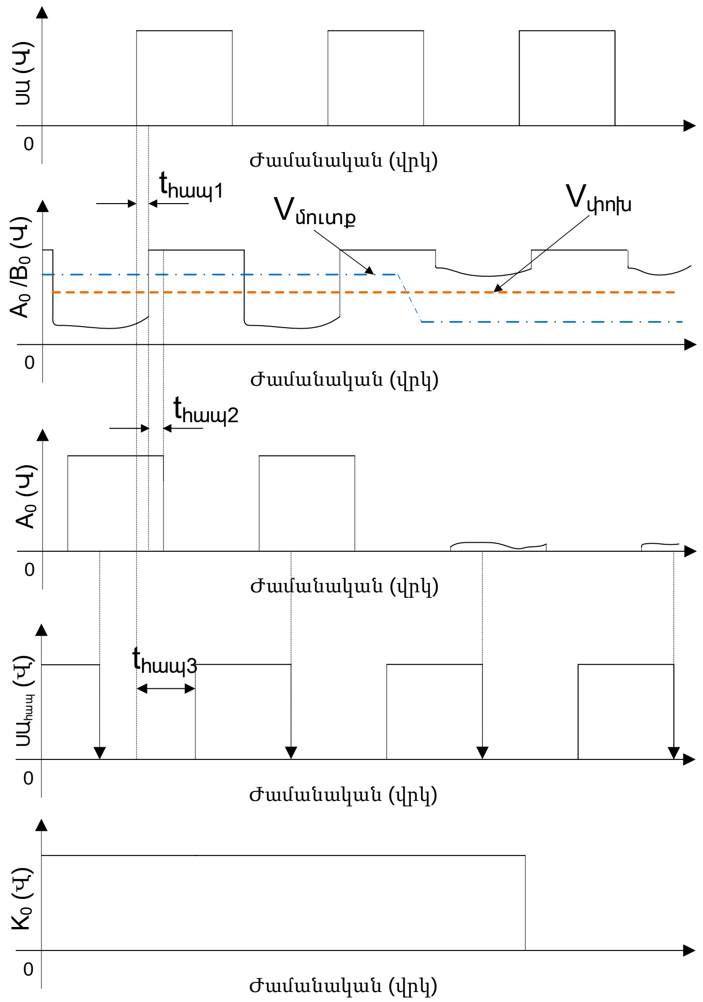


Նկ. 2.31. Շրջիչի փոխանջատման լարման մոդուլյացիայի սկզբունքը

Քանի որ աշխատանքային ռեժիմում մուտքային լարումը մոտ է փոխանջատման կետին, երկու տրանզիստորներն էլ գտնվում են բաց վիճակում, այսինքն՝ առկա է սնման դողից դեպի հողանցում միջանցիկ հոսանք, ինչը հանգեցնում է ընդհանուր համակարգի էներգասպառման անթույլատրելի աճին [51]: Էներգասպառումը փոքրացնելու նպատակով կատարվել է մուտքային ազդանշանի տակտավորում մուտքային ՍԱ սինքրոազդանշանի միջոցով: Մուտքային ազդանշանի կառավարման նպատակով յուրաքանչյուր ՄՓԼ շրջիչից առաջ տեղադրված է փոխանցման փականների վրա հիմնված մուլիպլեքսոր: ՍԱ ազդանշանի բարձր մակարդակի դեպքում ՄՓԼ շրջիչներին հաղորդում է սնման V_{DD} ազդանշան, ինչը բացառում է միջանցիկ հոսանքի առկայությունը, քանի որ շրջիչի P-ՄՕԿ տրանզիստորը գտնվում է փակ վիճակում (նկ. 2.32):

Սինքրոազդանշանի ցածր մակարդակի դեպքում ՄՓԼ շրջիչների մուտքերին տրվում է ԱԹՁ մուտքային անալոգային ազդանշանը: Յուրաքանչյուր մուտքային շրջիչ կարգաբերված է նպատակային փոխանջատման լարման համար:

Երբ մուտքային լարումը գերազանցում է համապատասխան ՄՓԼ շրջիչի փոխանջատման լարմանը, ելքում ստացվում է տրամաբանական 0-ին մոտ ազդանշան, որը անցնելով ՇՐՋ$_{0-7}$-ներով՝ ինվերսվում է և հաղորդվում սինքրոազդանշանի անկման ճակատով տակտավորվող ելքային D_0-D_6 տրիգերներին: Տրիգերների տակտավորման համար նախատեսված ՍԱ$_{հապ}$ սինքրոազդանշանն անցնում է լրացուցիչ հապաղման շղթայով, C_0-C_6 հանգույցներում ազդանշանի հաստատումն ապահովելու նպատակով:



Նկ. 2.32. ՄՓԼ շրջիչների վրա հիմնված ԱԹՁ-ի աշխատանքի սկզբունքը

Հապաղման տևողությունը որոշվել է՝ հաշվի առնելով շրջիչների, փոխանցման փականների սեփական հապաղումները, ինչպես նաև տրիգերի համար պահանջվող մուտքային ազդանշանի հաստատման ժամանակը՝

$$t_{ՍԱ} = t_{ՄՓԼ} + t_{Շրջ} + t_{հաստատում} \quad , \tag{2.13}$$

որտեղ $t_{ՍԱ}$-ն սինքրոազդանշանի հապաղման շղթայով անցնելու տևողությունն է, $t_{ՄՓԼ}$-ն և $t_{Շրջ}$-ը՝ համապատասխանաբար ԿՓԼ և լրացուցիչ շրջիչի հապաղումները, $t_{հաստատում}$-ը՝ տրիգերի մուտքային ազդանշանի հաստատման ժամանակը:

Տրիգերների ելքային K0-K9 թվային ազդանշանները այնուհետև տրվում են կոդավորիչին [50], որով ստացվում են յուրաքանչյուր ԱԹՁ հանգույցի ելքային կոդավորված $K_{ԱԹՁ0}$- $K_{ԱԹՁ6}$ ազդանշանները (աղ. 2.7):

Աղյուսակ 2.7

ԱԹՁ-ի և կոդավորիչի ելքային ազդանշանների իսկության աղյուսակը

ԱԹՁ-ի ելքային ազդանշանները							**Կոդավորիչի ելքային ազդանշանները**		
K_0	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	D1	D2	D3
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Տակտային ազդանշանի 140 ՄՀց հաճախության դեպքում ԱԹՁ-ի միջին էներգասպառումը կազմում է 2,2 մՎտ, իսկ ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը՝ 0,013 մմ^2: Առաջարկված և հայտնի ԱԹՁ-ների բնութագրերի համեմատությունը (աղ. 2.8) ցույց է տալիս, որ միջանցիկ հոսանքների անցման տևողության փոքրացման հետևանքով կտրուկ նվազել է էներգասպառումը, դիմադրությունների բացակայությունն իր հերթին հանգեցրել է ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի կտրուկ կրճատման:

Սարքի հիմնական թերությունն է փոքր մուտքային լարման թույլատրելի բացվածքը (0,4 Վ), ինչը ՀԻՓ-ում կիրառության դեպքում կարելի է անտեսել, քանի որ ելքային լարման գնահատումը կատարվում է ելքային լարման տատանման նեղ տիրույթում՝ 0,1-0,4 Վ:

Աղյուսակ 2.8

Նախագծված ԱԹՁ-ի բնութագրերի համեմատությունը գրականությունից հայտնի լուծումների հետ

Բնութագիր	[54]	[52]	Նախագծված ԱԹՁ
Միջին էներգասպառում (մՎտ)	14,5	17	2,2
Մուտքային լարման թույլատրելի բացվածք (Վ)	2,5	1,2	0,4
Առավելագույն աշխատանքային հաճախություն (ԳՀց)	1,49-2,25	2,24-3,07	0,13-2,5
ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերես (մմ2)	0,076	0,83	0,013
Տեխնոլոգիական գործընթաց (նմ)	90	180	32

Այսպիսով, առաջարկվել է ՀԻՓ-ի ելքային լարման գնահատման համակարգ, որը հնարավորություն է տալիս, առանց արտաքին հենակային լարումների կիրառման, ստանալ ելքային լարման մակարդակին համապատասխան 7-կարգանի թվային ազդանշան: Ներկայացված մեթոդի հիման վրա նախագծվել է ԱԹՁ, որը հայտնի լուծումների համեմատ ապահովում է 4-ից 8 անգամ ավելի փոքր էներգասպառում, ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի 3-4 անգամ կրճատում՝ ապահովելով ՀԻՓ-ում կիրառության համար բավարար մուտքային լարման թույլատրելի բացվածքը:

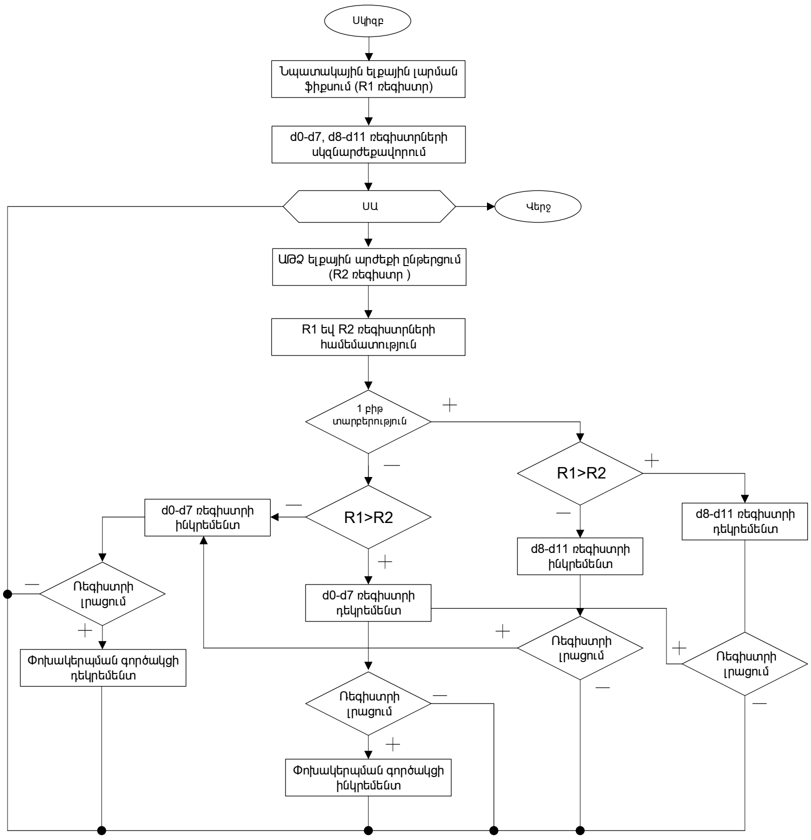
2.4.4. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչի կառավարման թվային համակարգի աշխատանքի սկզբունքը

ՀԻՓ ելքային լարման գնահատման հիման վրա՝ կառավարման տակտային ազդանշանի հաճախության, աճման ճակատի, ինչպես նաև փոխակերպման գործակցի կառավարումը կատարվում է հետադարձ կապի կառավարման թվային հանգույցի միջոցով: Վերջինս բաղկացած է ԱԹՁ ընթացիկ ելքային ազդանշանի (R2) և ելքային նպատակային լարմանը համապատասխանող համարժեք թվային կոդը (R1) պարունակող ռեգիստրներից, համեմատման հանգույցից, ՏԱԳ-ի և ՉՓԱԳ-ի կառավարման համար նախատեսված d0-d7 և d8-d11 ռեգիստրներից (նկ. 2.33):

Կառավարման համակարգը, ինչպես նաև ԱԹՁ-ն աշխատում են փոխակերպման հանգույցի աշխատանքային հաճախության կրկնապատիկ հաճախությամբ:

Ինչպես նշվեց, ելքային լարումը համընկնում է նպատակային լարմանը այն դեպքում, երբ համապատասխան ԱԹՁ կոդավորիչն ունի 011 թվային կոդին համապատասխան ելքային ազդանշան: Համակարգը գործարկելիս սինքրոազդանշանի յուրաքանչյուր անկմանը զուգընթաց կատարվում է ԱԹՁ ընթացիկ արժեքի բեռնում R2 ռեգիստր:

Համակարգի աշխատանքի նպատակն է ապահովել ելքային լարման անհրաժեշտ մակարդակ՝ օգտագործելով հնարավորինս փոքր փոխանջատման հաճախությամբ սինքրոազդանշան:

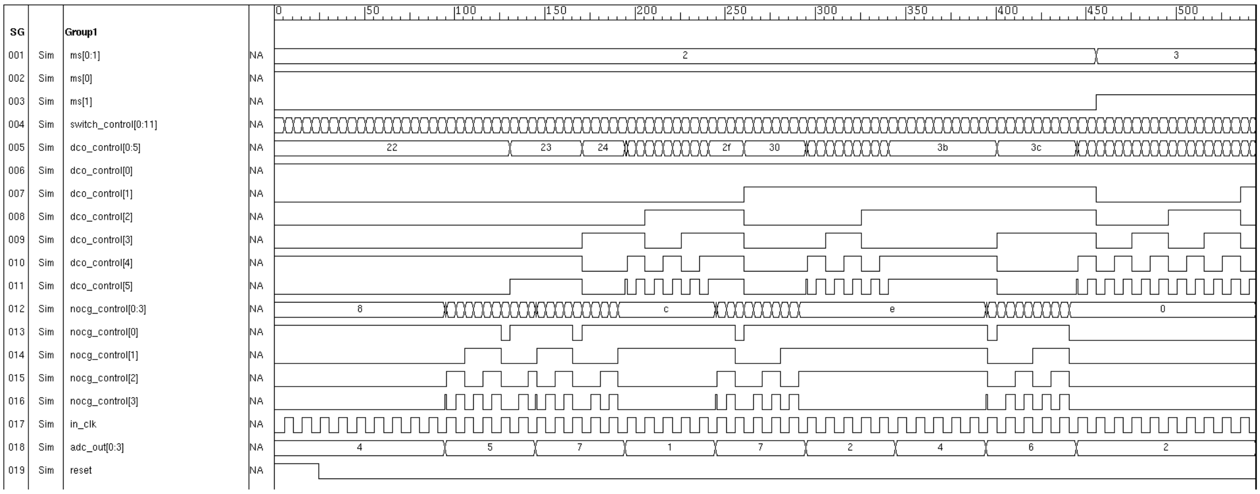


Նկ. 2.33. Հետադարձ կապի թվային կառավարման համակարգի աշխատանքի սկզբունքը

Յուրաքանչյուր տակտի ընթացքում կատարվում է R1 և R2 ռեգիստրների արժեքների համեմատում: Այն դեպքում, երբ տարբերությունը մեկ բիթ է, այսինքն՝ նպատակային և փաստացի լարումների տարբերությունը չի գերազանցում 20մՎ-ը, ելքային լարման կարգաբերումն իրականացվում է համապատասխան ձևով՝ փոփոխելով ՉՓԱԳ-ի կառավարման d8-d11 ռեգիստրի արժեքը: Այսինքն, տվյալ դեպքում կառավարվում է փոխակերպման հանգույցին տրվող տակտային ազդանշանի ճակատի տևողությունը:

R1 և R2 ռեգիստրների արժեքների մեկ կարգից բացի, տարբերության դեպքում կատարվում է փոխանջատման հաճախության կարգաբերում: Մասնավորապես, եթե ելքային լարման մակարդակը ցածր է նպատակայինից, փոխանջատման հաճախությունը մեծանում է այնքան ժամանակ, քանի դեռ տարբերությունը գերազանցում է 20 մՎ շեմը:

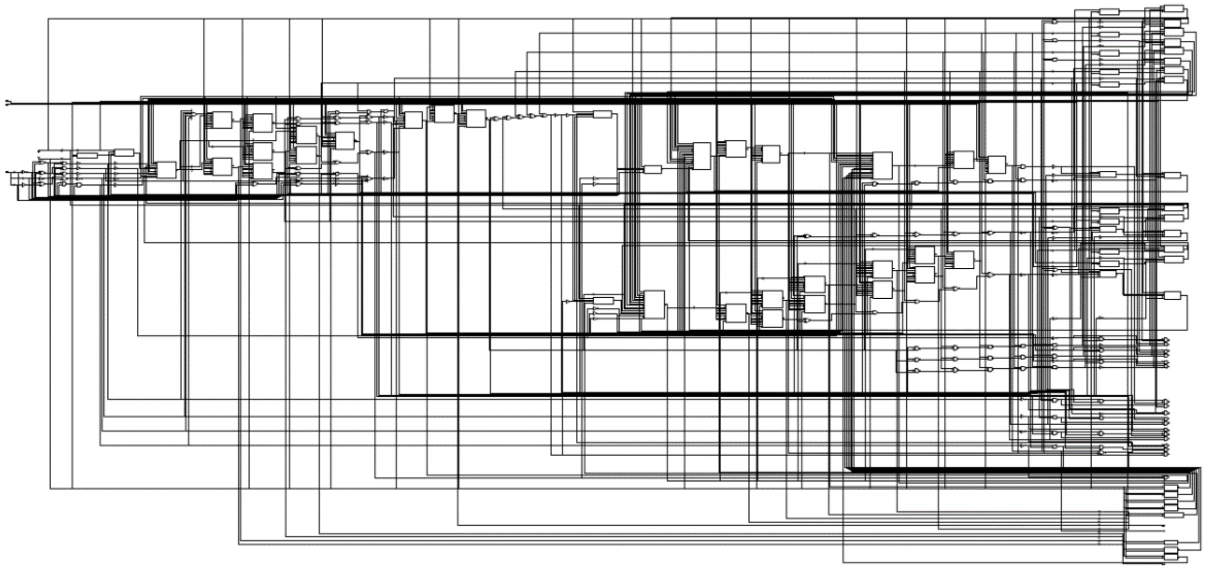
Այն դեպքում, երբ սարքն աշխատում է սինքրոազդանշանի սահմանային հաճախություններով, կատարվում է փոխակերպման գործակցի, այսինքն՝ MS_2 ազդանշանի կարգաբերում (նկ. 2.34): Տվային հանգույցի նմանակումը կատարվել է Սինոփսիս ընկերության VCS ծրագրային գործիքով [61,97]:



Նկ. 2. 34. DesignCompiler ծրագրային միջոցով ՀԻՓ կառավարման թվային համակարգի սինթեզված սխեման

Մասնավորապես, ելքային լարման 1,2 Վ լարմանը համապատասխանում է ԱԹՁ ելքային ազդանշանի 1000 4-կարգանի թվային արժեքը: Տակտային ազդանշանի յուրաքանչյուր պարբերության ընթացքում կատարվում է ԱԹՁ փաստացի ելքի և 1000 թվային կոդի համեմատություն: Գերազանցման դեպքում կատարվում է փոխակերպման գործակցի փոփոխություն ավելի ցածր արժեքով՝ «թարմացնելով» փոխակերպման գործակցի կառավարման MS_2 2-կարգանի թվային ազդանշանը: Յուրաքանչյուր փոխանջատման գործակցին համապատասխան փոխանջատիչների վարքն ապահովելու նպատակով սինթեզվել է թվային տրամաբանական հանգույց:

