# ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ «ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ»

### ՀኮՄՆԱԴՐԱՄ

### ԲԵԳՈՅԱՆ ԿԱՌԼԵՆ ՎԱՐԴԳԵՍԻ

## ՀԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԴԻ ՄՇԱԿՈՒՄ

### ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ

Ե.13.01- «Կառավարում, կառավարման համակարգեր և դրանց տարրերը» մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի գիտական աստիձանի հայցման

Գիտական ղեկավար՝

տ.գ.դ. Օ.Ն. Գասպարյան

ԵՐԵՎԱՆ - 2016

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ	4
ԳԼՈՒԽ 1. ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ	
ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉՆԵՐԻ ԴԻՆԱՄԻԿ ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅԱՆ	
ՀԱՅՏՆԻ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ԵՎ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ԱԿՆԱՐԿ	10
1.1. Հաստատուն լարման իմպուլսային կերպափոխիչների հիմնական	
սխեմաները և դրանց աշխատանքի առանձնահատկությունները	10
1.1.1․ Լայնա-իմպուլսային մոդուլացմամբ սխեմաների սնման	
ժամանակակից եղանակները	10
1.1.2. ՀԼԿ-ների հիմնական տարատեսակները	11
1.1.3. ՀԼԿ-ների կառավարման միջոցները	13
1.1.4. ՀԼԿ-ների կառավարման եղանակները	14
1.1.5. Սխեմայի հաշվարկն ընդհատուն հոսանքի դեպքում	15
1.1.6. ՀԼԿ-ների կարգավորման բնութագրերը	19
1.2. Տրանսֆորմատորային կապով լարման իմպուլսային կերպափոխիչներ	21
1.2.1. Ողիղ և հակառակ գործողությամբ կերպափոխիչներ	21
1.2.2. Երկտակտ տրանսֆորմատորային կապով ՀԼԿ	24
1.2.3. Կիսակամրջակի սխեմայով ՀԼԿ	25
1.2.4. Կամրջակի սխեմայով ՀԼԿ	26
1.2.5. Դարձափոխվող լայնա-իմպուլսային կերպափոխիչ	27
1.2.6. Լավարկված ցուցանիշներով կամրջակային կոնվերտոր	29
1.3․ Իմպուլսային ցածրացնող ՀԼԿ-ների մաթեմատիկական	
նկարագրման և դինամիկայի հետազոտման մեթոդների ակնարկ	33
1.4. Խնդրի առաջադրում	52
ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	53
ԳԼՈՒԽ 2. ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԿԵՐՉԱՓՈԽՉԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ	
ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՈՐՈՇՈՒՄՆ ԱՆԸՆԴՀԱՏ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ	54
2.1. Ընդհանուր դրույթներ	54
2.2. Վիձակների տարածությունում ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումները	56

2.3. Վիմակների տարածությունում ցածրացնող ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելը	59
2.4. ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելի գծայնացում	60
2.5. ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները	61
2.6. Օրինակներ	62
ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	68
ԳԼՈՒԽ 3. ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԿԵՐՉԱՓՈԽՉԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ	
ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՈՐՈՇՈՒՄՆ ԸՆԴՀԱՏՈՒՆ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ	69
3.1. ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումները վիձակների տարածությունում	69
3.2. Լցման գործակցի սահմանափակման ֆունկցիայի արտածումը	72
3.3. Ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումների միջինացումը	75
3.4. ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելի գծայնացումը	76
3.5. ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները	79
	01
3.6. Oppuwy	01
3.6. Օրրսակ ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	86
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ	86
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ	86 .Ъ
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ	86 50 50 87
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ	86 30 30 87 87
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ 4.2. Էլեկտրաշարժիչի արագության ռոբաստ կառավարման	86 30 30 87 87
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ 4.2. Էլեկտրաշարժիչի արագության ռոբաստ կառավարման համակարգի նախագծումը	86 U 87 87 87
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՅՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ 4.2. Էլեկտրաշարժիչի արագության ռոբաստ կառավարման համակարգի նախագծումը	81 86 7 87 87 87 87 93
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ 4.2. Էլեկտրաշարժիչի արագության ռոբաստ կառավարման համակարգի նախագծումը 4.3. Օրինակ	81 86 50 87 87 87 87 93 102
3.6. Օրրսակ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՅՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ	81 86 87 87 87 93 102 .03
3.6. Օրրսապ ԵՉՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ ԳԼՈՒԽ 4. ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ	81 86 87 87 87 87 93 102 03 105

#### ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

*Թեմայի արդիականությունը:* Ատենախոսական աշխատանքը նվիրված է հաստատուն մագնիսներով գրգռվող հաստատուն հոսանքի շարժիչների կարգավորման համակարգի նախագծման և հետազոտման մեթոդների մշակման հարցերին, որոնք անմիջականորեն կառավարվում են ցածրացնող տեսակի հաստատուն լարման իմպուլսային կերպափոխիչների միջոցով (ՀՀԿ), և որոնց միաժամանակ կոչում են «**buck**» կոնվերտորներ [1, 9, 14-16, 22, 23, 43, 69, 84]։

Նշված համակարգերը մի շարք դրական հատկությունների շնորհիվ, ինչպիսիք են բարձր արդյունավետությունը և Ճշգրտությունը, ցածր ինքնարժեքը, անաղմուկ աշխատանքը, փոքր չափսերը, բարձր հուսալիությունը և այլն, ներկայումս լայն տարածում են ստացել ռոբոտատեխնիկայում և աէրոտիեզերական տեխնիկայում, էլեկտրամոբիլներում, հովացուցչային և կոմպրեսորային համակարգերում, բժշկական սարքավորումներում, կենցաղում և շատ այլ տեխնիկական կիրառություններում [9, 14, 43, 84]։

Հաստատուն հոսանքի շարժիչների կառավարման դիտարկվող համակարգերի որակական և այլ բնութագրերը զգալիորեն կախված են իմպուլսային ՀՀԿ-ների հատկություններից, որոնց մոտ բարձր արդյունավետությունն ապահովվում է էլեկտրոնային բանալիների պարբերական բարձրահաձախական կոմուտացման և ազդանշանի լայնաիմպուլսային մոդուլացման (ՀԻՄ) շնորհիվ։ Ինչպես հայտնի է, ՀԻՄ-ով իմպուլսային ՀԻԿ-երը պարբերական պարամետրերով ոչ գծային և ոչ ստացիոնար համակարգեր են [45, 86]։ Այդ պատձառով դրանց դինամիկայի անալիտիկ ձշգրիտ հետազոտումը բացառիկ բարդ խնդիր է [6-8, 43, 61, 87-92, 120]։ Բացի այդ, իմպուլսային ՀՀԿ-ներն ունեն աշխատանքային երկու ռեժիմ, որոնց կոչում են ՀՀԿ-ի շղթայի դրոսելի հոսանքի անընդհատ և ընդհատուն ռեժիմներ և որոնք հանգեցնում են կերպափոխչի էապես տարբեր բնութագրերի և հատկությունների, ընդ որում անցումը մեկ ռեժիմից մյուսին կախված է մի շարք գործոններից և փակ կառավարման համակարգի ընթացիկ վիձակից։ Ըստ էության, ՀՀԿ-ն վիձակների տարածությունում բնութագրվում է պարբերական գործակցերով առաջին կարգի ոչ գծային դիֆերենցիալ հավասարումների երկու համակարգերով, երբ նախապես հայտնի չեն մեկ համակարգից մյուսին անցման պահերը։

Իմպուլսային ՀԼԿ-ների հետազոտման կիրառական մեթոդներին, որպես ավտո-

մատ կառավարման համակարգերի կամ այլ Էլեկտրատեխնիկական սարքավորումների տարրեր (օրինակ, համակարգիչների կամ գրասենյակային այլ սարքավորումների կայունացված սնման աղբյուրներ, տիեզերական կամ ծովային համասարքերի էներգետիկ համակարգեր և այլն), անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում նվիրված է րնդարձակ գրականություն [27, 28, 32, 57, 60, 65, 73, 76, 79, 80, 87, 94, 104, 108, 112-115, 120]։ Միաժամանակ համեմատաբար քիչ ուշադրություն է դարձված իմպույսային ՀԼԿներով հաստատուն հոսանքի շարժիչների ավտոմատ կարգավորման համակարգերի նախագծման և հետազոտման Ճարտարագիտական մեթոդներին, որոնցում հաշվի է առնված հոսանքների փոփոխման մեկ ռեժիմից մյուսին անցումները [26, 75]։ Այս բոլորը կանխորոշում են ատենախոսական աշխատանքի արդիականությունը, ուր մշակված են իմպուլսային ՀԼԿ-ների մոտավոր նկարագրման մեթոդներ անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում ՀՀԿ-ի ստանդարտ սխեմայում դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաներում առկա պարազիտային ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ, ինչպես նաև առաջարկված է իմպույսային ՀԼԿ-ներով հաստատուն հոսանքի շարժիչների արագության կարգավորման ռոբաստ համակարգի նախագծման մեթոդ, որտեղ ռոբաստության տակ ընդունված է փակ կարգավորման համակարգի դինամիկ բնութագրերի և կայունության պահպանումը` անկախ ՀՀԿ-ի հոսանքների փոփոխման ռեժիմից [12]։

<u>Հետազոտության նպատակը և խնդիրները</u>։ Ատենախոսական աշխատանքի նպատակն է անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում իմպուլսային ՀէԿ-ների Ճշգրտված մաթեմատիկական մոդելների մշակումը վիձակների տարածությունում և փոխանցման ֆունկցիաների արտածումը դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաներում պարազիտային (կամ լրացուցիչ) ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ, ինչպես նաև ռոբաստ կառավարման դասական տեսության մեթոդների և մոտեցումների հիման վրա իմպուլսային ՀէԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կարգավորման համակարգի նախագծման մեթոդի մշակումը` ՀէԿ-ի հոսանքի ռեժիմների փոփոխության ռոբաստության հիման վրա։

Նշված նպատակին հասնելու համար ատենախոսությունում առաջադրվել են հետևյալ խնդիրները.

1. Անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում իմպուլսային ՀԼԿ-ների դինամիկայի ոչ գծային հավասարումների արտածում դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաներում ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ։

2. Անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում իմպուլսային ՀՀԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաների արտածում` էլեկտրոնային բանալիների կոմուտացման մեկ պարբերության ընթացքում ՀՀԿ-ի դինամիկայի հավասարումների ժամանակային միջինացման և աշխատանքային կետի շուրջը միջինացված հավասարումների հետագա գծայնացման միջոցով։ Գծայնացված ՀՀԿ-ների հաՃախականային բնութագրերի ուսումնասիրություն և կերպափոխչի դինամիկ հատկությունների վրա ՀՀԿ-ի կոնդենսատորի շղթայում լրացուցիչ ակտիվ դիմադրությունների ազդեցության հետազոտում։

3. SimPowerSystem փաթեթի ստանդարտ գրադարանի ՄՕԿ (MOFSET) տեսակի տրանզիստորների և դիոդների ֆիզիկական մոդելների օգտագործմամբ Simulink փաթեթի միջավայրում իմպուլսային ՀԼԿ-ների դինամիկ մոդելների մշակում անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում։

4. ՀՀԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կարգավորման ռոբաստ համակարգի նախագծման և հետազոտման մեթոդի մշակում` անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ միասնական փոխանցման ֆունկցիայով ներկայացման միջոցով։

<u>Հետազոտման մեթոդները</u>։ Ատենախոսությունում առաջադրված խնդիրների լուծման համար օգտագործված են ավտոմատ կառավարման դասական տեսության հիմնադրույթները և ռոբաստության տեսությունը, մաթեմատիկական վերլուծության թվային և գծային հանրահաշվի մեթոդները, իմպուլսային էլեկտրատեխնիկական և ուժային էլեկտրոնային սարքավորումների նկարագրման ու դինամիկայի հետազոտման մեթոդները, ինչպես նաև տեղեկատվական տեխնոլոգիաների ներկայիս մեթոդները և միջոցները։

#### <u>Աշխատանքի գիտական նորույթը կայանում է հետևյալում.</u>

1. Ռոբաստ կառավարման դասական տեսության հիման վրա մշակված է հաստատուն մագնիսներով գրգռվող հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կարգավորման համակարգի նախագծման մեթոդ՝ իմպուլսային ՀՀԿ-ի դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաների r<sub>L</sub> և r<sub>C</sub> ակտիվ դիմադրությունների (պարազիտային կամ միտումնավոր ավելացված) հաշվառմամբ, որն ապահովում է պահանջվող դինամիկ բնութագրերը և կայունության պաշարը ՀՀԿ-ի դրոսելի հոսանքի փոփոխման հնարավոր երկու ռեժիմներում։

2. Մշակված են իմպուլսային ՀԼԿ-ների Ճշգրիտ մաթեմատիկական մոդելներ ան-

ընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմների համար ՀՀԿ-ի դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաների հնարավոր *r*<sub>L</sub> և *r*<sub>C</sub> ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ և ցույց է տրված, որ վիձակների տարածությունում ՀՀԿ-ի դինամիկայի վեկտորային հավասարումը ներկայացնում է խզվող պարամետրերով ոչ ստացիոնար և ոչ գծային դիֆերենցիալ հավասարում, որի անալիտիկ Ճշգրիտ լուծումն ընդհանուր դեպքում հնարավոր չէ։

3. Ստացված են իմպուլսային ՀՀԿ-ների դինամիկայի ըստ ժամանակի միջինացված հավասարումներն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում, որոնցում միջինացումն իրագործված է ՀՀԿ-ի էլեկտրոնային բանալու կոմուտացման *T<sub>s</sub>* պարբերության համար համարելով, որ վիձակի վեկտորը և ՀՀԿ-ի սնման լարումն աննշան են տարբերվում իրենց միջինացված արժեքներից։ ՀՀԿ-ի դինամիկայի ստացված միջինացված հավասարումները հիմք են ծառայում իմպուլսային ՀՀԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաների արտածման համար՝ ըստ սնման լարման փոքր փոփոխությունների և բանալու ելքում իմպուլսների լցման անընդհատ (կամ լոկալ) գործակցի։

4. Ստացված են իմպուլսային ՀՀԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաներն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում սնման լարման փոքր փոփոխությունների և բանալու ելքում իմպուլսների լցման անընդհատ (կամ լոկալ) գործակցի դեպքում` որոշակի հաստատուն աշխատանքային կետի շրջակայքում ՀՀԿ-ի դինամիկայի միջինացված ոչ գծային հավասարումների գծայնացման ձանապարհով։ Յույց է տրված, որ ՀՀԿ-ն երկու ռեժիմներում էլ բնութագրվում է երկրորդ կարգի փոխանցման ֆունկցիայով։ Անընդհատ հոսանքի ռեժիմում ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան ընդհանուր դեպքում պարունակում է ձախակողմյան զրո  $z_C = -1/r_c D$  կետում, որտեղ C-ն` կոնդենսատորի ունակությունն է, իսկ ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում ձախակողմյան զրոյից զատ առկա է նաև հանրահաշվական անդամ, որով լցման գործակցի մուտքային թռիչքն անմիջականորեն փոխանցվում է ՀՀԿ-ի ելքին  $r_c D$  գործակցով։

<u>Աշխատանքի գործնական արժեքը</u> կայանում է նրանում, որ ստացված արդյունքները կարող են կիրառվել իմպուլսային ՀՀԿ-ներով հաստատուն հոսանքի շարժիչների արագության կարգավորման համակարգերի մշակման և հետազոտման համար ամենատարբեր տեխնիկական կիրառությունների դեպքում։ Դրանք կարող են կիրառվել նաև ՀԱՊՀ-ի ուսումնական գործընթացում «Ավտոմատացում» և «Էլեկտրոնիկա» մասնագիտություններով մագիստրոսների և ասպիրանտների պատրաստման համար։

#### <u>Պաշտպանության ներկայացվող հիմնական դրույթները.</u>

 Հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կարգավորման ռոբաստ համակարգի նախագծման մեթոդը` իմպուլսային ՀՀԿ-ի դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաներում պարազիտային կամ միտումնավոր ավելացված ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ, որն ապահովում է պահանջվող դինամիկ բնութագրերը և կայունության պաշարները ՀՀԿ-ի դրոսելի հոսանքի փոփոխման հնարավոր երկու ռեժիմներում։

2. Իմպուլսային ՀՀԿ-ի Ճշգրիտ մաթեմատիկական մոդելներն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում ՀՀԿ-ի դրոսելի և կոնդենսատորի շղթաների ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ, ինչպես նաև ՀՀԿ-ների էլեկտրոնային բանալու փոխանջատման ըստ պարբերության միջինացված դինամիկայի հավասարումները։

3. Իմպուլսային ՀՀԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաները սնման լարման փոքր փոփոխությունների և բանալու ելքում իմպուլսների լցման անընդհատ գործակցի դեպքում` ստացված որոշակի հաստատուն աշխատանքային կետի շրջակայքում ՀՀԿ-ի դինամիկայի ոչ գծային միջինացված հավասարումների գծայնացմամբ։ Գծայնացված ՀՀԿ-ների հաձախականային բնութագրերը և կոնդենսատորի շղթայում լրացուցիչ ակտիվ դիմադրությունների ազդեցությունը ՀՀԿ-ների դինամիկ հատկությունների վրա։

4. SimPowerSystem փաթեթի ստանդարտ գրադարանի իրական ՄՕԿ (MOFSET) տեսակի տրանզիստորների և դիոդների ֆիզիկական մոդելների օգտագործմամբ և Simulink փաթեթի միջավայրում մշակված անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներով իմպուլսային ՀՀԿ-ների դինամիկ մոդելները։

<u>Աշխատանքի արդյունքների փորձարկումը։</u> Ատենախոսության հիմնական գիտական և գործնական արդյունքները զեկուցվել են.

• ՀԱՊՀ Տարեկան Գիտաժողովում (Երևան, 2016թ.),

 ՀԱՊՀ Կիբեռնետիկայի ֆակուլտետի «Կառավարման համակարգեր» ամբիոնի գիտական սեմինարներում (Երևան, 2015-2016թթ.),

• «Արդի գիտության առանցքային հարցերը» Միջազգային գիտաժողովում (Սոֆիա, 15-22 ապրիլի 2015թ.),

 «10<sup>th</sup> International Conference on Semiconductor Micro- & Nanoelectronics, ICSMN-2015» գիտաժողովում (Երևան, 11-13 սեպտեմբերի 2015թ.)։

<u>Հրապարակումներ։</u> Ատենախոսության հիմնական դրույթները հրապարակված

են յոթ գիտական աշխատություններում՝

1. Бегоян К.В. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения с сопротивлением в цепи конденсатора // Труды Международной научной конференции "Ключевые вопросы в современной науке", г. София, 15-22 апреля, 2015г. - С. 69-74.

**2. Gasparyan O.N., Begoyan K.V.** An averaged small-signal model of the buck converter in discontinuouns conduction mode // «Կիսահաղորդչային միկրո- և նանոէլեկտրոնիկա» տասերորդ միջազգային գիտաժողովի նյութեր. - Երևան, 11-13 սեպտեմբերի, 2015թ., էջ 135-140:

3. Бегоян К.В., Гаспарян О.Н. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения в режиме непрерывных токов // Вестник ГИУА "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА". - Ер. ГИУА, 2015, № 1. - С. 56-67.

4. Бегоян К.В., Гаспарян О.Н. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения в режиме прерывистых токов // Вестник ГИУА "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА". - Ер. ГИУА, 2015, № 1. - С. 18-31.

5. Гаспарян О.Н., Бегоян К.В. Робастная система управления скоростью вращения электродвигателя с понижающим преобразователем постоянного напряжения // Вестник НАН Армении и ГИУА. Серия технических наук. - Ереван. - 2016. - Том 2. - С. 192-201.

6. **Բեգոյան Կ.Վ.** Կոնդենսատորի շղթայում ռեզիստորով հաստատուն լարման ցածրացնող կերպափոխչի փոխանցման ֆունկցիայի որոշումը // ՀԱՊՀ-ի ԼՐԱԲԵՐ, Գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2016. – Մաս 1. - Էջ 179-185։

7. ՀՀ գյուտի արտոնագիր № 432. Կամրջակային ինվերտոր / **Ա.Շ. Հարությունյան,** Ն.Ն. Պետրոսյան, Ա.Գ. Մեջյումյան, Կ.Վ. Բեգոյան. - Հրատ. 16.05.1996։

<u>Ատենախոսության կառուցվածքը և ծավալը</u>։ Ատենախոսական աշխատանքը բաղկացած է ներածությունից, չորս գլխից, հիմնական եզրակացություններից, 120 անուն պարունակող օգտագործված գրականության ցանկից և մեկ հավելվածից։ Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 114 էջ է և պարունակում է 61 նկար։ Ատենախոսությունը գրված է հայերեն լեզվով։

#### ԳԼՈՒԽ 1.

### ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ԿԵՐՊԱՓՈԽԻՉՆԵՐԻ ԴԻՆԱՄԻԿ ԲՆՈՒԹԱԳՐԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅԱՆ ՀԱՅՏՆԻ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ԵՎ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ԱԿՆԱՐԿ

### 1.1. Հաստատուն լարման իմպուլսային կերպափոխիչների հիմնական սխեմաները և դրանց աշխատանքի առանձնահատկությունները

Վերջին ժամանակներս բեռի լարման աստիձանական կամ բազմաստիձան կարգավորմամբ և ԼԻՄ-ով լարման ինքնավար ինվերտորների (ԼԻԻ) սխեմաները լայն կիրառություն են գտնում [9, 13, 21, 23, 69]։ Աստիձանների քանակի մեծացմամբ հնարավոր է ստանալ աստիձանական, դիսկրետ փոփոխվող լարում, որի տեսքը շատ մոտ է սինուսոիդային լարման տեսքին։ Օրինակ, կանխագուշակումով կարգավորման սկզբունքի կիրառման դեպքում կարելի է ստանալ սինուսոիդային տեսքի լարում, որի հարմոնիկային գործակիցը չի գերազանցում մեկ տոկոսը [21]։

ԲազմաստիՃան կարգավորումով սխեմաների մշակման և ներդրման ժամանակ անհրաժեշտություն է առաջանում միաժամանակ ստանալու մուտքային հաստատուն լարման մի քանի մակարդակներ ինվերտորի սնման համար։ Առանձին դեպքերում դա հաջողվում է բացառապես սխեմատիկ լուծումներով միայն մեկ հաստատուն լարման կիրառմամբ։ Մյուս դեպքերում անհրաժեշտություն է առաջանում օգտագործելու մի քանի հաստատուն լարման կամ հոսանքի սնման աղբյուրներ (ՍԱ) [10, 19, 20, 22]։

### 1.1.1. Լայնա–իմպուլսային մոդուլացմամբ սխեմաների սնման ժամանակակից եղանակները

ԲազմաստիՃան մոդուլացմամբ կերպափոխիչների զարգացման հեռանկարային ուղղություններից մեկը բազմաբջջային կառուցվածքների օգտագործումն է։ Այդպիսի կառուցվածքում յուրաքանչյուր բջիջ կազմված է մեկ միաֆազ կամրջակային կերպափոխչից, կառուցված լրիվ կառավարումով բանալիների վրա։ Փոփոխական հոսանքի կողմում բջիջները միացվում են միմյանց հաջորդաբար կամ կասկադային եղանակով։ Առանձին բջիջները սնվում են միմյանցից մեկուսացված ՍԱ-ներից, որոնք ընդհանուր դեպքում դրան կարող են լինել տարբեր լարումների [19, 22]։

Մյուս եղանակը դա բազմաստիձան մակարդակներով մոդուլացմամբ ԼԻԻ–ների մշակումն է, որոնց ելքային լարաման բազմաստիձան մակարդակները ստացվում են կամրջակների ելքերի լարումների գումարումով տրանսֆորմատորի միջոցով [15]։ Սակայն բազմամակարդակ մոդուլացմամբ ԼԻԻ-ները պահանջում են ունենալ մի քանի սնման աղբյուրներ։ Օրինակ, 24-մակարդակով մոդուլացմամբ ԼԻԻ–ներում անհրաժեշտ է ունենալ երեք, 40-մակարդակովի դեպքում՝ չորս, իսկ 60-մակարդակովի դեպքում՝ հինգ սնման աղբյուրներ [19, 20]։