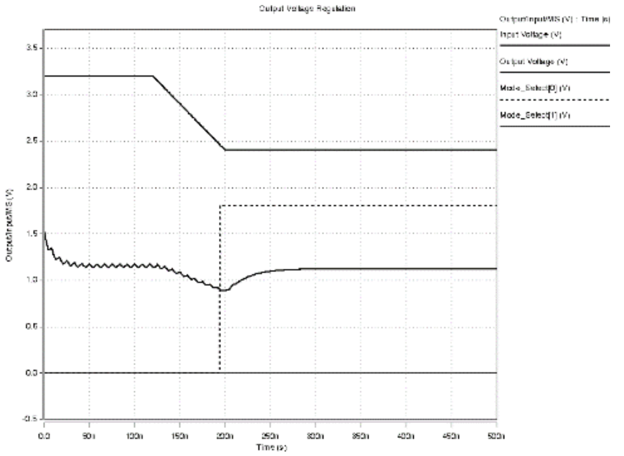
Թվային կառավարման հանգույցը սինթեզվել է՝ օգտագործելով «Սինոփսիս» ընկերության Design Compiler ծրագրային գործիքը (նկ. 2.35):



Նկ. 2.35. DesignCompiler ծրագրային միջոցով ՀԻՓ կառավարման թվային համակարգի սինթեզված սխեման

2.4.5. Մշակված սկզբունքների հիման վրա նախագծված հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչի բնութագրերի վերլուծությունը

Համակարգը թեստավորելու նպատակով մուտքին տրվել է 3,2 Վ լարում, որը, սկսած 120 նվ-ից, գծայնորեն իջնում է մինչև 2,4 Վ: Որպես ելքային լարման նպատակային մակարդակ ընտրվել է 1,2 Վ-ը (OS=0): Ելքային լարման անկման հետ մեկտեղ, 140 նվ-ից սկսած, աճում է փոխանջատման հաճախությունը: Երբ աշխատանքային հաճախությունը հասնում է առավելագույնի (200 նվ), կատարվում է փոխակերպման գործակիցը որոշող MS ազդանշանի անցում՝ 1/3 փոխակերպման գործակցին համապատասխանող 00 2-կարգանի թվային արժեքից 1/2 գործակցին համապատասխանող 01 արժեքի (նկ. 2.36):

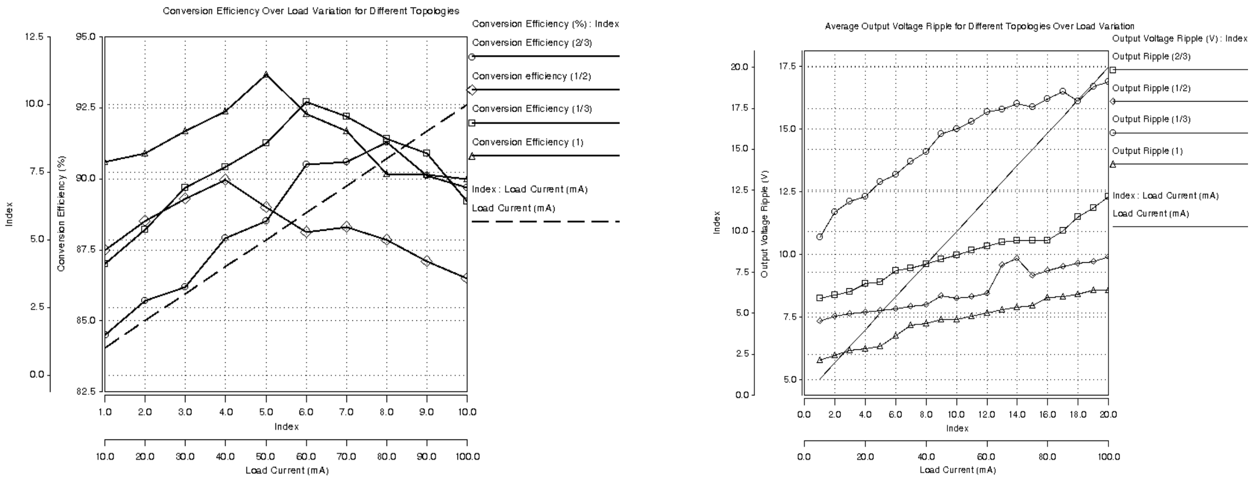


Նկ. 2.36. ՀԻՓ փոխակերպման գործակցի կարգաբերումը ելքային բեռի փոփոխության ժամանակ

Փոխակերպման գործակցի փոփոխությունը հանգեցնում է ելքային լարման աճին մինչև նպատակային մակարդակը: Ելքային լարման լրիվ հաստատումը թույլատրելի սահմաններում տևում է 130 նվ, ինչն ամբողջովին բավարարում է դրված պահանջները:

Ինչպես նշվել է, ՀԻՓ-ի փոխակերպման արդյունավետությունը հակադարձ համեմատական է ելքային փաստացի և նպատակային լարումների տարբերությանը: Վերջինս առաջակված համակարգում, 10 մԱ-ից 100 մԱ ելքային բեռի դեպքում, չի գերազանցում 70 մՎ-ը: Փոխակերպման արդյունավետությունը ստուգելու նպատակով կատարվել է համակարգի գործարկում բոլոր հնարավոր փոխակերպման գործակիցների և ելքային բեռի ամբողջ տիրույթի համար: Փոխակերպման արդյունավետությունը նվազագույնն է 2/3 փոխակերպան գործակցի դեպքում և տատանվում է 84-ից 93%-ի սահմաններում (նկ. 2.37ա) [96]:

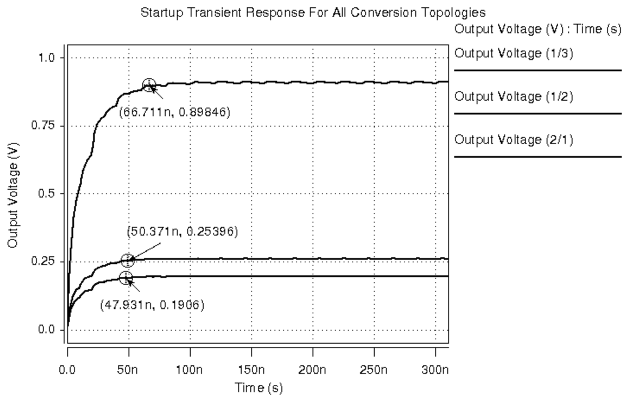
ԼՏ ունակության սահուն լիցքավորման մեթոդի կիրառությունը հնարավորություն է տվել նվազեցնելու ԵԼՏԱ մակարդակը՝ առանց լրացուցիչ սխեմատիկական լուծումների և դիսկրետ կոնդենսատորների օգտագործման, զգալիորեն փոքրացնելով ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը, ինչպես նաև համակարգի արտադրության տեխնոլոգիական գործընթացը, քանի որ վերջինս ամբողջովին համատեղելի է ԿՄՕԿ սխեմաների արտադրության տեխնոլոգիական գործընթացին: ԵԼՏԱ-ն, ինչպես և փոխակերպման արդյունավետությունը, չափվել է համակարգի աշխատանքային բոլոր տոպոլոգիաների և մուտքային լարման առավելագույն 4,2 Վ լարման դեպքում՝ տատանվել է 5 մՎ-ից 17,5 մՎ սահմաններում (նկ. 2.37բ):



ա) բ)

Նկ. 2.37. Հոսանքից՝ ա) ՀԻՓ-ի փոխակերպման արդյունավետության, բ) ԵԼՏԱ-ի ելքային բեռի կախումը

ՀԻՓ-ի մեկ այլ կարևոր բնութագիր է համակարգի գործադրման համար պահանջվող ժամանակը: Վերջինիս գնահատման համար կատարվել է համակարգի փորձարկում 3 փոխակերպման տոպոլոգիաների համար 1,2 Վ մուտքային լարման դեպքում (նկ. 2.38): ՀԻՓ համակարգը գործադրման պահին աշխատում է 180 ՄՀց տակտային ազդանշանի հաճախությամբ, որի դեպքում ելքային լարման հաստատումը տևում է 47-ից 66 նվ նշված պայմաններում:



Նկ. 2.38. 1/4,1/2 և 1/3 փոխակերպման գործակիցների դեպքում ՀԻՓ-ի գործադրման համար պահանջվող ժամանակը

Կատարվել է նախագծված և նմանատիպ հայտնի ՀԻՓ-երի բնութագրերի համեմատություն (աղ. 2.9): Փոխակերպման արդյունավետության հաշվարկը կատարվել է համաձայն (1.6) բանաձևի: Ինչպես երևում է աղյուսակից, ապահովված է հայտնի լուծումներին համեմատական փոխակերպման արդյունավետություն և միջին էներգասպառում, երբ օգտագործվում են անհամեմատ ավելի փոքր LS և ելքային ունակություններ: Արդյունքում, ինքնակարգաբերման հանգույցով հանդերձ, ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը չի գերազանցում կառավարման անալոգային սխեմաներ պարունակող համակարգերի համապատասխան բնութագրին: LS ունակությունների «սահուն» լիցքաթափման մեթոդի կիրառումը հանգեցրել է ԵԼՏԱ-ի 3-6 անգամ նվազմանը: Որպես թերություն կարելի է նշել աշխատանքային համեմատաբար բարձր հաճախությունները, սակայն, հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ, լրացուցիչ ֆունկցիոնալ հանգույցներով հանդերձ, միջին էներգասպառումը համեմատելի է հայտնի այլ լուծումների հետ, դրանք կարելի է անտեսել:

Աղյուսակ 2.9

Նախագծված ՏԱԳ-ի բնութագրերի համեմատությունը գրականությունից հայտնի լուծումների հետ

Բնութագիր	[45]	[49]	[63]	Նախագծված

				ՀԻՓ
Մուտքային լարում (Վ)	3,3	2,5	1,2	2,5-4,2
Ելքային լարում (Վ)	1,25	1,2	2,5	1,2 / 1,8
LS ունակություններ (պՖ)	300	250	400	30
Ելքային ունակություն (պՖ)	50	60	150	70
Փոխանջատման հաճախություն (ՄՀց)	40	20	90	100 -140
ԵLSU (Վ)	45	79	24	~13
Փոխակերպման արդյունավետություն (%)	64	89	85	93
Տեխնոլոգիական գործընթաց (նմ)	180	32	28	32
Մակերես (մմ^2)	0,87	1,45	2,7	1,89
Միջին էներգասպառում (մՎտ)	45	34	87	41

Եզրակացություններ

1. Թվային ղեկավարման հանգույցում կառավարելի հաճախությամբ տակտային ազդանշան ստանալու նպատակով մշակվել է թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատոր, որն ապահովում է 100 ՄՀց-ից 2,4 ԳՀց հաճախականային տիրույթում տակտային ազդանշանի ստացում: Հապաղման հանգույցում միջանցիկ հոսանքների բացակայության պատճառով մշակված սխեման հայտնի այլ լուծումների համեմատ ապահովում է ավելի փոքր էներգասպառում և ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի կրճատում:

2. Փոխակերպման հանգույցում երկփուլ կառավարման ազդանշանի ձևավորման համար մշակվել է չփոխծածկվող ազդանշանի գեներատոր, որը դրսևորում է էներգասպառման, օգտագործված մակերեսի, տարրերի քանակի զգալի կրճատում հայտնի լուծումների համեմատ: Առաջարկված սխեման հնարավորություն է

տալիս թվային ազդանշանի միջոցով կառավարել ելքային երկփուլ ազդանշանի չփոխծածկման և ճակատի տևողությունները:

3. Առանց արտաքին հենակային լարում օգտագործելով ՀԻՓ-ի ելքային լարման մակարդակի գնահատման համար մշակվել է անալոգաթվային ձևափոխիչի նախագծման մեթոդ: ԱԹՁ-ում կիրառված է տակտավորման մեթոդ, որը փոքրացնում է միջանցիկ հոսանքների անցման տևողությունը՝ էականորեն նվազեցնելով էներգասպառումը: ԱԹՁ-ն հիմնված է թվային տարրերի, մասնավորապես՝ շրջիչների և փոխանցման փականների վրա, որով ապահովվում է ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած փոքր մակերես:

4. Մշակվել է ՀԻՓ-ի հետադարձ կապի կառավարման նոր մոտեցում, որը բացառապես թվային սխեմաների կիրառմամբ, կատարում է ՀԻՓ-ի աշխատանքային հաճախության և փոխակերպման գործակցի կարգաբերում՝ ապահովելով ելքային լարման նպատակային մակարդակը:

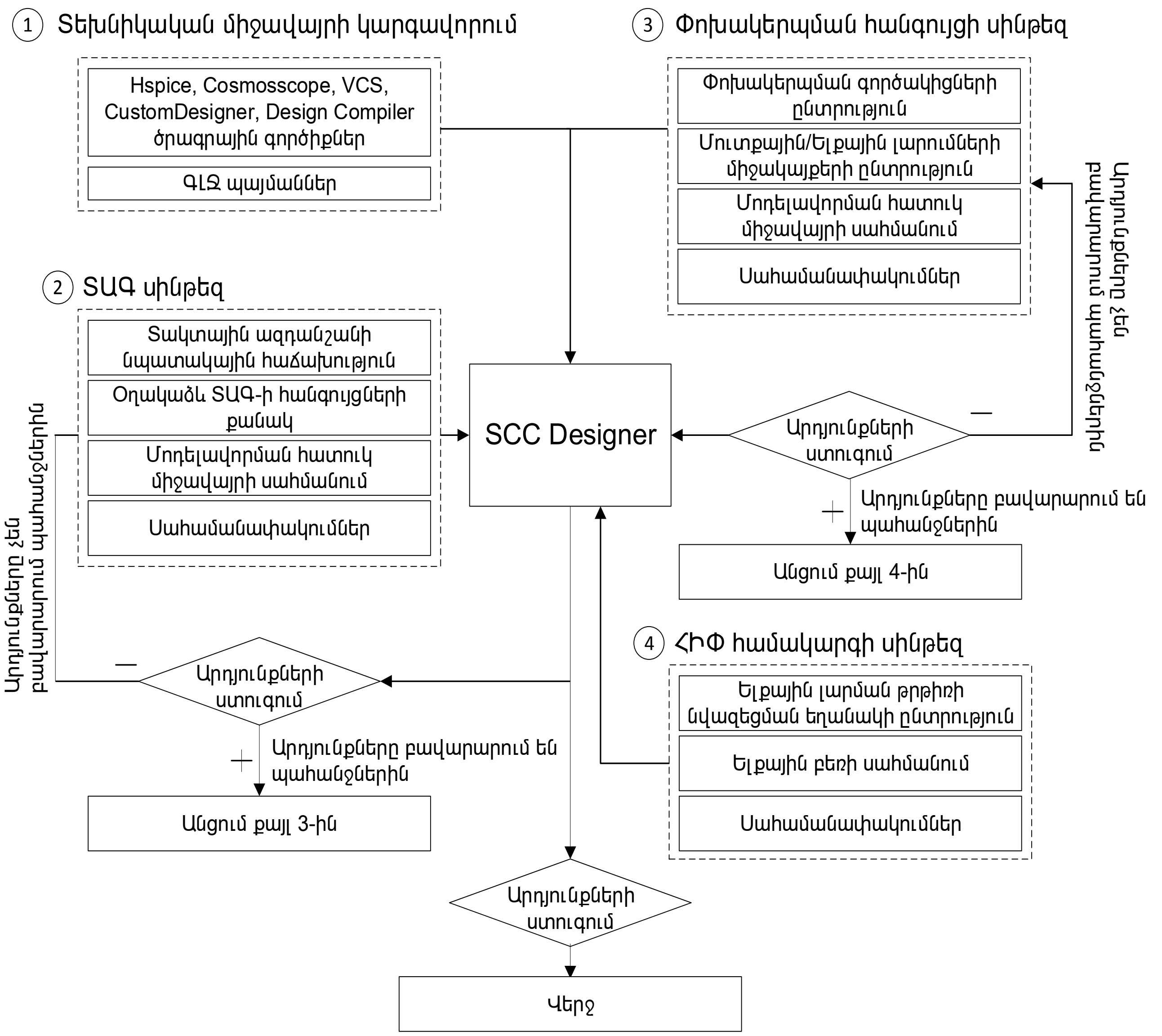
ԳԼՈՒԽ 3. ՀԶՈՐՈՒԹՅԱՆ ԻՆՏԵԳՐԱԼԱՅԻՆ ՓՈԽԱԿԵՐՊԻՉՆԵՐԻ ՆԱԽԱԳԾՄԱՆ ԾՐԱԳՐԱՅԻՆ ՄԻՋՈՑԻ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒԹՅՈՒՆԸ ԵՎ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ

Նախորդ գլուխներում շարադրված մոտեցումները ներդրված են SCC Designer ծրագրային միջոցի մեջ: Վերջինիս նպատակն է կրճատել նախագծման տևողությունը, ինչպես նաև կատարել սխեմայի բաղադրիչ տարրերի ավտոմատացված նախագծում և դրանց բնութագրերի նախնական գնահատում: SCC Designer ծրագրային միջոցն իրագործված է Eclipse [101] ծրագրավորման միջավայրում՝ Java, python ծրագրավորման և սկրիպտավորման լեզուներով, և նախատեսված է Windows XP և ավելի նոր օպերացիոն համակարգերի համար (ծրագրի տեքստից հատվածը ներկայացված է Հավելված 3-ում): Մշակված ծրագրային միջոցը աշխատանքի ընթացքում կիրառում է Սինոփսիս ընկերության Hspice [98-100], VCS [97], և xa [102] ծրագրային գործիքները:

Ծրագրային միջոցը նախատեսված է ՀԻՓ համակարգի երեք հիմնական՝ փոխանցման հանգույցի, ՏԱԳ-ի և կառավարման հանգույցի նախագծման, փոխակերպման հանգույցի նախագծման և մոդելավորման համար: Հիմնական մուտքային տվյալներն են՝ տեխնիկական միջավայրի, աշխատանքի համար անհրաժեշտ ծրագրային միջոցների ընտրությունը, մոդելավորման համար անհրաժեշտ պայմանները, յուրաքանչյուր հանգույցի նախագծման տեխնիկական պահանջներին համապատասխանող տվյալները և սահմանափակումները: Նախագծումը կատարվում է փուլային սկզբունքով (նկ. 3.1): Տեխնիկական միջավայրի կարգաբերումից հետո իրագործվում են ՏԱԳ-ի և փոխակերպման հանգույցի նախագծումը և մոդելավորումը, որոնցից հետո կատարվում է ամբողջ համակարգի սինթեզը: Յուրաքանչյուր փուլից հետո հնարավորություն է տրվում կատարելու ստացված բնութագրերի ստուգում և համեմատում տեխնիկական պահանջի հետ, որին չհամապատասխանելու դեպքում կատարվում են համապատասխան հանգույցի նախագծման մուտքային տվյալների ճշգրտում և նախագծման/մոդելավորման վերագործարկում: Բոլոր ենթահանգույցների՝ տեխնիկական պահանջը բավարարելու դեպքում միայն կատարվում է ամբողջական ՀԻՓ համակարգի սինթեզ:

Մոդուլային մոտեցումը հնարավորություն է տալիս կրճատելու ընդհանուր նախագծման տևողությունը, քանի որ յուրաքանչյուր հանգույցի նախագծման գործընթացի վերագործարկման ժամանակ չի պահանջվում կատարել համակարգի ամբողջական սինթեզ:

Նախագծումը կատարվում է՝ օգտվելով որոշ հանգույցների պատրաստի սխեմատիկական և ֆունկցիոնալ նկարագրություններից, որոնք պահպանված են ծրագրային միջոցի կողմից սահմանված վայրում և փոփոխության ենթակա չեն:



Նկ. 3.1. SC Designer ծրագրային միջոցի աշխատանային պարզեցված դիագրամը

SCC Designer ծրագրային միջոցի կիրառումը հնարավորություն է տալիս կրճատելու ինչպես ամբողջական ՀԻՓ-ի, այնպես էլ կառավարման համակարգի առանձին բաղադրիչների նախագծման տևողությունը 5÷10 անգամ:

3.1. Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման ծրագրային միջոցի կառուցվածքը և աշխատանքի սկզբունքը

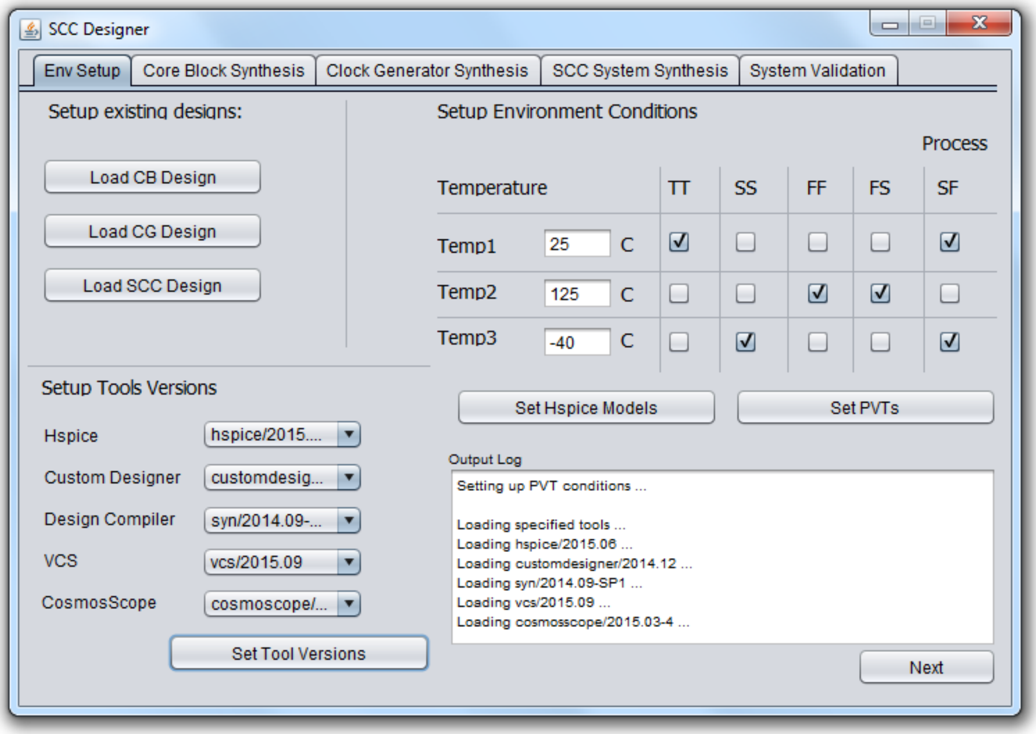
ՀԻՓ-երի նախագծումը ժամանակատար գործընթաց է, որը նախագծողից պահանջում է նախագծման ժամանակակից տեխնիկական գործընթացներին տիրապետելու գիտելիքներ: SCC Designer ծրագրային միջոցի հիմնական նպատակն է կատարել ՀԻՓ-ի բաղադրիչ տարրերի նախնական մոդելավորում, որը հնարավորություն է տալիս պատկերացում կազմելու սարքի բնութագրերի մասին՝ կատարելով պահանջված մուտքային տվյալների ներմուծումը: Դա նախագծողից կպահանջի մի քանի րոպե: Այսպիսով, նախագծման գործընթացում առկա տեխնիկական գործողությունների քանակը կտրուկ փոքրանում է, ինչպես նաև նվազագույնին է հասցվում վերջիններիս ընթացքում նախագծողի կողմից կատարված սխալների հավանականությունը: SCC Designer ծրագրային միջոցը պարունակում է հինգ հիմնական պատուհաններ (նկ. 3.2)՝

1. Environment Setup,
2. Core Block Synthesis,
3. Clock Generator Synthesis,
4. SCC System Synthesis,
5. SCC System Validation:

«Env Setup» պատուհանը պարունակում է ընթացիկ նախագծի համար անհրաժեշտ ծրագրային միջոցների և աշխատանքային պայմանների մուտքագրման, ինչպես նաև արդեն գոյություն ունեցող նախագծերի օգտագործման համար նախատեսված դաշտեր (նկ. 3.2): ¸³ßï»ñÇ ¨ ·áñÍáÕáõÃÛáõÝ Çñ³Ï³Ý³óÝáÕ ³ÛÉ ï³ññ»ñÇ Ñ³ÏÇñ× µÝáõÃ³·ÇñÁ µ»ñí³Í ¿ ëïáñ¨.

ա) «Setup existing designs» դաշտում հնարավորություն կա օգտագործելու արդեն իսկ SCC ծրագրային միջոցով սինթեզված ՀԻՓ-ի առանձին հանգույցների կամ ընդհանուր համակարգի նախագծերը: «Load CB Design», «Load CG Design» և «Load SCC Design» կոճակների միջոցով ներբեռնվում են համապատասխանաբար փոխակերպման հանգույցի, ՏԱԳ-ի, կամ ՀԻՓ համակարգի պատրաստի նախագծերը: Գոյություն ունեցող նախագծերի բեռնման պայմանն է ֆայլերի կառուցվածքի և անունների համապատասխանությունը ծրագրային միջոցում ընդունված անվանակոչման սկզբունքներին:

բ) «Setup Environment Conditions» դաշտում ընտրվում են նախագծման և մոդելավորման համար անհրաժեշտ ԳԼՋ պայմանները: «Temperature» դաշտում սահմանվում է յուրաքանչյուր գործընթացին հատուկ աշխատանքային ջերմաստիճանը: «Process» դաշտում համապատասխան կոճակով ընտրվում է յուրաքանչյուր ջերմաստիճանին համապատասխան աշխատանքային լարումը: Հնարավոր է կազմել ջերմաստիճան – գործընթաց երեք հավաքածու:



Նկ. 3.2. SCC Designer ծրագրային միջոցի աշխատանքային պայմանների մուտքագրման պատուհանը

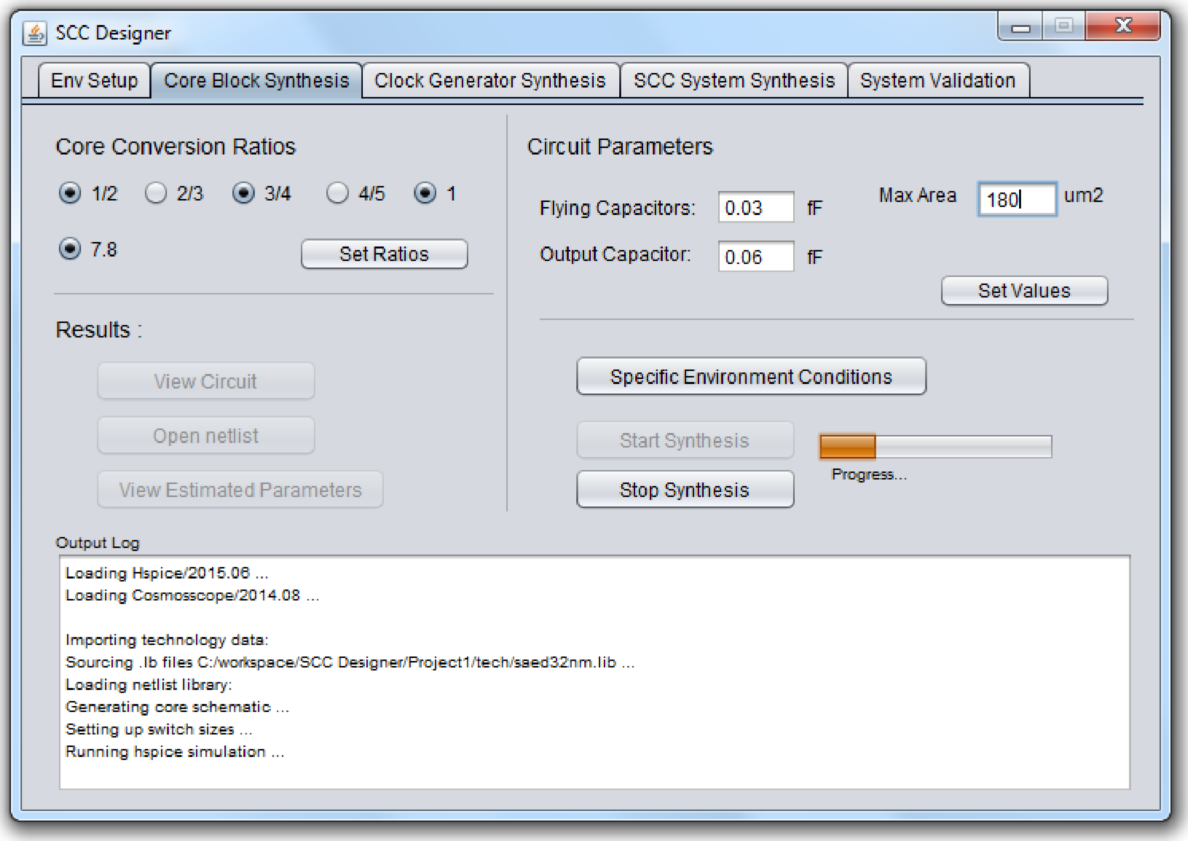
գ) «Setup Tool Versions» բաժնում ընտրվում են նախագծման և մոդելավորման համար անհրաժեշտ ծրագրային միջոցների հասանելի տարբերակները: Վերջիններս ծրագրի կողմից հայտնաբերվում են ավտոմատ կերպով, նախագծողին ապահովելով յուրաքանչյուր ծրագրային միջոցի տվյալ պահին հասանելի բոլոր տարբերակները:

«Set Tool Versions» կոճակով կատարվում է ընտրված արժեքների հաստատում, ինչը օգտագործվելու է նախագծման հետագա քայլերի ընթացքում:

դ) «Output Log» պատուհանում հաղորդագրությունների միջոցով ֆիքսվում են ծրագրի կողմից նախագծողի գործողություններին տրված արձագանքի և ընթացիկ գործընթացների մասին անհրաժեշտ տեղեկությունները:

ե) «Next» կոճակով կատարվում է անցում ՀԻՓ համակարգի փոխակերպման հանգույցի սինթեզի փուլին:

Գլխավոր պատուհանի «Core Block Synthesis» կոճակով ակտիվանում է ՀԻՓ-ի փոխակերպման հանգույցի նախագծման և մոդելավորման պատուհանը: Ծրագրի այս հատվածում ստացվում է փոխակերպման հանգույցի սխեմատիկական նկարագիրը, ինչպես նաև կատարվում է հանգույցի բնութագրերի նախնական գնահատում՝ մոդելավորման արդյունքների հիման վրա (նկ. 3.3):



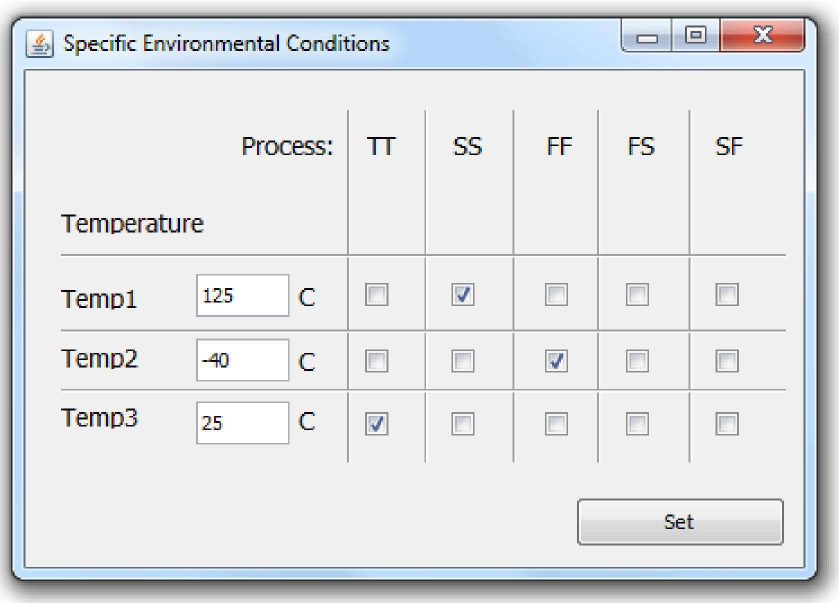
Նկ. 3.3. SCC Designer ծրագրային միջոցով փոխակերպման հանգույցի նախագծման պատուհանը

Հիմնական դաշտերը և տարրերը նկարագրված են ստորև՝

ա) «Core Conversion Ratios» դաշտում ընտրվում է նախագծվող ՀԻՓ-ի փոխակերպման գործակիցների հավաքածուն, որի հիման վրա կատարվում է փոխակերպման հանգույցի սինթեզը: Ընտրությունը կատարվում է նախապես տրված 6 հնարավոր արժեքներից: «Set Ratios» կոճակով հաստատվում են ընտրված փոխակերպման գործակիցների արժեքները: Վերջիններիս յուրաքանչյուր հավաքածուի համար հատուկ թղթապանակում պահված են դրանց համապատասխան HSPICE նկարագրությունները: Որոշակի հավաքածուի ընտրության արդյունքում, կոնկրետ տարբերակը բեռնվում է ծրագրի աշխատանքային միջավայր, որի վրա կատարվում է սխեմայի կարգաբերում՝ համաձայն առաջադրված տեխնիկական առաջադրանքի:

բ) «Circuit Parameters» դաշտում մուտքագրվում են փոխակերպման հանգույցում ԼS և ելքային ունակությունների արժեքները, ինչպես նաև հանգույցի առավելագույն թույլատրելի մակերեսը: «Set Values» կոճակով ստուգվում և ընդունվում են համապատասխան դաշտերում մուտքագրված արժեքները: Այն դեպքում, երբ փոխակերպման հանգույցի համար ծրագրի գնահատած մակերեսը գերազանցում է սահմանված առավելագույն շեմը, դադարեցվում է սինթեզի գործընթացը, և առաջարկվում է տեխնիկական առաջադրանքում կատարել ճշգրտում՝ ծրագրի միջոցով գնահատված նվազագույն հնարավոր արժեքին համապատասխան (նկ. 3.4): «Max Area» դաշտում նոր արժեք մուտքագրելու և «Update and Proceed» կոճակը սեղմելու դեպքում սինթեզի գործընթացը շարունակվում է առավելագույն մակերեսի արդեն «թարմացված» արժեքի համար: «Cancel Synthesis» կոճակով դադարեցվում է սինթեզի ընթացիկ գործընթացը, և կատարվում է վերադարձ հանգույցի բնութագրերի կարգավորման պատուհանին:

գ) «Specific Environmental Conditions» կոճակով բացվում է ՏԱԳ-ի մոդելավորմանը հատուկ գործընթացի և ջերմաստիճանի ընտրման պատուհանը (նկ. 3.4): Վերջինիս բացթողման դեպքում մոդելավորման համար օգտագործվելու են Environment Setup պատուհանում մուտքագրված արժեքները:



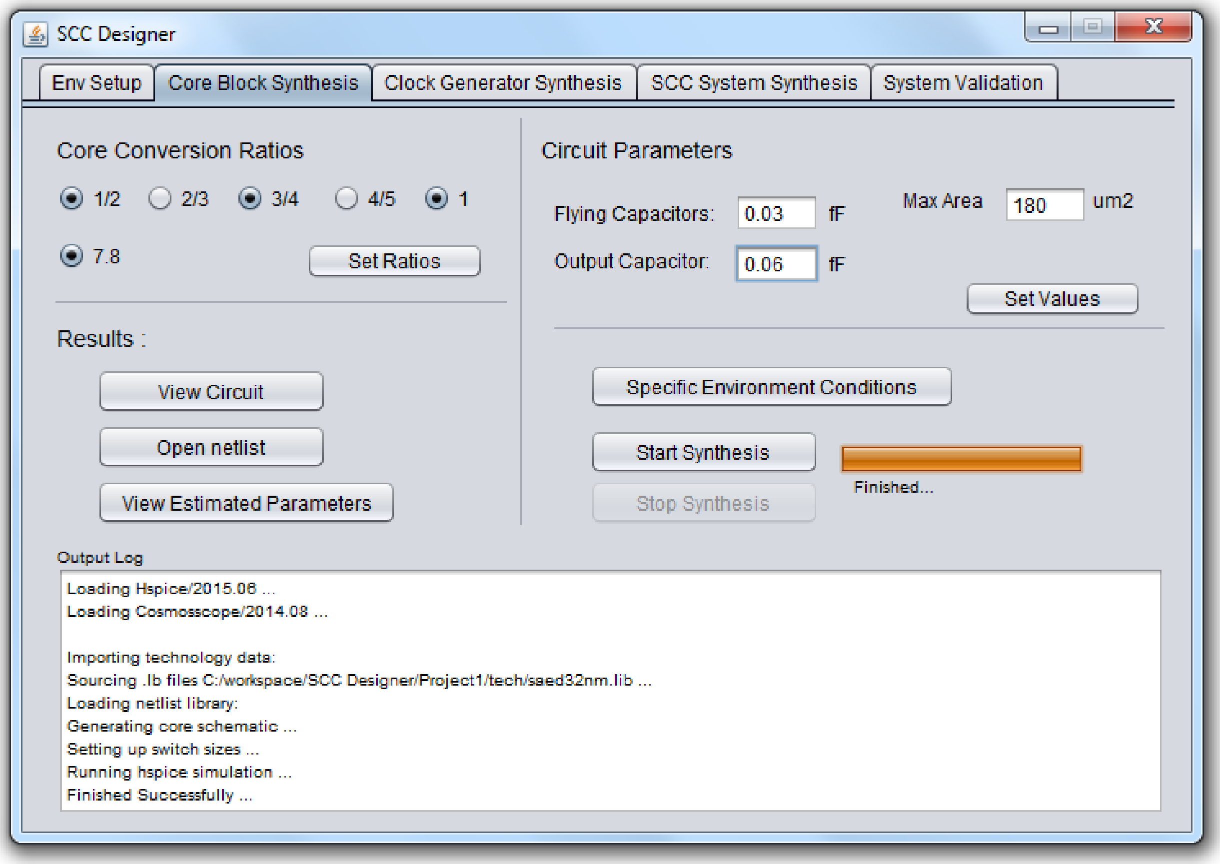
Նկ. 3.4. SCC Designer ծրագրային միջոցով ԳԼՋ պայմանների հայտարարման պատուհանը

դ) «Start Synthesis» կոճակով տրվում է փոխակերպման հանգույցի սինթեզի գործընթացի մեկնարկը, ինչի ընթացիկ վիճակն արտապատկերվում է «Progresss» ցուցչի միջոցով:

ե) «Stop Synthesis» կոճակով հնարավորություն կա դադարեցնելու սինթեզի ընթացիկ գործընթացը՝ տեխնիկական առաջադրանքում ճշգրտումներ մտցնելու համար:

զ) «Results» բաժինը նախատեսված է սինթեզված փոխակերպման հանգույցի բնութագրերի ստուգման համար: Նախքան սինթեզի փուլը, տվյալ բաժնում գտնվող բոլոր կոճակները գտնվում են «պասսիվ» վիճակում: Փոխակերպման հանգույցի բնութագրերի ուսումնասիրման համար նախատեսված են հետևյալ կոճակները՝

- «View Circuit» կոճակով նոր պատուհանում բացվում է սինթեզված փոխակերպման հանգույցի սխեմատիկական տեսքը:
- «Open Netlist» կոճակով բացվում է փոխակերպման հանգույցի HSPICE նկարագրությունը:
- «View Estimated Parameters» կոճակով նոր պատուհանում բացվում են ավտոմատ կերպով հաշվարկված փոխակերպման հանգույցի բնութագրերը (նկ. 3.5):