Որոշ դեպքերում կարելի օգտագործել մի քանի երկփաթույթ տրանսֆորմատորներ, որոնցից յուրաքանչյուրը միացված է չկառավարվող ուղղիչին։ Այս մեթոդը լիովին ընդունելի է, սակայն դրա կիրառում է կարող է շատ թանկ լինել։

Հնարավոր է նաև ելքայի լարման տարբեր մակարդակներով մի քանի կառավարվող ուղղիչների օգտագործումը։ Մակայն այդպիսի մեթոդի լուրջ թերությունը ցանցից սպառվող հոսանքի իմպուլսային տեսքն է, որն իհարկե վատացնում է ֆազի հոսանքի տեսքը և շատ դեպքերում հանգեցնում ցանցի լարման աղավաղման, ինչն էլ իր հերթին ազդում է ցանցից սնվող մյուս սպառիչների վրա։ Այդ հարցը երբեմն լուծում են խմբային կառավարվող ուղղիչների փոխարեն իմպուլսային ՀԼԿներ օգտագործելով, որոնք սընվում են մեկ կամ մի քանի չկառավարվող ուղղիչներից իրենց հարթեցնող *LC*-ֆիլտրերով [19, 20, 22]։ Այս եղանակը հնարավորություն է ընձեռում գործնականորեն հասնել ֆազի սինուսոիդային հոսանքի տեսքի, որի  $cos \phi ~1$ ։ ՀԼԿ-ով սինեմաներն ապահովում են շատ բարձր ՕԳԳ, տրանսֆորմատորների առկայություն դրանցում պարտադիր չէ, սակայն, ի տարբերություն տրանսֆորմատորներով ՄԱ-ների, այստեղ անհրաժեշտ է ունենալ շատ մեծ ունակության կոնդենսատորներ և՛ ՀԼԿ-երում, և՛ չկառավարվող ուղղիչներում։

#### 1.1.2. ՀԼԿ-ների հիմնական տարատեսակները

ՀԼԿ-ների ամենատարածված տեսակները հիմնականում երեքն են՝

- ցածրացնող, ելքային  $U_{\mathcal{E}}$  լարումը ավելի փոքր է քան մուտքայինը՝  $U_{\mathcal{U}}(U_{\mathcal{E}} < U_{\mathcal{U}})$ ,
- բարձրացնող, երբ ելքային լարումը մեծ է քան մուտքայինից ( $U_{E}>U_{U}$ ),

 ինվերսող, երբ ելքային լարումը կարող է լինել ցանկացած մեծության, սակայն մուտքային լարման նկատմամբ բևեռականությամբ շրջված։ ՀԼԿ-ների նշված բոլոր սխեմաները ներկայացված են նկ. 1.1-ում։ Դրանք բաղկացած են կուտակիչ *L* դրոսելից, կարգավորող *VT* տրանզիստորից, որն աշխատում է բանալու ռեժիմում, հանդիպակաց (կամ բլոկավորող) *VD* դիոդից, ունակային *C*-ֆիլտրից և կառավարման համակարգից (ԿՀ), որով տրված ալգորիթմով ձևավորվում են անհրաժեշտ տեսքի և պարամետրերով կառավարող իմպուլսներ *VT* տրանզիստորի կառավարման համար։

Բերված երեք սխեմաների տարբերությունը կայանում է տարրերի միացման կարգի (հերթականության) և ԿՀ-ում ներդրված կառավարման ալգորիթմի մեջ [14, 15]։

Առավել մեծ տարածում են գտել ցածրացնող ՀԼԿ-ները, որոնցում կուտակիչ *L* դրոսելը միաժամանակ նաև *LC*-ֆիլտրի տարր է հանդիսանում [23, 69]։ Ցածրացնող և ինվերսող ՀԼԿ-ներում *L* դրոսելը չի մասնակցում ելքային լարման հարթեցմանը, որին հասնում են միայն կոնդենսատրի *C*–ունակության մեծացման շնորհիվ, որն իհարկե հանգեցնում է սարքավորման զանգվածաչափսային ցուցանիշների վատացմանը։



Նկ. 1.1. Ցածրացնող (ա), բարձրացնող (բ) և ինվերսող (գ) տեսակների հաստատուն լարման իմպուլսային կարգավորիչի սխեմաները

#### 1.1.3. ՀԼԿ-ների կառավարման միջոցները

Վերը բերված սխեմաներոմ և ընդհանրապես ցանակած տեսակի ՀԼԿ-ում ուժային բանալու արդյունավետ կառավարման եղանակը լայան-իմպուլսային կառավարումն է [9, 10, 22], քանի որ վերջինիս կիրառումն ապահովում է՝

- բարձր ՕԳԳ և կերպափոխման արդյունավետ հաձախության ընտրում՝ անկախ առաջնային աղբյուրի լարման և բեռի հոսանքի մեծություններից,

 բեռի լարման բաբախման հաձախությունը հաստատուն է, ինչը շատ կարևոր է մի շարք սպառիչների համար,

հնարավորություն է ընձեռնվում, անակախ ՀԼԿ-ների քանակից, սինքրոնացնելու կերպափոխման հաձախությունները, ինչը բացառում է հաձախության ձոձքը մի քանի կերպափոխիչների օգտագործման ժամանակ, որոնք սնվում են ընդհանուր հաստատուն լարման աղբյուրից։

Վերջինս հնարավորություն է տալիս միաժամանակ սնելու մի քանի ՀՀԿ-ներ մեկ ընդհանուր չկառավարվող ուղղիչից *LC*-ֆիլտրով [20]։ *V* վոլտմետրը և կառավարման համակարգը հաձախ իրականացվում են ապարատուր տարային բազայի վրա։ Այդ դեպքում իմպուլսային կերպափոխչում այդ երկու հանգույցներից յուրաքանչյուրն իր մեջ ներառում է բարձրաօհմային լարման բաժանիչ, հենակային լարման աղբյուր, համեմատող տարր, տարբերության ուժեղարար, սինքրոնացնող լարման ձևավորիչ (առաջադրող գեներատոր) և շեմային սարք, որոնց միջոցով իրականացվում է ըստ տևողության կառավարող իմպուլսների մոդուլացումը։

Ժամանակակից էլեկտրոնային տեխնիկան հնարավորություն է ընձեռում որպես ԿՀ օգտագործելու արդյունաբերական արտադրության միկրոկոնտրոլեր (ՄԿ)։ Կարելի օգտագործել ՄԿ, որի բյուրեղում ներդրված է անալոգաթվային կերպափոխիչ (ԱԹԿ) և ԼԻՄ-մոդուլարար։ Այդ դեպքում միակ տարրը, բացի ԿՀ-ից, կառավարման շղթայում մնում է V վոլտմետրը, որն, ինչպես վերը նշված է, լարման բաժանիչ է (կամ էլ կախված բյուրեղի ընտրման հնարավորությունից, լարման բաժանիչ է արտաքին ԱԹԿ-ով)։

ՄԿ կառավարման առավելությունը հատկապես ակնհայտ է, երբ մեկ ՄԿ-ն ապահովում է մի քանի ՀԼԿ-ների կառավարում։ Այդ դեպքում յուրաքանչյուր ՀԼԿ-ի համար անկախ տարր հանդիսանում է միայն լարման բաժանիչը, որը հանգեցնում է սարքի գնի իջեցմանը։ ՄԿ կառավարման դրական կողմերից է նաև այն, որ հնարավոր է աշխա-

13

տանքի ընթացքում ձկուն համալարել կառավարման ալգորիթմը մեկ կամ բոլոր ՀԼԿների համար։ Օրինակ, կարելի է բարձրացնել կամ իջեցնել ԼԻԿ-ի աշխատանքային հաձախությունը՝ կախված ԼԻԻ-ի ելքային լարման բաբախումների հանդեպ բեռի զգայնությունից։

Մի քանի ԼԻԻ-երի բարձր աշխատանքային հաձախություններից կախված, յուրաքանչյուր իմպուլսի միջանցիկությունը պետք է հսկվի, ինչն իհարկե լրացուցիչ խնդիրներ է առաջադրում ՄԿ-երին և ցակալի չէ։

#### 1.1.4. ՀՀԿ-ների կառավարման եղանակները

ՀՀԿ-ների կառավարման տարածված եղանակներում կառավարումն իրականացվում է այնպես, որ հոսանքը *L* դրոսելով լինի անընդհատ։ Այդ դեպքում ՀՀԿ-ների արտաքին և կարգավորման բնութագրերը ստացվում են գծային, իսկ ընդհատուն հոսանքի դեպքում ստացվում են ոչ գծային։ Բացի այդ, վերջին դեպքում կարգավորման բնութագրերը ստացվում են նաև ոչ միարժեք [15]։ Հարկ է նշել նաև, որ հաշվարկն ընդհատուն ռեժիմի դեպքում ավելի բարդ է, քան անընդատ ռեժիմի դեպքում։

ԼԻԻ-ներ սնող ՀԼԿ-ների աշխատանքային ռեժիմների ընտրության համար անհրաժեշտ է հաշվի առնել, որ անընդհատ հոսանքի ռեժիմի ապահովման համար դրոսելի *L* ինդուկտիվությունը պետք է բավականին մեծ լինի, իսկ վերջինիս չափսերը մեծանում են մուտքային հոսանքի բաբախումների փոքրացմանը և ելքային լարման բաբախումների մեծացմանը զուգընթաց։

Սակայն ԼԻԻ-ներ սնող ՍԱ-ների առանձանահատկությունը կայանում է նրանում, որ դրանցից սպառվող հոսանքներն իմպուլսային են կտրուկ թռիչքներով՝ զրոյից մինչև աշխատանքային արժեքը և ընդհակառակը, ինչը պայմանավորված է ԼԻԻ-ներում էներգայի բաշխումով։ Դրոսելի մագնիսական դաշտում կուտակված էներգիան վենտիլների փոխանջատման ժամանակ կարող է հանգեցնել գերլարումների առաջացմանը։ Այդ պատՃառով ԼԻԻ-ներ սնելիս առավել արդյունավետն ընդհատուն հոսանքի ռեժիմն է, որի իրագործման համար ավելի փոքր ինդուկտիվությամբ դրոսել է պահանջվում։

Այսպիսով, իմպուլսային բեռներ սնելիս ՀՀԿ-ների ընդհատուն ռեժիմի *առավելություններն են.* լարման թռիչքների բացակայությունը, դրոսելի փոքր ինդուկտիվությունը ՀՀԿ-ի հոսանքի միննույն առավելագույն արժեքի դեպքում և ելքային լարման տատանումների բացակայությունը ելքային լարման մեկ-երկու տակտից ավելի մեծ տևողությունների ընթացքում։ *Թերություն է C* կոնդենսատորի ունակության մեծ արժեքը։ Բացասական կողմերը կապված են բնութագրերի ոչ գծայնության հետ, ինչը ՄԿ կառավարման դեպքում մեծ նշանակություն չունի [14, 16, 18]։

#### 1.1.5. Մխեմայի հաշվարկն ընդհատուն հոսանքի դեպքում

ՀՀԿ-ի սխեմայի հաշվարկման նախնական տվյալներ են մուտքային և ելքային լարումները՝  $U_{d}$ ,  $U_{b}$ , բեռի սպառման հոսանքի առավելագույն արժեքը՝  $I_{max}$ , ելքային լարման բաբախման առավելագույն արժեքը  $I_{max}$  հոսանքի դեպքում, որը կարելի է նշանակել  $\Delta U_{max}$ -ով։ Բազմամակարդակ ՀԻԻ սնելիս  $U_{d}$  և  $U_{b}$  մեծությունները հաստատուն մեծություններ են։ ՀՀԿ-ի սխեմայի իրականացման ժամանակ պետք է հիմք ընդունել նշված չորս պարամետրերը, հաշվարկել VT տրանզիստորի փոխանջատման հաձախությունը ՀԻՄ-ռեժիմում, C կոնդենսատորի ունակությունը, L դրոսելի ինդուկտիվությունը և փնտրել արդյունավետ ալգորիթմ ՀԻՄ-ի Q միջանցիկության գործակցի (լցման գործակցի) հաշվարկի համար (Q-ն որոշվում է տրանզիստորային բանալու բաց վիձակի տևողության և ՀԻՄ-ի  $T_{LPO}$  պարբերության հարաբերությամբ)։ Քանի որ,  $T_{LPO}$ , C և  $\Delta U_{max}$  մեծություններն անմիջականորեն կապված են, ապա  $T_{LPO}$  և նեծություններից մեկը կարող է տրված լինել, իսկ երկրորդ պարամետրը կարող է հաշվարկվել տրված մեծությամբ և  $\Delta U_{max}$ -ով։

 $\Omega$ ւնակության և մոդուլացման հաձախության հաշվարկը։ Նկ. 1.1-ից հետևում է, որ *C* կոնդենսատորի միջոցով ձևավորվում է ելքային *U*<sup>±</sup> լարումը և հարթեցվում բաբախումները՝ պայմանավորված իմպուլսային ռեժիմում բանալու աշխատանքով։ Այդ պատձառով *C* ունակության հաշվարկը, կամ *T*<sub>LP</sub>v-ի մեծությունը բոլոր ՀէԿ-ների համար միննույնն է։ Միաժամանակ նպատակահարմար է *L* ինդուկտիվության ընդհատուն հոսանքի դեպքում հաշվարկը սկսել՝ հիմք ընդունելով  $\Delta U_{max}$ -ի մեծությունը։ Այն դեպքում, երբ առաջադրված է *T*<sub>LP</sub>v-ը, իսկ հաշվարկվող մեծությունը *C* ունակությունն է, կոնդենսատորի *C* ունակությունը հաշվարկվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$C = \frac{I_{max}}{f_{L \wedge U} \cdot \Delta U_{max}} \tag{1.1}$$

որտեղ քերա=1/Тերա-ը ԼԻՄ-ի մոդուլացման հաձախությունն է։

Բերված (1.1) արտահայտությամբ որոշվող *C մեծությունը* ունակության այն նվազագույն արժեքն է, որի դեպքում ելքային լարման բաբախումը բեռի հոսանքի առավելագույն արժեքի դեպքում չի գերազանցում  $\Delta U_{max}$ -ը։ Օրինակ, 100 *կՎտ* հզորությամբ ՀԼԿ-ի դեպքում (2 *կՎ*, 50 *Ա*), վերցնելով  $\Delta U_{max}$ =20 *Վ* (բաբախման գործակիցը չի գերազանցում 1%-ը), իսկ *ք<sub>LFU</sub>*=20 կՀց հաճախության դեպքում ստացվում է *C*=120 մկՖ։

Երբեմն ունակության արժեքը կարող է արհեստականորեն մեծացվել, եթե այն հաստատուն լարման հարթեցումից զատ օգտագործվում է նաև այլ նպատակներով։ Օրինակ, այն կարող է օգտագործվել նաև բեռի ռեակտիվ էներգիայի ռեկուպերացման համար, ինչպես դա արվում է բազմամակարդակ ԼԻԻ-ներում [19, 20]։ Հայտնի են բեռի ռեակտիվ էներգիայի ռեկուպերացման համար ունակության մեծության գնահատման տարբեր մեթոդներ [5, 10, 23]։ Սակայն, եթե այդ նպատակով հաշվարկված ունակության արժեքն ավելի մեծ է ստացվում, ապա հիմք է ընդունվում է վերջինս։ Այս դեպքում նախընտրելի է փոքրացնել ԼԻՄ-ի աշխատանքային համախությունը մինչև այնպիսի նվազագույն արժեքը, որի դեպքում ելքային լարման բաբախումը չի գերազանցում  $\Delta U_{max}$ -ը։ Դա կարելի է իրականացնել ձևափոխելով (1.1) արտահայտությունը հետևյալ տեսքի՝

$$f_{LFU} = \frac{I_{max}}{C \cdot \Delta U_{max}} \tag{1.2}$$

Հարկ է նշել, որ *C* կոնդենսատորի ունակության մեծացումն ազդում է սարքավորման ընդհանուր գնի վրա։ Այդ պատաձառով որոշ դեպքերում, եթե դա թույլատրելի է, նպատակահարմար է *C*-ն հաշվարկել (1.1) բանաձևով, իսկ ռեակտիվ էներգիան ռեկուպերացնել ոչ թէ դեպի *C* կոնդենսատոր, այլ դեպի մուտքային սնող ցանց։ Դրա համար անհրաժեշտ կլինի կատարելագործել ՀՀԿ-ի սխեման՝ ավելացնելով լրացուցիչ ռեկուպերացման շղթա։ Այդպիսի կատարաելագործված ՀՀԿ-ների երկու սխեմաներ ներկայացված է նկ. 1.2-ում [19, 22]։ Չկառավարվող տարբերակում (նկ. 1.2ա) *VD1* դիոդով արգելափակում է հակառակ հոսանքի անցկացումը *C*-ով, իսկ *VD2* դիոդով հակառակ հոսանքն ուղղորդվում է դեպի սնման լարման շղթա։

Այսպիսի տարբերակն իրականացման տեսանկյունից շատ պարզ է, սակայն ունի թերություններ։ Օրինակ, որոշ դեպքերում բեռի վրա կարող են առաջանալ գերլարումներ։ Առավել ընդունելի է նկ. 1.2բ կառավարվող տարբերակը։ Այստեղ կոնդենսատորի վրայի լարումը ելքային լարման արժեքը գերազանցելու դեպքում ԿՀ-ով կառավարվող VT1 բանալու օգնությամբ (հիմնական VT բանալու պակ լինելու դեպքում) իրականացվում է էներգիայի կուտակում L դրոսելում, որից հետո VT1 բանալին անջատվելիս կուտակված էներգիան VD1 ռեկուպերացնող դիոդով փոխանցվում է ցանցին։ Այդ գործողությունը կրկնվում է firr մոդուլացնող հաձախությանը համեմատական կարգով, մինչև լարումը կոնդենսատորի վրա չիջնի մինչև թույլատրելի արժեքը։



Նկ. 1.2. Յածրացնող տեսակի ռեկուպերացնող ՀԼԻԿ-ի չկառավարվող (ա) և կառավարվող (բ) սխեմաները

*Դրոսելի հաշվարկը։* Հաջորդ հիմնական տարրը ՀԼԿ-ում *L* դրոսելն է, որի ինդուկտիվության ձիշտ գնհատումը նույնպես խիստ կարևոր է։ Նկ. 1.1-ից հետևում, որ ցածրացնող տեսակի ՀԼԿ-ում դրոսելի հոսանքը էներգիայի ինչպես կուտակման, այնպես էլ փոխանցման դեպքում հոսում է դեպի հող միևնույն *C* կոնդենսատորի միջոցով։ Բարձրացնող և ինվերսող ՀԼԿ-ներում էներգիայի կուտակման հոսանքն անցնում է *C* կոնդենսատորով, իսկ փոխանցմանը ոչ։ Այդ իսկ պատձառով ինուկտիվության հաշվարկն այս դեպքում տարբերվում է մյուս տարրերի հաշվարկից։

Նախ դիտարկենք բարձրացնող և ինվերսող ՀՀԿ-երում ինդուկտիվության հաշվարկը։ Համարենք, որ *C* կոնդենսատորն ժամանակի ընթացիկ պահին լիցքավորված է մինչև  $U_C$  լարումը և անհրաժեշտ է այն լրացուցիչ լիցքավորել ՀԻՄ-ի մեկ պարբերության ընթացքում մինչև պահանջվող  $U_t$  լարումը։ Ընթացիկ և պահանջվող լարումների տարբերությունը կազմում է՝  $dU_C = U_t - U_C$ ։ Այս դեպքում դրոսելի *L* ինդուկտիվության և *Q* միջանցիկության գործակցերը բոլոր տեսակի ՀՀԿ-ների համար կապված են միմյանց հետ հետևյալ մոտավոր բանաձևով՝

$$\frac{Q^2}{L} = dU_C \cdot C \cdot f_{LhU}^2 \cdot k, \qquad (1.3)$$

որտեղ  $k \approx 2U_{t}/U_{d}^{2}$ :

Ենթադրվում է, որ բանալու միացման ժամանակ մուտքային լարման  $U_d$  արժեքը չի փոփոխվում, հոսանքը L դրոսելով միացման պահին հավասար է զրոյի, իսկ  $dU_C$ մեծությունը չի գերազանցում  $\Delta U_{max}$  ելքային լարման փոփոխության առավելագույն արժեքը, միաժամանակ տեղի ունի  $\Delta U_{max} << U_t$  պայմանը։ Ստացված արտահայտությունը կապ է հաստատում L և Q մեծությունների միջև, և որպեսզի արտահայտվի այդ մեծություններից մեկը, անհրաժեշտ է նախապես որոշել մյուսը։

Դրոսելի *L* ինդուկտիվության որոշման համար առաջադրենք որպես անվանական միջանցիկություն  $Q_0$ –ն, որին համապատասխանում է  $dU_{C0}$  մեծությունը (ընտրված  $Q_0$ մեծությունը չպետք է հանգեցնի դրոսելի հոսանքի անընդհատ ռեժիմի առաջացմանը)։ Օրինակ, երբ լարման շեղումը`  $dU_{C0}=\Delta U_{max}$ ,  $Q_0$  միջանցիկությունը կարելի վերցնել 0,3 կամ 0,4։ Այս դեպքում որոշելով (1.3) արտահայտությունից *L* ինդուկտիվությունը, ստացվում է վերջնական բանաձևը հետևյալ տեսքով՝

$$L = \frac{Q_0^2}{dU_{C0} \cdot C \cdot f_{LPU}^2 \cdot k} :$$
(1.4)

Դիտարկենք դրոսելի հաշվարկը ցածրացնող ՀԼԿ-ի դեպքում։ Հաշվարկն այս դեպքում նման է նախորդին, բացառությամբ, որ ինչպես վերը նշվել էր կոնդեսատորի լիցքավորումը տեղի է ունենում ինչպես դրոսելում էներգիայի կուտակման, այպես էլ էներգիան դրոսելից փոխանցման ժամանակ։ Այդ պատՃառով ցածրացնող ՀԼԿ-ի համար *Լ* և *Q* մեծությունների կապի բանաձևը տրվում է հետևյալ ձևով՝

$$\frac{Q^2}{L} = dU_C \cdot C \cdot f_{LHU}^2 \cdot k, \qquad (1.5)$$

npunt<br/>n $k\approx 2U_{t}\left/ \left( U_{t}-U_{c}\right) ^{2}:\right.$ 

Ակնհայտ է, որ (1.5)-ը տարբերվում է (1.3)-ից միայն k-գործակցի որշման բանաձևով։ Վերը նշված կիննույն ալգորիթմով կորոշվի նաև L ինդուկտիվությունը։

$$L = \frac{Q_0^2}{dU_{c0} \cdot C \cdot f_{LhU}^2 \cdot k}, \quad k \approx \frac{2U_b}{\left(U_d - U_c\right)^2}:$$
(1.6)

#### 1.1.6. ՀԼԿ-ների կարգավորման բնութագրերը

ՀՀԿ-ները հաշվարկելիս վերջին քայլում ստանում են *Q* միջանցիկության կախվածությունը *dU<sub>C</sub>* լարումից (1.3) և (1.5) բանաձների օգնությամբ, տրված *L*, *C* և *ք*<sub>*L*</sub>, *U* մեծությունների դեպքում.

$$Q = \sqrt{dU_C \cdot C \cdot k \cdot L \cdot f_{LPU}^2} :$$
(1.7)

Տեղադրելով վերջինումս ինդուկտիվության արժեքը (1.4)-ից, կամ (1.6)-ից կարելի է ստանալ ԼԻՄ-իմպուլսների միջանցիկության հաշվարկման արտահայտությունը.

$$Q = \sqrt{dU_c} \cdot \frac{Q_0}{\sqrt{dU_{c0}}}$$
(1.8)