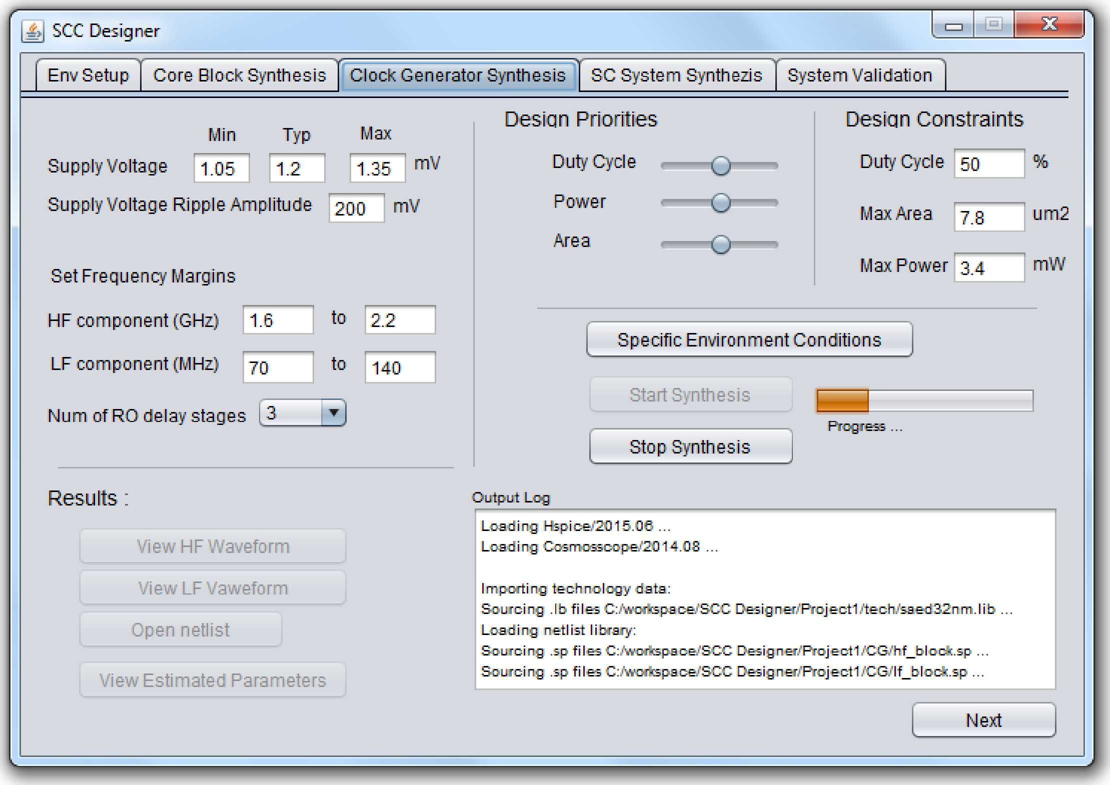
Նկ. 3.5. SCC Designer ծրագրային միջոցով, մոդելավորման գործընթացից հետո փոխակերպման հանգույցի նախագծման պատուհանը

է) «Next» կոճակով կատարվում է անցում ՀԻՓ համակարգի փոխակերպման հանգույցի սինթեզի փուլին:

Գլխավոր պատուհանի «Clock Generator Synthesis» կոճակով ակտիվանում է 2.4.1-ում նկարագրված ՏԱԳ-ի ավտոմատացված նախագծման պատուհանը (նկ. 3.6): Ծրագրի այս հատվածում ստացվում է ՏԱԳ-ի սխեմատիկական նկարագրությունը՝ համաձայն տեխնիկական առաջադրանքի: Հնարավորություն է տրվում՝ մուտքագրելու ելքային տակտային ազդանշանի նպատակային հաճախականային միջակայքերը, ինչպես նաև ՏԱԳ-ի սնուցման լարման աշխատանքային նոմինալ և թրթիռի մակարդակները:

Հիմնական դաշտերը և տարրերը նկարագրված են ստորև՝

ա) «Supply Voltage» դաշտում լրացվում է նախագծվող ՏԱԳ-ի սնման լարման աշխատանքային մակարդակների համապատասխանաբար նվազագույն, տիպային և առավելագույն արժեքները: Ծրագրի աշխատանքի համար պարտադիր ներմուծման դաշտ է միայն սնման լարման տիպային արժեքը:



Նկ. 3.6. SCC Designer ծրագրային միջոցով ՏԱԳ-ի նախագծման և մոդելավորման պատուհանը

բ) «Supply Voltage Ripple Amplitude» դաշտում լրացվում է նախագծվող ՏԱԳ-ի սնման լարման թրթիռի թույլատրելի առավելագույն մակարդակը: Համաձայն ՏԱԳ-ի՝ 2.4.1-ում նկարագրված աշխատանքի սկզբունքի, անհրաժեշտ է հաշվի առնել, որ համակարգի բոլոր տարրերի սնման լարումը տրվում է ՀԻՓ-ից, որը ենթադրում է լարման թրթռոցի որոշակի մակարդակ:

գ) «Set Frequency Margins» խմբում սահմանվում են նախագծվող ՏԱԳ-ի ելքային ազդանշանի սահմանային հաճախությունները, մասնավորապես՝ «HF Component» և «LF Component» դաշտերում լրացվում են տակտային ազդանշանի բարձրհաճախականային և ցածրհաճախականային բաղադրիչների նպատակային համապատասխանաբար նվազագույն և առավելագույն հաճախությունները:

դ) «Design Priorities» ենթախմբում սահող կոճակի միջոցով տրվում են տվյալ նախագծի մակերեսի, էներգասպառման և ելքային ազդանշանի duty cycle-ի միջև հարաբերական առաջնահերթությունները: Որևէ մեկի առաջնահերթության դեպքում կատարվում է համապատասխան բնութագրին կողմնորոշված նախագծում:

ե) «Design Constraints» ենթախմբում, համաձայն տեխնիկական առաջադրանքի, Duty Cycle, Max Area և Max Power դաշտերում լրացվում են համապատասխանաբար ելքային ազդանշանի պարբերության կայունության, ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած առավելագույն մակերեսի և էներգասպառման արժեքները:

զ) «Num of RO delay stages» դաշտում տրվում է ՏԱԳ-ի բաղկացուցիչ օղակաձև գեներատորի կասկադների քանակը: Հնարավոր է ընտրել միայն կենտ թվով կասկադներ՝ ազդանշանի գեներացիան ապահովելու համար:

է) «Specific Environmental Conditions» կոճակով բացվում է ՏԱԳ-ի մոդելավորմանը հատուկ գործընթացի և ջերմաստիճանի ընտրման պատուհանը (նկ.

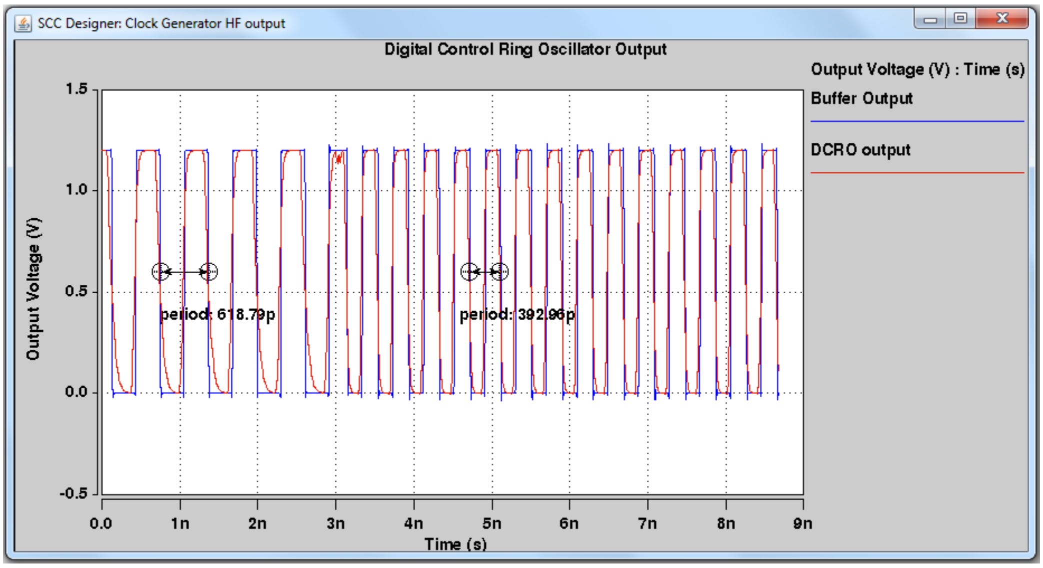
3.4)։ Վերջինիս բացթողման դեպքում մոդելավորման համար օգտագործվելու են Environment Setup պատուհանում մուտքագրված արժեքները։

ը) «Start Synthesis» կոճակով կատարվում է ՏԱԳ-ի սինթեզ՝ համաձայն առաջադրված տեխնիկական առաջադրանքի։ Վերջինս, կախված մուտքագրված պարամետրերի արժեքներից, տևում է 1-ից 2 րոպե։

թ) «Stop Synthesis» կոճակով հնարավորություն է տրվում դադարեցնելու սինթեզի ընթացիկ գործընթացը՝ տեխնիկական առաջադրանքում ճշգրտումներ մտցնելու նպատակով։ Վերջինիս շնորհիվ առաջադրանքի հնարավոր սխալ մուտքագրման դեպքում կարիք չի լինի սպասել մինչև ՏԱԳ-ի սինթեզի ավարտը՝ խնայելով հավելյալ ժամանակ։ Սինթեզի գործընթացը դադարեցնելու դեպքում ավտոմատ կերպով հեռացվում են տվյալ գործողության ընթացքում ծրագրի կողմից ստեղծված բոլոր ֆայլերը։

ժ) «Results» բաժինը նախատեսված է սինթեզված ՏԱԳ-ի բնութագրերի ստուգման համար։ Նախքան սինթեզի փուլը, տվյալ բաժնում գտնվող բոլոր կոճակները գտնվում են «պասսիվ» վիճակում։ ՏԱԳ-ի բնութագրերի ուսումնասիրման համար նախատեսված են հետևյալ կոճակները՝

- «View HF Waveform» կոճակով նոր պատուհանում բացվում է նախագծված ՏԱԳ-ի՝ ժամանակից կախված ելքային տակտային ազդանշանի բարձրհաճախականային բաղադրիչի տեսքը հաճախության առավելագույն և նվազագույն արժեքների դեպքում։ Նշված բնութագիրը ստացվում է օգտագործելով Cosmosscope ծրագրային միջոցը (նկ. 3.7)։
- «View LF Waveform» կոճակով բացվում է ՏԱԳ-ի՝ ելքային տակտային ազդանշանի ցածրհաճախականային բաղադրիչի կախումը ժամանակից։



Նկ. 3.7. Նախագծված ՏԱԳ-ի ելքային բարձրհաճախականային տակտային ազդանշանի կախումը ժամանակից կախված

- «Open netlist» կոճակով բացվում է սինթեզված ՏԱԳ-ի HSPICE նկարագիրը: Վերջինս պարունակում է ինչպես սխեմային, այնպես էլ բոլոր մոդելների և չափումներին համապատասխան HSPICE հրամանները, ինչը հնարավորություն է տալիս, ցանկության դեպքում, միանգամից կատարել նմանակում ծրագրային միջոցից դուրս՝ առանց լրացուցիչ ձևափոխությունների:
- «View Esitmated Parameters» կոճակով նոր պատուհանում բացվում է նախագծված ՏԱԳ-ի համար գնահատված բնութագրերի արժեքներով աղյուսակը:

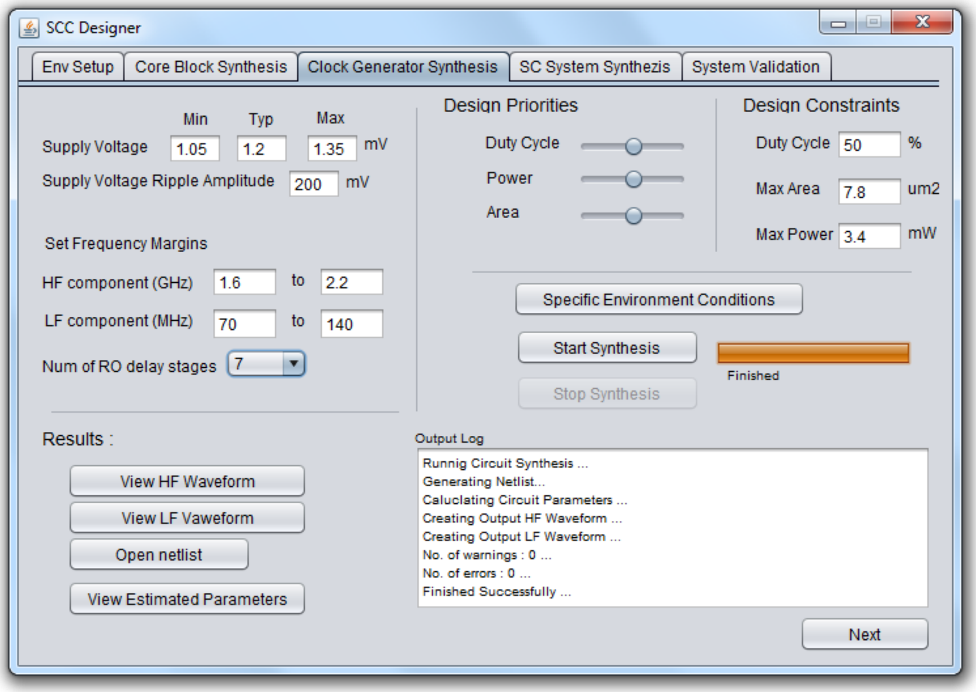
ի) «Next» կոճակով կատարվում է անցում ՀԻՓ համակարգի սինթեզի փուլին:

Սինթեզի գործընթացը կատարվում է՝ հիմնվելով ծրագրի համար հասանելի մի շարք պատրաստի բաղադրիչների օգտագործման վրա, ինչպիսիք են՝

- օղակաձև գեներատորի կասկադի HSPICE նկարագիրը,
- հաճախության թվային բաժանիչի D տրիգերի սխեմատիկական նկարագրությունը,

- նմանակման համար անհրաժեշտ HSPICE հրամանների հավաքածուն:

Սինթեզի փուլի ավարտից հետո ակտիվանում են «Results» դաշտի կոճակները, իսկ «Stop Synthesis» կոճակը պասիվանում է մինչև հաջորդ սինթեզման փուլի մեկնարկ (նկ. 3.8):



Նկ. 3.8. Մոդելավորման գործընթացի ավարտից հետո SCC Designer ծրագրային միջոցով ՏԱԳ-ի նախագծման և մոդելավորման պատուհանի տեսքը

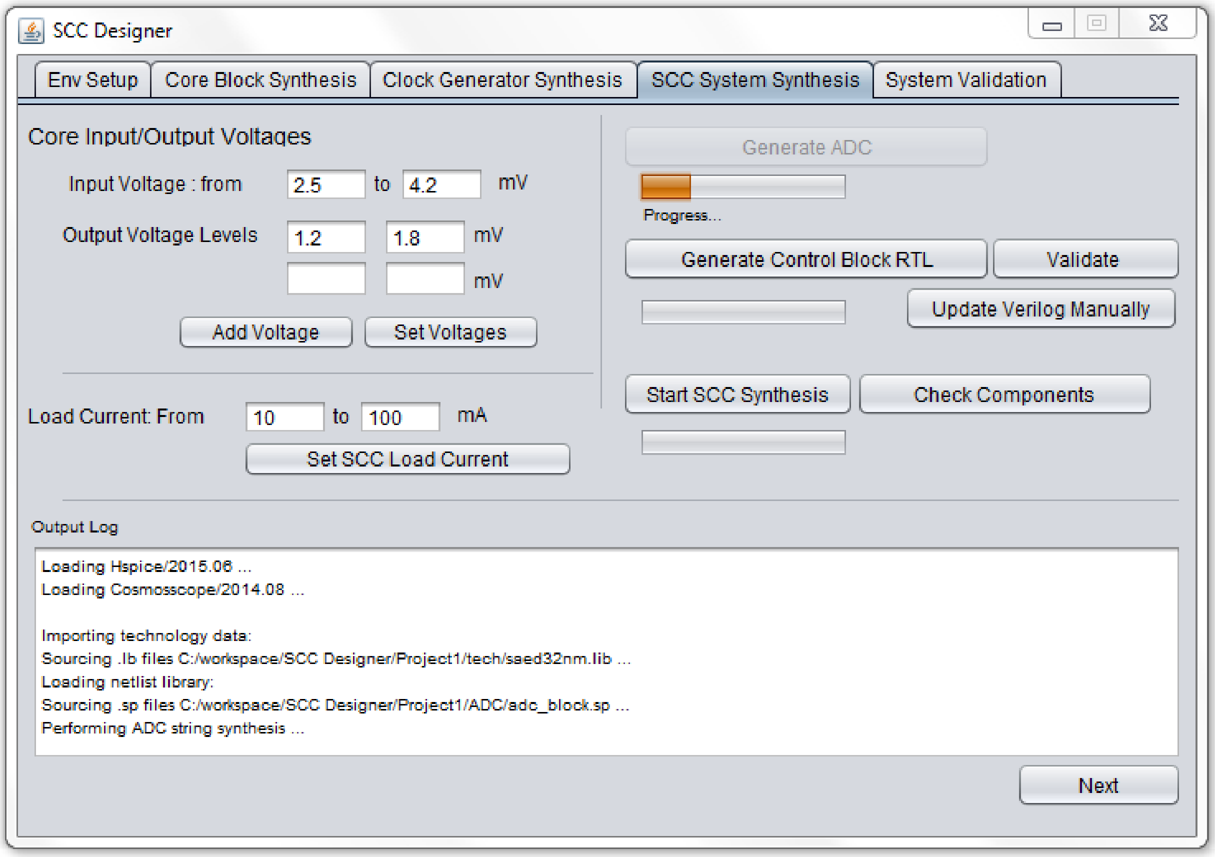
Տեխնիկական առաջադրանքից ելնելով՝ «Python» սկրիպտավորման լեզվի միջոցի հասանելի բաղադրիչներից ձևավորվում է պահանջվող ՏԱԳ-ի ընդհանրական HSPICE նկարագիրը: Սինթեզի հետագա փուլում կատարվում է տրանզիստորների չափերի ճշգրտում այնքան ժամանակ, քանի դեռ չեն ապահովվել տեխնիկական առաջադրանքի դրույթները, կամ խնդիրը ծրագրի կողմից չի ճանաչվել որպես անլուծելի:

Այն դեպքում, երբ ելքային տակտային ազդանշանի նպատակային հաճախությունները ներմուծված կասկադների քանակի համար ստանալ հնարավոր չէ, սինթեզման գործընթացը ավտոմատ կերպով դադարեցվում է, և առաջարկվում է «թարմացնել» կասկադների քանակի ընտրման «Num of RO delay stages» դաշտի արժեքը (նկ. 3.9):

Նկ. 3.9. Ընտրված կասկադների քանակով նպատակային հաճախության չբավարարման դեպքում SCC Designer ծրագրային միջոցով ՏԱԳ նախագծման զգուշացման պատուհանը

Նախագծողին տրվում է հնարավորություն՝ «թարմացնելու» առաջարկվող դաշտի արժեքը և «Update and Proceed» կոճակը սեղմելով շարունակել սինթեզման գործընթացը կասկադների քանակի արդեն «թարմացված» թվի համար: Վերջինիս հնարավոր արժեքների բազմությունը սկսվում է այն նվազագույն քանակով, ինչով հնարավոր է կատարել ՏԱԳ-ի սինթեզը տեխնիկական առաջադրանքին համապատասխան: Այն դեպքում, երբ կասկադների թվի փոփոխությունը անընդունելի է, «Cancel Synthesis» կոճակով միջոցով դադարեցվում է սինթեզման գործընթացը՝ տեխնիկական առաջադրանքի վերանայման և թարմացման նպատակով:

SCC Designer ծրագրային միջոցի գլխավոր պատուհանի «SC Sythesis Synthesis» կոճակով ակտիվանում է 2.4.4-ում նկարագրված ՀԻՓ համակարգի ավտոմատացված նախագծման պատուհանը (նկ. 3.10): Մասնավորապես, հնարավորություն է տրվում ավտոմատ կերպով սինթեզել կառավարման հանգույցի թվային տրամաբանական շղթան, ելքային լարման գնահատման համար նախատեսված ԱԹՁ-ների համակարգը, ինչպես նաև կատարել դրանց մոդելավորում և թեստավորում:



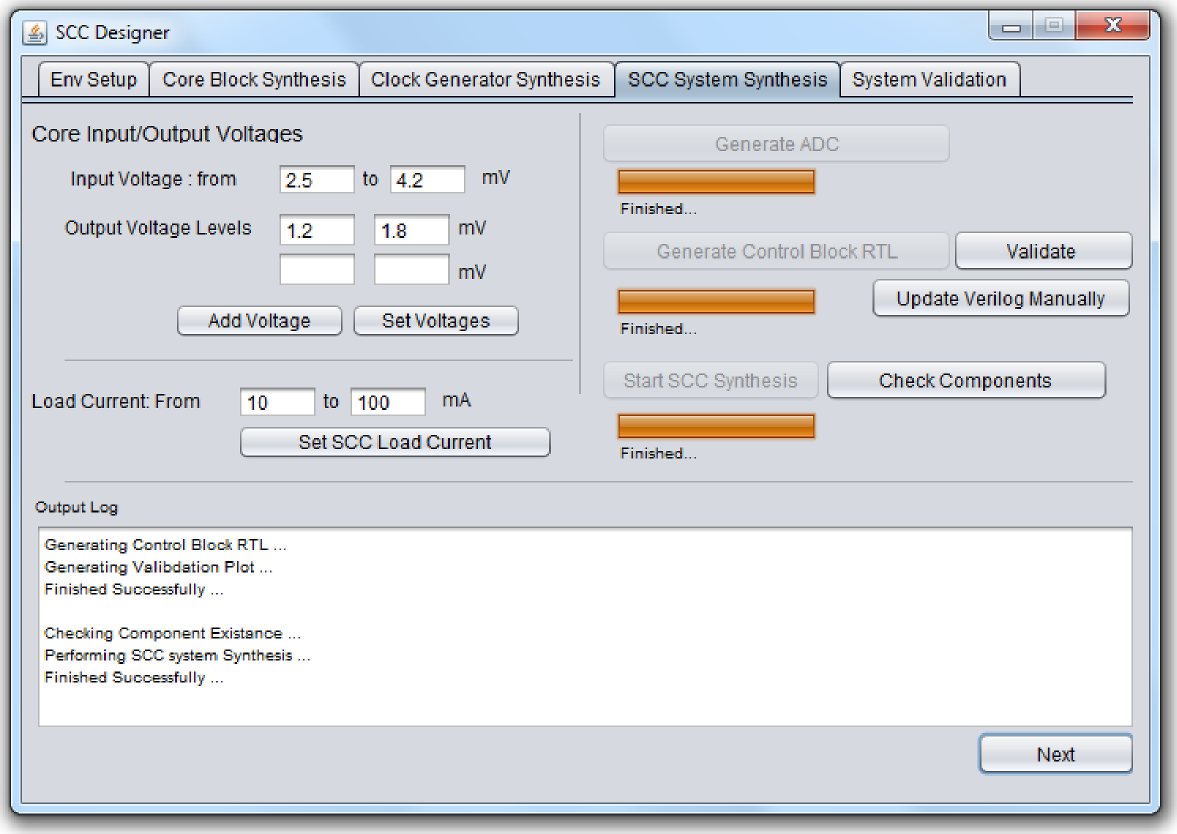
Նկ. 3.10. Մոդելավորման գործընթացի ավարտից հետո SCC Designer ծրագրային միջոցով ՀԻՓ համակարգի մոդելավորման պատուհանի տեսքը

Հիմնական դաշտերը և տարրերը նկարագրված են ստորև.

ա) «Core Input/Output Voltages» բաժնում մուտքագրվում է ՀԻՓ-ի մուտքային լարման փոփոխման միջակայքը, ինչպես նաև նպատակային ելքային լարման արժեքները: Մասնավորապես, «Input Voltage : from» դաշտում նախագծողի կողմից նշվում են մուտքային լարման նվազագույն և առավելագույն արժեքները: «Output Voltage Levels» դաշտում մուտքագրվում են ելքային լարման նպատակային արժեքները, որի համար, ըստ լռելյայն, չորս տարբեր արժեքների մուտքագրման հնարավորություն է տրվում: Լրացուցիչ արժեքների մուտքագրման կարիքի դեպքում «Add Voltage» կոճակով ավելացվում են լրացուցիչ արժեքները: «Set Voltage» կոճակով ընդունվում են համապատասխան դաշտերում մուտքագրված արժեքները:

բ) «Load Current: From» դաշտում մուտքագրվում է ՀԻՓ-ի ելքային բեռի փոփոխման միջակայքը՝ ելքային հոսանքի տեսքով: Նշվում են ելքային հոսանքի նվազագույն և առավելագույն արժեքները մԱ չափայնությամբ: «Set SCC Load Current» կոճակով ընդունվում են մուտքագրված արժեքները:

գ) «Generate Control Block RTL» կոճակով ակտիվանում է ՀԻՓ կառավարման թվային հանգույցի ավտոմատ նախագծման գործընթացը: Վերջինս հիմնված է ծրագրի նախասահմանված հաւսցեում Verilog ֆունկցիոնալ նկարագրման լեզվով կառավարման համակարգի նկարագրության օգտագործման վրա (նկ. 3.11):

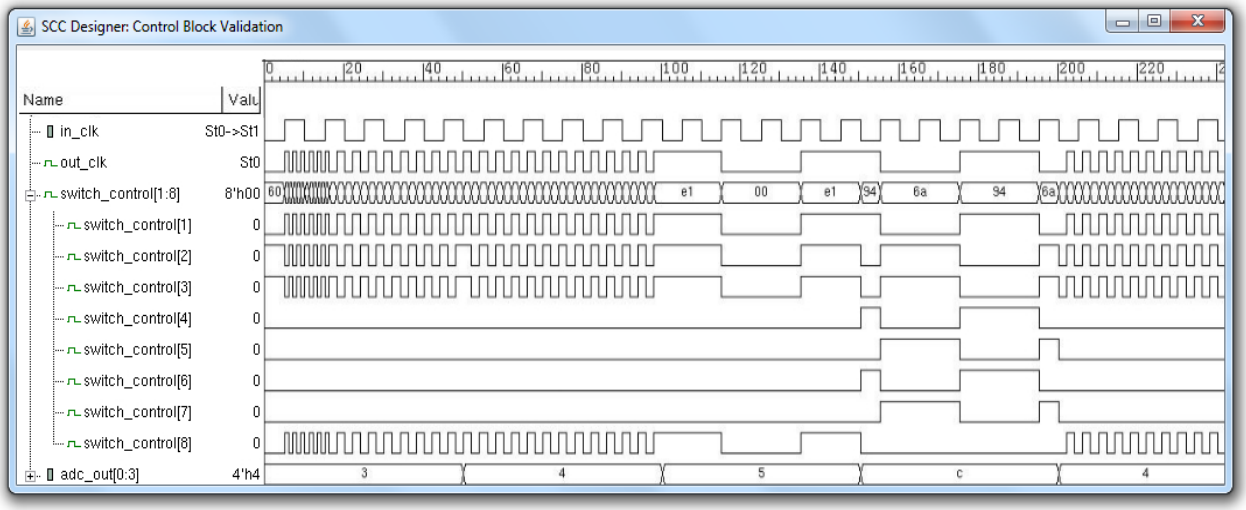


Նկ. 3.11. Մոդելավորման գործընթացի ավարտից հետո SCC Designer ծրագրային միջոցով ՀԻՓ համակարգի մոդելավորման պատուհանի տեսքը

Տեխնիկական առաջադրանքից կախված՝ ավտոմատ կերպով կատարվում է նախնական կոդի ձևափոխում, այնուհետև թվային սխեմաների նախագծման ընթացակարգով ձևավորվում է համապատասխան փականային մակարդակի սխեման:

դ) ՀԻՓ համակարգի մյուս բաղադրիչը ելքային լարման գնահատման համար նախատեսված ԱԹՁ-ների համակարգն է: «Generate ADC» կոճակով յուրաքանչյուր նպատակային լարման համար կատարվում է ՄՓԼ շրջիչների վրա հիմնված ԱԹՁ-ի սինթեզ, և ավտոմատ ստացվում է համապատասխան HSPICE նկարագրությունը:

ե) «Validation» կոճակով ակտիվացվում է կառավարման հանգույցի ֆունկցիոնալ ստուգման պատուհանը (նկ. 3.12): Վերջինս ստացվում է VCS ծրագրի միջոցով սինթեզված Verilog նկարագրության ֆունկցիոնալ նմանակման արդյունքում, ինչը հնարավորություն է տալիս նախագծողին՝ կատարելու ղեկավարման համակարգի ֆունկցիոնալ ստուգում մինչև ՀԻՓ նախագծման փուլին անցնելը և անհրաժեշտության դեպքում, Verilog նկարագրության մեջ կատարել պահանջվող փոփոխությունները:



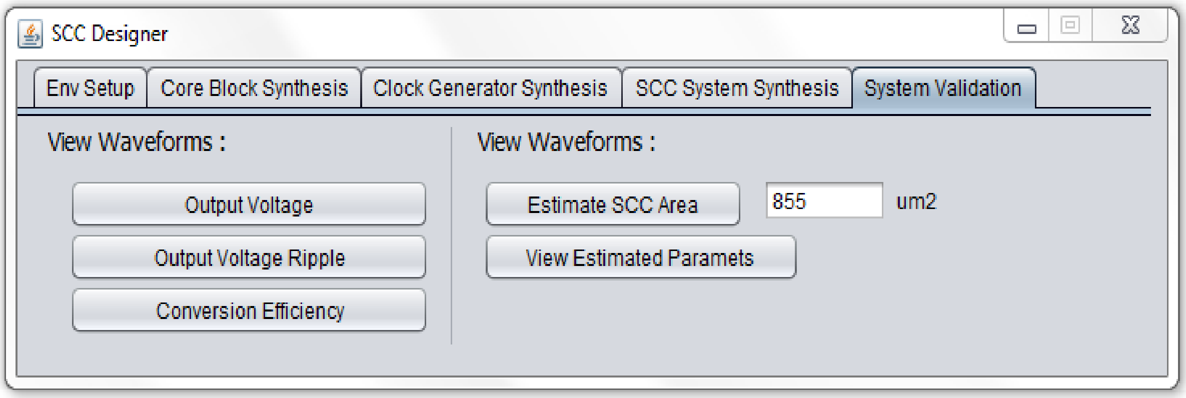
Նկ. 3.12. SCC Designer ծրագրային միջոցի ՀԻՓ-ի ղեկավարման հանգուցի ֆունկցիոնալ ստուգման պատուհանը

ե) «Update Verilog Manually» կոճակով նախագծողին հնարավորություն է տրվում փոփոխութուններ կատարելու ղեկավարման համակարգի ընթացիկ Verilog նկարագրության մեջ, որի դեպքում վերջնական համակարգում կատարված փոփոխությունների արտացոլման համար անհրաժեշտ է վերագործարկել կառավարման համակարգի սինթեզի գործընթացը՝ սեղմելով «Generate Control Block RTL» կոճակը:

զ) «Check Components» կոճակով կատարվում է ՀԻՓ համակարգի բոլոր անհրաժեշտ հանգույցների առկայության ստուգում: Որևէ հանգույցի բացակայության դեպքում ծրագիրը կզգուշացնի համապատասխան հաղորդագրությամբ: Ծրագիրը չի թույլ տա շարունակել նախագծումը, քանի դեռ բոլոր հանգույցները առկա չեն՝ պասսիվ դարձնելով ՀԻՓ համակարգի ավտոմատ նախագծման «Start SCC Synthesis» կոճակը:

է) «Start SCC Synthesis» կոճակով կատարվում է ՀԻՓ համակարգի սինթեզ: Վերջինս իրագործվում է օգտագործելով նկարագրված նախորդ քանյլերով ՀԻՓ համակարգի բաղադրիչների օգտագործման վրա: Որևէ հանգույցի բացակայության դեպքում «Output Log» դաշտում կհայտնվի հաղորդագրություն, ինֆորմացնելով համապատասխան հանգույցի բացակայության մասին:

Հիմնական պատուհանի վերջին՝ «System Validation» պատուհանը նախատեսված է նախագծված ՀԻՓ համակարգի բնութագրերի ստուգման և գնահատման համար (նկ. 3.13):

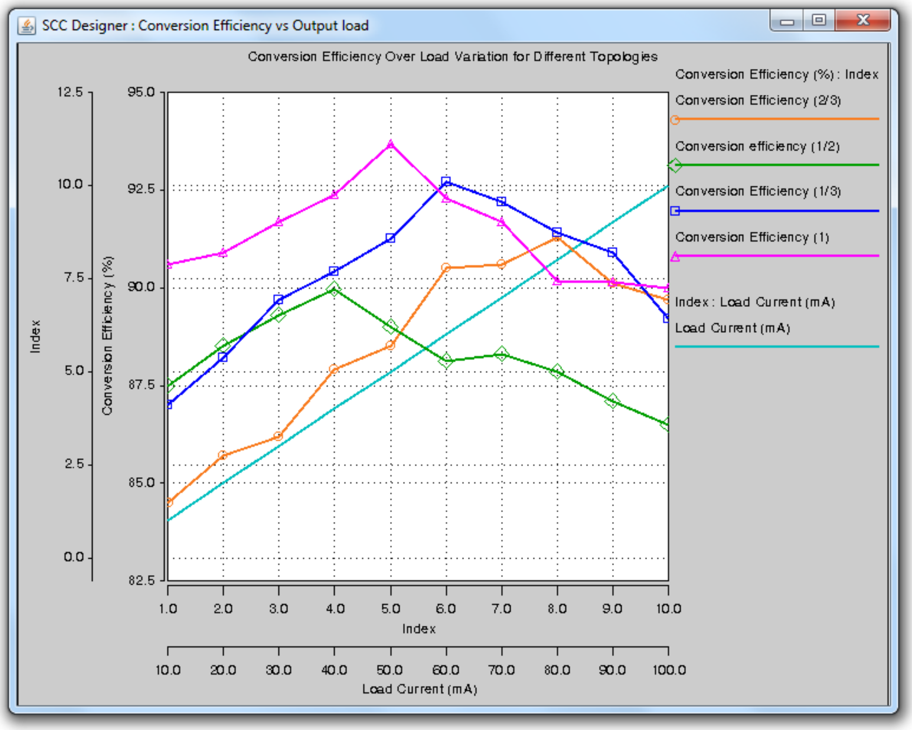


Նկ. 3.13. Մոդելավորման գործընթացի ավարտից հետո SCC Designer ծրագրային միջոցով ՀԻՓ համակարգի մոդելավորման պատուհանի տեսքը

«Estimate SCC Area» կոճակով կատարվում է նախագծված ՀԻՓ-ի մակերեսի գնահատում՝ հիմնվելով արդեն նախագծված բաղադրիչների համար կատարված համապատասխան գնահատումների վրա:

«View Waveforms» դաշտը պարունակում է կոճակներ՝ ՀԻՓ համակարգի բնութագրերի դիտման համար, մասնավորապես.

- «Output Voltage» կոճակով նոր պատուհանում, մուտքային նվազագույն լարման դեպքում, հայտնվում են փոխկերպման բոլոր գործակիցներին համապատասխանող ելքային լարումների ժամանակային գրաֆիկները:
- «Output Voltage Ripple» կոճակով նոր պատուհանում յուրաքանչյուր փոխակերպման գործակցի համար հայտնվում է բեռի հոսանքից ԵԼՏԱ-ի կախվածությունը պատկերող գրաֆիկը:
- «Conversion Efficiency» կոճակով նոր պատուհանում յուրաքանչյուր փոխակերպման գործակցի համար հայտնվում է բեռի հոսանքից փոխակերպման արդյունավետության կախվածությունը պատկերող գրաֆիկը (նկ. 3.14):



Նկ. 3.14. SCC Designer ծրագրային միջոցով ՀԻՓ համակարգի արդյունավետության՝ ելքային հոսանքից կախվածությունը պատկերող գրաֆիկը

3.2 Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման ծրագրային միջոցի արդյունավետության գնահատումը

Առաջարկված SCC Designer ծրագրային միջոցի արդյունավետությունը գնահատելու համար իրականացվել է ՀԻՓ համակարգի նախագծում և համեմատում համապատասխան ճշգրիտ մոդելավորմամբ սարքի բնութագրերի հետ: Նախագծումն ու մոդելավորումը կատարվել են 28 նմ տեխնոլոգիայով:

Արդյունավետության գնահատումն իրականացվել է հետևյալ հիմնական քայլերով՝

- ՏԱԳ-ի ավտոմատ և ճշգրիտ մոդելավորման դեպքում նպատակային հաճախությունների համեմատություն,
- ԿԲ-ի վրա փոխակերպման հանգույցի և ՀԻՓ համակարգի զբաղեցրած մակերեսի գնահատում,

- նախագծման և մոդելավորման գործընթացի արագության արդյունավետության գնահատում,
- ՀԻՓ համակագի փոխակերպման արդյունավետության գնահատում:

Վերոնշյալ քայլերը դիտարկելու և դրանց արդյունավետությունը գնահատելու համար կատարվել է SCC Designer ծրագրով և ձեռքով նախագծված ՏԱԳ-ի և ՀԻՓ համակարգի բնութագրերի համեմատություն մուտքային և ելքային լարումների համապատասխանաբար՝ 2,5 և 1,2 Վ արժեքների, ելքային հոսանքի 100 մԱ և ԳԼՋ վատագույն՝ (SS, -40°C, 0,9Վ) պայմանների դեպքում (աղ. 3.1):

Աղյուսակ 3.1

Առաջարկված երեք մեթոդների կիրառմամբ կարգաբերված և չկարգաբերված բուֆերների համեմատումը վատագույն դեպքում

SS, -40°C, 0,9Վ, Vմարտկոց = 2.5Վ, $I_{ելք}$=100մԱ	SCC ծրագրային գործիքի միջոցով նախագծում	Ձեռքով նախագծում
ՏԱԳ-ի ելքային նպատակային հաճախություններ (ՄՀց)	1,16 – 2,43	1,21 – 2,52
ԿԲ-ի վրա ՏԱԳ-ի զբաղեցրած մակերես (մկմ²)	80	72
ՏԱԳ նախագծման տևողություն (րոպե)	2	45
ՏԱԳ միջին էներգասպառում (մՎտ)	4.9	4.6
Փոխակերպման արդյունավետություն 1/2 փոխակերպման գործակցի դեպքում (%)	84	81
ԿԲ-ի վրա ՀԻՓ-ի զբաղեցրած մակերես (մկմ²)	1125	1190
Նախագծման տևողություն (րոպե)	25	500-600
ՀԻՓ միջին էներգասպառում (մՎտ)	45,4	44,2