Ստացված (1.8) արտահայտությունը ԼԻՄ-կերպափոխիչի կարգավորաման բնութագիրն է։ Հարկ է նշել, որ *Q*-ն տեսականորեն չի կարող գերազանցել 1,0-ը, հետևաբար, եթե կարգավորման բնութագծերն ինչ որ պահի գերազանցեն 1,0-ը, ապա անհրաժեշտ այն ընդունել որպես 1,0 արժեք։ Գործնականում խորհուրդ է տրվում լցման գործակիցը փոփոխել 0,7-0,9 սահմաններում, որպեսզի բացառվի ինդուկտիվության միջով հոսանքի անսահմանափակ մեծացումը (նկ. 1.3)։



 $U_{4}$ . 1.3. Միջանցիկության կախվածությունը dUc լարումից Qo-ի տարբեր արժեքների դեպքում, երբ dUco =14,  $Q_{max}$  = 0,9

Ինչպես վերը նշվեց, դրոսելի անընդհատ հոսանքի դեպքում ստատիկ կարգավորման բնութագիծը գծային տեսքի է, իսկ ընդհատուն հոսանքի դեպքում, ինչպես հետևում է (1.8) բանաձևից և նկ. 1.3-ից, այն ոչ գծային է, սակայն ՄԿ-կառավարման դեպքում կարելի հեշտությամբ տվյալներն աղյուսակով պահպանել (օրնակ, բավական է մինչև մի քանի հարյուր արժեք)։ Այսպիսով ՄԿ-կառավարումով ՍԱ-ը հեշտությամբ աշխատում է իմպուլսային բեռների դեպքում, առանց լարման կտրուկ թռիչքների և եքային հոսանքի հետին Ճակատի կտրուկ անկման։ Նկ. 1.4–ում ցուցադրված են ցածրացնող ՀԼԿ-ի մոդելավորման արդյունքները *PSPICE* միջավայրում՝ ըստ նկ. 1.1ա սխեմայի։

Ինչպես երևում է բերված դիագրամներից սխեման հաստատված ռեժիմի է հասնում 5-6 աշխատանքային պարբերություն անց։ Սխեմայի հիմնական ռեակտիվ տարրերի պարամետրերն ընտրված են այնպես, որ հասատատված ռեժիմում դրոսելով անցնում է ընդհատուն հոսանք (նկ. 1.4ա-ում սկսած *t*<sub>1</sub>=140 *մկվ* պահից)։



Նկ. 1.4. Ցածրացնող ՀԼԿ-ի ժամանակային դիագրամները PSPICE մոդելավորման միջավայրում

Նկ. 1.4ա-ում ցույց են տրված կառավարման իմպուլսները և ելքային լարումը, երբQ=0,1, նկ. 1.4բ-ում՝ դրոսելի և բեռի հոսանքներն ընդհատուն ռեժիմ, իսկ նկ. 1.4գ-ում՝ դրոսելի և բեռի հոսանքներն անրնդհատ ռեժիմում, երբ Q=0,8։

#### 1.2. Տրանսֆորմատորային կապով լարման իմպուլսային կերպափոխիչներ

#### 1.2.1. Ողիղ և հակառակ գործողությամբ կերպափոխիչներ

Իմպուլսային լարման կերպափոխիչների (ԻԼԿ) տարբեր կառուցվածքներ դիտարկելիս հաձախ օգտագործվում են ուղիղ և հակառակ գործողությամբ տերմինները [1, 16]։ Ուղիղ գործողությամբ ԻԼԿ-ներում էներգիան փոխանցվում է կոնդենսատորին, երբ բանալին միացված է (տրանզիստորը բաց է)։ Հակառակ գործողությամբ ԻԼԿ-ներում էներգիան փոխանցվում է ելքային կոնդենսատորին, երբ բանալին անջատված է (տրանզիստորը փակ է)։

Նկ. 1.5-ում ցուցադրված է ուղիղ գործողությամբ տրանսֆորմատորային կապով ԻԼԿ-ի օրինակ, որտեղ տրանսֆորմատորի լրացուցիչ փաթույթին միացված է դիոդ, որպեսզի մինչև բանալու բացումը տրանսֆորմատորի միջուկի մագնիսական հոսքը լրիվ զրոյացվի։ VD1 դիոդի բացակայության դեպքում բանալու փոխանջատումների մի քանի պարբերություն անց տրանսֆորմատորի միջուկը կհագենա, առաջնային փաթույթով հոսանքն անչափ կմեծանա և կհանգեցնի տրանզիստորի շարքից դուրս գալուն։ Նկ. 1.6-ում ցուցադրված է ուղիղ գործողության կերպափոխչի լարման և հոսանքի ժամանակային դիագրամները։



Նկ. 1.5. Ուղիղ գործողությամբ տրանսֆորմատորային կապով ԻԼԿ

Ուղիղ գործողությամբ կերպափոխչի ելքային լարումը հավասար է *LC*-ֆիլտրի մուտքում լարման միջին արժեքին և որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$U_{t} = U_{d} \frac{W_2}{W_1} Q, \quad Q = \frac{t_{\rho u g}}{T} , \qquad (1.9)$$

որտեղ  $W_I$ -ը տրանսֆորմատորի առաջնային փաթույթի գալարների թիվն է,  $W_2$ -ը՝ երկրորդային փաթույթինը, Q-ն՝ տրանզիստրի մուտքային իմպուլսների միջանցիկությունը,  $t_{pug}$ -ը՝ բանալու բաց վիձակի տևողությունը, T-ն՝ պարբերությունը։

Ինչպես հետևում է նկ. 1.6-ից, VDI դիոդը բացվում է տրանզիստորային բանալին փակվելուց հետո և *i<sub>VDI</sub>* հոսանքի համար Ճանապարհ է բացվում տրանսֆորմատորի միջուկն ապամագնիսացնելու համար։



Նկ. 1.6. Ուղիղ գործողության կերպափոխչի աշխատանքը մեկնաբանող ժամանակային դիագրամները (սնացված մասը մագնիսացման հոսանքն է)

Նկ. 1.7-ում բերված է հակառակ գործողությամբ տրանսֆորմատորային կապով ԻԼԿ-ի սխեմայի օրինակ։ Այստեղ ելքային լարումը կարելի հաշվարկել (առաջնային փաթւյթի հոսանքի սեղանաձև տեսքի դեպքում) հետևյալ արտահայտությամբ՝

$$U_{t} = U_{\delta} \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{Q}{I - Q}$$
(1.10)

Կառավարման համակարգով հսկվում է ելքային լարումը և անհրաժեշտության

դեպքում փոփոխվում է տրանզիստրի բաց լինելու ժամանակը, այսինքը փոփոխվում է *Q* միջանցիկությունը։ Նկատենք, որ ելքային լարման կախվածությունը *Q*-ից ոչ գծային է, այն հիպերբոլի տեսքի է։



Նկ. 1.7. Հակառակ գործողության տրանսֆորմատորային կապով կերպափոխչի սխեմա

Տրանսֆորմատրի առաջնային փաթույթի հոսանքը կարող է ունենալ ինչպես սեղանի, այնպես էլ եռանկյան տեսք։ Նկ. 1.8-ում բերված են աշխատանքը մեկնաբանող դիագրամները երկու դեպքերի համար։



Նկ. 1.8. Հակառակ գործողության տրանսֆորմատորային կապով կերպափոխչի աշխատանքը մեկնաբանող դիագրամներ

Տրանսֆորմատորի փաթույթներում հոսանքը կլինի սեղանաձև տեսքի, երբ տրանզիստորային բանալին միացվում է մինչ հոսանքը տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթում կհասցներ դառնալ զրո։ Եթե սղոցաձև հոսանքը տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթում հասցնում է հասնել զրոյի, ապա առաջանում է, այսպես կոչված, «մեռյալ գոտի», երբ հոսանքը բացակայում է և՛ առաջնային և՛ երկրորդային փաթույթներում։

#### 1.2.2. Երկտակտ տրանսֆորմատորային կապով ՀԼԿ

Այս կերպափոխիչը դասվում է ուղիղ գործողությամբ ՀՀԿ-ների դասին։ Ինչպես ցույց է տրված նկ. 1.9-ում, երբ *VT1* բանալին բաց է, հոսանքն անցնում է դրանով և տրանսֆորմատորի առաջնային վերին կիսափաթույթով, և տրանսֆորմատորի միջուկում մագնիսական հոսքն աձում է։ Աձող մագնիսական հոսքը տրանսֆորմատորի երկրորդային փաթույթում ինդուկցում է միննույն բևեռականության լարում, այնպես, որ *VD1* դիոդը բաց է, իսկ *VD2*-ը փակ, ինչի շնորհիվ  $C_2$  կոնդենսատորը  $L_1$  դրոսելով լիցքավորվում է։



Նկ. 1.9. Երկտակտ տրանսֆորմատորային կապով ՀԼԿ-ի սխեմա

Երբ *VT1* բանալին անջատվում է, տրանսֆորմատորի մագնիսական հոսքը նվազում է և որոշակի դադարի ժամանակահատված անց (կախված ԼԻՄ-ի միջանցիկությունից) միացվում է *VT2* բանալին, հոսանքը սկսում է անցնել տրանսֆորմատորի ներքին կիսափաթույթով և մագնիսական հոսքը տրանսֆորմատորի միջուկում աձում է հակառակ ուղղությամբ։ Աձող մագնիսական հոսքը տրանսֆորմատորի երկրորդայի փաթույթում ինդուկցում է լարում այնպիսի բևեռականությամբ, որ *VD1* դիոդը բացվում է, իսկ *VD2*-ը փակվում։ Արդյունքում  $C_2$  կոնդենսատորը  $L_1$  դրոսելով կրկին լիցքավորվում է։ Դադարի ժամանակահատվածից հետո կրկին միացվում է *VT1* բանալին և էլեկտրամագնիսական գործընթացները սխեմայում կրկնվում են։

Նկ. 1.10-ում ցուցադրված են սխեմայի աշխատանքը բացատրող ժամանակային դիագրամները։ Հարկ է նշել, որ երկտակտ կերպափոխիչներում տրանզիստորների աշխատանքային ռեժիմները պետք է ընտրվեն այնպես, որպեսզի բացառվի երկու տրանզիստորների միաժամանակ բաց լինելը, ինչը կհանգեցնի կարձ միացման, այսինքն՝ վթարի։ Բացի այդ, աշխատանքային երկու տակտում էլ տրանսֆորմատորի երկրորդային կիսափաթույթներում լարման Վոլտ-վայրկյանային մակերեսները պետք է միմյանց հավասար լինեն, հակառակ դեպքում տրանսֆորմատորը կարող է հագենալ, ինչը նույնպես կհանգեցնի տրանզիստորների շարքից դուրս գալուն։ Տվյալ հանգամանքը հաշվի է առնվում ԿՀ-ն նախագծելիս համապատասխան դրայվերներ ընտրելով։



Նկ. 1.10. երկտակտ տրանզիստորային ՀՀԿ-ի աշխատանքը մեկնաբանող դիագրամներ

Նկ. 1.9 սխեմայում վոլտմետրի (ելքային) լարումը հավասար է *LC*-ֆիլտրի մուտքի լարման միջին արժեքին, որը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$U_{t} = U_{\delta} \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{t_{\rho \mu g 1} + t_{\rho \mu g 2}}{T}, \qquad (1.11)$$

որտեղ <sub>երաց1</sub>, <sub>երաց2</sub>-ը համապատասխանաբար առաջին և երկրորդ բանալիների բաց լինելու ժամանակներն են, W<sub>1</sub>-ը՝ տրանսֆորմատորի առաջանային կիսափաթույթի գալարների թիվը, W<sub>2</sub>-ը` երկրորդային կիսափաթույթի գալարների թիվը։

#### 1.2.3. Կիսակամրջակի սխեմայով ՀԼԿ

Կիսակամրջակի սխեմայով ՀԼԿ-ն նման է նկարագրված երկտակտ կերպափոխիչներին, միայն տրանսֆորմատորի առաջնային փաթույթից միջին կետի դուրս հանված չէ։ Տրանսֆորմատորի միջուկում հոսքի ուղղության փոփոխմանը հասնում են առաջնային փաթույթուվ հոսանքի ուղղության փոփոխմամաբ (նկ. 1.11)։ Այս կերպ կառուցված կերպափոխիչները կիրառվում են բարձր հզորություններում։

Կիսակմրջակի սխեմայով կերպափոխիչի ելքային լարումը, որը *LC*-ֆիլտրի

մուտքի լարման միջին արժեքն է, որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ՝

$$U_{t} = \frac{U_{\delta}}{2} \frac{W_{2}}{W_{1}} \cdot \frac{t_{\rho \omega g1} + t_{\rho \omega g2}}{T}, \qquad (1.12)$$

որտեղ  $t_{pwg1}$ ,  $t_{pwg2}$ -ը համապատասխանաբար առաջին և երկրորդ բանալիների բաց լինելու ժամանակներն են,  $W_I$ -ը՝ տրանսֆորմատորի առաջանային փաթույթի գալարների թիվը,  $W_2$ -ը՝ տրանսֆորմատորի երկրորդային կիսափաթույթի գալարների թիվը, T-ն՝ պարբերությունը։ Սխեմայի կառավարումն իրականացվում է նույն կերպ ինչ նախորդ դեպքում։



Նկ. 1.11. Կիսակամրջակի սիսեմայով ՀՀԿ

#### 1.2.4. Կամրջակի սխեմայով ՀԼԿ

Կամրջակի սխեմայով ՀՀԿ-ի աշխատանքը նույնպես նման է վերը բերված երկտակտ կերպափոխիչի աշխատանքին։ Այստեղ նույնպես տրանսֆորմատորի առաջնային փաթույթից չի պահանջվում միջին կետի դուրս բերում, իսկ տրանսֆորմատորի միջուկում հոսքի ուղղության փոփոխմանը հասնում են առաջնային փաթույթուվ հոսանքի ուղղության փոփոխմամաբ (նկ. 1.12)։

Կամրջակի սխեմայով ՀԼԿ-ի ելքային լարումը, որը որոշվում է *LC*–ֆիլտրի մուտքի լարման միջին արժեքով, գնահատվում է միննույն (1.11) արտահայտությամբ։

Կերպափոխիչի աշխատանքը կազմակերպելիս անկյունագծային տրանզիստորների զույգը միացվում են այնպես, որ հասնում են տրանսֆորմատրի առաջնային փաթույթով հոսանքի ուղղության փոփոխմանը։ Մերթ միացվում է VT1 և VT4 տրանզիստորային զույգը, մերթ VT2, VT3 զույգը։



Նկ. 1.12. Կամրջակային սիսեմայով ՀԼԻԿ-ի ուժային սիսեման

#### 1.2.5. Դարձափոխվող լայնա-իմպուլսային կերպափոխիչ

Դարձափոխվող լայնա-իմպուլսային կերպափոխչում (ԼԻԿ) հնարավորություն է ընձեռված կատարելու ինչպես ելքի լարման կարգավորում, այնպես էլ անհարաժեշտության դեպքում՝ դրա բնեռականության շրջում (դարձափոխում) [1]։ Դրանք սովորաբար կառուցվում են կամրջակի սխեմայով (նկ. 1.13), որի կառավարումն իրականացվում է երեք տարածված եղանակով՝ սիմետրիկ, ոչ սիմետրիկ և հերթականորեն։



Նկ. 1.13. Դարձափոխվող լայնա-իմպուլսային կերպափոխչի սխեմա

Միմետրիկ կառավարման դեպքում վենտիլները փոխանջատվում են անկյունագծային զույգերով, այսինքն՝ բացեն կամ *VT1, VT4* տրանզիստորները, կամ էլ *VT2, VT3*-ը (աշխատանքը մեկնաբանող ժամանակային դիագրամներն ակտիվ-ինդուկտիվ բեռի դեպքում տրված են նկ. 1.14-ում)։ Ժամանակի  $\alpha$  տեղամասում բաց են VT1, VT4 տրանզիստորները և այդ ժամանակահատվածի ավարտից հետո նշված վենտիլները փակվում են, իսկ VT2, VT3 վենտիլները՝ բացվում։ Արդյունքում ակտիվ-ինդուկտիվ բեռով ձևավորվում է սղոցաձև տեսքի հոսանք (իրականում էքսպոնենտի ձակատներով), իսկ տրանզիստորների և դիոդների հոսանքները ներկայացնում են այդ հոսանքի տեղամասերը, ընդ որում հոսանքի աձող տեղամասերը համապատասխանում է, օրինակ, VT1, VT4 տրանզիստորների ների հոսանքին, իսկ նվազման տեղամասերը՝ տրանզիստորներին հակառակ և զուգահեռ միացված VD2, VD3 դիոդների հոսանքին։



Նկ.1.14. Դարձափոխվող ԼԻԿ-ի աշխատանքը մեկնաբանող ժամանակային դիագրամներ

Եթե բեռի պարամետրերն այնպիսին են, որ հոսանքի հաստատուն բաղադրիչը լինի փոքր փոփոխական բաղադրիչից, ապա հոսանքի կորը կհասնի առանցքին և կհատի այն։ Այդ դեպքում պարբերության ընթացքում հերթով աշխատում են բոլոր չորս վենտիլային զույգերը՝ ...→VT1, VT4→ VD2, VD3→ VT2, VT3→VD1, VD4→...:

Տվյալ դեպքում բեռի լարման կորը երկբնեռ իմպուլսների տեսքի է, որի միջին արժեքը որոշվում է հետևյալ կերպ՝

$$U_{\rho} = E\left(\frac{2\alpha - T}{T}\right) = E\left(2Q - I\right):$$
(1.13)

Ստացված արտահայտությունից հետևում է, որ եթե *Q* միջանցիկությունը մեծ է 0,5-ից, ապա *U<sub>F</sub>>0*, հակառակ դեպքում ՝ *U<sub>F</sub><0*. Հետևաբար, փոփոխելով միջանցիկության գործակիցը հնարավոր է կարգավորել ոչ միայն բեռի լարման միջին արժեքը, այլ նաև հարկ եղած դեպքում փոխել դրա բևեռականությունը։ Սիմետրիկ կառավարման դեպքում, երբ բեռն ակտիվ իդուկտիվ է (մեծ ինդուկտիվ իմպենդանսով) հոսանքի ընդահատուն ռեժիմ հնարավոր չէ, քանի որ տրանզիստորներին հանդիպակաց-զուգահոռ միացված դիոդների շնորհիվ հոսանքը միշտ փակվելու Ճանապարհ ունի։

Կառավարման այս եղանակի թերությունը այն է, որ ելքի լարումը երկբնեռ է, հետնաբար, մեծ կլինի լարման բաբախման գործակիցը, ինչի պատՃառով էլ սիմետրիկ կառավարումը հիմնականում օգտագործվում է ցածր հզորությունների դեպքում [13]։

Ոչ սիմետրիկ կառավարման դեպքում ֆազերից մեկի՝ որևէ տրանզիստոր մշտապես բացվում է, մյուսը փակվում, և փոխանաջատում են մյուս ֆազի տրանզիստորները։

Հերթականորեն կառավարման դեպքում տրանզիստորների փոխանջատման հա-Ճախությունը երկու անգամ փոքր ելքի հաՃախությունից։ Այս դեպքում անկյունագծային մեկ զույգ տրանզիստորները մշտապես փակ են, օրինակ, *VT2, VT3*, իսկ մյուս զույգի տրանզիստորները` *VT1* և *VT4*-ը հերթականորեն փոխանջատվում են։ Եթե անհրաժեշտ է ելքում լարման բևեռականությունը փոխել, ապա վարվում են Ճիշտ հակառակ կերպ։

Հարկ է նշել, որ սիմետրիկ և ոչ սիմետրիկ կառավարման դեպերքում հնարավոր է ապահովել էներգիայի երկկողմ փոխանակում, աղբյուրի և բեռի միջև, իսկ հերթականորեն կառավարման դեպքում այդպիսի հնարավորություն չկա։

#### 1.2.6. Լավարկված ցուցանիշներով կամրջակային կոնվերտոր

Վերը դիտարկված դասական սխեմաներով կոնվերտորներն ունեն որոշակի թերություններ, մասանավորապես դինամիկ ռեժիմներում բավականին մեծ են ստացվում գերլարումները, լարման անկումը բաց վենտիլների վրա զգալի են, ինչի արդյունքում նվազում է սխեմայի ՕԳԳ-ն։ Նշված թերությունները վերացնելու համար առաջարկվել են կամրջակային կոնվերտորի նոր կատարելագործված սխեմաներ երկսեկցիոն ելքային տրանսֆորմատորով [3, 4, 21], որոնցից առավել կատարելագործվածը ներկայացված է նկ. 1.15-ում։

Կամրջակային կոնվերտորը պարունակում է ուժային *VT1…VT4* տրանզիստորներ, ելքային ուղղիչ՝ *VD5, VD6* դիոդների վրա, ելքային լարման զտիչ՝  $L_1$  դրոսելի և  $C_1$ կոնդենսատորի վրա, ելքային տրանսֆորմատորը երկմասանի է համապատասխանաբար  $w_1$ ',  $w_1$ '' մուտքային և  $w_2$ ',  $w_2$ '' ելքային փաթույթներով։ Մագնիսալարի յուրաքաչյուր մասում տեղադրված է մեկ առաջնային և մեկ երկրորդային փաթույթներ՝  $w_1$ ',  $w_2$ ' և  $w_1$ '',  $w_2$ '':



Նկ. 1.15. Կամրջակային կոնվերտոր

Նկ. 1.16-ում բերված են կոնվերտորի աշխատանքը մեկնաբանող ժամանակային դիագրամները, որտեղ ընդունված են հետևյալ նշանակումները. E՝ սնող լարման մեծությունը,  $U_{ql,4}$ ,  $U_{q2,3}$ -ը՝ նշված համարներով ուժային տրանզիստորների ղեկավարման ազդանշաններն են,  $U_{4l,4}$ ,  $U_{42,3}$ -ը՝ նշված համարներով ուժային տրանզիստորների կոլեկտոր-էմիտեր տեղամասերի լարումներն են,  $I_{4l,4}$ ,  $I_{42,3}$ -ը՝ տրանզիստորների կոլեկտորային հոսանքներն են,  $U_{C0}$ -ն՝  $C_0$  կոնդենսատորի լարումն է։ Դիտարկենք սխեմայի աշխատանքը նկ. 1.16 ժամանակային դիագրամների օգնությամբ։

Ժամանակի  $t_0$  պահին VT1 և VT4 տրանզիստորների բազաներին տրվում են բացող իմպուլսներ, ինչի արդյունքում այդ տրանզիստորները բացվում են և ձևավորվում է հետևյալ հոսանքի կոնտուրը՝ «+ $E \rightarrow VT1 \rightarrow w_1' \rightarrow VT4 \rightarrow -E$ »։ Նշված կոնտուրով հոսում են տրանզիստորների կոլեկտորային հոսանքները, ինչի շնորհիվ տրանսֆորմատորի էներգիան, ելքային ուղղիչի և ֆիլտրի միջոցով փոխանցվում է բեռին։

Ժամանակի t<sub>0</sub> - t<sub>1</sub> հատվածում VT1 և VT4 տրանզիստորների հոսանքը սահուն կերպով աՃում է մինչև առավելագույն արժեքը։ Արդյունքում երկու տրանզիստորներն էլ լրիվ բացվում են և անցնում հագեցման ռեժիմի։ Դրանց կոլեկտորային հոսանքների աՃը սահամանփակվում է տրանսֆորմատորի փաթույթների ինդուկտիվությամբ։

Ժամանակի *t*<sup>1</sup> պահից սկսած մինչև *t*<sup>2</sup>-ը տրանզիստորները բաց են, հագեցած և հոսանքը դրանցով հաստատուն է (նկ. 1.16)։ Միաժամանակ *VT1* և *VT4* տրանզիստորների բացման հետ սկսվում է *C*<sup>0</sup> կոնդենսատորի լիցքավորումը։ Լիցքավորման շղթան հետևյալն է՝ «տրանսֆորմատորի առաջնային  $w_I$ " փաթույթի սկիզբ, VD4 դիոդ,  $C_0$ կոնդենսատոր, դիոդ VD3, առաջնային  $w_I$ " փաթույթի վերջ։ Լարման բևեռականությունը  $C_0$ կոնդնսատորի վրա ցույց է տրված առանց փակագծերի։