ՏԱԳ-ի ավտոմատ և ձեռքով նախագծման արդյունքների համեմատությունը ցույց է տալիս, որ սարքի ելքային ազդանշանի նպատակային հաճախությունների տարբերությունը կազմում է 4-5%՝ ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի 8.7% աճի դեպքում, մինչդեռ նախագծման տևողությունը կրճատվում է 20-25 անգամ: Սարքի միջին էներգասպառումը ավտոմատ նախագծման դեպքում աճել է 7%-ով:

ՀԻՓ համակարգի փոխակերպման արդյունավետությունը 1/2 փոխակերպման գործակցի և 2.5Վ մուտքային լարման դեպքում նվազել է 4%-ով՝ ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի 9,6% աճի դեպքում: Նախագծման տևողությունը ամբողջական ՀԻՓ համակարգի համար կրճատվել է 20-23%-ով, իսկ միջին էներգասպառումն՝ աճել 2,5%-ով:

Այսպիսով, SCC Designer ծրագրային միջոցով և ձեռքով ՀԻՓ բաղադրիչների և վերջնական համակարգի նախագծման արդյունքների համեմատությունը ցույց տվեց, որ մշակված ծրագրային միջոցը կիրառելի է ՀԻՓ համակարգերի նախագծման գործընթացում, և ստացված արդյունքը ամբողջովին բավարարում է դրված պահանջները:

Եզրակացություններ

1. ՀԻՓ նախագծման մշակված սկզբունքները, եղանակները և մեթոդները ներդրված են SCC Designer ծրագրային գործիքային միջավայրում: Օժտված լինելով հարմարավետ ինտերֆեյսով, այն ապահովում է մոդելավորմանը և թեստավորմանը հնարավորինս հարմարեցված կառուցվածք՝ նպաստելով նախագծման տևողության նվազմանը: Հնարավորություն է տրվում կատարել տեխնիկական առաջադրանքի համաձայն ՀԻՓ նախագծման առաջարկված մեթոդների հիման վրա բաղկացուցիչ հանգույցների և ամբողջական համակարգի ավտոմատացված նախագծում:

2. SCC Designer ծրագրային միջոցի փորձարկումը ցույց տվեց դրա բարձր արդյունավետությունը ՀԻՓ-ի ընդհանուր համակարգի և բաղկացուցիչ տարրերի ավտոմատ նախագծման համար, քանի որ նախագծան ժամանակը՝ համեմատած ձեռքով նախագծման հետ, նվազել է 20-25 անգամ, փոխակերպման արդյունավետությունը աճել 3,7%-ով, ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսը նվազել է 5,5%-ով՝ միջին էներգասպառման 2,7% աճի հաշվին:

⁰¼ð²Ð²Ü¶àôØ

1. Առաջարկվել է թվային կառավարմամբ, լայն հաճախականային բացվածքով տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման նոր մեթոդ: Ելքային ազդանշանի հաճախությունը կառավարվում է 6-կարգանի թվային կոդով՝ ապահովելով 100 ՄՀց–ից 2,4 ԳՀց հաճախականային միջակայք: Առաջարկված համակարգը գոյություն ունեցող լուծումների համեմատ ցուցաբերում է ավելի ցածր էներգասպառում՝ միևնույն ժամանակ ապահովելով սնման լարման տատանումների նկատմամբ ելքային ազդանշանի բավարար կայունություն:

2. Իրագործվել է չփոխծածկվող ազդանշանի գեներատոր, որը գոյություն ունեցող լուծումների համեմատ ապահովում է էներգասպառման, օգտագործված մակերեսի, տարրերի քանակի զգալի կրճատում՝ միևնույն ժամանակ հնարավորություն տալով թվային ազդանշանի միջոցով կառավարել ինչպես ելքային երկտակտ ազդանշանի չփոխծածկման, այնպես էլ ճակատի տևողությունները, ինչը հանդիսանում է առաջարկված ՀԻՓ համակարգի արդյունավետ կառավարման պայմաններից մեկը:

3. Մշակվել է առանց արտաքին հենակային լարման օգտագործման ՀԻՓ-ի ելքային լարման մակարդակի գնահատման մեթոդ: Վերջինիս իրագործման նպատակով մշակվել է անալոգաթվային ձևափոխիչի համապատասխան սխեմատեխնիկական լուծում՝ հիմնված մոդուլացված փոխանջատման լարումներով շրջիչների կիրառման վրա: Նախագծված կառուցվածքը լարման բաժանիչի վրա հիմնված անալոգաթվային ձևափոխիչների համեմատ ապահովում է էներգասպառման մինչև 3 անգամ կրճատում:

4. Մշակվել է ՀԻՓ կառավարման նոր մոտեցում, որը բացառապես թվային սխեմաների կիրառմամբ կատարում է համակարգի ինքնակարգաբերում: Ստեղծվել է ՀԻՓ ղեկավարման թվային համակարգ, որը իրագործում է համակարգի ինքնակարգաբերումը, ապահովելով ըստ սահմանված ելքային լարման նպատակային մակարդակի, փոխանջատման հաճախության, տակտային ազդանշանի ճակատի և փոխակերպման գործակցի ընտրություն:

5. Մշակված մեթոդի հիման վրա նախագծվել է ՀԻՓ, որն ապահովում է փոխակերպման արդյունավետության 93% առավելագույն մակարդակ, ԵԼՏԱ-ի 3 անգամ կրճատում, հայտնի լուծումների հետ համեմատ ԿԲ-ի վրա զբաղեցրած մակերեսի եվ էներգասպառման նմանատիպ արժեքների դեպքում:

6. ՀԻՓ նախագծման մշակված սկզբունքները, եղանակները և մեթոդները իրագործված են SCC Designer ծրագրային գործիքային միջավայրում, որն օժտված լինելով ինտուիտիվ ինտերֆեյսով, ունի մոդելավորմանը և թեստավորմանը հնարավորինս հարմարեցված կառուցվածք: Վերջինս ապահովում է տեխնիկական առաջադրանքի համաձայն ՀԻՓ նախագծման առաջարկված մեթոդների հիման վրա բաղկացուցիչ հանգույցների և ամբողջական համակարգի ավտոմատ նախագծման միջավայր: ՀԻՓ համակարգի և բաղկացուցիչ հանգույցների առաջարկված մեթոդների կիրառությամբ մշակված SCC Designer ծրագրային միջոցի փորձարկումը

վկայում է դրա բարձր արդյունավետության մասին, քանի որ նախագծման ժամանակը նվազել է 20-25 անգամ, փոխակերպման արդյունավետությունը աճել 3,7%-ով, կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերեսը նվազել 5,5%-ով՝միջին էներգասպառման 2,7% աճի հաշվին:

7.

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Kelin J. CMOS transistor scaling past 32nm and implications on variation // IEEE/SEMI Advanced Semiconductor Manufacturing Conference, 11-13 Jul., 2010.- San Francisco, 2010. - P. 241-246.
2. Tajalli A. Design Trade-offs in Ultra-Low-Power Digital Nanoscale CMOS // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2011.- Vol. 58. - P. 2189-2200.
3. Balasubramanian P. Low power digital design using modified GDI method // International Conference on Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, 5-7 Sep., 2006.- Tunis, 2006. - P. 190-193.
4. Zogović N. Low-power wireless transceiver - Total channel-loss based power consumption model // Electronics and Telecommunications (ISETC), 11-12 Nov., 2010.- Timisoara, 2010.- P. 145-148.
5. Tuming W. A dynamic voltage scaling algorithm for wireless sensor networks // 3rd International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering, 20-22 Aug., 2010.- Chengdu, 2010.- P. 554-557.
6. Weixun W. PreDVS: Preemptive dynamic voltage scaling for real-time systems using approximation scheme // Design Automation Conference (DAC), 13-18 Jun., 2010.- Anaheim, - P. 705-710.
7. Song-Wook H., Jung D., Ryu D., Young-Real K., Jung Y., Won C. High voltage battery simulator based on Lithium Ion battery // IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 9-12 Oct., 2012.- Seoul, 2012. - P. 758-761.
8. Zhai B., Blaauw D., Sylvester D., Flautner K. Theoretical and practical limits

of dynamic voltage scaling // Design Automation Conference, 7-11 Jul., 2004.- San Diego, 2004.- P. 868-873.

9. Panda P., Silpa B., Shrivastava A., Gummidipudi K. Power-efficient System Design.- Springer, 2010.- 253 p.

10. Calhoun B., Chandrakasan A. Ultra dynamic Voltage scaling (UDVS) using sub threshold operation and local Voltage dithering // IEEE Journal of Solid-State Circuits.- 2006.- Vol. 41.- P. 238-245.

11. Chen M. Gabriel A. Accurate, Compact, and Power-Efficient Li-Ion Battery Charger Circuit // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs.- 2006.- Vol. 53.- P. 1180-1184.

12. Bandyopadhyay S. 45nm Direct Battery DC-DC Converter for Mobile Applications.- Massachusetts Institute of Technology,2010.- 66 p.

13. Shenai K. Accurate design of high-performance synchronous buck DC-DC power converters // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 17-21 Mar., 2013.- Long Beach, 2013.- P. 435-438.

14. Rivetta C., Williamson G. Global behaviour analysis of a DC-DC boost power converter operating with constant power load // Circuits and Systems.- 2004.- Vol. 5.- P. 956-959.

15. Neveu F., Martin C., Allard B. Review of high frequency, highly integrated inductive DC-DC converters // Integrated Power Systems (CIPS), 25-27 Feb. 2014.- Nuremberg, 2014.- P.1-7.

16. Moisseev S., Univ. Y., Soshin K., Nakaoka M. Tapped-inductor filter assisted soft-switching PWM DC-DC power converter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.- 2005. -Vol. 41.- P. 174-180.

17. Biswas A., Monodeep K., Mandal P. Techniques for reducing parasitic loss in switched-capacitor based DC-DC converter // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 17-21 Mar., 2013.- Long Beach, 2013.- P. 2023–2028.

18. Yogesh K., Chandrakasan P. Voltage Scalable Switched Capacitor DC-DC Converter for Ultra-Low-Power On-Chip Applications // IEEE Power Electronics Specialists Conference, 17-21 Jun., 2007.- Orlando, 2007.- P. 2353-2359.

19. Jeon H., Kim Y., Kyung-Ki K. A novel 4-to-3 step-down on-chip SC DC-DC converter with reduced bottom-plate loss // IEEE 55th International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 5-8 Aug., 2012.- Boise, 2012.- P. 1060-1063.

20. Yuen-Haw C., Kuo S. High-Gain Serial-Parallel Switched-Capacitor Step-Up DC-DC Converter // International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists, 14-16 Mar., 2012.- Hong Kong, 2012.- P. 2078-2085.

21. Breussegem T. Steyaert M. CMOS Integrated Capacitive DC-DC Converters.– Springer, 2013.- 219 p.

22. Chang A., Leeb S. Improved Transient Response Control Strategy and Design Considerations for Switched-Capacitor (SC) Energy Buffer Architectures // IEEE Transactions On Circuits And Systems.- 2013.- Vol. 34.- P. 281-290.

23. Chen W., Ming D., Su Y. Lee Y. Chen K. A Wide Load Range and High Efficiency Switched-Capacitor DC-DC Converter With Pseudo-Clock Controlled Load-dependent Frequency // IEEE Transactions On Circuits And Systems.- 2014.- Vol. 61.- P. 911-921.

24. Cheung C., Tan S., Tse C., Ioinovici A. On Energy Efficiency of Switched-Capacitor

Converters // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2012.- Vol. 28. - P. 862-876.

25. Vincent W., Seth R. A High-Efficiency Wide-Input-Voltage Range Switched Capacitor Point-of-Load DC-DC Converter // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2013.- Vol. 28.- P. 4335-4341.

26. Jason T., Seeman M., Kesarwani K. A Resonat Switched-Capacitor IC and Embedded System for Sub-Module Photovoltaic Power Managenet // IEEE Journal Of Solid-State Circuits.- 2012.- Vol. 47.- P. 3043-3054.

27. Anderson L., Lazzarin B., Barbi I. A1-kW Step-Up/Step-Down Switched-Capacitor AC-AC Converter // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2013. -Vol. 28.- P. 3329-3340.

28. Sang Y., Walling S., Degani O. A Class-G Switched-Capacitor RF Power Amplifier // IEEE Journal Of Solid-State Circuits.- 2013.- Vol. 48.- P. 1212-1224.

29. Castro P., Silveira F., Eirea G. Modular Architecture For Ultra Low Power Switched-Capacitor DC-DC Converters // IEEE Journal on Solid-State Circuits.- Aug. 2012. -P. 1036-1039.

30. Li Q., Dong Y., Lee F. C. High density low profile coupled inductor design for integrated point-of-load converter // IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC), 21-25 Feb., 2010.- California, 2010.- P. 79–85.

31. Maksimovic D., Dhar S. Switched-Capacitor DC-DC Converters for Low-Power On-Chip Applications // IEEE Transactions on VLSI Systems.- 1999.- Vol. 21.- P. 54-59.

32. Le H., Senders R., Alon E. Design Techniques for Fully Integrated Switched-Capacitor DC-DC Converters // IEEE Journal of Solid-State Circuits.- 2011.- Vol. 46.- P. 2120-2131.

33. Zhang X., Pu Y., Ishida K. A 1-V Input, 0.2-V to 0.47-V Output Switched-Capacitor DC-DC Converter with Pulse Density and Width Modulation (PDWM) for 57% Ripple Reduction // IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, 8-10 Nov., 2010.- Beijing, 2010.- P. 145-149.

34. Salem G., Jain R. A Novel Control Technique to Eliminate Output-Voltage-Ripple in Switched-Capacitor DC-DC Converters // IEEE Transactions on Circuits and Sytems.- 2011.- P. 825-828.

35. Bhattacharyya K., Mandal P. A Low Voltage, Low Ripple, on Chip, Dual Switch-Capacitor Based Hybrid DC-DC Converter // 21st International Conference on VLSI Design, Jan., 2008.- Hyderabad, 2008.- P. 661-666.

36. Sano K., Arai T., Fujita H. Reducing Output Current Ripple of Resonant Switched-Capacitor Step-up Converter with Interleaving Technique // The 2010 International Power Electronics Conference, 21-24 Jun., 2010.- Sapporo, 2010.- P. 1635-1641.

37. Jifeng H. New Approach to Reducing Output Ripple in Switched-Capacitor-Based Step-Down DC–DC Converters // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2006.- Vol. 21. -P. 1548-1562.

38. Das T., Mandal P. Switched-Capacitor based Buck Converter Design using Current Limiter for better Efficiency and Output Ripple // 22nd International Conference on VLSI Design, 5-9 Jan., 2009.- New Delhi, 2009.- P. 181-185.

39. Kwan H., Ng. D., So V. Design and Analysis of Dual-Mode Digital-Control Step-Up Switched-Capacitor Power Converter With Pulse-Skipping and Numerically Controlled Oscillator-Based Frequency Modulation // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems.- 2013.- Vol. 21.- P. 2132-2140.

40. El-Damak D., Bandyopadhyay S., Chandrakasan A. A 93% Efficiency Reconfigurable Switched-Capacitor DC-DC Converter Using On-Chip Ferroelectric Capacitors // MIT Open Access Articles.- 2015.- P. 1-3.

41. Maity B., Mandal, P. A high performance switched capacitor-based dc-dc buck converter suitable for embedded power management applications // Very Large Scale Integration Systems: IEEE Trans. 22 Aug., 2011. -P. 1-5.

42. Chung S.H., Hui S.Y. Development of a Multistage Current-Controlled Switched-Capacitor Step-Down DC/DC Converter with Continuous Input Current // IEEE Transactions on Circuits and Systems.- 2000.- Vol. 47.- P. 1017-1025.

43. Jevtic R., Le H., Blagojevic M., Bailey S. Pre-Core DVFS With Switched-Capacitor Converters for Energy Efficiency in Manycore Processors // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems. 2014. -P. 1-8.

44. Sádio V., Parreira A., Santos M. A 100 mA Fractional Step-Down Charge Pump with Digital Control // VLSI Circuits and Systems.- 2009.- Vol.7363.- P. 123-135.

45. Zhang X., Guo F., Yao C., Xu P. Small-signal Modeling and Controller Design of an Isolated Quasi-Switched-Capacitor DC/DC Converter // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems.- 2014.- Vol. 14.- P. 1032-1038.

46. Lee H., Mok T. Switching Moise and Shoot-Through Current Reduction Techniques for Switced-Capacitor Voltage Doubler // IEEE Journal of Solid-State Circuits.- 2005.- Vol. 40.- P. 1136-1146.

47. L. Su, D. Ma and Brokaw A. P. Design and analysis of monolitic step-down SC power converter with subthreshold DPWM control for self-powered wireless sensors // IEEE Transactions on Circuits and Sytems.- 2010.- Vol 57.- P. 280-290.

48. Wong O. Wong H., Tam W., Kok C. Dynamic Analysis of Two Phase Switched-Capacitor DC-DC Converters // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2014.- Vol. 29.- P. 302-317.

49. Bhattacharyya K., Mandal P. Technique for the reduction of output voltage ripple of switched capacitor-based DC-DC converters // IET Circuits, Devices & Systems.- 2010.- Vol. 5.- P. 442-450.

50. Mahto Rakesh. Multiplexer, Encoder and Decoder.- Lab 05, 14p. http://www.ece.unm.edu/

51. Chun-Cheng Huang, Jieh-Tsorng Wu. A background comparator calibration technique for flash analog-to-digital converters // Regular Papers, IEEE Transactions on Circuits and Systems.-12 Sep., 2005.- P. 1732-1740.

52. Varma M. Reduced Comparator Low Power Flash ADC using 35nm CMOS // 3rd International Conference on Electronics Computer Technology.- Kanyakumari.- Apr., 2011.- P. 385-388.

53. Wadhwa S. K., Khan Q. A., Misri K., Muhury D. Digital Clock Frequency Doubler // IEEE International SOC Conference, 19-23 Sep., 2005.- Herndon, 2005.- P. 15-18.

54. Kar A., Majumder A., Mondal A. Design of ultra-low power flash ADC using

TMCC & bit referenced encoder in 180nm technology // 2015 International Conference on VLSI Systems, Architecture, Technology and Applications, 8-10 Jan., 2015.- Bangalore, 2015.- P. 1-6.

55. Ceylan M., Abdulkadir B. Design and Implementation of an Electronic Constant Current DC Load for Battery Discharge and Power Supply Test Systems // 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 21-24 Sep., 2014.- Antalya, 2014.- P. 924-927.

56. Zivkovic V., Petkovic P., Milovanovic D. Automatic Symbolic Analysis of SC Networks Using a Modified Nodal Approach // 21st International Conference on Microelectronics, 14-17 Sep.,1998.- Nis, 1998.- P. 741-746.

57. Milton H., Catthoor F. A Robust Two-Phase On-Chip Clock Generator // Sixteenth European Solid-State Circuits Conference, 19-21 Sep., 1990.- Grenoble, 1990.- P. 213-216.

58. Singh S., Sharma T. New design of low power 3T XOR cell // International Journal of Computer Engineering and Technology (IJECT).- 2012.- Vol. 3.- P. 76-80.

59. Amjadi Z., Williamson S. Digital Control of a Bidirectional DC/DC Switched Capacitor Converter for Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System Applications // IEEE Transactions on Smart Grid.- 2014.- Vol. 5.- P. 158-166.

60. Dwivedi D. Voltage up level shifter with improved performance and reduced power // 25th IEEE Canadian Conference on Electrical & Computer Engineering, Apr. 29-May. 2, 2012.- Montreal, 2012.- P. 1-4.