Կոնդենսատորը լիցքավորվում է մինչև E սնման լարման մեծությունը, քանի որ  $w_1$ ' և  $w_1$ " գալարների քանակը միմյանց հավասար են ( $w_1' = w_1$ ")։ Կոնդենսատորը մնում է լիցքավորված այնքան ժամանակ մինչև չեն տրվում հաջորդ զույգ տրանզիստրների (*VT2*, *VT3*) բազաներին բացող իմպուլսներ։ Ժամանակի  $t_2$  պահին *VT1* և *VT4* տրանզիստորների կառավարման իմպուլսները փոխում են իրենց բնեռականությունը՝ դրականից դեպի բացասական և դրանց բազային տեղամասերից ոչ հիմնական լիցքակիրների ներծծումից հետո *VT1* տրանզիստորի պոտենցիալը սահուն կերպով նվազում է, իսկ *VT4* տրանզիստորի կոլեկտորի պոտենցիալը սահուն աձում, դրա շնորհիվ միաժամանակ բացվում են *VD1*, *VD2* դիոդները, *C*<sub>0</sub> կոնդենսատորը  $w_1$ ' փաթույթով լիցքաթափվում է և կուտակված էներգիան  $w_2$ ' փաթույթով տրանսֆորմացվում է բեռին, իսկ դրանում ինդուկցվող լարումը հաջորդաբար է միանում *VT1* և *VT4* ուժային տրանզիստորներին և թույլ չի տալիս լարման կտրուկ փոփոխություն դրանց վրա։ Հարման սահուն փոփոխությունն ապահովվում է կոնդենսատորի սահուն լիցքաթափմամբ (նկ.1. 16գ-ում  $t_2 - t_3$  տեղամաը)։

Ժամանակի  $t_4$  պահին տրվում են կառավարման իմպուլսներ տրանզիստորների հաջորդ զույգին՝ VT2 և VT3-ին և սկսվում է էներգիայի փոխանցումն աղբյուրից բեռին նույն անալոգիայով, միայն թե այստեղ աշխատանքին մասնակցում են VT2 և VT3 տրանզիստորները և  $w_1''$  փաթույթները։ Կոնդենսատորը լիցքավորվում է հետևյալ կոնտուրով՝ տրանսֆորմատորի առաջնային  $w_1'$  փաթույթի վերջ, VD2 դիոդ,  $C_0$  կոնդնսատոր, դիոդ VD1, առաջնային  $w_1'$  փաթույթի սկիզբ։ Լարման բնեռականությունը  $C_0$  կոնդնսատորի վրա ցույց է տրված փակագծերում։

Ժամանակի  $t_5$  պահին ղեկավարման  $U_{ql,4}$ ,  $U_{q2,3}$  ազդանշանները փոխում են իրենց բնեռականությունը և VT2 և VT3 տրանզիստորներին տրվում է փակող ազդանշան, դրա արդյունքում VT3 տրանզիստորի էմիտերի պոտենցիալը նվազում է, իսկ VT2 տրանզիստորի կոլեկտորի պոտենցիալն աձում (նկ. 1.16դ)։ Միաժամանակ բացվում են VD3 և VD4 դիոդները և սկսվում է կոնդենսատորի լիցքաթափումը հետևյալ կոնտուրով՝ (+) $C_0$ շրջադիր, VD1 դիոդ,  $w_1$ ' առաջնային փաթույթ, VD2 դիոդ, (-) $C_0$  շրջադիր։



Նկ. 1.16. Կոնվերտորի աշխատանքը մեկնաբանող ժամանակային դիագրամներ

Տրանզիստորի կոլեկտոր-էմիտեր տեղամասում լարումը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$U_{\mu t} = (E - U_{C0})/2$$
:

Ստացված բանաձևից հետևում է, որ կոնդենսատորի վրայի լարման սահուն փոփոխությունը հանգեցնում է տրանզիստորների լարման սահուն փոփոխության։

[3]-ում առաջարկված սխեմաներում, հոսանքասահմանափակիչ դրոսելների դեր են կատարում երկմասանի տրանսֆորմատորի փաթույթների ինդուկտիվությունները։

Հարկ է նշել, որ այսպիսի կառուցվածքով տրանսֆորմատորի օգտագործումը սահմանափակիչ դրոսելների օգտագործումը բացառելուց զատ նպաստում է նաև ելքային ֆիլտրի ինդուկտիվության փոքրացմանը, քանի որ տրանսֆորմատորի ելքային փաթութների ինդուկտրվությունները հաջորդաբար են միանում ելքային դրոսելին։ Այսպիսով առաջարկված սխեման ապահովում է կոլեկտորային հոսանքների սահուն աձ տրանզիստորների բացման ընթացքում և փակման ընթացքում կոլեկտորէմիտեր տեղամասում լարաման սահուն փոփոխություն (այսինքն ապահովում է տրանզիստորի անվտանգ աշխատանքային տիրույթ), ինչը բարձրացնում է կոնվերտորի աշխատանքի հուսալիությունը, իսկ ելքային երկմասանի տրանսֆորմատորի օգտագործումը լավացնում է սխեմայի զանգվածաչափսային ցուցանիշները։

### 1.3. Իմպուլսային ցածրացնող ՀԼԿ-ների մաթեմատիկական նկարագրման և դինամիկայի հետազոտման մեթոդների ակնարկ

[25] հոդվածը ներկայացնում է DC-DC իմպուլսային կերպափոխիչների լարման կառավարմամբ փոխհատուցման տարբեր սխեմաների նախագծման ընթացակարգեր։ Ուսումնասիրված են հետևյալ փոխհատուցող կարգավորիչները՝ համեմատական-ինտեգրող-դիֆերենցող (PID), ոչ հստակ տրամաբանությամբ (FLC), զուգահեռ միացված PID և FLC, համեմատական-ինտեգրող լարքով (FLC)։ Յուրաքանչյուր դեպքում MATLAB ծրագրով ուսումնասիրված են ցածրացնող կերպափոխիչներում անցումային գործընթացների որակը՝ համարժեք փոխանցման ֆունկցիայի էլեկտրական մոդելավորման միջոցով։ Համեմատական վերլուծության արդյունքները ընդգծում են FLC տեսակի կարգավորիչի առավելությունները՝ արագ անցումային ֆունկցիա, հաստատված վիճակի նվազագույն սխալանք, աշխատանքային պայմանների տարբեր փոփոխությունների

[26]-ում ներկայացված է հաստատուն հոսանքի շարժիչի կառավարման համար օգտագործվող ցածրացնող կերպափոխչի հիման վրա կառուցված մուտքային ազդեցությանը հետևող կառավարման համակարգի նախագծման մանրամասն հաշվետվություն։ Հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման համար օգտագործված են համեմատական-ինտեգրող (PI) և համեմատական-ինտեգրող տեսակի ոչ հստակ տրամաբանությամբ կոնտրոլերներ։ Այստեղ դինամիկ համակարգը բաղկացած է ցածրացնող կերպափոխչից և հաստատուն հոսանքի շարժիչից, արտածված են փոխանցման ֆունկցիան և վիձակի հավասարումները։ Կոնտրոլերների որակի բնութագրերը քննարկված են մուտքին հետևելու կարողության, մուտքի հզորության լցման գործակցի և շարժիչի խարսխի հոսանքի շրջանակներում։ Ներկայացված է համակարգի որակի բնութագրերի վրա կոնտրոլերների ազդեցության գնահատման համեմատական վերլուծություն։

[27]-ում դիտարկված է ցածրացնող DC-DC կերպափոխչի կառավարման նոր եղանակ՝ օգտագործելով ԼԻՄ-ով փոխանջատվող բանալու փոքրազդանշանային նոր մոդել։ Այստեղ օգտագործված է ռեկուրենտ հսկվող նեյրոնային ցանց համակարգի տրանսֆորմացված [A] մատրիցի պարամետրերի գնահատման համար։ Ձևափոխված մոդելն այնուհետև պարզեցվում է՝ օգտագործելով սինգուլյար աղավաղումների մեթոդը և ըստ վիձակի հետադարձ կապի կառավարման կիրառմամաբ լավացվում է համակարգի որակը։ Արդյունարար պարզեցված մոդելի սեփական արժեքները սկզբնական՝ չձևափոխված մոդելի սեփական արժեքների Ճշգրիտ ենթաբազմությունն են։ Փորձնական նմանակման արդյունքները ցույց են տվել, որ կառավարման այս եղանակի դեպքում պարզանում է DC կերպափոխչի մոդելը և օգտագործվում է պարզեցված կարգավորիչ, ինչն էլ ապահովում է համակարգի ցանկալի անցումային բնութագիր՝ լավացված որակի չափանիշներով։

[28]-ում կիրառված է մուտք-ելք մոտեցումը հաստատուն DC-DC կերպափոխիչների մոդելավորման և վերլուծման համար հոսանքի առավելագույն արժեքով և լարմամբ կառավարմամբ (PCMC) անընդհատ հոսանքի ռեժիմում։ Առաջարկված մեթոդն օգտագործված է մուտքային զտիչով ցածրացնող DC-DC կերպափոխիչի դինամիկ վարքի հետազոտման համար։ Ուսումնասիրվել է մուտքային զտիչի ազդեցությունը ելքի դինամիկայի վրա։ Կերպափոխչի և մուտքային զտիչի ներքին վարքի ուսումնասիրությունները իրականացված են այդ վարքի ու լավարկման համար։

[29] թեզում ներկայացված է հետադարձ կապի քանակական տեսության (QFT) վրա հիմնված կառավարման համակարգի նախագծման ընթացակարգ, որը հաջողությամբ կիրառվում է DC-DC իմպուլսային կերպափոխիչներում, որպեսզի ապահովվի հուսալի ելքային լարում՝ տարբեր աղավաղումների առկայության պայմաններում։ Մոդելավորման ներկայացված արդյունքները ցուցադրում և հաստատում են, որ նախագըծված QFT կառավարման համակարգն ունի լավ դինամիկ հատկություններ։ Մշակվել է փոխազդեցությունների վերլուծության եղանակ՝ օգտագործելով գրաֆիկական ինտերֆեյսի ներկայացումը ցածրազդանշանային տիրույթում։ Կայունության ստուգման համար առաջարկված է իմպեդանսների հարաբերության գործակցի օգտագործումը՝

34

որպես փակ օղակի ուժեղացման գործակից։ Կերպափոխիչների զուգահեռ աշխատանքի ցանկալի բնութագրերին հասնելու համար առաջարկված, մշակված և վերլուծված է հոսանքի բաշխման կառավարմամբ զուգահեռ միացված DC-DC կերպափոխիչների մոդելավորման միասնական մոտեցում։

[32] նախագծի նպատակն է ստանալ DC-DC իմպուլսային կերպափոխչի և դրա հետ աշխատող PID կարգավորչի մոդելը։ Կերպափոխչի մուտքային 12 Վլարումը ելքում իջեցվում է 5 Վ-ի։ PID կարգավորչով կարգավորվում է ելքի լարումն ու հոսանքը և դրանք ցուցադրված են գրաֆիկորեն։ Կարգավորչի պարամետրերն ընտրված են ելքի լավագույն որակ ստանալու պայմանից։ Կերպափոխչի փոխանջատման հաձախությունն ընտրված է 100*կՀց՝* արագ փոխանջատումներ ապահովելու համար։ Համակարգն իրագործված է MATLAB Simulink ծրագրային միջավայրում։

[33] հոդվածում ներկայացվում են 90–ականներին և ավելի ուշ մշակված ԼԻՄ-ով իմպուլսային բանալու մոդելի օգտագործման մանրամասները։ Մոդելներն ընդգրկված են նոր INTUSOFT-ի Spice4 SMPS գրադարանային փաթեթում։

[34] դոկտորական թեզում ուսումնասիրված են միաֆազ հզորության գործակցի Ճշգրտման հնարավորությունները և առաջնային յուծումները։ Հետազոտված են հոսանքի հարմոնիկների նվազեցման զանազան եղանակներ՝ հիմնված հզորության գործակցի Ճշգրտման մոտեցումների վրա։ Նմանապես ուսումնասիրված են ՄՕԿ ուժային բանալիների փոխանջատման հաձախության և ընդհանուր էլեկտրամագնիսական արտածումների օպտիմալացմամբ անընդհատ ռեժիմում ակտիվ հզորության գործակցի Ճշգրտմամբ կերպափոխիչներ։ Ներկայացված և քննարկված են հզորության գործակցի Ճշգրտմամբ, 1200 *Վտ* հզորությամբ անընդհատ ռեժիմում աշխատող համակարգի նախատիպի նախագծումը և կառուցումը, ինչը հնարավորություն է տվել կատարելու անհրաժեշտ չափումներ։ Առաջարկված է նոր մոտեցում, ըստ որի հնարավոր է ունենալ հզորության գործակցի Ճշգրտման կենտրոնական շղթա կոմերցիոն և կենցաղային բեռների համար, որն ապահովում է հոսանքի աղավաղումների և հարմոնիկների ցածր մակարդակ առանց օգտագործելու թանկարժեք ակտիվ ուղղիչներ յուրաքանչյուր սպառողի մոտ։ Հիմնվելով տարբեր չափումների արդյունքների վրա առաջարկված են էլեկտրամագնիսական աղավաղումների օպտիմալացման և հզորության գործակցի Ճշգըրտման շղթայի արդյունավետության բարձրացման մեթոդներ, որոնց արդյունքում զգալի

աձում է արդյունավետությունը, իջնում է ինքնարժեքը, փոքրանում են ձառագայթվող և հաղորդվող էլեկտրամագնիսական աղավաղումները։

[45]-ում ցույց է տրված, որ այլ կերպափոխիչների համեմատ DC-DC բեռնավորված կերպափոխչի դինամիկան բացահայտ տարբերվում է առանձին աշխատող կերպափոխիչների դինամիկայից և նախագծման ավանդական եղանակները, որոնք մշակված են ակտիվ բեռով կերպափոխիչների համար, կարող են հանգեցնել անկայուն կառավարման համակարգի։ Հիմնվելով ցածրազդանշանային համապարփակ վերլուծությունների վրա, ներկայացված է DC-DC կերպափոխիչների վրա բեռնավորված կերպափոխչի կառավարման հետադարձ կապի օղակի նախագծման համապատասխան եղանակ։ Առաջարկված վերլուծության և նախագծման արդյունքները ստուգված են ժամանակային և համախականային տիրույթներում նմանակումներով։

[46]-ում կիրառված է բացասական հետադարձ կապով կառավարում փոխանջատմամբ հզորության բաշխման և ելքային հզորությունը ցանկալի մակարդակով կարգավորելու համար։ Հետադարձ կապի կառավարման շղթայի օպտիմալ մշակումը հենված է հզորության տվյալ աստիճանի բնութագրերի իմացության վրա, որը վերլուծված է ցածրազդանշանային մոդելավորմամբ։ Աշխատանքում բացահայտված է հիմնական գաղափարն ու ցածրազդանշանային մոդելավորման նշանակությունը հզորության բաշխման և բազային կերպափոխիչների ու հիմնական կոմպենսացիոն ցանցերի-շղթաների ցածրազդանշանային փոխանցման ֆունկցիայի կիրառման համար։ Քննարկված են նաև հետադարձ կապի շղթայի նախագծման հետ կապված գործնական հարցեր, որոնք ներառում են օպտիկական կապի բնութագրերը, պարազիտային կապերի ազդեցությունը, ելքի բազմակի կիրառումը և այլն։

[50]-ում ուսումնասիրվող փոխանջատման հաստատուն հաձախությամբ բազմաֆունկցիոնալ հզորության կերպափոխիչն ապահովում է երկակի ելք, որոնցով կարող է կարգավորվել ելքային լարումը կամ համակարգի հապաղումը (օգտագործելով արտաքին զտիչ)։ Լարման կարգավորման ռեժիմում ելքային լարումը հսկվում է ԱԹԿ-ի միջոցով, իսկ հետադարձ կապն իրականացված է թվային սխեմայով։ ԼԻՄ-ը գեներացվում է «հապաղման գիծ-հաշվիչ» հիբրիդային մոտեցմամբ, որը նախորդ իրականացումների նկատմաբ հնարավորություն է ընձեռում տնտեսել ցրվող հզորությունը և գործածվող մակերեսը։ Հզոր տրանզիստորներն ընդգրկված են ինտեգրալային սխեմայի կազմում,

36
ինչը հնարավորություն է ընձեռում ստեղծելու երկու միմյանցից անկախ ԼԻՄ-ազդանշաններ։ Նախագծի հիմնական հատկություններն են՝ հզորության փոքր կորուստները, կառուցվածքի ձևափոխելիությունը, ըստ լարման կամ հապաղումով հետադարձ կապի օգտագործման հնարավորություն, բազմակի ելքերը։

[57] աշխատանքում նկարագրված է ցածրացնող ԼԻՄ-կերպափոխչի նոր (կոնտրոլերային) կառավարման նախագծման և կարգաբերման մեթոդի ընթացակարգը։ Նախ, LQR մոտեցման օգտագործմամբ մշակված է օպտիմալ գծային հետադարձ կապ։ Այնուհետև մշակած կառավարման օրենքը կիրառված է՝ օգտագործելով PID կոնտրոլերը բեռից անջատված PD կոմպենսատորի հետ։ PID կոնտրոլերը կարգաբերվում է մինչև հաշվարկայինի փոխարեն ելքային լարման ուղղակի սխալի վրա հիմնված օպտիմալ նախագծմանը հասնելը։ Երբ օգտագործվում է առաջարկված PD կոմպենսատորը, կերպափոխիչը դառնում է «կոշտ–ռոբաստ» կայուն մուտքային լարման և ելքային հոսանքի փոփոխությունների և գրգռումների պարամետրերի նկատմամբ։ Բերված են նաև ռոբաստ կայունության ապահովման պայմանները փակ շղթայի համակարգի համար։

[60] աշխատանքի հիմնական նպատակը ծրագրավորվող ինտեգրալային սխեմաների միջոցով կառավարման համակարգերի նախագծման ընդհանուր մեթոդոլոգիայի մշակումն է: Որպես օրինակ վերցրած է DC-DC կերպափոխիչների կառավարման ոլորտը։ Աշխատանքը կարելի է բաժանել երեք բաժինների։ Առաջին բաժնում ներածվում են DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչների վարքի հետ կապված բոլոր գծային մոդելները և կարգավորվող սնման աղբյուրների կառավարման համակարգերի նախագծումը։ Երկրորդ բաժինը համապատասխանում է սևեռված ստորակետով ձարտարապետությամբ գծային կարգավորիչների մշակման տեսական հարցերին։ Երրորդ բաժնում տրված են ծրագրավորվող ինտեգրալային սխեմաների հիման վրա վերաօգտագործվող ձարտարապետությամբ թվային կառավարման համակարգերի պարամետրերի ընտրության և նախագծման հիմունքները։

[65]-ում DC-DC ցածրացնող ինտեգրալային կերպափոխչում օգտագործված է ցածր էներգասպառմամբ ԿՄՕԿ կառավարման շղթա։ Ինտեգրալային կերպափոխիչը կազմված է կառավարման հետադարձ կապի շղթայից և ուժային հանգույցից՝ իրականացված 0,35 *մկմ* ԿՄՕԿ տեխնոլոգիայով։ Հոսանքի չափման շղթան ինտեգրված է զգայուն դաշտային տրանզիստորի մեթոդով կառավարման շղթայի հետ։ Ինտեգրալա-

յին սխեմայում սպառվող հզորության նվազեցման նպատակով հոսանքի չափման շղթայում լարման հետևման համար օգտագործված է հոսանքի հայելի։ Ուժեղարարը և համեմատող սարքը նախագծված են այնպես, որ ապահովեն բարձր ուժեղացման գործակից և արագ անցումային գործընթաց։ Կերպափոխիչն ապահովում է լավ կարգավորվող ելքային լարում և ինդուկտորի հոսանքի Ճշգրիտ չափում։

[66]-ում ցույց է տրված, որ DC-DC կերպափոխման գործընթացի բարձրակարգ իրականացման համար ամհրաժեշտ է ունենալ կերպափոխչի լավարկված մոդել։ Մովորաբար բեռն ազդում է կերպափոխչի դինամիկայի վրա և այդ ազդեցության հաշվառման եղանականերից մեկը բեռի ներգրավումն է կերպափոխչում որպես մեկ ամբողջություն։ Կառավարման ելքային կերպափոխման ֆունկցիան, ելքային իմպեդանսը դուրս է բերված ցածրացնող, ուժեղացնող և ցածրացնող-ուժեղացնող կերպափոխիչների համար, երբ կերպափոխիչն աշխատում է ակտիվ բեռի դեպքում։ Բեռի հոսանքի կիրառումը ընդունված է որպես ուժեղացման պայման, երբ բեռը ռեզիստոր է։ Արդյունքների կարևորությունը ընդունված տեսությամբ կայանում է անալիտիկ մոդելով կանխատեսված հաձախականային արձագանքի և բարձրազդանշանային ռեժիմում փոխանջատման հաշվարկային մոդելների համադրությամբ։ Արտածված է ելքային իմպեդանսի նոր փոխանցման ֆունկցիան պարազիտային դիմադրությունների հաշվառմամբ։

[67]-ում արևային ֆոտովոլտային համակարգերի համար կիրառված է առավելագույն հզորությանը հետևող տեխնիկա (ՄՀՀՏ-MPPT)՝ հիմնված գծային քառակուսային կարգավորչի (ԳՔԿ-LQR) կիրառման վրա։ Օգտագործելով օգտակար հոսանքի, ջերմաստիձանի և ձառագայթման սենսորներ, նախագծված է ԳՔԿ-ի վրա հիմնված ՄՀՀՏ կոնտրոլեր ընթացիկ ռեժիմում կետի հաստատման համար։ Իրական ժամանակային հաշվարկները կատարված են MATLAB<sup>TM</sup>/dSPACE<sup>TM</sup> հարթակում արևային ֆոտովոլտային համակարգերում ցածրացնող կերպափոխչի առկայությամբ։ Առաջարկված տեխնիկայի շահագործողական որակը (իրականացման առավելությունը) համեմատված և գրանցված է ըստ տատանումների, անվերջ փոքր հաղորդականության, բազմաստիձան տրամաբանության, նեյրոնային շղթայի և ANFIS-ի վրա հիմնված առավելագույն հզորությանը հետևող մեթոդների հետ։ Փորձնական արդյունքները ցույց են տվել առավելագույն հզորությանը հետևելու առաջարկվող մեթոդի նախընտրելիությունն արևի ձառագայթման արագ փոփոխման ժամանակ։

[68] թեզում ուսումնասիրված են փոխկապակցված կերպափոխիչներով սնման համակարգերի նախագծման և դինամիկ վերլուծության խնդիրները։ Գլխավոր նպատակն է ցույց տալ, որ փոքր օղակի ուժեղացումը (minor-loop gain), որը լայնորեն կիրառվում է փոխազդեցությունների վերլուծությունում, պարունակում է փոխկապակցված համակարգերի կայունության վերաբերյալ կատարյալ ինֆորմացիա, բայց ոչ բավարար ինֆորմացիա պարամետրերի փոփոխությունների նկատմամբ կայունության զգայնության և կերպափոխիչներում փոխազդեցությունների վերաբերյալ։ Առավելագույն հոսանքի մեթոդը, մուտքային լարման և ելքային հոսանքի ներառումը կառավարման ուղիղ շղթայում այստեղ քննարկված են որպես փոխազդեցությունների նվազեցման մեթոդների կիրառման օրինակ։ Ցույց է տրված, որ առավելագույն հոսանքով կառավարումով կամ կառավարման ուղիղ շղթայում մուտքային լարման՝ կառավարմամբ կերպափոխիչներում կարելի է հասնել մուտքային լարման աղմուկի իդեալական Ճնշմանը։ Դինամիկայի տեսանկյունից դա նշանակում է, որ կերպափոխիչն ինվարիանտ է մուտքերի փոխազդեցության նկատմամբ և կերպափոխիչը համակարգում գործում է որպես բուֆեր՝ կանխելով փոխազդեցությունների տարածումը կերպափոխչով։ Ցույց է տրված, որ բեռի հոսանքի ներառումը կառավարման ուղիղ շղթայում կարող է լավացնել բեռի նկատմամբ կառավարման համակարգի անցումային ֆունկցիան։ Լայնածավալ փորձնական չափումներով հիմնավորված են ստացված տեսական դրույթները, ինչպես սովորական ցածրացնող կերպափոխիչների տարբեր մեթոդներով կառավարման դեպքում, այնպես էլ չորրորդ կարգի աստիձանաձև ցածրացնող կերպափոխչի համար, որը հայտնի է որպես առավելագույն հոսանքով կառավարմամբ գերցածրացնող կերպափոխիչ։

[71]-ում նկարագրված է բացասական բարձրացված լարում ստանալու համար ստանդարտ DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի օգտագործման մեթոդը, որով առկա բացասական լարումից ձևավորվում է ավելի մեծ ամպլիտուդով բացասական լարում։ Ցածրացնող կերպափոխչի օգտագործման արդյունքում ստացվում է ավելի փոքր, արդյունավետ և ցածր ինքնարժեքով նախագիծ։ Բերված է նախագծման օրինակ, որում օգտագործված է ՄՕԿ ինտեգրալային DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչ։ Քննարկված են ստացված կերպափոխչի աշխատանքի հիմնական տեսության և կառավարման փակ օղակի նախագծման հարցերը։

[72]-ում առաջարկված է ուղիղ կառավարման շղթայով կարգավորման համա-

կարգ՝ նախատեսված անընդհատ հաղորդականության ռեժիմում աշխատող ԼԻՄ-ով DC-DC բարձրացնող կերպափոխիչների համար։ Նկարագրված է աշխատանքի սկզբունքը, վերլուծված է համակարգի հաստատված վիձակը, փորձնականորեն ստուգված են արդյունքները։ ԼԻՄ-մոդուլարարի չշրջող մուտքին կիրառված աղոցաձև լարման առավելագույն արժեքը պահվում է հաստատուն, իսկ շրջող մուտքին կիրառվող լարումը փոփոխվում է կերպափոխչի մուտքային հաստատուն լարման արժեքին համեմատական կարգով։ Արդյունքում, լցման գործակցի կոմպլեմենտար արժեքը փոփոխվում է կերպափոխչի մուտքային լարմանը համեմատական, որը հանգեցնում է նրան, որ կերպափոխչի ելքային լարումը դառնում է անկախ մուտքայինից։ Շղթան պարզ է և զգալի լավացնում է ելքային լարման կարգավորումը։ Կառավարման բաց համակարգով ելքային լարման կարգավորումն ապահովում է 5%-ից փոքր փոփոխություններ անփոփոխ բեռի դեպքում, երբ մուտքի լարումը փոփոխվում է 400%-ով։ Բեռի փոփոխություններից կարգավորումը նույնպես տալիս է լավ արդյունքներ՝ նույնիսկ առանց բացասական հետադարձ կապի օգտագործման։

[73] հոդվածում քննարկված են սինքրոն DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի տոպոլոգիան, նախագծման սկզբունքները, բաղադրիչների ընտրությունը, որոնց հետևում է կերպափոխչի ցածրազդանշանային մոդելը։ Նախագծման օպտիմալացման կարևոր խնդիրներն են ուժային ՄՕԿ-տրանզիստորի ընտրությունը և այն դերը, որը խաղում է դրա կառավարման շղթան արդյունավետության լավացման վրա։

[75] հոդվածում նկարագրված է DC-DC կերպափոխիչների հետադարձ կապով կարգավորման նախագծումը։ Կարգավորման երկու շղթաներն ընտրված են անընդհատ ռեժիմում աշխատող բարձրացնող կերպափոխչի համար, կարգավորման շղթաների արդյունավետությունը ստուգված է փորձնական հետազոտություններով։

[76]-ում ցածրացնող կերպափոխիչների համար ներկայացված է դիտող-գնահատող (observer) կոնտրոլեր։ Արտածված է վիձակի փոփոխականների հետադարձ կապի ուժեղացման գործակցերի մատրիցը՝ կառավարման համակարգի կայունության ապահովման և համակարգի պարամետրերի փոփոխությունների նկատմամբ զգայուն չլինելու պայմաններից։ Նախագծված է բեռի գնահատման շղթա՝ չափվող փոփոխականների գնահատման և զրոյական ելքային լարման սխալ ապահովելու համար։ Ելքային լարման կարգավորման համար օգտագործված է ԼԻՄ-սխեմա։ Կերպափոխչի անցումային բնութագրի և դինամիկ կայունության լավացման համար կոնտրոլերի պարամետրերն ընտրվել են՝ հիմնվելով հոսանքի կառավարման եղանակի վրա։ Նախագիծը հետազոտվել և ստուգվել է օգտվելով MATLAB/Simulink-ից։

[77]-ում նշված է, որ բարձրացնող DC-DC կերպափոխչի վերլուծությունը և բնութագրումն ունի լուրջ բարդություններ, իսկ դրա կայունությունը կարող է առաջացնել դժվարություններ լարման ռեժիմում կառավարման ժամանակ։ Անընդհատ հոսանքի ռեժիմում աշխատող բարձրացնող կերպափոխչի կայունացման օղակի նախագծման համար անհրաժեշտ է օգտագործել III տիպի փոխհատուցող կարգավորիչ։ Աջ կիսահարթությունում գտնվող զրոյի վրա դրվում են լրացուցիչ սահմանափակումներ՝ փակ օղակով փոխհատուցման և խզման համախության բավարարաման համար։ Դրանք կարող են ճիշտ հաշվառվել աջ կիսահարթությունում գտնվող զրոյի համախության և հզորության շղթայի բաղադրիչների ընտրությամբ։

[78]-ում ներկայացվում է միջինացման նոր մեթոդ, որը հնարավորություն է ընձեռում ստանալու ԼԻՄ-ով DC-DC կերպափոխիչների փոխանջատման հաձախությունից կախված միջինացված մոդելներ։ Նոր մոդելները ստացված են պարբերական բաբախումների ֆունկցիաների օգտագործմամբ, որոնք թույլ են տալիս լավացնելու միջինացման մոտարկումը։ Երկու կարևոր առավելություններն են՝ հաստատված ռեժիմում հաստատուն շեղման սխալի շտկումը և փոխանջատման հաձախությունից փակ համակարգի կայունության և կառավարման որակի կախվածության մոդելավորումը։

[79]-ում ներկայացված է ցածրացնող կերպափոխիչների դինամիկ ելքային ֆունկցիայի օպտիմալացման ընդհանուր մոտեցումը։ Մանրամասն ներկայացված է ցածրացնող կերպափոխիչների տարբեր տիպային շղթաներով կայունացման հիմնական տեսությունը։ Քննարկված և վերլուծված են ցածրացնող կերպափոխիչների կարգավորման երեք շղթաներ՝ միջինացման մեթոդի և համակարգչային ծրագրի օգտագործմամբ։ Ներկայացված է կարգավորման շղթայի բաղադրիչների որոշման K–ֆակտոր մոտեցումը, որի օգտագործմամբ կառուցված է 3-րդ տիպի կարգավորման շղթայով արագ անցումային ֆունկցիայով համակարգ, որը ցուցաբերում է բարձր արագագործություն և բավարար կայունության պաշար։

[24]-ում առաջարկված է լարման ռեժիմում աշխատող DC-DC ցածրացնեղ կերպափոխչում քաոսի կառավարման նոր ոչ ինվազիվ մեթոդ՝ ակտիվ զտիչի վրա հիմնված

հետադարձ կապով կարգավորիչի օգտագործմամբ։ Կառավարման համակարգի բիֆուրկացիայի կետի հավասարման դուրս բերման համար օգտագործված է հարմոնիկ հաշվեկշոի մեթոդը։ Կառուցված է կայունության սահմանների դիագրամը, որի միջոցով Ճշգրիտ որոշվում են կառավարման պարամետրերը։ Տրված են նմանակման և փորձարկման արդյունքները։

[80]-ում տրված է իմպուլսային կերպափոխիչների հետադարձ կապի օղակով կարգավորման համակարգերի վերլուծական ակնարկ։ Օգտագործված է վերնից-ներքն մոտեցում՝ սկսելով հետադարձ կապով կառավարման հիմունքներից և քայլ-առ-քայլ գնալով դեպի նախագծման ընթացակարգերը, սկզբում կիրառելով պարզ ցածրացնող կերպափոխիչների կարգավորման համար, ապա ընդլայնելով այլ տոպոլոգիաների և կառավարման ալգորիթմների համար։ Տրված են նախագծման օրինակներ՝ արդյունքները հավաստող նմանակումներով, որոնցում ցուցադրված են ուժեղացման գործակիցը և կայունության պաշարները և դրանց ազդեցությունները որակի վերլուծության վրա։

[87]-ում մանրամասնված է DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչների հետադարձ կապով փոխհատուցմամբ կառավարման համակարգի նախագծումը։ Խնդիր է առաջադրված մուտքային լարման և բեռի փոփոխությունների նկատմամբ ապահովել արագ արձագանք և կայուն կառավարում։ Ելքային լարումը կարգավորվում է այնպես, որ նշված փոփոխությունների առկայության պարագայում այն մնա անփոփոխ կամ արագ վերադառնա հաստատված վի՜ակի՝ առանց տատանումների։

[86, 88]-nւմ hամեմատված են երրորդ կարգի DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչնեph երեք տեսակի կոնտրոլերներ՝ բազմանդամի բևեոների տեղաբաշխմամբ (Polynomial Pole Placement), hամեմատական-ինտեգրող-դիֆերենցող (PID) և hամեմատական դիֆեpենցող (PD), և hամապատասխան կարգավորման որակը։ Ներկայացված է վիձակի hավասարումներով մոդելավորման մոտեցումը։ Հիմնական նպատակն է ուսումնասիրել Էրիկսոնի BMR450 ցածրացնող կերպափոխչային համակարգի կառավարումը հետադարձ կապում ներառելով PID, POLYNOMIA և PD կարգավորիչները և օգտագործելով MATLAB և Simulink փաթեթները։

[89]-ում նախագծված է ռոբոստ կոնտրոլեր զուգահեռ DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչների համար միավորելով ինտեգրալ-փոփոխական կառուցվածքի սկզբունքը, այսպես կոչված, «Multiple Sliding Mode» կառավարման սկզբունքի հետ։ Սխեմայի առավելություններն են՝ նախագծման պարզությունը, լավ դինամիկ արձագանքը, հաստատված ռեժիմում կերպափոխիչների բեռների միջն հոսանքների սխալների ու դողային լարման սխալների զրոյացման հնարավորությունը, ինչպես նաև շատ բարձր հաձախականային պարազիտային դինամիկ փոփոխությունների ազդեցությունը փակ շղթայի վրա կրձատելու հնարավորությունը։ Նկարագրված է գոյության և կայունության տիրույթների որոշման մեթոդը բազմանշանակ զուգահեռ կերպափոխիչների համար։ Արդյունքները ցուցաբերում են լավ կայունության և դինամիկ արձագանք։

Տեխնիկական [90] ձեռնարկը նվիրված է DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչների համար կայուն կարգավորիչների նախագծման հարցերին։ Ենթադրվում է, որ էլեկտրասնուցման Ճարտարագետն արդեն նախագծել է միաֆազ DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի ուժային մասը։ Կարգավորչի ընտրության համար օգտագործված են Բոդեյի լոգարիթմական դիագրամները և գծային կառավարման համակարգերի դասական տեսությունը։ Նկարագրված է կերպափոխիչների հետադարձ կապով կարգավորման նախագծումը։ Կարգավորման երկու շղթաներն ընտրված են անընդհատ ռեժիմում աշխատող բարձրացնող կերպափոխչի համար։ Կարգավորման շղթաների արդյունավետությունը ստուգված է փորձնական հետազոտություններով։

[91]-ում ներկայացված է սոլենոիդի փաթույթին կիրառվող լարման կառավարման համակարգ՝ հիմնված ցածրացնող DC-DC կերպափոխչի վրա։ Ցուցադրված է սոլենոիդի փաթույթի լարման կառավարման իմպուլսային կերպափոխչի վրա հիմնված փակ համակարգի մոդելը։ Կերպափոխչի փոխանջատման հաձախությունն ընտրված 100 *կՀց,* մուտքային հաստատուն լարումը նախանշված ելքային լարման կերպափոխման համար օգտագործված է լարման կառավարման ռեժիմում աշխատող ՀԻԴ կարգավորիչ։ Կառավարվող մոդելի վարքագծի ստուգման համար կատարված է մոդելավորում MATLAB/SIMULINK միջավայրում։ Ստացված արդյունքները հավաստել են օգտագործված մոդելների Ճշգրտությունը՝ հիմնված սոլենոիդի փաթույթին կիրառվող ցանկալի լարումն ապահովելու վրա։

[92]-ում քամու էներգիայի կերպափոխմանը վերաբերող կառավարման համակարգերի և ուժային էլեկտրոնիկայի քննարկումները հիմնականում կատարվում են առանձին։ Էլեկտրական հզորության գեներատորների աՃը պահանջում է ելքային հզորության կամ «բեռ - ցանց» առավել ինտենսիվ և լայն հետազոտություններ։ Քամու օպ-

տիմալ էներգիան գտնելու հետազոտման ենթակա հարցերն են՝ քամու արագությունը, շարժիչի մուտք թափանցող քամու արագության մոդելավորումը, շարժիչի հետագա մշակումն ու կառավարման մոդելավորումը, թների ցանցի դիքավորումը։ Կառավարման համակարգի մշակման համար օգտագործված է սովորական PID և Fuzzy տրամաբանության վրա հիմնված համակարգը։ Համակարգի հաշվարկների միջոցով, կարող է որոշվել համակարգի կատարողական որակը, ինչպիսիք են՝ աձի ժամանակը, կայունացման ժամանակը, գերազանցումը, առավելագույնի ժամանակը և հաստատված վիձակի սխալանքը։ հաշվարկներով ցույց է տրված, որ PID-կառավարման և կերպափոխչի ինտեգրումը ցուցաբերում է լավ արձագանք։ Բայց, եթե համեմատվի fuzzyտրամաբանության հետ, ապա fuzzy-տրամաբանությամբ կառավարումը համակարգ է, որն առավել պատրաստակամությամբ և լավ է հանգեցնում էլեկտրականության ստացմանը, երբ միավորված է սովորական PID-կառավարման համակարգի հետ։

[93]-ում ցուցադրված է, թե ինչպե՞ս կարելի է MATLAB միջավայրն օգտագործել վերլուծելու DC-DC երեք տոպոլոգիաները չորսկարգանի ԼԻՄ-կերպափոխիչներում, ինչպիսիք են Cuk, SEPIC և Zeta կերպափոխիչները։ Կատարված է կերպափոխիչների հաստատված և դինամիկ ռեժիմների վերլուծություն պարազիտային տարրի առկայությամբ անընդհատ (CCM) և դիսկրետ (DCM) գործողության ռեժիմներում։ Որպես հիմնական մոտեցում կիրառված է հաստատված վիճակների միջինացման մեթոդը, որը հնարավորություն է ընձեռում ձևափոխելու ոչ միայն կերպափոխիչի դասական դինամիկ մոդելը, այլև միջինացված կանոնիկ դինամիկ մոդելը և արտահայտելու դրանք բնութագրիչ գործակցերի միջոցով։ Հաշվարկված է CCM և DCM ռեժիմների սահմանը, կերպափոխչի հատկությունները հաստատուն և ցածրազդանշանային փոփոխական

[94]-ում քննարկված է միավոր հզորության գործակցով ԼԻՄ-ով մեկ ուղղությամբ եռաբանալի ցածրացնող ուղղիչի ելքային լարման կասկադացված կառավարումը։ Քննարկված են կառավարման երկու կառուցվածքներ՝ ներքին հաստատուն հոսանքի ինդուկտորի հոսանքի կառավարում՝ համակցված մուտքային ակտիվ ֆիլտրի հետ, և ներքին փոփոխական հոսանքի և մուտքային ֆիլտրի ունակության լարման կառավարում։ Տրված են կառավարման համակարգի նախագծման ուղղորդումներ՝ հիմնված DC-DC կերպափոխչի համարժեք դինամիկ մոդելի վրա։ Վիձակի հավասարումների միջինացմամբ արտածված են ցածրազդանշանային փոխանցման ֆունկցիաները։ Տրված են դինամիկայի համեմատական գնահատականները և կառավարման սխեմաների իրականացման ծախսերը։

[96]-ում ներքին մոդելի կառավարման կառուցվածքը կիրառված է DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի համար։ Այս կառուցվածքն օգտագործված է, որպեսզի դուրս մղվեն կառավարման շղթայի սխալի ազդանշանի լարման բաբախումները ԼԻՄ դեպքում։ Այս եղանակով բացառվում են ենթահարմոնիկների տատանումները և կառավարման շղթան ձեռք է բերում գծային վարք։ Բացի այս մոդելի կառուցվածքային առավելություններից, կարգավորիչը նախագծված է ներքին մոդելի կառավարման մեթոդով, ինչը հանգեցնում է կառավարման ռոբաստ համակարգի։ Նախագծման ընթացակարգի արդյունքները ստուգված են կերպափոխչի SIMULINK մոդելով։

[97]-ում նկարագրված է բարձրահաՃախական իմպուլսային կերպափոխիչների ԼԻՄ-մոդուլարարի ամբողջապես թվային կոնտրոլերի ինտեգրալային սխեմա։ Նոր Ճարտարապետություն և բաղադրիչներ (ԱԹԿ, կարգավորիչ և թվային ԼԻՄ-մոդուլարար) են օգտագործվում, որպեսզի ապահովվի ելքային լարման Ճշգրիտ կարգավորումը, արագ դինամիկ արձագանքը և ծրագրավորելիությունը՝ առանց արտաքին պասիվ բաղադրիչների օգտագործման։ Ֆիզիկական իրականացումը փորձնականորեն ստուգված է համակարգի նախատիպի ինտեգրալային սխեմայի վրա։

[99] թեզն ընդգրկում է DC-DC կերպափոխիչների կառավարման բարձրորակ փակ օղակի մշակման տեսությունը, մաթեմատիկական և գործնական մեթոդները։ Համեմատվում են ավանդական փորձնական լարքի միջոցով նախագծված հայտնի կառավարման փակ օղակն առաջարկվող համակարգված մոտեցմամբ նախագծված կառավարման փակ օղակի հետ։ DC-DC կերպափոխիչների միամակարդակ կառավարման շատ խնդիրների լուծման համար մշակված է ընթացակարգ, որում օգտագործված են հաձախային տիրույթում վերլուծության գործիքներ և փակ օղակի ձշգրիտ լարքի տեխնիկա։ Նախագծման այս մոտեցումն ապահովում է կառավարման օղակի կայունությունը և հնարավորություն է ընձեռում ստուգելու անցումային գործընթացի որակը։

[100]-ում համեմատված է DC-DC կերպափոխիչների դիսկրետ մոդելավորման Ճշգրտությունը սովորական բնեռների և զրոների ներկայացման հետ։ Արդյունքում ստացված է հոսանքի միջոցով կառավարման մոդել, որը Ճշգրիտ է փոխանջատման

հաձախության կեսի միջակայքում և գործնականում միշտ կիրառելի։ Հոսանքի կառավարումով եղանակում ցածրազդանշանային բոլոր բնութագրերը կանխորոշելի են, ներառված ցածրահաձախական գործոնները և բարձրահաձախական տատանումները, որոնք կարող են հանդես գալ նույնիսկ 0,5-ից ցածր լցման գործակցերի դեպքում։ Ի լրացումն հոսանքի կառավարման եղանակի սովորական դոմինանտ բևեռի մոդելների, փոխանջատման կես հաձախության վրա որոշված բևեռների զույգի Q լավորակությունը որոշում է ենթահարմոնիկների տատանումները։

[101] դոկտորական թեզում մոդելավորված և նախագծված է 10 *կՎտ* հզորությամբ պինդօքսիդային այրման բջիջ (ՊՄԱԲ) և համապատասխան կառավարման համակարգ։ Հետազոտությունների անհրաժեշտությունը թելադրված է պինդօքսիդային այրման բջիջների բնութագրերի վերաբերյալ ուժային էլեկտրոնիկայում և դրանց կառավարման տեսակետից գրականության մեջ մատչելի տեղեկատվության պակասով։ Ավելին, այն պայմանավորված է ՊՄԱԲ բնութագրերում, կառավարման թվային համակարգի կիրառման դեպքում, թվային համակարգերին հատուկ բնութագրերի հաշվառման անհրաժեշտության հետ։ ՊՄԱԲ բնութագրերը, ինչպես նաև DC-DC կերպափոխիչների և կերպափոխիչների ցանցի մոդելավորման և կառավարման մեթոդների հիման վրա ՊՄԱԲ– ի բնութագրերը, ներկայացված են որպես ուժային էլեկտրական հզորության աղբյուր և առաջարկված է լուծում՝ ՊՄԱԲ-ը որպես բաշխված գեներատոր։ Հիմնվելով առաջարկված լուծման վրա, ստեղծված է հզորության կերպափոխման մաթեմատիկական մոդելը և իրականացված է DC-DC կերպափոխիչների ցանցի կառավարումը։ Հաստատված է պարբերական սահմանափակման երևույթը, որպես ցածրահաձախական հոսանքի տատանումների հետևանք և պարզված է, որ այն զգայի չէ, երբ միացված է DC-DC կերպափոխիչը։

[102] թեզը նվիրված է բազմաթիվ էներգիայի աղբյուրներով ավտոմոբիլի էներգահամակարգի կառավարման Ճարտարապետության խնդիրների նկարագրությանը։ Էլեկտրամոբիլների էներգահամակարգերի կառավարման խնդիրները համեմատորեն նոր են և ընդգրկում են տարբեր առարկաներ։ Աշխատանքում փորձ է արված նկարագրել էլեկտրական ավտոմեքենայի հզորության և էներգիայի կառավարման խնդիրները։ Մոտեցումն ամբողջությամբ հիմնված է կառավարման տարածված մեթոդոլոգիայի վրա։ Քաջ հայտնի հիերարխիկ կառավարման սկզբունքի և ժամանակային սահմանափակումների պարագայում էներգիայի կառավարման համանմանությունը ներկայացվում է առաջադրանքների գրաֆի միջոցով, որպեսզի ձևավորվի մոդուլացվող էներգիայի և հզորության կառավարման իրագործման լավ որոշված կառուցվածք։ Առաջարկված մեթոդոլոգիան հնարավորություն է ընձեռում այս խնդրին մոտենալ համակարգված։ Թեզում ներկայացված է մոդուլացվող հզորության և էներգիայի կառավարման համակարգ (M-PEMS)։ M-PEMS համակարգի աշխատանքը կառուցված է հիերարխիկ պրոցեսի պարզ թաղանթի տեսքով։ Նոր կառուցվածքը ցուցադրված է էներգիայի երկու աղբյուրով էլեկտրական ավտոմեքենայի էներգիայի և հզորության կառավարման իրականացման օրինակի վրա։ Մոդուլացվող կառուցվածքով մոտեցումը կողմնորոշված է նախագծի իրականացմանը, որի նպատակն է ունենալ էլեկտրական ավտոմեքենայի հզորության և էներգիայի կառավարման խնդրի միասնական նկարագրություն։