61. Gourisetty V., Mahmoodi H., Melikyan V., Babayan E., Goldman R., Holcomb K., Wood T. Low Power Design Flow Based on Unified Power Format and Synopsys Tool Chain // 3rd Interdisciplinary Engineering Design Education Conference, 4-5 Mar., 2013.- Santa Clara, 2013.- P. 28-31.

62. Zhou P., Paul A., Kim H. Distributed On-Chip Switched-Capacitor DC-DC Converters Supporting DVFS in Multicore Systems // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems.- 2014.- Vol. 22.- P. 1954-1967.

63. Eratne S. Leakage current control of nano-scale full adder cells using input vectors // International Conference on Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era, 2-5 Sep., 2007.- Rabat, 2007.- P. 181–185.

64. Lei Y., Robert C. Soft-charging Operation of Switched-capacitor DC-DC Converters with an Inductive Load // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems.- 2015.- Vol. 17.- P. 2112-2119.

65. Stevanović D., Petković P. The Losses at Power Grid Caused by Small Nonlinear Loads // Serbian Journal of Electrical Engineering.- 2012.- P. 209-217.

66. Chang Y., Kup S., A Gain/Efficiency-Improved Serial-Parallel Switched-Capacitor Step-Up DC-DC Converter // IEEE Transactions on Cicruits and Systems.- 2013.- Vol. 60.- P. 2799-2809.

67. Горяшин Н.Н., Сидоров А.С. Использование квазирезонансного преобразователя напряжения для светодиодного источника света большой мощности // Электроника, Измерительная Техника, Радиотехника и Связь.-

2013.- P. 54-59.

68. Dongsheng M., Luo F. Robust multiple-phase switched-capacitor DC_DC power converter with digital interleaving regulation scheme // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems.- 2008.- Vol. 16.-P. 611-619.

69. Breussegem T., Steyaert M. A 82% Efficiency 0.5% Ripple 16-Phase Fully Integrated Capacitive Voltage Doubler // Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers. 2009.- P. 198-199.

70. Lim S., Ranson J., Otten D., Perreault D. Two-Stage Power Conversion Architecture Suitable for Wide Range Input Voltage // IEEE Transactions on Power Electronics.- 2015.- Vol. 30.- P. 805-816.

71. Ceylan M. Balici A. Design and Implemantation of an Electronic Constant Current DC Load for Battery Discharge and Power Supply Test Systems // International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 21-24 Sep., 2014, Antalya, 2014. -P. 924-927.

72. De Vos J. Flandre D. Bol D. A Sizing Methodology for On-Chip Switched-Capacitor DC/DC Converters // IEEE Transactions on circuits and systems.- 2014.- Vol. 61.- P. 1597-1606.

73. Melikyan V., Galstyan V. Design of Low-Ripple Multi-Topology Step-Down Switched Capacitor Power Converter with Adaptive Control System // IEEE East-West Design & Test Symposium, 26-29 Sep., 2014.- Kiev, Ukraine, 2014. - P. 20-23.

74. Melikyan V., Galstyan V. Design of High-Efficiency Digital-Control Multi-

Topology Step-Down Switched Capacitor Converter // XXXV International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology, 21-24 Apr., 2015.- Kyiv, Ukraine, 2015.- P. 42-45.

75. Меликян В., Галстян В. Алексанян А., Арутюнян А. Интегральный повышающий/понижающий преобразователь мощности с динамическим контролем рабочей частоты // V Всероссийская научно-техническая конференция МЭС-2014, Сент. 29-3 окт. 2014г.- Зеленоград, Россия, 2014. –Стр. 63-66.

76. Melikyan V., Galstyan V. Integrated Up/Down Switched Capacitor Converter with Full Digital Feedback Control and Output Voltage Regulation // IEEE East-West Design & Test Symposium, Sep. 26-29, 2015.- Batumi, Georgia, 2015. - P. 55-58.

77. Kumar M., Sandeep A. Digital Controlled Oscillator Design with Novel 3 Transistor XOR Gate // International Journal of Smart Home.-2012.- Vol. 6.-P. 1-15.

78. Գալստյան Վ. Թվային կառավարմամբ ցածր էներգասպառման տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակ // ՀՊՃՀ Լրաբեր. Գիտական հոդվածների ժողովածու.- Երևան, 2016.Մաս.1.- էջ 284-290:

79. Մելիքյան Վ., Խուդավերդյան Ս., Գալստյան Վ., Մելիքյան Ն., Ալեքսանյան Ա., Խաչատրյան Ա. Լայն հաճախականային բացվածքով, թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորի մշակման եղանակ

// ՀՀ ԳԱԱ և ՀՊՃՀ տեղեկագիր. Տեխնիկական գիտությունների սերիա.- 2015.- Հատոր 68, N4, ISSN 0002-306X.- էջ 442-453:

80. Kumar M., Sandeep A. Digitally controlled oscillator design with a variable capacitance XOR gate // Journal of Semiconductors.- 2011.- Vol. 32.- P. 135-142.

81. Tsai C., Li W., Chen P. On-Chip Reference Oscillators with Process, Supply Voltage and Temperature Compensation // International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE), 18-19 Nov., 2010.- Kaohsiung, 2010.- P. 108-111.

82. Baker J.R. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation. - John Wiley and Sons, 2004.- 1080 p.

83. Razavi B. Fundamentals of Microelectronics. -2006.- 833 p.

84. Shwetabh V., Junfeng X., Lee T. A Multiply-by-3 Coupled-Ring Oscillator for Low-Power Frequency Synthesis // Symposium on VLSI Circuits, 12-14 Jun., 2003.- Kyoto, 2003.- P. 189-192.

85. Uyemura J.P. Fundamentals of MOS Integrated Circuits, Addison-Wesley, pp.23-24, 1988.

86. Kavala A., Woorham B., Sungwoo K. A PVT-compensated 2.2 to 3.0 GHz Digitally Controlled Oscillator for All-Digital PLL // Journal of Semiconductor Technology and Science.- Aug., 2014.- Vol. 14.- P. 484-494.

87. Eltaliawy A., Mostafa H., Ismail Y. Circuit Design Techniques for Increasing the Output Power of Switched Capacitor Charge Pumps // IEEE Transactions on

VLSI Systems.- 2014.- Vol. 21.- P. 1-5.

88. Galstyan V. Digitally Adjustable Non-overlap Clock Generator for Switched-Capacitor Circuits // 10th International Conference On Semiconductor Micro- & Nanoelectronics, Sep. 11-13, 2015.-Yerevan, Armenia, 2015.- P. 153-156.

89. A. Kumar, R. Todani, “Non Overlapping Clock (NOC) Generator for Low Frequency Switched Capacitor Circuits”, IEEE, pp. 226-231, 2011.

90. Prakash H., Kumar M. Low Power and Area Efficient Implementation of N-Phase Non Overlapping Clock Generator Using GDI Technique // IEEE Transactions on VLSI Systems.- 2011.- Vol. 21.- P. 123-127.

91. Melikyan V., Galstyan V., Melikyan N., Aleksanyan A., Jovanovic B. Adjustable Low-Power Non-overlap Clock Generator for Switched-Capacitor Circuits // 2nd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN Silver Lake (Srebrno Jezero).-Serbia, June 8-11, 2015.- P. ELI1.5. 1-4.

92. Nowacki B., Paulino N., Goes J. A Simple 1 GHz Non-Overlapping Two-Phase Clock Generators for SC Circuits // Inertational Conference “Mixed Design of Integrated Circuits and Systems”, 20-22 Jun, 2013.- Gdynia, 2013.- P. 174-178.

93. Prakash O., Kumar A. Low Power and Area Efficient Implementation of N-Phase Non Overlapping Clock Generator Using GDI Technique // 3rd International Conference on Electronics Computer Technology, 8-10 Apr., 2011.- Kanyakumari, 2011.- P. 123-127.

94. Kumar A., Todani R. Non-Overlapping Clock (NOC) Generator for Low

Frequency Switched Capacitor Circuits // IEEE Students' Technology Symposium, 14-16 Jan., 2011.-Kharagpur, 2011.- P. 226-231.

95. Melikyan V., Galstyan V. Design of High-efficiency Dual-ratio Step-down Switched Capacitor Converter with Full Digital Feedback Control // Annual Journal Of Electronics.-2015.-Vol. 9, ISSN 1314-0078.- P. 178-181.

96. Меликян В., Галстян В. Интегральный понижающий преобразователь входного напряжения с цифровым контролем обратной связи и коэффициента преобразования // Известия вузов. Электроника.-2016.-Том. 21, № 2, Россия, 2016. –стр. 158-166.

97. VCS User Guide.- March 2009.

98. HSPICE. Reference Manual. – Synopsys, 2013.

99. Hspice Application Manual, Synopsys Inc, 196p, 2010.

100. HSPICE. Simulation and Analysis User Guide. – Synopsys, 2013.

101. Eclipse 2015 Reference Manual //www.eclipse.org/documentation/

102. Custom WaveView // www.synopsys.com

ՀԱՎԵԼՎԱԾ

SYNOPSYS®

№ 269/16

"8" 04 2016

Հաստատում եմ
տնօրեն՝ Հ. Մուսայելյան

«ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» «SYNOPSYS ARMENIA» 02236362

Վաչե Աշոտի Գալստյանի «Հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման միջոցների մշակումն ու հետազոտումը» թեմայով թեկնածուական ատենախոսության արդյունքների

ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ

ՀԱՊՀ «էլեկտրոնիկա, միկրո և նանոէլեկտրոնիկա» մասնագիտությամբ 3-րդ կուրսի ասպիրանտ Վ. Ա. Գալստյանի կողմից մշակված հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների նախագծման SCC Designer ծրագրային միջոցը ներդրված է «ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ» ՓԲԸ-ում: Այդ ծրագրային միջոցի կիրառումը հնարավորություն է տվել արդյունավետ կերպով իրականացնել փոխակերպման բարձր արդյունավետությամբ հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչների և բաղադրիչ հանգույցների ավտոմատացված նախագծումը, միաժամանակ ապահովելով սխեմայի ընդունելի չափով էներգասպառում և կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա զբաղեցրած մակերես: Ծրագրային միջոցը կազմում է ցածր էներգասպառմամբ ինտեգրալ սխեմաներում սնուցման հանգույցների նախագծման գործընթացի կարևոր մասը և բավարարում է ժամանակակից էլեկտրոնային նախագծման բնագավառում կիրառվող ծրագրային գործիքային միջոցին ներկայացվող բոլոր պահանջներին:

Թվային և մուտքի/ելքի հանգույցների
նախագծման դեպարտամենտի տնօրեն՝ Վ. Մովսիսյան

"ՍԻՆՈՓՍԻՍ ԱՐՄԵՆԻԱ" ՓԲԸ
0026, ՀՀ, ԵՐԵՎԱՆ, ԱՐՇԱԿՈՒՆՅԱՑ 41
ՀԵՌ.՝ (+374) 10 492100, ՖԱՔՍ՝ (+374) 10 492696
ՀՎՀՀ 02236362

"SYNOPSYS ARMENIA" CJSC
41 ARSHAKUNYATS AVE., YEREVAN, ARMENIA, 0026
TEL.: (+374) 10 492100, FAX: (+374) 10 492696
TAX PAYER'S ID 02236362

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 2

- **Թվային կառավարմամբ տակտային ազդանշանի գեներատորի Spice նկարագրության հատված**

```
************************************************************************************
* Library          : test
* Cell             :  digital_control_oscillator
* View             : schematic
* View Search List : hspice hspiceD cmos.sch cmos_sch schematic veriloga
* View Stop List   : hspice hspiceD veriloga
************************************************************************************
.subckt comparator_pmos_3stage in out_comp_pmos ref
ii29 vdd! vbn dc=150u
xn43 vbp2 vbn vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad='95f' as='95f'
+ pd=2.19u ps=2.19u nrd=40m nrs=40m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn41 vbn vbn vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad='95f' as='95f' pd=2.19u
+  ps=2.19u nrd=40m nrs=40m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1
+ _rcoflag=1
xn46 net202 vbn vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=3 ad='95f' as='95f'
+ pd=2.19u ps=2.19u nrd=40m nrs=40m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn34 net203 net201 net202 vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad='95f' as='95f'
+  pd=2.19u ps=2.19u nrd=40m nrs=40m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn33 net200 net143 net202 vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad='95f' as='95f'
+  pd=2.19u ps=2.19u nrd=40m nrs=40m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn18 net72 net72 vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.19p as=0.19p
+ pd=4.19u ps=4.19u nrd=20m nrs=20m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn19 net144 net144 vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.19p as=0.19p
+  pd=4.19u ps=4.19u nrd=20m nrs=20m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn22 net201 net144 vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.19p as=0.19p
+  pd=4.19u ps=4.19u nrd=20m nrs=20m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn47 out_comp_pmos net203 vss! vss! nch_mac w=0.14u l=30n nf=1 multi=1 ad='75f'
+ as='75f' pd=2.15u ps=2.15u nrd=30m nrs=30m sa=75n sb=75n sd=0.1u sc=1u
+ _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xn21 net143 net72 vss! vss! nch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.19p as=0.19p
+  pd=4.19u ps=4.19u nrd=20m nrs=20m sa=95n sb=95n sd=0.12u sc=1u _rgflag=1
+ _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp13 net143 net201 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp45 vbp1 vbp1 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=2 ad=0.285p as=0.285p
+ pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
```

```
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp44 net49 vbp1 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp36 net203 net200 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.3u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp35 net200 net200 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.3u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp18 net143 net143 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp17 net72 ref net52 vdd! pch_mac w=0.14u l=0.2u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp15 net201 net201 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp14 net201 net143 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp16 net144 in net52 vdd! pch_mac w=0.14u l=0.2u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp49 vbp2 vbp2 vbp1 vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=2 ad=0.285p as=0.285p
+ pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp48 net52 vbp2 net49 vdd! pch_mac w=0.14u l=0.1u nf=1 multi=1 ad=0.285p as=0.285p
+  pd=6.19u ps=6.19u nrd=13.3333333333333m nrs=13.3333333333333m sa=95n sb=95n
+ sd=0.12u sc=1u _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
xp47 out_comp_pmos net203 vdd! vdd! pch_mac w=0.14u l=30n nf=1 multi=1 ad=0.225p
+ as=0.225p pd=6.15u ps=6.15u nrd=10m nrs=10m sa=75n sb=75n sd=0.1u sc=1u
+ _rgflag=1 _ccoflag=1 _rcoflag=1
.ends comparator_pmos_3stage
```

- **Ինքնակարգաբերվող ՀԻՓ-ի կառավարման հանգույցի Verilog նկարագրման ֆայլից հատված**

```
`timescale 1ps/1ps

module switch_control_2 ( clk_in , ms , switch_control );

input clk_in;
input [0:1] ms;
output reg [0:11] switch_control;

always @(ms or clk_in)
begin
  case (ms)
        4'b00:
```

```
                begin
                        switch_control[0:11]={clk_in, ~clk_in, ~clk_in, 1'b0 , clk_in , 1'b0 , ~clk_in , clk_in ,
1'b0 , clk_in, ~clk_in, 1'b0};
                end

        4'b01:
                begin
                        switch_control[0:11]={~clk_in, clk_in, ~clk_in, 1'b0 , clk_in , 1'b1 , clk_in , 1'b0,
clk_in, ~clk_in, 1'b0 , clk_in};
                end

        4'b10:
                begin
                        switch_control[0:11]={clk_in, clk_in, ~clk_in, ~clk_in , 1'b0 , ~clk_in , 1'b0 , clk_in,
clk_in , 1'b1 , clk_in , 1'b0};
                end
        4'b11:
                begin
                        switch_control[0:11]={clk_in, clk_in, ~clk_in, ~clk_in , 1'b0 , ~clk_in , 1'b0 , clk_in,
clk_in, ~clk_in, ~clk_in, 1'b0};
                end

  endcase
end
endmodule


module control_circuit_2 (adc_out, clk_in, ms, dco_control, nocg_control, reset );
   input clk_in;
   input [0:2] adc_out;
   output wire [0:1] ms;
   output wire [0:5] dco_control;
   output wire [0:3] nocg_control;
   reg [0:5] dco_control_reg;
   reg [0:3] nocg_control_reg;
   reg [0:5] dco_control_next;
   reg [0:3] nocg_control_next;
   input reset;
   reg [0:1] ms_reg;
   reg [0:1] ms_reg_next;


assign ms = ms_reg;
assign dco_control = dco_control_next;
assign nocg_control = nocg_control_next;


always @(posedge clk_in or posedge reset )
begin
   if (reset) begin
        ms_reg <= 2'b10;
        dco_control_reg <= 6'b100010;
        nocg_control_reg <= 4'b1000;
```

```
    end
    else
    begin
        dco_control_reg <= dco_control_next;
        nocg_control_reg <= nocg_control_next;
        ms_reg <= ms_reg_next;
    end
end

always @(posedge clk_in)
begin
  case (adc_out)
        3'b000:
                begin
                    if ( dco_control_reg == 6'b111111 )
                    begin
                        dco_control_next <= 6'b100000;
                        if ( ms_reg != 2'b11 )
                            ms_reg_next <= ms_reg + 1;
                    end
                    else
                    begin
                        dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                    end
                end

        3'b001:
                begin
                    if ( dco_control_reg == 6'b111111 )
                    begin
                        dco_control_next <= 6'b100000;
                        if ( ms_reg != 2'b11 )
                            ms_reg_next <= ms_reg + 1;
                    end
                    else
                    begin
                        dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                    end
                end

        3'b010:
                begin
                    if ( dco_control_reg == 6'b111111 )
                    begin
                        dco_control_next <= 6'b100000;
                        if ( ms_reg != 2'b11 )
                            ms_reg_next <= ms_reg + 1;
                    end
                    else
                    begin
                        dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                    end
```

```
            end

3'b011:
            begin
                if ( nocg_control_reg == 6'b1111 )
                begin
                        nocg_control_next <= 4'b1000;
                        if ( dco_control_reg == 6'b111111 )
                        begin
                            dco_control_next <= 6'b100000;
                            if ( ms_reg != 2'b11 )
                                ms_reg_next <= ms_reg + 1;
                        end
                        else
                        begin
                            dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                        end
                end
                else
                begin
                            nocg_control_next <= nocg_control_reg + 1;
                end
            end

3'b100:
            begin
                nocg_control_next <= nocg_control_reg;
                dco_control_next <= dco_control_reg;
                ms_reg_next <= ms_reg;
            end

3'b101:
            begin
                if ( nocg_control_reg == 6'b0000 )
                begin
                        nocg_control_next <= 4'b1000;
                        if ( dco_control_reg == 6'b000000 )
                        begin
                            dco_control_next <= 6'b100000;
                            if ( ms_reg != 2'b00 )
                                ms_reg_next <= ms_reg - 1;
                        end
                        else
                        begin
                            dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                        end
                end
                else
                begin
                            nocg_control_next <= nocg_control_reg + 1;
                end
            end
```

```
        3'b110:
                begin
                   if ( nocg_control_reg == 6'b0000 )
                   begin
                         nocg_control_next <= 4'b1000;
                         if ( dco_control_reg == 6'b000000 )
                         begin
                            dco_control_next <= 6'b100000;
                            if ( ms_reg != 2'b00 )
                               ms_reg_next <= ms_reg - 1;
                         end
                         else
                         begin
                            dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                         end
                   end
                   else
                   begin
                            nocg_control_next <= nocg_control_reg + 1;
                   end
                end

        3'b111:
                begin
                   if ( nocg_control_reg == 6'b0000 )
                   begin
                         nocg_control_next <= 4'b1000;
                         if ( dco_control_reg == 6'b000000 )
                         begin
                            dco_control_next <= 6'b100000;
                            if ( ms_reg != 2'b00 )
                               ms_reg_next <= ms_reg - 1;
                         end
                         else
                         begin
                            dco_control_next <= dco_control_reg + 1;
                         end
                   end
                   else
                   begin
                            nocg_control_next <= nocg_control_reg + 1;
                   end

                end
        default:
                begin
                   nocg_control_next <= nocg_control_reg;
                   dco_control_next <= dco_control_reg;
                   ms_reg_next <= ms_reg;
                end
  endcase
end
```

endmodule

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 3

```
public window1() {
        initialize();
}

/**
 * Initialize the contents of the frame.
 */

Include RUNPYTHON;
private void initialize() {
        mframe = new JFrame();
        mframe.setBackground(Color.WHITE);
        mframe.setResizable(false);
        mframe.setTitle("SCC Designer");
        mframe.setBounds(100, 100, 720, 501);
        mframe.setDefaultCloseOperation(JFrame.EXIT_ON_CLOSE);
        mframe.getContentPane().setLayout(null);

        JTabbedPane tabbedPane = new JTabbedPane(JTabbedPane.TOP);
        tabbedPane.setBounds(0, 0, 704, 462);
        mframe.getContentPane().add(tabbedPane);

        JPanel panel_1 = new JPanel();
        tabbedPane.addTab("Env Setup", null, panel_1, null);
        panel_1.setLayout(null);

        JLabel lblSetupEnvironmentConditions = new JLabel("Setup Environment Conditions");
        lblSetupEnvironmentConditions.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
        lblSetupEnvironmentConditions.setBounds(301, 6, 227, 14);
        panel_1.add(lblSetupEnvironmentConditions);
        run_py (setup_env_conditions);

        JLabel lblSetupTools = new JLabel("Setup Tools Versions");
        lblSetupTools.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
        lblSetupTools.setBounds(16, 205, 171, 14);
        panel_1.add(lblSetupTools);
        run_py (setup_tool_versions);

        JSeparator separator_3 = new JSeparator();
        separator_3.setBounds(6, 196, 290, 5);
```

```
		panel_1.add(separator_3);

		JComboBox comboBox = new JComboBox();
		comboBox.setModel(new DefaultComboBoxModel(new String[] {"hspice/2011.09", 
"hspice/2013.12", "hspice/2015.06", "hspice/2015.06-SP1", "hspice/2015.06-SP2-2"}));
		comboBox.setToolTipText("");
		comboBox.setBounds(131, 235, 117, 23);
		panel_1.add(comboBox);

		JLabel lblSetHspiceVersion = new JLabel("Hspice");
		lblSetHspiceVersion.setBounds(18, 240, 101, 14);
		panel_1.add(lblSetHspiceVersion);
		run_py (set_hspice_version);

		JLabel lblCustomDesigner = new JLabel("Custom Designer");
		lblCustomDesigner.setBounds(18, 270, 101, 14);
		panel_1.add(lblCustomDesigner);

		JComboBox comboBox_1 = new JComboBox();
		comboBox_1.setModel(new DefaultComboBoxModel(new String[] {"customdesigner/2011.09", 
"customdesigner/2013.12", "customdesigner/2014.12"}));
		comboBox_1.setToolTipText("");
		comboBox_1.setBounds(131, 266, 117, 23);
		panel_1.add(comboBox_1);
		run_py (set_cdesigner_version);

		JLabel lblDesignCompiler = new JLabel("Design Compiler");
		lblDesignCompiler.setBounds(18, 300, 101, 14);
		panel_1.add(lblDesignCompiler);
		run_py (set_lbldesigner_version);

		JComboBox comboBox_2 = new JComboBox();
		comboBox_2.setModel(new DefaultComboBoxModel(new String[] {"syn/2012.06", 
"syn/2013.03", "syn/2013.12", "syn/2014.09-SP1", "syn/2015.06"}));
		comboBox_2.setToolTipText("");
		comboBox_2.setBounds(131, 297, 117, 23);
		panel_1.add(comboBox_2);
		run_py (set_syn_version);

		JLabel lblVcs = new JLabel("VCS");
		lblVcs.setBounds(18, 330, 101, 14);
		panel_1.add(lblVcs);
		run_py (set_vcs_version);

		JComboBox comboBox_3 = new JComboBox();
```

```
comboBox_3.setModel(new DefaultComboBoxModel(new String[] {"vcs/2014.03",
"vcs/2014.12", "vcs/2014.12-SP1", "vcs/2015.09"}));
comboBox_3.setToolTipText("");
comboBox_3.setBounds(131, 327, 117, 23);
panel_1.add(comboBox_3);

JTextArea txtrSettingUpPvt = new JTextArea();
txtrSettingUpPvt.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
txtrSettingUpPvt.setBounds(309, 270, 395, 130);
panel_1.add(txtrSettingUpPvt);

JLabel label_3 = new JLabel("Output Log");
label_3.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
label_3.setBounds(309, 257, 128, 14);
panel_1.add(label_3);

JCheckBox checkBox = new JCheckBox("");
checkBox.setBounds(466, 97, 24, 23);
panel_1.add(checkBox);

JLabel label_2 = new JLabel("TT");
label_2.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_2.setBounds(467, 61, 24, 14);
panel_1.add(label_2);

JLabel label_20 = new JLabel("SS");
label_20.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_20.setBounds(515, 61, 24, 14);
panel_1.add(label_20);

JLabel label_22 = new JLabel("FF");
label_22.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_22.setBounds(567, 61, 24, 14);
panel_1.add(label_22);

JLabel label_23 = new JLabel("FS");
label_23.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_23.setBounds(612, 61, 24, 14);

separator_18.setBounds(599, 54, 9, 148);
panel_1.add(separator_18);

JSeparator separator_19 = new JSeparator();
separator_19.setOrientation(SwingConstants.VERTICAL);
separator_19.setBounds(650, 54, 9, 148);
panel_1.add(separator_19);
```

```
mtextField_2 = new JTextField();
mtextField_2.setColumns(10);
mtextField_2.setBounds(376, 97, 52, 24);
panel_1.add(mtextField_2);

mtextField_3 = new JTextField();
mtextField_3.setColumns(10);
mtextField_3.setBounds(376, 133, 52, 24);
panel_1.add(mtextField_3);

mtextField_4 = new JTextField();
mtextField_4.setColumns(10);
mtextField_4.setBounds(376, 168, 52, 24);
panel_1.add(mtextField_4);

JLabel label_31 = new JLabel("C");
label_31.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_31.setBounds(433, 102, 27, 14);
panel_1.add(label_31);

JLabel label_32 = new JLabel("C");
label_32.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_32.setBounds(433, 138, 27, 14);
panel_1.add(label_32);

JLabel label_33 = new JLabel("C");
label_33.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
label_33.setBounds(433, 171, 27, 14);
panel_1.add(label_33);

JButton btnLoadSccDesign = new JButton("Load SCC Design");
btnLoadSccDesign.setBounds(16, 125, 160, 28);
panel_1.add(btnLoadSccDesign);
run_py (load_scc_design);

JButton btnLoadCgDesign = new JButton("Load CG Design");
btnLoadCgDesign.setBounds(16, 86, 160, 28);
panel_1.add(btnLoadCgDesign);
run_py (load_cg_design);

JButton btnLoadCbDesign = new JButton("Load CB Design");
btnLoadCbDesign.setBounds(16, 47, 160, 28);
panel_1.add(btnLoadCbDesign);
run_py (load_cb_design);
```

```
JLabel lblLoadExistingDesigns = new JLabel("Setup existing designs:");
lblLoadExistingDesigns.setFont(new Font("Tahoma", Font.PLAIN, 14));
lblLoadExistingDesigns.setBounds(21, 6, 227, 14);
panel_1.add(lblLoadExistingDesigns);
run_py (setup_existing_designs);

JSeparator separator_20 = new JSeparator();
separator_20.setOrientation(SwingConstants.VERTICAL);
separator_20.setBounds(234, 6, 9, 178);
panel_1.add(separator_20);

JButton btnSetToolVersions = new JButton("Set Tool Versions");
btnSetToolVersions.setBounds(107, 390, 189, 28);
panel_1.add(btnSetToolVersions);
run_py (set_tool_versions);

JComboBox comboBox_5 = new JComboBox();
comboBox_5.setModel(new DefaultComboBoxModel(new String[] {"cosmoscope/2011.09",
"cosmoscope/2015.03-4"}));
comboBox_5.setToolTipText("");
comboBox_5.setBounds(131, 357, 117, 23);
panel_1.add(comboBox_5);

JLabel lblCosmosscope = new JLabel("CosmosScope");
lblCosmosscope.setBounds(16, 360, 101, 14);
panel_1.add(lblCosmosscope);
run_py (set_cosmosscope_version);


JButton btnNext = new JButton("Next");
btnNext.setBounds(603, 400, 101, 28);
panel_1.add(btnNext);
run_py (run_convertion_block_setup);

JButton btnSetHspiceModels = new JButton("Set Hspice Models");
btnSetHspiceModels.setBounds(314, 213, 189, 28);
panel_1.add(btnSetHspiceModels);

JPanel panel_3 = new JPanel();
tabbedPane.addTab("Core Block Synthesis", null, panel_3, null);
panel_3.setLayout(null);

JButton button = new JButton("Set Ratios");
button.setBounds(173, 82, 109, 23);
panel_3.add(button);
run_py (set_conversion_ratios);
```

```java
JRadioButton radioButton_4 = new JRadioButton("1/2");
radioButton_4.setBounds(21, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_4);

JRadioButton radioButton_5 = new JRadioButton("2/3");
radioButton_5.setBounds(75, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_5);

JRadioButton radioButton_7 = new JRadioButton("3/4");
radioButton_7.setBounds(130, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_7);

JRadioButton radioButton_8 = new JRadioButton("4/5");
radioButton_8.setBounds(189, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_8);

JRadioButton radioButton_9 = new JRadioButton("1");
radioButton_9.setBounds(244, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_9);

JLabel lblCoreConversionRatios = new JLabel("Core Conversion Ratios");
lblCoreConversionRatios.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
lblCoreConversionRatios.setBounds(21, 18, 193, 14);
panel_3.add(lblCoreConversionRatios);

JLabel label_4 = new JLabel("Output Log");
label_4.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
label_4.setBounds(21, 267, 128, 14);
panel_3.add(label_4);

JTextArea txtrLoadingHspice_1 = new JTextArea();
txtrLoadingHspice_1.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
txtrLoadingHspice_1.setBounds(21, 280, 677, 152);
panel_3.add(txtrLoadingHspice_1);

JButton button_2 = new JButton("Open netlist");
button_2.setEnabled(false);
button_2.setBounds(45, 193, 141, 28);
panel_3.add(button_2);

JButton button_3 = new JButton("View Estimated Parameters");
button_3.setEnabled(false);
button_3.setBounds(45, 227, 184, 28);
panel_3.add(button_3);
```

```
JLabel label_8 = new JLabel("Results : ");
label_8.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
label_8.setBounds(21, 133, 128, 14);
panel_3.add(label_8);

JButton btnViewCircuit = new JButton("View Circuit");
btnViewCircuit.setEnabled(false);
btnViewCircuit.setBounds(45, 159, 141, 28);
panel_3.add(btnViewCircuit);
run_py (view_generated_circuit);

JLabel lblCircuitParameters = new JLabel("Circuit Parameters");
lblCircuitParameters.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
lblCircuitParameters.setBounds(317, 18, 150, 14);
panel_3.add(lblCircuitParameters);

JSeparator separator_9 = new JSeparator();
separator_9.setOrientation(SwingConstants.VERTICAL);
separator_9.setBounds(303, 6, 10, 249);
panel_3.add(separator_9);

JLabel lblFlyingCapacitors = new JLabel("Flying Capacitors:");
lblFlyingCapacitors.setBounds(325, 57, 110, 14);
panel_3.add(lblFlyingCapacitors);

mtextField_21 = new JTextField();
mtextField_21.setColumns(10);
mtextField_21.setBounds(435, 52, 52, 24);
panel_3.add(mtextField_21);

JLabel lblFf = new JLabel("fF");
lblFf.setBounds(493, 57, 33, 14);
panel_3.add(lblFf);

JLabel lblOutputCapacitors = new JLabel("Output Capacitor:");
lblOutputCapacitors.setBounds(325, 86, 110, 14);
panel_3.add(lblOutputCapacitors);

mtextField_22 = new JTextField();
mtextField_22.setColumns(10);
mtextField_22.setBounds(435, 83, 52, 24);
panel_3.add(mtextField_22);

JLabel label_12 = new JLabel("fF");
label_12.setBounds(493, 88, 33, 14);
panel_3.add(label_12);
```

```java
JLabel label_11 = new JLabel("Max Area");
label_11.setBounds(538, 49, 77, 14);
panel_3.add(label_11);

mtextField_23 = new JTextField();
mtextField_23.setColumns(10);
mtextField_23.setBounds(599, 47, 52, 24);
panel_3.add(mtextField_23);

JLabel label_13 = new JLabel("um2");
label_13.setBounds(654, 49, 30, 14);
panel_3.add(label_13);

JSeparator separator_10 = new JSeparator();
separator_10.setBounds(325, 133, 373, 2);
panel_3.add(separator_10);

JButton button_1 = new JButton("Specific Environment Conditions");
button_1.setBounds(346, 156, 224, 28);
panel_3.add(button_1);
run_py (set_specific_env_conditions);

JButton button_5 = new JButton("Start Synthesis");
button_5.setEnabled(false);
button_5.setBounds(346, 196, 141, 28);
panel_3.add(button_5);
run_py (run_core_synthesis);

JProgressBar progressBar_1 = new JProgressBar();
progressBar_1.setMinimum(60);
progressBar_1.setValue(70);
progressBar_1.setBounds(499, 205, 150, 19);
panel_3.add(progressBar_1);

JLabel lblFinished = new JLabel("Progress...");
lblFinished.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
lblFinished.setBounds(508, 224, 128, 14);
panel_3.add(lblFinished);

JSeparator separator_11 = new JSeparator();
separator_11.setBounds(20, 117, 276, 15);
panel_3.add(separator_11);

JRadioButton radioButton_6 = new JRadioButton("7.8");
radioButton_6.setBounds(21, 79, 52, 23);
```

```
panel_3.add(radioButton_6);

JButton btnStopSynthesis_1 = new JButton("Stop Synthesis");
btnStopSynthesis_1.setBounds(346, 227, 141, 28);
panel_3.add(btnStopSynthesis_1);

JButton btnSetValues = new JButton("Set Values");
btnSetValues.setBounds(575, 105, 109, 23);
panel_3.add(btnSetValues);

JPanel panel_2 = new JPanel();
tabbedPane.addTab("Clock Generator Synthesis", null, panel_2, null);
panel_2.setLayout(null);

JTabbedPane tabbedPane_1 = new JTabbedPane(JTabbedPane.TOP);
tabbedPane_1.setBounds(54, 233, 255, -45);
panel_2.add(tabbedPane_1);

JLabel lblSupplyVoltage = new JLabel("Supply Voltage");
lblSupplyVoltage.setBounds(18, 38, 92, 14);
panel_2.add(lblSupplyVoltage);

mtextField_10 = new JTextField();
mtextField_10.setText("1.05");
mtextField_10.setColumns(10);
mtextField_10.setBounds(114, 35, 42, 24);
panel_2.add(mtextField_10);


comboBox_5.setBounds(131, 357, 117, 23);
panel_1.add(comboBox_5);

JLabel lblCosmosscope = new JLabel("CosmosScope");
lblCosmosscope.setBounds(16, 360, 101, 14);
panel_1.add(lblCosmosscope);

JButton btnNext = new JButton("Next");
btnNext.setBounds(603, 400, 101, 28);
panel_1.add(btnNext);
run_py (run_core_synthesis);

JButton btnSetHspiceModels = new JButton("Set Hspice Models");
btnSetHspiceModels.setBounds(314, 213, 189, 28);
panel_1.add(btnSetHspiceModels);

JPanel panel_3 = new JPanel();
```

```java
tabbedPane.addTab("Core Block Synthesis", null, panel_3, null);
panel_3.setLayout(null);

JButton button = new JButton("Set Ratios");
button.setBounds(173, 82, 109, 23);
panel_3.add(button);

JRadioButton radioButton_4 = new JRadioButton("1/2");
radioButton_4.setBounds(21, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_4);

JRadioButton radioButton_5 = new JRadioButton("2/3");
radioButton_5.setBounds(75, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_5);

JRadioButton radioButton_7 = new JRadioButton("3/4");
radioButton_7.setBounds(130, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_7);

JRadioButton radioButton_8 = new JRadioButton("4/5");
radioButton_8.setBounds(189, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_8);

JRadioButton radioButton_9 = new JRadioButton("1");
radioButton_9.setBounds(244, 44, 52, 23);
panel_3.add(radioButton_9);

JLabel lblCoreConversionRatios = new JLabel("Core Conversion Ratios");
lblCoreConversionRatios.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
lblCoreConversionRatios.setBounds(21, 18, 193, 14);
panel_3.add(lblCoreConversionRatios);

JLabel label_4 = new JLabel("Output Log");
label_4.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
label_4.setBounds(21, 267, 128, 14);
panel_3.add(label_4);

JTextArea txtrLoadingHspice_1 = new JTextArea();
txtrLoadingHspice_1.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 10));
txtrLoadingHspice_1.setBounds(21, 280, 677, 152);
panel_3.add(txtrLoadingHspice_1);

JButton button_2 = new JButton("Open netlist");
button_2.setEnabled(false);
button_2.setBounds(45, 193, 141, 28);
panel_3.add(button_2);
```

```
JButton button_3 = new JButton("View Estimated Parameters");
button_3.setEnabled(false);
button_3.setBounds(45, 227, 184, 28);
panel_3.add(button_3);

JLabel label_8 = new JLabel("Results : ");
label_8.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
label_8.setBounds(21, 133, 128, 14);
panel_3.add(label_8);

JButton btnViewCircuit = new JButton("View Circuit");
btnViewCircuit.setEnabled(false);
btnViewCircuit.setBounds(45, 159, 141, 28);
panel_3.add(btnViewCircuit);

JLabel lblCircuitParameters = new JLabel("Circuit Parameters");
lblCircuitParameters.setFont(new Font("SansSerif", Font.PLAIN, 14));
lblCircuitParameters.setBounds(317, 18, 150, 14);
panel_3.add(lblCircuitParameters);

JSeparator separator_9 = new JSeparator();
separator_9.setOrientation(SwingConstants.VERTICAL);
separator_9.setBounds(303, 6, 10, 249);
panel_3.add(separator_9);
```

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 4

Նկարների ցանկ

Աղյուսակների ցանկ

Հապավումների ցանկ

ՍԼԴՄ – սնման լարման դինամիկ մասշտաբավորում

ԻՍ – ինտեգրալ սխեմա

ԿՄՕԿ - կոմպլեմենտար մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ

ԳԼՋ – գործընթաց-լարում-ջերմաստիճան

ՉՓԱԳ – չփոխածածկվող ազդանշանի գեներատոր

ԿԲ – կիսահաղորդչային բյուրեղ

ՀՄ – հաճախության մոդուլյացիա

ԼՄ – լայնության մոդուլյացիա

ՀՀ – Համակցական հանգույց

ՄՕԿ - մետաղ-օքսիդ-կիսահաղորդիչ

ԱԹՁ – անալոգաթվային ձևափոխիչ

ՀԻՓ – հզորության ինտեգրալային փոխակերպիչ

ԵԼՏԱ - ելքային լարման տատանման ամպլիտուդա

ՏԱԳ – տակտային ազդանշանի գեներատոր

ՄՓԼ – մոդուլացված փոխանջատման լարումով