[104]-ում առաջարկված է օգտագործել երկրորդ կարգի թեքության փոխհատուցումը հոսանքի ռեժիմում աշխատող ԼԻՄ-ով DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի թեքության փոխհատուցմամբ հոսանքի ռեժիմում աշխատող ցածրացնող կերպափոխչի թեքության փոխհատուցմամբ հոսանքի հետադարձ կապի օղակը՝ օգտագործելով ցածրազդանշանային փոխանցման ֆունկցիան։ Վերլուծված է նաև երկրորդ կարգի թեքության փոխատուցման օղակը, և արդյունքները ցույց են տալիս, որ օղակը դառնում է կայուն, եթե կիրառվում է երկրորդ կարգի թեքության փոխհատուցում պարամետրերի համապատասխան արժեքների դեպքում և հոսանքը չափվում է մուտքային լարմանը հակադարձ համեմատական իմպեդանսով շղթայով։ Տեսությունը ստուգելու համար նախագծված է հոսանքի ռեժիմում աշխատող ԼԻՄ-ով DC-DC ցածրացնող կերպափոխիչ՝ ներառելով նոր ինդուկտորի հոսանքի չափման շղթան և երկրորդ կարգի լարման

[105]-ում ցույց է տրված, որ իմպուլսային DC-DC կերպափոխիչ պարունակող բաց համակարգը կայուն է մեծում ըստ Լյապունովի։ Ցույց է տրված, որ ստացված Լյապունովի ֆունցիան օգտակար է գլոբալ կայունացման կագավորման համակարգերի նախագըծման համար, որոնք պարունակում են անորոշ անվանական պարամետրերի մշակման ադապտիվ սխեմաներ։ Կառավարման այս մոտեցման կիրառությունները DC-DC կերպափոխիչների համար ցուցադրված են թվային նմանակումների միջոցով։

[106]-ում մշակված է փոխանջատվող կոնդենսատորներով (ФԿ) DC-DC կերպա-

փոխիչների վերլուծության, օպտիմալացման և իրականացման պարզ մեթոդոլոգիա։ Առաջարկված մեթոդները հնարավորություն են ընձեռում ընտրել տարրերը և որոշել յուրաքանչյուր կոնդենսատորի ու բանալու չափսերը՝ միաժամանակ որոշելով բանալիների և կոնդենսատորների չափսերի հարաբերությունը։ Համեմատված են բազմաթիվ ՓԿ և մագնիսական տարրերով կերպափոխիչների տոպոլոգիաների ուժեղ եւ թույլ կողմերը։ Այդ մեթոդները ներդրված են MATLAB ծրագրային գործիքում՝ կերպափոխիչների նախագծման համար։ Նախագծման մեթոդոլիգան կիրառվել է ՓԿ-կերպափոխիչների երեք տարբեր կիրառություններում։ Առաջինը, նկարագրված է բարձր լարման հիբրիդային կերպափոխիչ՝ միկրո օդագնաց սարքի համար։ Երկրորդը՝ հզորության կառավարման ինտեգրալային սխեմա՝ ներկայացված անլար չափումների համար։ Վերջապես, հոսանքի մեծ խտությամբ ՓԿ-կերպափոխչի սկզբնական նախագիծը ներկայացված է փոքր չափսերով միկրոպրոցեսորային կիրառությունների համար։

[107]-ում ցածր հզորության DC-DC իմպուլսային կերպափոխիչի համար նախագըծված է ընդհատ գործողության կոնտրոլեր։ Կարգավորման մոտեցումն իրականացված է ժամանակի տիրույթում, կարգավորման օղակն անընդհատ է և միաժամանակ փոփոխվում են կոմպենսատորի պարամետրերն այնպես, որպեսզի պահպանվեն կերպափոխչի պահանջվող բնութագրերը։ Վիճակի փոփոխականներից թվային հետադարձ կապով կարգավորումը համակցված է բեռի գնահատման շղթայի հետ, որը լրիվ փոխհատուցման հնարավորություն է տալիս և լավացնում փակ համակարգի դինամիկայի որակը։ Թվային կարգավորմամբ ցածրացնող կերպափոխչի նմանակումը կատարված է MATLAB/Simulink–ով մոդելավորմամբ։ Փորձնական արդյունքները բերված են կարգավորչի արդյունավետության ցուցադրման համար՝ օգտագործելով LabVIEW համակարգը և տվյալների հավաքման DAQ Pad – 6009 քարտը։

[108]-ում առաջարկված է թվային կառավարմամբ DC-DC ցածրացնող սինքրոն կերպափոխիչների ավտոմատացման պարզ տեխնիկա։ Առաջարկվող մոտեցումը հիմնված է ռելեական հետադարձ կապի մեթոդի վրա և կերպափոխչի սահուն գործարկման ժամանակ մտցնում է վրդովմունքներ ելքային լարման վրա։ Օգտվելով իտերացիոն ընթացակարգից՝ ՀԻԴ-կարգավորչի պարամետրերի լարքն իրականացվում է հետադարձ կապի շղթայում, ելնելով փակ համակարգի բացթողնման շերտի և փուլի պաշարի պայմաններից։ Առաջարկվող ալգորիթմը պարզ է, պահանջում է լարքի փոքր ժամանակ

և համապատասխանում է ինտեգրալային սխեմաների ինքնարժեք/բարդություն սահմանափակումներին։ Առաջարկված մոտեցման առանձնահատկությունը կայանում է նրանում, որ ելքային լարման վրդովմունքը մտցվում է, երբ փակ օղակով իրականացվում է կերպափոխչի թվային կառավարումը։ Փորձնական հետազոտությունները կատարված են՝ օգտագործելով դիսկրետ բաղադրիչներ, իսկ թվային կառավաումն իրականացված է օգտագործողի կողմից ծրագրավորվող ինտեգրալային սխեմայի միջոցով։

[109]-ում ցույց է տրված, որ էլեկտրոնային սարքերից առաքվող բարձրահաձաիական փոխանջատումների աղմուկները կարող են բերել աղավաղումների։ Բեռի դիմադրության փոփոխությունները կարող են ստեղծել նաև կայունության խնդիրներ։ Ելքի կարգավորումով կերպափոխիչները հաստատուն են պահում ելքային հզորությունը։ Երբ ցանցում լարումն ընկնում է, էլեկտրոնային սարքը մեծացնում է ցանցից սպառվող հոսանքը, որպեսզի ելքային հզորությունը պահպանվի հաստատուն։ Դա կարող է բերել ցանցում մեծ հոսանքների և տատանումների, երբ ցանցում ինչ-որ սխալների պատձառով տեղի է ունենում լարման իջեցում։ Փոխկապակցված համակարգի կայունությունը կարելի որոշել վերլուծելով աղբյուրի և բեռի իմպեդանսները փոխմիացման կետում։

Հաբորատոր աշխատանքների [111] ձեռնարկը մշակված է ուժային էլեկտրոնիկայի ներածական դասընթացի համար Հոնգ Կոնգի պոլիտեխնիկական ինստիտուտի Էլեկտրոնիկայի և ինֆորմատիկայի դեպարտամենտում։ Հաբորատոր աշխատանքները հիմնված են PowerELab Limited ընկերության կողմից մշակված ինտերնետի վրա հիմնված ավտոմատացված նախագծման ծրագրային PowerESim փաթեթի վրա, որը նախատեսված է DC-DC իմպուլսային սնման աղբյուրների համար։ Հաբորատոր աշխատանքների հիմնական նպատակն է DC-DC իմպուլսային սնման աղբյուրների նախագծման գիտելիքներ և գործնական նախագծման փորձ տալը։ Աշխատանքում նախատեսված փորձերի մեծ մասը հիմնված է ծրագրային գործիքների վրա, որի համար պահանջվում է միայն անհատական համակարգիչ և ինտերնետ։

[112]-ում զուգահեռ և հաջորդական ռեզոնանսային կերպափոխիչների ձշգրիտ հաստատուն հոսանքի ռեժիմի վերլուծության արդյունքները տրված են հետևյալ պարամետրերով՝ կերպափոխման գործակիցը, առավելագույն գերլարումը, դիոդի հաղորդման ժամանակը։ Բերված է ցածրազդանշանային վերլուծության ձշգրիտ և համակարգված

մեթոդ, որի օգնությամբ աշխատանքային կետում որոշվում են կառավարումից՝ ելք փոխանցման ֆունկցիան, աղմուկների նկատմամաբ զգայնությունը և մուտքային իմպեդանսը։ Լրացուցիչ ստացված են պարզ և մոտարկված փոխանցման ֆունկցիաներ բարձր լավորակությունների դեպքում։

[114]-ում հետազոտված է DC-DC ցածրացնող կերպափոխչի նոր Posicast կոմպենսացված հիբրիդ կոնտրոլեր։ Posicast-ը կոմպենսատոր է ուղիղ կարգավորման շղթայում, որը վերացնում է իմպուլսային ֆունկցիայի գերկարգավորումը ցածր մարումներով համակարգում։ Այնուամենայնիվ, ավանդական մեթոդը զգայուն է հաձախության փոփոխությունների նկատմամբ։ Աշխատանքում նկարագրված նոր մեթոդը նվազեցնում է անցանկալի զգայնությունը՝ հետադարձ կապի օղակում Posicast-ի կիրառությամբ։ Posicast ֆունկցիայի նախագծումն անկախ է հաշվարկների պատձառով հապաղումից։ Նոր կոնտրոլերի միջոցով ստացվում է կառավարման ազդանշանում աղմուկների ավելի ցածր մակարդակ՝ սովորական ՀԻԴ կարգավորիչի նկատմամբ։

[115]-ում ուսումնասիրված է կարգավորման ուղիղ շղթայում ելքային հոսանքի միավոր գործակցով մասնակցության ազդեցությունը առավելագույն-հոսանքի ռեժիմով կարգավորվող ցածրացնող կերպափոխչում։ Առաջարկված են հետևողական տեսական հիմունքներ, որոնք ցուցադրում են, որ ելքային հոսանքի միավոր գործակցով մասնակցությունն ուղիղ կառավարման շղթայում զգալի լավացնում է բեռի նկատմամբ ինվարիանտությունը և կարգավորման որակը առավելագույն-հոսանքի ռեժիմով կարգավորվող ցածրացնող կերպափոխչում։ Մակայն սխեմայի ոչ իդեալականությունը վատացնում է ինվարիանտության մակարդակը։ Ոչ իդեալականությունը կարող է պահպանվել ընդունելի մակարդակի վրա և, հետևաբար, սխեման գործնականում կփոքրացնի բեռի փոփոխությունների ազդեցությունը և կլավացնի կարգավորման որակը։ Տեսական դրույթները հաստատված են փորձնական հետազոտություններով ժամանակային և հա∡ախականային տիրույթներում, ինչպես նաև տարբեր ցածրացնող կերպափոխիչների համար ստացված արդյունքների համեմետությամբ։

[116]-ում DC-DC կերպափոխիչի համար կիրառված են Neural-Fuzzy և Sliding-Mode կառավարման մեթոդները։ Ուշադրությունը կենտրոնացված է ցածրացնող DC-DC կերպափոխչի լարման ռեժիմում գործող հաջորդական դիմադրություններին։ Այս տեսակի կերպափոխիչների կառավարման նախագծման ընդունված մեթոդը հիմնված է գծային տեսության վրա։ Ոչ գծայինին հատուկ դինամիկ վարքը մոտարկված է գծային համակարգով, կիրառված են ցածրազդանշանային մոդելներ և, այնուհետև կոնտրոլերի նախագծման համար կիրառված են դասական գծային կառավարման մեթոդները։ Աշիատանքի նպատակն է ստանալ բարձրակարգ և robust կոնտրոլերներ՝ օգտագործելով միայն կերպափոխչի ելքային լարման միջոցով ստացված ինֆորմացիան։ Առաջարկվող կոնտրոլերը ցուցաբերում է լավագույն կատարողականություն, լինելով ավելի ռոբաստ մոդելի Ճշգրտության և գրգռումների տեսակետից neural-fuzzy և գծային PID կոնտրոլերների համեմատությամբ։ Աշխատանքում կատարված բոլոր հաշվարկներն իրականացված են իրական ցածրացնող DC-DC կերպափոխիչների պարամետրերի հիման վրա։ Հետևաբար, ալգորիթմը կարելի է կիրառել իրական DSP-սարքավորումներում։

[119]-ում ներկայացված են լիցքավորող սարքի ներքին կառավարման փակ օղակը և արտաքին կոմպենսատորի նախագծման ուղեցույցը։ Իմպուլսային լիցքավորող սարքի ոչ գծային վարքագծի մոդելավորումը հիմնված է վիճակի միջինացված մոդելների վրա։ Ցուցադրված է գործնական պահանջներով նախագծման օրինակ։

[120]-ում դիտարկված է ցածրացնող DC-DC կերպափոխիչ՝ բաղկացած ուժային մասից և հետադարձ կապով կառավարման շղթայից։ Ուժային շղթան բաղկացած է ուժային բանալուց և ելքային զտիչից։ Այն կերպափոխում է բարձր մուտքային լարումը ցածր ելքային լարման։ Հետադարձ կապի կառավարման շղթայով կարգավորվում է ելքային լարումը՝ ուժային բանալու լցման գործակցի մոդուլացման միջոցով։ DC-DC կերպափոխիչը պետք է ունենա ընդունելի ուժեղացման գործակից և կայունության պաշար հաձախականային տիրույթում։ Բերված է նաև կառավարման շղթայի ցածրազդանշանային մոդելի, ուժային շղթայի մոդելի և կառավարման համակարգի նախագծման վերաբերյալ կիրառական ակնարկ։

## 1.4. Խնդրի առաջադրում

Տվյալ գլխում կատարված գրականության վերլուծության արդյունքում առաջարկված են ատենախոսական աշխատանքում լուծման ենթակա հետևյալ խնդիրները։

1․ ԼԻՄ-ով իմպուլսային ցածրացնող ՀԼԿ-ների դինամիկայի Ճշգրտված մաթեմատիկական մոդելների մշակում վիճակների տարածությունում անընդհատ և ընդհատուն հոսանքի ռեժիմներում ցածրահաձախական ֆիլտրի դրոսելի ակտիվ (պարազիտային) և կոնդենսատորի շղթայում ակտիվ դիմադրությունների հաշվառմամբ։

2. Ստացված Ճշգրտված մաթեմատիկական մոդելների հիման վրա ցածրացնող ՀՀԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաների արտածում` վիձակների տարածությունում դինամիկայի ոչ գծային Ճշգրիտ հավասարումների ժամանակային միջինացման և աշխատանքային կետի շուրջը դրանց հետագա գծայնացման մեթոդի կիրառմամբ։

3. Անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում ցածրացնող ՀԼԿ-ների փոխանցման ֆունկցիաների բնեռների և զրոների բաշխվածության վրա կոնդենսատորի շղթայում լրացուցիչ ակտիվ դիմադրության ազդեցության, ինչպես նաև դինամիկ և հաՃախականային բնութագրերի հետազոտություն։

4. SimPowerSystem փաթեթի ստանդարտ գրադարանի ՄՕԿ տեսակի տրանզիստորների և դիոդների ֆիզիկական մոդելների օգտագործմամբ MATLAB համակարգչային հաշվարկման համակարգի Simulink փաթեթի միջավայրում իմպուլսային ՀԼԿ-ների դինամիկ մոդելների մշակում անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում։

5. Ռոբաստ կառավարման տեսության հիման վրա ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչի պտտման արագության կարգավորման համակարգի նախագծման և դինամիկայի հետազոտման մեթոդիկայի մշակում, որն ապահովում է ՀԼԿ-ի դրոսելի հոսանքի երկու ռեժիմներում աշխատունակության պահպանում և որակի պահանջվող ցուցանիշներ։

### **ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ**

 Հաստատուն մագնիսներով գրգռվող ցածր հզորության հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչի պտտման արագության ավտոմատ կարգավորման համակարգերում որպես հիմնական ուժային տարր նպատակահարմար է հաստատուն լարման ցածրացնող տեսակի իմպուլսային կերպափոխչի կիրառումն ազդանշանի լայնաիմպուլսային մոդուլացմամբ։

2. Այդպիսի կերպափոխչի նկարագրման և դինամիկայի հետազոտման համար նպատակահարմար է կիրառել մեթոդ` հիմնված վիձակների տարածությունում կերպափոխչի ոչ գծային դիֆերենցիալ հավասարումների ըստ ժամանակի միջինացման և

բանվորական կետի շրջակայքում ստացված հավասարումների գծայնացման վրա։

3. Կերպափոխիչը հոսանքների անընդհատ և ընդհատուն ռեժիմներում բնութագըրվում են երկու տարբեր փոխանցման ֆունկցիաներով, որոնք ցանկալի է ընդհանրացնել՝ բացառելով պարզեցված մաթեմատիկական մոդելներ մշակելիս հաՃախ օգտագործվող տարբեր ընդունելություններն ու ենթադրությունները։

4. Հետազոտություններում ցանկալի է պարտադիր կարգով հաշվի առնել կերպափոխչի ելքային ցածրահաձախական ֆիլտրի դրոսելի պարազիտային և կոնդենսատորի շղթայում համարժեք հաջորդական պարազիտային կամ լրացուցիչ մտցված ակտիվ դիմադրությունները։

5. Հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչի պտտման արագության կառավարման համակարգի մշակումը պետք է կատարվի միասնական դիրքերից հոսանքների անընդհատ և ընդհատուն ռեժիմներում համակարգի դինամիկայի դիտարկմամբ։

### ԳԼՈՒԽ 2

# ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԿԵՐՉԱՓՈԽՉԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՈՐՈՇՈՒՄՆ ԱՆԸՆԴՀԱՏ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ

### 2.1. Ընդհանուր դրույթներ

ՀԼԿ-ները լայնորեն կիրառվում են տեխնիկական տարբեր սարքավորումներում՝ ներառյալ համակարգիչների և գրասենյակային այլ սարքավորումների սնուցման աղբյուրները, տիեզերական համասարքերի էներգետիկ համակարգերը, հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչները և այլն [43, 84, 113]։ Հաստատուն լարման կերպափոխումը կարող է իրականացվել տարբեր եղանակներով և ուղիներով, որոնցից յուրաքանչյուրն ունի իր որոշակի սխեմային իրագործումը։ Այս առումով առավել տարածված են իմպուլսային սխեմաները, որոնցում էլեկտրոնային բանալիների բարձրահաձախական կոմուտացմամբ և ԼԻՄ-կառավարմամբ ձեռք է բերվում բարձր արդյունավետություն [43, 84]։ Հայտնի են իմպուլսային ՀԼԿ-ների շատ տարբերակներ, որոնցից բազային համարվում է ցածրացնող ՀԼԿ-ն։ Վերջինիս իդեալականացված սխեման և դրոսելի հոսանքի փոփոխման դիագրամները ներկայացված են նկ. 2.1-ում, որտեղ *R*-ը բեռի ակտիվ դիմադրությունն է։ Փոխանջատումների բավականին բարձր  $f_S=1/T_S$  հաձախության դեպքում  $T_S$  պարբերության ընթացքում ելքային  $v_0(t)$  լարման  $V_0$  միջին արժեքը հավասար է  $V_0=DV_s$ , որտեղ  $V_s$ -ը սնման աղբյուրի լարումն է, իսկ  $D=T_{on'}T_s$ -ը կոչում են իմպուլսների լցման գործակից (Ton-ը նկ. 2.1ա-ում էլեկտրոնային բանալու միացված սահմաններում։

Տարբերում են ցածրացնող ՀԼԿ-ի աշխատանքի երկու հիմնական ռեժիմ՝ անընդհատ և ընդհատուն հոսանքի, որոնք հանգեցնում են կերպափոխչի էապես տարբեր հատկությունների և դինամիկ բնութագրերի (տես նկ. 2.1բ,գ)։ Անընդհատ ռեժիմում դրոսելի *i<sub>L</sub>(t)* հոսանքը երբեք չի հասնում զրոյական արժեքին, իսկ ընդհատուն ռեժիմում առկա են ժամանակային տեղամասեր, որտեղ *i<sub>L</sub>(t)* հոսանքը հավասար է զրոյի։

Տվյալ գլխում արտածվում է անընդհատ հոսանքի ռեժիմում աշխատող ցածրացնող ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան [6, 7]։ Վերջինիս իմացությունն ազդանշանների միջին (աշխատանքային) արժեքներից փոքր շեղումների դեպքում անհրաժեշտ է հետադարձ կապով ՀԼԿ-ի դինամիկայի և կայունության հետազոտման համար, ինչպես նաև այնպիսի կառավարման համակարգերի ուսումնասիրման համար (օրինակ, հաստատուն հոսանքի շարժիչների կառավարման համակարգեր), որոնցում այդ կերպափոխիչները կառավարող տարրեր են։



Նկ. 2.1. Իդեալականացված ցածրացնող ՀԼԿ-ի սխեման (ա), լարումների ու հոսանքների փոփոխման դիագրամները (բ, գ)

## 2.2. Վիձակների տարածությունում ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումները

ԼԻՄ-ով իմպույսային ՀԼԿ-ները հանդիսանում են պարբերական պարամետրերով ոչ գծային ոչ ստացիոնար համակարգեր։ Այդ պատմառով դրանց դինամիկայի մշգրիտ անալիտիկ ուսումնասիությունը ծայրաստիման բարդ խնդիր է [43, 84]։ Գործնականում սովորաբար դիմում են հատուկ մոտավոր մեթոդների, որոնցից կարելի է առանձնացնել երկուսը՝ հիմնված ՀԼԿ-ի վերլուծության տարբեր մոտեցումների վրա։ Դրանցից առաջինն առաջարկվել է Ս. Կուկի և Ռ. Միդլբրոկի կողմից [43, 84] և հիմնված է վիձակների տարածությունում ՀՀԿ-ի դինամիկայի հավասարումների այնպիսի կերպափոխման վրա, որի դեպքում այդ հավասարումները Ճիշտ են բնութագրում ժամանակի ընթացքում կերպափոխչի միջինացված դինամիկան։ Երկրորդ մեթոդն առաջարկվել Վաչե Վորբերյանի կողմից [113] և հայտնի է «տարրային միջինացում» անվամբ (circuit averaging) և օգտագործվում է ՀԼԿ-ի առանձին տարրերի միջինացված նկարագրությունը, որոնց միջոցով կառուցվում է հենց կերպափոխչի միջինացված մոդելը։ Այս երկու մեթոդներն ունեն իրենց առավելությունները և թերությունները։ Ստորև օգտագործված է վիճակների տարածությունում միջինացման մեթոդը, որն առավել հարմար է փոխանցման ֆունկցիայի ստացման խնդրի լուծման համար, այսինքն դիտարկելով ցածրացնող ՀՀԿի մոտավոր գծային ստացիոնար մոդելն անվանական ռեժիմներից փոքր շեղումների դեպքում։ Ընդ որում կդիտարկվի ՀՀԿ-ի նկ. 2.2-ում պատկերված առավել իրատեսական մոդել, ուր հաշվի են առնված դրոսելի ակտիվ և կոնդենսատորի շղթայի համարժեք հաջորդական (կամ լրացուցիչ ավելացված) *r*<sub>C</sub> դիմադրությունները։

Հարկ է շնել, որ կարելի է տալ նկ. 2.2-ի ցածրացնող ՀԼԿ-ի Ճշգրիտ մաթեմատիկական նկարագրությունը վիձակների տարածությունում ներմուծելով, այսպես կոչված, փոխանջատող (կոմուտացնող) *q*(*t*) ֆունկցիան հետևյալ կերպ [43].

$$q(t) = \begin{cases} 1, & \text{tpt} \quad 0 \le t < DT_s, \\ 0, & \text{tpt} \quad DT_s \le t < T_s : \end{cases}$$
(2.1)

Իրոք, նկ. 2.2 ՀՀԿ-ն կարող է ներկայացվել նկ. 2.3-ի երկու համարժեք սխեմաներով, համապատասխանող *DT<sub>s</sub>* և *(1-D)T<sub>s</sub>* ժամանակային տեղամասերին, որոնց ընթացքում էլեկտրոնային բանալին միացված է և անջատված։ Այդ իմաստով նկ. 2.2 ՀՀԿ-ն ներկայացնում է *փոփոխական կառուցվածքով* համակարգ, որտեղ մեկ ենթահամակարգից մյուսին անցումը որոշվում է (2.1)-ի փոխանջատման *q*(*t*) ֆունկցիայով։



Նկ. 2.2. Ցածրացնող ՀԼԿ-ի սխեմա



ա)  $0 \leq t < DT_S$  տեղամաս բ)  $DT_S \leq t < T_S$  տեղամաս Նկ. 2.3. Միացված (ա) և անջատված (բ) էլեկտրոնային բանալիով ու իդեալական դիոդով ՀէԿ-ի համարժեք սխեմաներ

Որպես ՀՀԿ-ի վիճակի փոփոխականներ ընտրված են դրոսելի  $i_L(t)$  հոսանքը և կոնդենսատորի  $u_C(t)$  լարումը։ Այդ դեպքում դիտարկելով և  $x_2(t) = u_C(t)$  կոորդինատներով երկչափ x(t) վեկտոր-սյունակը նկ. 2.3ա սխեմայի ( $DT_S$  տեղամասի) համար կարելի է գրել՝

$$\frac{dx_{1}(t)}{dt} + \left[\frac{Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C}}{L(R + r_{C})}\right]x_{1}(t) + \frac{R}{L(R + r_{C})}x_{2}(t) = \frac{1}{L}v_{s}(t);$$

$$\frac{dx_{2}(t)}{dt} = \frac{R}{C(R + r_{C})}x_{1}(t) - \frac{1}{C(R + r_{C})}x_{2}(t);$$

$$v_{0}(t) = \frac{Rr_{C}}{R + r_{C}}x_{1}(t) + \frac{R}{R + r_{C}}x_{2}(t),$$
(2.2)

կամ վեկտորա-մատրիցային տեսքով [12, 40, 50]՝

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + b_1 v_s(t),$$

$$v_0(t) = c_1 x(t),$$
(2.3)

որտեղ՝

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C}}{L(R + r_{C})} & -\frac{R}{L(R + r_{C})} \\ \frac{R}{C(R + r_{C})} & -\frac{1}{C(R + r_{C})} \end{bmatrix},$$

$$b_{1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$c_{1} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_{C}}{R + r_{C}} & \frac{R}{R + r_{C}} \end{bmatrix},$$
(2.4)

իսկ մուտքային v<sub>s</sub>(t) ֆունկցիան արտացոլում է այն հանգամանքը, որ սնման V<sub>s</sub> լարումը կարող է ըստ ժամանակի փոփոխվել։

Համապատասխան վեկտորային հավասարումները (*1-D*)*T<sub>s</sub>* տեղամասի համար, երբ էլեկտրոնային բանալին անջատված է, նմանատիպ տեսքի են՝

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + b_2 v_s(t),$$

$$v_0(t) = c_2 x(t):$$
(2.5)

Քանի որ անջատված էլեկտրոնային բանալիով նկ. 2.3բ սխեման տարբերվում է նկ. 2.3ա սխեմայից միայն v<sub>s</sub>(t)=0-ով, ապա դժվար չէ ցույց տալ, որ A<sub>2</sub> մատրիցը և b<sub>2</sub> ու c<sub>2</sub> վեկտորները (2.5)-ում տրվում են հետևյալ արտահայտություններով.

$$A_2 = A_1, \quad b_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad c_2 = c_1 :$$
 (2.6)

Փոխանջատման *q(t)* ֆունկցիայի տեսքի և (2.3)-(2.5) արտահայտությունների հաշվառմամբ նկ. 2.2 ՀՀԿ-ի դիֆերենցիալ հավասարումները կլինեն՝

$$\frac{dx(t)}{dt} = \left[q(t)A_1 + (1 - q(t))A_2\right]x(t) + \left[q(t)b_1 + (1 - q(t))b_2\right]v_s(t),$$
(2.7)  
$$v_0(t) = \left[q(t)c_1 + (1 - q(t))c_2\right]x(t),$$

որոնք (2.6)-ի հաշվառմամբ բերվում են պարզ տեսքի՝

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{I}x(t) + b_{I}q(t)v_{S}(t),$$

$$v_{0}(t) = c_{I}x(t):$$
(2.8)

Այսպիսով, ստացված են վիճակների տարածությունում ՀՀԿ-ի հշգրիտ (2.8) դիֆերենցիալ հավասարումները կախված են (2.1)-ի q(t) փոխանջատման ֆունկցիայից,

որի արժեքը թռիչքաձև փոխվում է զրոյից մեկի և ընդհակառակը՝ էլեկտրոնային բանալու միացման և անջատման պահերին։ Այլ կերպ ասած (2.8) վեկտորային հավասարումը ներկայացնում է թռիչքաձև փոփոխվող պարամետրերով ոչ ստացիոնար և ոչ գծային դիֆերենցիալ հավասարում, որի ձշգրիտ անալիտիկ լուծումն ընդհանուր դեպքում հնարավոր չէ։

## 2.3. Վիձակների տարածությունում ցածրացնող ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելը

ՎիՃակների տարածությունում դինամիկայի հավասարումների միջինացման մեթոդի համաձայն առաջին փուլում կատարվում է (2.1)-ի փոխանջատման *q(t)* ֆունկցիայի ժամանակային միջինացում [43]։ Դրա համար մտցվում է

$$d(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t q(\tau) d\tau$$
(2.9)

ժամանակային ֆունկցիան, որը ներկայացնում է պարբերության ընթացքում *q*(*t*)-ի արտահայտության միջինացում *t* ժամանակի անընդհատ փոփոխման պարագայում։ Այդ ֆունկցիային կոչում են *անընդհատ* (կամ *լոկալ*) *լցման գործակից* և արտացոլում է այն հանգամանքը, որ սովորական լցման *D* գործակիցը կարող է անցումային ռեժիմներում ըստ ժամանակի փոփոխվել [43, 84]։ Այնուհետև, (2.9)-ի հաշվառմամբ իրականացվում է դինամիկայի Ճշգրիտ (2.8) հավասարումների ժամանակային միջինացում, ինչը տալիս է՝

$$\frac{d\overline{x}(t)}{dt} = A_1 \overline{x}(t) + b_1 \overline{v}_s(t) d(t),$$

$$\overline{v}_0(t) = c_1 \overline{x}(t),$$
(2.10)

որտեղ միջինացված  $\overline{x}(t)$ ,  $\overline{v}_s(t)$  և  $\overline{v}_0(t)$  փոփոխականները որոշվում են (2.9)-ին համանման արտահայտություններով համարելով, որ x(t) վեկտորը և  $v_s(t)$  ֆունկցիան շատ չեն տարբերվում իրենց միջինացված (լոկալ) արժեքներից [43]։ (2.10) հավասարումներին կոչում են *վիճակների տարածությունում ՀՀԿ-ի միջինացված մոդել*։

Այդ հավասարումներում (2.1)-ի *q(t)* թռիչքաձև փոփոխվող ֆունկցիայի փոխարեն մտնում է (2.9)-ի *անընդհատ* լոկալ *d(t)* լցման գործակիցը։ Այդ պատձառով (2.10)-ի անընդհատ մոդելը կարող է համարվել որպես իմպուլսային ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի ձշգրիտ (2.8) հավասարումների անընդհատ ապրոքսիմացում։

# 2.4. ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելի գծայնացում

Ցածրացնող ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաների արտածման համար անհրաժեշտ է իրականացնել ոչ գծային միջինացված մոդելի գծայնացում որոշակի աշխատանքային կետի շրջակայքում [43, 84]։ Գծայնացման դասական գործընթացը սովորաբար հանգում է ոչ գծային ֆունկցիայի Թեյլորի շարքի վերածմանը համարելով, որ աշխատանքային կետից շեղումները փոքր են և անտեսելով գծայինից զատ բոլոր անդամները։ Սակայն (2.10) հավասարումների տեսքը հնարավորություն է ընձեռում պարզեցնելու այդ գործընթացը։ Ներկայացնենք (2.10)-ի ժամանակային միջինացմամբ բոլոր ֆունկցիաները

$$\overline{x}(t) = X + \tilde{x}(t),$$

$$\overline{v}_0(t) = V_0 + \tilde{v}_0(t),$$

$$\overline{v}_S(t) = V_S + \tilde{v}_S(t),$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t)$$
(2.11)

տեսքով, որտեղ բոլոր  $\tilde{x}(t)$ ,  $\tilde{v}_0(t)$ ,  $\tilde{v}_s(t)$ ,  $\tilde{d}(t)$  շեղումները համարվում են փոքր։ Այդ դեպքում տեղադրելով (2.11)-ը (2.10)-ում և բաժանելով փոփոխականները հանգում ենք

$$0 = A_{1}X + b_{1}DV_{s} \quad \text{lymuf} \quad X = -A_{1}^{-1}b_{1}DV_{s},$$

$$V_{0} = c_{1}X = -c_{1}A_{1}^{-1}b_{1}DV$$
(2.12)

հավասարումներին՝ հաստատված վիձակների համար, և

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A_1 \tilde{x}(t) + b_1 V_S \tilde{d}(t) + b_1 D \tilde{v}_S(t) + \left[ b_1 \tilde{d}(t) \tilde{v}_S(t) \right],$$

$$\tilde{v}_0(t) = c_1 \tilde{x}(t)$$
(2.13)

հավասարումներին՝ աշխատանքային կետից միջինացված մոդելի փոփոխականների փոքր շեղումների համար։

Տեղադրելով (2.12)-ում A<sub>1</sub> մատրիցի, b<sub>1</sub> և c<sub>1</sub> վեկտորների (2.4) արտահայտությունները և կատարելով ոչ բարդ հանրահաշվական ձևափոխություններ ՀԼԿ-ի հաստատված վիձակների համար ստացվում է

$$X = \frac{\left(R + r_{c}\right)}{Rr_{L} + Rr_{c} + r_{L}r_{c} + R^{2}} \begin{bmatrix} I\\ R \end{bmatrix} DV_{s},$$

$$V_{0} = \frac{R\left(R + r_{c}\right)}{Rr_{L} + Rr_{c} + r_{L}r_{c} + R^{2}} DV_{s}:$$
(2.14)

Հեշտ է նկատել, որ (2.13) հավասարումներում միակ ոչ գծային անդամը քառակուսային փակագծերում ներառված  $\tilde{d}(t)$  և  $\tilde{v}_s(t)$  փոքր մեծությունների արտադրյալ պարունակող անդամն է։ Անտեսելով այդ անդամը վերջնականապես ստացվում են ՀՀԿ-ի միջինացված մոդելի գծայնացված հավասարումները հետևյալ տեսքով՝

$$\frac{d\widetilde{x}(t)}{dt} = A_{I}\widetilde{x}(t) + b_{I}V_{S}\widetilde{d}(t) + b_{I}D\widetilde{v}_{S}(t),$$

$$\widetilde{v}_{0}(t) = c_{I}\widetilde{x}(t):$$
(2.15)

Հարկ է նշել, որ գծայնացված (2.15) հավասարումները կապում են  $\tilde{v}_0(t)$  ելքը երկու մուտքային  $\tilde{d}(t)$  և  $\tilde{v}_s(t)$  փոփոխականների հետ, ընդ որում, համաձայն վերադրման սկզբունքի [5, 24, 49], այդ փոփոխականների ազդեցությունները ցածրացնող ՀՀԿ-ի ելքի վրա կարող են դիտարկվել միմյանցից անկախ։

# 2.5. ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները

Հետևելով վիճակների տարածությունում հավասարումներից գծային համակարգերի փոխանցման ֆունկցիաների ստացման ստանդարտ մեթոդին [5, 49] անհրաժեշտ է կատարել (2.15) հավասարումների Լապլասյան ձևափոխություն զրոյական սկզբնական պայմանների դեպքում և ստացված հանրահաշվական հավասարումներից արտաքսել վիճակների x(s) վեկտորը, որտեղ s-ը՝ Լապլասի փոփոխականն է։ Ելքային սկալյար  $\tilde{v}_0(s)$ փոփոխականի նկատմամբ դա բերում է հետևյալ կոմպլեքս հավասարմանը

$$\tilde{v}_0(s) = c_1 (sI - A_1)^{-1} b_1 \Big[ V_s \tilde{d}(s) + D \tilde{v}_s(s) \Big],$$
(2.16)

որն էլ հանգեցնում է մուտքային անկախ  $\tilde{d}(s)$  և  $\tilde{v}_s(s)$  փոփոխականների նկատմամբ ՀՀԿ-ի երկու սկալյար փոխանցման ֆունկցիաների՝

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{d(s)} = W_d(s) = c_1(sI - A_1)^{-1} b_1 V_s, \qquad (2.17)$$

$$\frac{\widetilde{v}_{0}(s)}{\widetilde{v}(s)} = W_{v}(s) = c_{I}(sI - A_{I})^{-1}b_{I}D: \qquad (2.18)$$

Ինչպես հետևում է (2.17) և (2.18) արտահայտություններից, փոխանցման  $W_d(s)$  և  $W_v(s)$  ֆունկցիաները տարբերվում են միմյանցից միայն  $V_S$  ( $W_d(s)$ -ի համար) և D ( $W_v(s)$ -ի համար) հաստատուն գործակցերով։ Տեղադրելով (2.4)-ը (2.17) և (2.18)-ում կստանանք՝

$$W_{d}(s) = \frac{k_{0}(s - z_{C})}{\det(sI - A_{1})}V_{s},$$

$$k_{0} = \frac{Rr_{C}}{L(R + r_{C})}, \quad z_{C} = -\frac{1}{r_{C}C},$$

$$W_{v}(s) = \frac{k_{0}(s - z_{C})}{\det(sI - A_{1})}D,$$
(2.20)

որտեղ

$$\det(sI - A_{1}) = s^{2} + \left[\frac{\left(Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C}\right)C + L}{LC(R + r_{C})}\right]s + \frac{Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C} + R^{2}}{LC(R + r_{C})^{2}}:$$
(2.21)

Այսպիսով, գծայնացված ցածրացնող ԼԻԿ-ը բնութագրվում է երկրորդ կարգի փոխանցման ֆունկցիաներով, որոնք ընդհանուր դեպքում ունեն զրո  $z_C=-1/r_CC$  կետում, որն էլ որոշվում է ցածրահաձախական ֆիլտրի կոնդենսատորի *C* ունակությամբ և  $r_C$ դիմադրությամբ։ Իդեալական ՀԼԿ-ի դեպքում այսինքն, երբ  $r_L=r_C=0$ , կայունացված վիձակների (2.14) հավասարումների և (2.19)-ի  $W_d(s)$  ու (2.20)-ի  $W_v(s)$  փոխանցման ֆունկցիաների տեսքերը զգալի պարզանում են.

$$X = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} \\ 1 \end{bmatrix} DV_{s}, \quad V_{0} = DV_{s}, \quad (2.22)$$
$$W_{v}(s) = \frac{\omega_{0}^{2}}{\left(s^{2} + 2\xi\omega_{0}s + \omega_{0}^{2}\right)} D, \quad (2.23)$$
$$W_{d}(s) = \frac{\omega_{0}^{2}}{\left(s^{2} + 2\xi\omega_{0}s + \omega_{0}^{2}\right)} V_{s}$$

որտեղ մարման  $\xi$ գործակիցը և անկյունային  $\omega_0$  հաձախությունը հավասար են

$$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.24)$$

Անհրաժեշտ է հատուկ ընդգծել, որ իդեալական ՀԼԿ-ի դեպքում փոխանցման ֆունկցիաների զրոները բացակայում են։

# 2.6. Օրինակներ

Դիտարկենք V<sub>S</sub>=8 Վ, D=0,625, L=5 մկՀն, C=2000 մկՖ, R=200 ՄOhմ, f<sub>S</sub>=200 կՀց

պարամետրերով իդեալական ՀԼԿ։ Այդ պարամետրերի դեպքում (2.23)-ի *W<sub>d</sub>(s)* փոխանցման ֆունկցիան կլինի՝

$$W_d(s) = \frac{8 \cdot 10^8}{s^2 + 2500s + 10^8}$$
(2.25)

և ունի երկու  $p_{1,2}$ =-1250 ± j99216 կոմպլեքս-համալուծ բևեռներ։ Նկ. 2.4ա-ում ցուցադրված են (2.25)-ի  $W_d(s)$  փոխանցման ֆունկցիայի Բոդեի դիագրամները։ Ինչպես հետևում է նկարից, իդեալական ՀՀԿ-ի  $argW_d(j\omega)$  փուլային բնութագիծը  $\omega \rightarrow \infty$  դեպքում ձգտում է -180°-ի։

Ենթադրենք, ՀԼԿ-ի վերը նշված միևնույն պարամետրերի դեպքում կոնդենսատորի շղթայում առկա է *r<sub>C</sub>=50 մOhմ* ակտիվ դիմադրություն։ Այդ դեպքում (2.19)-ի *W<sub>d</sub>(s)* փոխանցման ֆունկցիան կլինի

$$W_d(s) = \frac{64000(s+10000)}{s^2 + 10000s + 8 \cdot 10^7}$$
(2.26)

որն ունի երկու  $p_{1,2}$ =-5000 ± j7416,2 կոմպլեքս-համալուծ բևեռներ, ինչպես նաև մեկ z=-10000 զրո։ Համապատասխան Բոդեի դիագրամը պատկերված է նկ. 2.4բ-ում։ Այստեղ (2.26)-ի  $W_d(s)$  փոխանցման ֆունկցիայի փուլային բնութագիծը  $\omega \rightarrow \infty$  ձգտելիս ձգտում է -90°-ի, այսինքն այս դեպքում բարձր հաճախություններում փուլային շեղումը զգալի փոքր է։ Հարկ է նշել վերջապես, որ s=0 դեպքում (2.25)-ի և (2.26)-ի երկու փոխանցման  $W_d(s)$  ֆունկցիաներն էլ ունեն միատեսակ  $K_d=8$  փոխանցման գործակից։

Նկ. 2.5 - նկ. 2.7-ում ցուցադրված են ցածրացնող ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիայի բնեռների և զրոների բաշխվածությունը, ինչպես նաև Նիկոլսի և Նայքվիստի դիագրամներո իդեալական դեպքում (երբ *r*<sub>C</sub>=0), ինչպես նաև երբ կոնդենսատորի շղթայում մտցված է լրացուցիչ *r*<sub>C</sub>=50 մOhմ դիմադրություն։

Նկ. 2.8-ում տրված են իդեալական ՀՀԿ-ի դինամիկ մոդելավորման արդյունքները (դրոսելի հոսանքի և ելքային լարման) *Simulink* փաթեթի միջավայրում [44, 117]։ Նկ. 2.8ա-ում ցուցադրված են երևույթների ընդհանուր տեսքը զրոյական սկզբնական պայմանների դեպքում, իսկ նկ. 2.8բ-ում՝ կայունացված երևույթները խոշորացված մասշտաբով։



Նկ. 2.4. 8ածրացնող ՀԼԿ-ի Բոդեի դիագրամները, երբ կերպափոխիչն իդեալական է (ш) կամ պարունակում է դիմադրություն կոնդենսատորի շղթայում (բ)



Նկ. 2.5. Ցածրացնող ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաների բևեռները, երբ կերպափոխիչն իդեալական է (ա) կամ պարունակում է դիմադրություն կոնդենսատորի շղթայում (բ)



Նկ. 2.6. Ցածրացնող ՀՀԿ-ի Նիքոլսի դիագրամները, երբ կերպափոխիչն իդեալական է (ա) կամ պարունակում է դիմադրություն կոնդենսատորի շղթայում (բ)



Նկ. 2.7. Ցածրացնող ՀՀԿ-ի Նայքվիստի կորերը, երբ կերպափոխիչն իդեալական է (ա) կամ պարունակում է դիմադրություն կոնդենսատորի շղթայում (բ)



Նկ. 2.8. Իդեալական ցածրացանող ՀՀԿ-ում երևույթների մոդելավորման արդյունքները ընդհանուր տեսքով (ա) և խոշորացված մասշտաբով (բ)

Նկ. 2.1ա սիեմայի հիման վրա մշակված մոդելը էլեկտրոնային բանալու և դիոդի իդեալականացման պարագայում ցուցադրված է նկ. 2.9-ում։ Նմանատիպ արդյունքները ցածրացնող ՀՀԿ-ի իդեալականացված էլեկտրոնային բանալու և դիոդի, բայց լրացուցիչ  $r_c=50 \ dOhd$  դիմադրության առկայության դեպքի, ցուցադրված են նկ. 2.10-ում։ Նկ. 2.8ա և նկ. 2.10ա անցումային երևույթների համեմատությունը ցույց է տալիս, որ լրացուցիչ  $r_c\neq0$  դիմադրության ավելացումը, որի դեպքում (2.26)-ի  $W_d(s)$  փոխանցման ֆունկցիայում առաջանում է զրո, զգալի լավացնում է անցումային երևույթները ՀՀԿ-ում։ Մյուս կողմից, ՀՀԿ-ի ելքային  $v_0(t)$  լարման բաբախման ամպլիտուդը  $r_c$  դիմադրության դեպքում (նկ. 2.10թ) չնայած կազմում է մոտ 4% ելքային լարման միջին արժեքի համեմատ, սակայն 120 և ավելի անգամ գերազանցում է իդեալական կերպափոխչի բաբախման ամպլիտուդը (նկ. 2.8բ)։ Ինչ վերաբերում է դրոսելի հոսանքի փոփոխման կորերին, ապա դրանք երկու դեպքում էլ գործնականորեն միննույնն են։



Նկ. 2.9. Իդեալական էլեկտրոնային բանալիով և դիոդով ցածրացնող ՀԼԿ-ի մոդել



Նկ. 2.10. Կոնդենսատորի շղթայում ակտիվ դիմադրությամբ ՀԼԿ-ում երևույթների մոդելավորման արդյունքներն ընդհանուր տեսքով (ա) և խոշորացված մասշտաբով (բ)

Նկ. 2.11-ում ցուցադրված է ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկ մոդելը *Simulink* փաթեթի միջավայրում, որտեղ օգտագորված են ՄԴԿ-տրանզիստորի և դիոդի ֆիզիկական (իրական) մոդելներ *SimPowerSystem* փաթեթի գրադարանից [117]։ ՄԴԿ-տրանզիստորի և դիոդի պարամետրերի թվային արժեքների ընտրության պատուհանները ցույց են տրված նկ. 2.12-ում։ ՀԼԿ-ի դինամիկ մոդելավորմանը համապատասխանող արդյունքները ներկայացված են նկ. 2.13-ում։



Նկ. 2.11. Зшծршдилղ ՀՀҰ-ի դինши́իկ и́лդելը Simulink փшթեթի и́իջшվшյрлւи́ ՄԴԿ-տրшնզիиտորի և դիոդի SimPowerSystem փшթեթի գրшդшրшնի օգտшգпрծи́ши́р

Block Parameters: Mosfet	Block Parameters: Diode		
Mosfet (mask) (link)	Diode (mask) (link)		
MOSFET and internal diode in parallel with a series RC sn circuit. When a gate signal is applied the MOSFET conduct acts as a resistance (Ron) in both directions. If the gate si falls to zero when current is negative, current is transferr antiparallel diode.	beer and nal inductance (Lon). For most applications the internal inducta The Diode impedance is infinite in off-star	es RC snubber circuit. al resistance (Ron) and nce should be set to zero. te mode.	
For most applications, con should be set to zero.	Parameters		
Parameters	E Resistance Kon (Onms) :		
FET resistance Ron (Ohms) :	0.001		
0.1	Inductance Lon (H) :		
internal diode inductance Lon (H) :	0		
0	Forward voltage Vf (V) :		
Internal diode resistance Rd (Ohms) :	0.8		
0.01	Initial current Ic (A) :	Initial current Ic (A) :	
Internal diode forward voltage Vf (V) :	0		
0	Snubber resistance Rs (Ohms) :	Snubber resistance Rs (Ohms) :	
initial current Ic (A) :	500		
0	Snubber capacitance Cs (F) :		
OK Cancel Help	Apply OK Cancel	Help Apply	

Նկ. 2.12. ՄԴԿ-տրանզիստորի (ա) և դիոդի (բ) պարամետրերի թվային արժեքների ընտրության պատուհանները



Նկ. 2.13. Նկ. 2.11 մոդելի օգնությամբ ստացված ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկ մոդելավորման արդյունքները սովորական (ա) և խոշորացված (բ) մասշտաբներով

## ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Ստացված է ցածրացնող տեսակի իմպուլսային ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան անընդհատ հոսանքի ռեժիմում` վիճակների տարածությունում կերպափոխչի դինամիկայի հավասարումների միջինացման և աշխատանքային կետի շուրջը հետագա գծայնացման եղանակով։

2. ՀՀԿ-ի ցածրահաձախական ելքային ֆիլտրի կոնդենսատորին հաջորդաբար ակտիվ դիմադրության միացումը հանգեցնում է փոխանցման ֆունկցիայի ձախակողմյան զրոյի առաջացմանը, ինչն էլ իր հերթին հանգեցնում է ՀՀԿ-ի ըստ փուլի կայունության պաշարի մեծացմանը և դինամիկ բնութագրերի բարելավմանը։

### ԳԼՈՒԽ 3

# ՀԱՍՏԱՏՈՒՆ ԼԱՐՄԱՆ ՑԱԾՐԱՑՆՈՂ ԿԵՐՉԱՓՈԽՉԻ ՓՈԽԱՆՑՄԱՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՈՐՈՇՈՒՄՆ ԸՆԴՀԱՏՈՒՆ ՀՈՍԱՆՔԻ ՌԵԺԻՄՈՒՄ

Գլուխ 2-ում և [6, 7] աշխատանքներում դիտարկված են ցածրացնող ՀՀԿ-ի դինամիկայի հավասարումները և փոխանցման ֆունկցիաների արտածումն անընդհատ հոսանքի ռեժիմում։ Տվյալ գլխում համանման կարգով տրված է ցածրացնող ՀՀԿ-ի դինամիկայի հավասարումները և փոխանցման ֆունկցիաների արտածումը ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում [8, 61]։

## 3.1. ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումները վիձակների տարածությունում

Ինչպես հայտնի է, ԼԻՄ-ով իմպուլսային ՀՀԿ-ները պարբերական պարամետրերով ոչ գծային ոչ ստացիոնար համակարգեր են։ Այդ պատձառով դրանց դինամիկայի ձշգրիտ անալիտիկ ուսումնասիրությունը չափազանց բարդ խնդիր է [1-3]։ Գործնականում սովորաբար դիմում են հատուկ մոտավոր մեթոդների` հիմնված հավասարումների ըստ ժամանակի միջինացման կամ, այսպես կոչված, ՀՀԿ-ի տարրային միջինացման վրա [43, 83, 103]։ Ստորև ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում ցածրացնող ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաներն արտածելիս օգտագործվում է, ինչպես և [6, 7]-ում, վիձակների տարածությունում հավասարումների միջինացման մեթոդը և դիտարկվում է նկ. 3.1ա ցածրացնող կերպափոխչի մոդելը, ուր հաշվի են առնված դրոսելի պարազիտային *r<sub>L</sub>* դիմադրությունը և կոնդենսատորի շղթայի ակտիվ *r<sub>C</sub>* դիմադրությունը։



Նկ. 3.1. Зածրացնող ՀՀԿ- սխեման (ш) և դրոսելի հոսանքի դիագրամը (բ) ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում

Ինչպես արդեն նշվել է, ընդատուն հոսանքի ռեժիմում էլեկտրոնային բանալու կոմուտացման յուրաքանչյուր  $T_S$  պարբերությունում առկա է ժամանակային tտեղամաս, որի ընթացքում դրոսելի  $i_L(t)$  հոսանքը հասնում է զրոյական արժեքի և պահպանում է այն մինչև էլեկտրոնային բանալու հաջորդ միացումը (նկ. 3.1բ) [1]։ Այդ պատձառով նկ. 3.1ա ՀՀԿ-ն կարող է ներկայացվել նկ. 3.2 երեք (և ոչ երկու՝ ինչպես անընդհատ ռեժիմում) համարժեք սխեմաների տեսքով՝ համապատասխանող երեք  $0 \le t < d_1T_S$ ,  $d_1T_S \le (d_1+d_2)T_S$  և  $(d_1+d_2)T_S \le t < T_S$  ժամանակային տեղամասերին, որտեղ  $d_1$  և  $d_2$ նշանակումները մեկնաբանված են նկ. 3.1բ-ում։



ש)  $0 \leq t < d_1 T_S$   $p) d_1 T_S \leq t < (d_1+d_2) T_S$   $q) (d_1+d_2) T_S \leq t < T_S$ Ul. 3.2. ՀՀ 4-ի hամարժեք սիսեմաները ժամանակային տարբեր տեղամասերի hամար, երբ բանալին միացված է (ш), բանալին անջատված է li  $i_L(t) > 0$  (p), բանալին անջատված է li  $i_L(t) = 0$  (q)

Այդ տեղամասերից առաջինը՝  $d_I T_S$ -ը, համապատասխանում է ժամանակին, երբ էլեկտրոնային բանալին միացված է (այսինքն  $d_I$ =D, որտեղ D-ն կառավարման իմպուլսների լցման գործակիցն է), իսկ դրոսելի հոսանքը տեղամասի վերջում հասնում է իր առավելագույն  $i_{Lmax}$  արժեքին։ Երկրորդ և երրորդ տեղամասերը համապատասխանում են ժամանակին, երբ բանալին անջատված է, ընդ որում, դրոսելի հոսանքը հասնում է զրոյական արժեքի երկրորդ տեղամասի վերջում։ Հարկ է նշել, որ երրորդ տեղամասին որոշ դեպքերում անվանում են *կտրման տեղամաս* [17], իսկ դրա հարաբերական  $d_3$ լցման գործակիցն ակնհայտորեն հավասար է  $d_3$ =1- $d_1$ - $d_2$ ։ Նկ. 3.2 համարժեք սխեմաների հիման վրա յուրաքանչյուր ժամանակային տեղամասի համար կարելի է տալ ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի *ճ*շգրիտ անալիտիկ նկարագրությունը։ Որպես ՀԼԿ-ի վի*ճ*ակի փոփոխականներ ընտրված են դրոսելի  $i_L(t)$  հոսանքը և կոնդենսատորի  $u_C(t)$  լարումը։ Այդ դեպքում մտցնելով  $x_I(t) = i_L(t)$  և  $x_2(t) = u_C(t)$  կոորդինատներով երկչափ x(t) վեկտորսյունակը նկ. 3.2ա սխեմայի (այսինքն  $0 \le t < d_1 T_S$  տեղամասի) համար կարելի է գրել՝

$$\frac{dx_{1}(t)}{dt} + \left[\frac{Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C}}{L(R + r_{C})}\right]x_{1}(t) + \frac{R}{L(R + r_{C})}x_{2}(t) = \frac{1}{L}v_{S}(t),$$

$$\frac{dx_{2}(t)}{dt} = \frac{R}{C(R + r_{C})}x_{1}(t) - \frac{1}{C(R + r_{C})}x_{2}(t),$$

$$v_{0}(t) = \frac{Rr_{C}}{R + r_{C}}x_{1}(t) + \frac{R}{R + r_{C}}x_{2}(t),$$
(3.1)

կամ վեկտորա-մատրիցային տեսքով`

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + b_1 v_s(t),$$

$$v_0(t) = c_1 x(t),$$
(3.2)

որտեղ

$$A_{1} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C}}{L(R + r_{C})} & -\frac{R}{L(R + r_{C})} \\ \frac{R}{C(R + r_{C})} & -\frac{1}{C(R + r_{C})} \end{bmatrix},$$

$$b_{1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$c_{1} = \begin{bmatrix} \frac{Rr_{C}}{R + r_{C}} & \frac{R}{R + r_{C}} \end{bmatrix},$$
(3.3)

իսկ  $v_{S}(t)$  մուտքային ֆունկցիան արտացոլում է , ինչպես և [8]-ում, այն հանգամանքը, որ  $V_{S}$  լարումը կարող է փոփոխվել ըստ ժամանակի։

Համապատասխան վեկտորային հավասարումները  $d_I T_S \leq t < (d_1 + d_2) T_S$  տեղամասի համար, որի դեպքում էլեկտրոնային բանալին անջատված է, իսկ դրոսելի հոսանքը տարբերվում է զրոյից, նմանատիպ տեսքի են.

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + b_2 v_s(t),$$

$$v_0(t) = c_2 x(t):$$
(3.4)

Քանի որ անջատված էլեկտրոնային բանալիով նկ. 3.2բ սխեման տարբերվում է նկ. 3.2ա սխեմայից միայն  $v_{S}(t)=0$  նշանակությամբ, ապա դժվար չէ ցույց տալ, որ  $A_{2}$ 

մատրիցը, *b*<sup>2</sup> ու *c*<sup>2</sup> վեկտորները (3.4)-ում կորոշվեն հետևյալ արտահայտություններով`

$$A_2 = A_1, \quad b_2 = \begin{bmatrix} 0\\0 \end{bmatrix}, \quad c_2 = c_1 :$$
(3.5)

Եվ վերջապես, դրոսելի զրոյական հոսանքով ժամանակային երրորդ $(d_1+d_2)T_S \leq t < T_S$ տեղամասի համար նկ. 3.2գ սխեմայի հիման վրա ունենք

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_3 x(t) + b_3 v_s(t),$$

$$v_0(t) = c_3 x(t),$$
(3.6)

որտեղից  $i_L(t)=const=0$ -ի հաշվառմամբ ունենք

$$A_{3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_{c})} \end{bmatrix},$$
  

$$b_{3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$
  

$$c_{3} = \begin{bmatrix} 0, & \frac{R}{R+r_{c}} \end{bmatrix}.$$
(3.7)

Հարկ է նշել, որ երբ հարաբերական լցման  $d_1$  գործակիցը (տես նկ. 3.1բ) որոշվում է միայն էլեկտրոնային բանալու միացված լինելու տեղամասի  $d_1=D$  տևողությամբ, ապա  $d_2$  գործակիցը ստացվում է կախված ՀՀԿ-ի պարամետրերից, կոմուտացման  $T_s$ պարբերությունից և  $v_s(t)$  լարումից։ ՀՀԿ-ի միջինացված մոդելը ստանալու համար անհրաժեշտ է հանրահաշվական տեսքով արտահայտել այդ կապը լցման D գործակցից և կերպափոխչի պարամետրերից։ Դա հնարավորություն կընձեռի ՀՀԿ-ի դինամիկայի հավասարումներից արտաքսել  $d_2$ -ը և ստանալ միայն վիձակի փոփոխականների միջինացված արժեքներով արտահայտված մոդելը։ Այդ հանրահաշվական ֆունկցիային կոչում են լցման գործակցի սահմանափակման ֆունկցիա [43, 86]։

# 3.2. Լցման գործակցի սահմանափակման ֆունկցիայի արտածումը

Այսպիսով, ի տարբերություն անընդհատ հոսանքի ռեժիմում ՀԼԿ-ի ուսումնասիրմանը [8], տվյալ դեպքում փոխանցման ֆունկցիան արտածելիս ծագում է դրոսելի հոսանքի վերլուծության, *d*<sub>2</sub>-ի կերպափոխչի պարամետրերից, *T*<sub>s</sub> պարբերությունից և *D*
լցման գործակցից կախվածության որոշման խնդիրը։ Այդ նպատակով օգտագործված է ստանդարտ մոտեցում՝ հիմնված ՀՀԿ-ի ելքային լարման փոքր բաբախումների անտեսման վրա [43, 86]։ Այդ պայմանների դեպքում, եթե *T<sub>s</sub>* պարբերության ընթացքում ելքային *V*<sup>0</sup> լարումը համարվի անփոփոխ, ապա բեռի *I*<sup>0</sup> հոսանքը և, որպես հետևանք, դրան հավասար դրոսելի հոսանքի միջին արժեքը որոշվում են

$$I_0 = I_L = \frac{V_0}{R}$$
(3.8)

արտահայտությամբ։

Անցումն անընդհատ հոսանքի ռեժիմից ընդհատվողին տեղի ունի

$$I_L \le \frac{1}{2} \Delta i_L, \qquad (3.9)$$

պայմանի դեպքում, որտեղ ⊿*i*<sub>L</sub>-ը *DT*<sub>S</sub> տեղամասում դրոսելի հոսանքի լրիվ փոփոխությունն է, իսկ (3.9)-ի հավասարման նշանը համապատասխանում է նշված ռեժիմների միջև եղած սահմանին։ Նկ. 3.1ա սխեմայի համար ⊿*i*<sub>L</sub> մեծությունը որոշվում է այսպես`

$$\Delta i_{L} = \frac{\left[V_{S} - V_{0}\left(1 + r_{L} / R\right)\right]}{L} DT_{S} = \frac{V_{0}\left(1 + r_{L} / R\right)}{L} d_{2}T_{S}, \qquad (3.10)$$

ընդ որում, ընդհատվող ռեժիմում դրոսելի հոսանքի սկզբնական և վերջնական արժեքներիը (*t*=(*D*+*d*<sub>2</sub>)*T*<sub>5</sub> դեպքում) յուրաքանչյուր *T*<sub>5</sub> պարբերությունում հավասար են զրոյի։ Այդ պատՃառով (3.10)-ում ⊿*i*<sub>L</sub>-ը նույնպես հավասարվում է դրոսելի հոսանքի առավելագույն *i*<sub>Lmax</sub> արժեքին։

Քանի որ հաստատված ռեժիմում *T*<sub>s</sub> պարբերության ընթացքում դրոսելի լարման միջին արժեքը զրո է [7, 43], ապա վերն ընդունված ենթադրությունների պարագայում պետք է ապահովվի հետևյալ պայմանը՝

$$\left[V_{S} - V_{0}\left(1 + \frac{r_{L}}{R}\right)\right]DT_{S} = V_{0}\left(1 + \frac{r_{L}}{R}\right)d_{2}T_{S},$$
(3.11)

որտեղից ստացվում է ընդհատուն ռեժիմի համար նկ. 3.1ա ցածրացնող ՀԼԿ-ի ըստ լարման փոխանցման D<sub>DM</sub> գործակցի համար արտահայտությունը՝

$$D_{DM} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{DR}{(R + r_L)(D + d_2)}:$$
(3.12)

Այս արտահայտությունը կախված է *d*<sub>2</sub> անհայտ պարամետրից։ Նկ. 3.1բ դիագրամից հետևում է, որ դրոսելի հոսանքի միջին արժեքը հավասար է

$$I_{L} = \frac{i_{L \max} (D + d_{2}) T_{S}}{2 T_{S}} :$$
(3.13)

Հաշվի առնելով (3.8) արտահայտությունը և *i<sub>Lmax</sub>=Δi<sub>L</sub>-*ի համար հետևյալ առնչությունը

$$i_{L \max} = \frac{V_0 \left( R + r_L \right) d_2 T_s}{L R},$$
(3.14)

ստացվում է

$$\frac{V_0}{R} = \frac{1}{2} \frac{V_0}{LR} \left( R + r_L \right) d_2 (D + d_2) T_s, \qquad (3.15)$$

արտահայտությունը, որը բերվում է երկրորդ կարգի հետևյալ հավասարմանը d<sub>2</sub>-ի նկատմամբ՝

$$d_2^2 + Dd_2 - K = 0$$
, npuhų  $K = \frac{2L}{(R + r_L)T_s}$ : (3.16)

Այդ հավասարման լուծումը տալիս է

$$d_2 = \frac{1}{2} \left( -D + \sqrt{D^2 + 4K} \right):$$
(3.17)

Հետագա վերլուծությունների համար մտցնենք *D<sub>pos</sub>* կարևոր մեծությունը, որը դրոսելի *i<sub>L</sub>* հոսանքի դրական իմպուլսի հարաբերական տևողությունն է և (3.17)-ի հիման վրա հավասար է

$$D_{pos} = d_1 + d_2 = D + d_2 = \frac{1}{2} \left( D + \sqrt{D^2 + 4K} \right):$$
(3.18)

Այդ մեծությունը միշտ փոքր է մեկից և ակնհայտ է, որ այն հավասար է մեկի անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմների սահմանին։

Տեղադրելով (3.17)-ը և (3.18)-ը (3.12)-ում ստանում ենք վերջնական արտահայտություն ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում ցածրացնող ՀԼԿ-ի ըստ լարման փոխանցման D<sub>DM</sub> ֆունկցիայի համար` հաշվի առնելով դրոսելի պարազիտային դիմադրությունը`

$$D_{DM} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{RD}{(R + r_L)D_{pos}}:$$
 (3.19)

Այսպիսով, ի տարբերություն անընդհատ հոսանքի ռեժիմի, որի դեպքում ըստ լարման փոխանցման  $D_{CM}$  գործակիցը հավասար է լցման D գործակցին, այսինքն՝  $D_{CM} = D$  [43], (3.19)-ի  $D_{DM}$  գործակիցը ոչ գծային է կախված ինչպես D-ից, այնպես էլ դրոսելի L ինդուկտիվությունից, բեռի R դիմադրությունից, պարազիտային  $r_L$  դիմադրությունից և կառավարման իմպուլսների  $T_S$  պարբերությունից։ Բացի այդ, ակնհայտ է, որ  $D_{DM}$  մեծությունը  $D_{pos} < 1$  դեպքում միշտ մեծ է (պարզության համար համարելով  $r_L = 0$ ) անընդհատ հոսանքի ռեժիմին համապատասխանող D գործակցից։

Քանի որ անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմների սահմանին ունենք  $d_2=1$ -D և  $D_{pos}=1$ , ապա (3.8)-(3.10)-ի հիման վրա կարելի է ստանալ ընդհատուն ռեժիմին անցման պայմանը

$$\frac{V_0}{R} < \frac{1}{2} \frac{V_0(R+r_L)}{LR} (1-D)T_s, \qquad (3.20)$$

տեսքով, որը բերվում է պարզ տեսքի

$$D < 1 - K: \tag{3.21}$$

(3.21)-ի աջ մասով որոշվում է ՀՀԿ-ի առաջադրված պարամետրերի դեպքում լցման D գործակցի կրիտիկական  $D_{crit}$  արժեքով։ Անցումն ընդհատուն ռեժիմի տեղի ունի  $D \leq D_{crit}$  դեպքում։ Այդ դեպքում ՀՀԿ-ի փոխանցման գործակիցը որոշվում է (3.19) արտահայտությամբ։ Եթե  $D > D_{crit}$ , ապա ՀՀԿ-ն անցնում է անընդհատ հոսանքի ռեժիմի։ Նշենք վերջապես, որ K > I դեպքում ցածրացնող ՀՀԿ-ն մշտապես գտնվում է անընդատ հոսանքի ռեժիմում։ Դա բխում է (3.21)-ից, քանի որ K > I դեպքում լցման D գործակիցն ընդունում է բացասական արժեք, ինչը զուրկ է ֆիզիկական իմաստից։

## 3.3. Յածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի հավասարումների միջինացումը

ՎիՃակների տարածությունում (3.1)-(3.7) դիֆերենցիալ հավասարումների միջինացման հայտնի տեխնիկան կիրառելով ստացվում է`

$$\frac{dx(t)}{dt} = \left[ \left[ d_1(t) + d_2(t) \right] A_1 + \left[ 1 - d_1(t) - d_2(t) \right] A_3 \right] x(t) + d_1(t) b_1 v_s(t),$$
(3.22)

$$v_0(t) = [d_1(t) + d_2(t)]c_1x(t) + [1 - d_1(t) - d_2(t)]c_3x(t),$$
(3.23)

որտեղ ընդհանուր դեպքում հաշվի է առնվում, որ  $d_1$  և  $d_2$  գործակցերը ժամանակային ֆունկցիաներ են [8, 43], և ըստ ժամանակի միջինացված x(t) վեկտորի ու  $v_s(t)$  փոփոխականի համար պահպանված են (3.1)-(3.7) հավասարումների միևնույն նշանակումները։

Հաշվի առնելով (3.1)-(3.7)-ը (3.22)-ի փոխարեն ստացվում է ցածրացնող ՀԼԿ-ի հետևյալ մոդիֆիկացված միջինացված մոդելը բացված տեսքով, ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում, որտեղ հակիրձության նպատակով ցույց չի տրված t ժամանակից կախումը`

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_{L}\\u_{C}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{Rr_{L}+Rr_{C}+r_{L}r_{C}}{2L(R+r_{C})}(d_{1}+d_{2}) & -\frac{R}{2L(R+r_{C})}(d_{1}+d_{2})\\\frac{R}{2C(R+r_{C})}(d_{1}+d_{2}) & -\frac{1}{C(R+r_{C})}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{L}\\u_{C}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{L}\\0\end{bmatrix}d_{1}v_{S}, \quad (3.24)$$

կամ մատրիցային տեսքով`

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_{\Sigma}x(t) + d_1(t)b_1v_s(t):$$
(3.25)

Ելքային լարման արտահայտությունը հետևյալ տեսքի է՝

$$v_0(t) = \frac{R}{R + r_c} \Big[ (d_1(t) + d_2(t)) r_c, \quad I \Big] = \frac{R}{R + r_c} \Big[ (d_1(t) + d_2(t)) r_c i_L(t) + u_c(t) \Big]:$$
(3.26)

Ինչպես հետևում է (3.25) - (3.26)-ից, ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի ուսումնասիրությունը ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում զգալի բարդ է անընդհատ ռեժիմի միևնույն խնդրից, քանի որ առաջադրված  $D=d_1$  լցման գործակցի դեպքում (3.25)-ի  $A_{\Sigma}$  մատրիցը կախված է (3.17)-ի  $d_2$  գործակցից, որը ոչ գծային է կախված D-ից և ՀԼԿ-ի պարամետրերից (հիշեցնենք, որ անընդհատ ռեժիմում A և  $c_0$  մեծություններն անփոփոխ էին)։

## 3.4. ՀԼԿ-ի միջինացված մոդելի գծայնացումը

Ցածրացնող ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաներն արտածելու համար անհրաժեշտ է իրականացնել ոչ գծային միջինացված մոդելի գծայնացում որոշակի աշխատանքային կետի շրջակայքում։ Դրա համար օգտվենք ոչ գծային դիֆերենցիալ հավասարումների գծայնացման դասական մոտեցումից [5]։ Ընդհանուր դեպքում այդ հավասարումները հետևյալ տեսքի են՝

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t)),$$

$$y(t) = g(x(t), u(t)):$$
(3.27)

Մեր դեպքում x(t) երկչափ վիճակների վեկտորն ունի  $x_I(t) = i_L(t)$  և  $x_2(t) = u_C(t)$ կոորդինատները, y(t) սկալյար ելքը հավասար է (3.26)-ի  $v_0(t)$ -ի, երկչափ մուտքային u(t)վեկտորն ունի  $u_I(t) = v_S(t)$  և  $u_2(t) = d_I(t)$  կոորդինատները, իսկ f(x(t), u(t)) և g(x(t), u(t))ֆունկցիաները (3.24)-ի և (3.26)-ի հիման վրա հավասար են՝

$$f(x,u) = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_L + Rr_C + r_Lr_C}{2L(R + r_C)} \left(u_2 + \sqrt{u_2^2 + 4K}\right) x_1 - \\ -\frac{R}{2L(R + r_C)} \left(u_2 + \sqrt{u_2^2 + 4K}\right) x_2 + \frac{1}{L} u_1 u_2 \\ \frac{R}{2C(R + r_C)} \left(u_2 + \sqrt{u_2^2 + 4K}\right) x_1 - \frac{1}{C(R + r_C)} x_2 \end{bmatrix},$$
(3.28)  
$$g(x,u) = \frac{R}{R + r_C} \left[\frac{1}{2} \left(u_2 + \sqrt{u_2^2 + 4K}\right) r_C x_1 + x_2 \right],$$
(3.29)

որտեղ հակիրձության համար *x*(*t*) և *u*(*t*) վեկտորների *t* ժամանակից կախվածությունները բաց են թողնված։

Ներկայացնենք (3.27)-ի ըստ ժամանակի միջինացված բոլոր ֆունկցիաները

$$\begin{aligned} x(t) &= X + \tilde{x}(t), \\ v_0(t) &= V_0 + \tilde{v}_0(t), \\ u(t) &= U + \tilde{u}(t), \end{aligned} \tag{3.30}$$

որտեղ

$$u_1(t) = V_s + \tilde{v}_s(t), \ u_2(t) = D + \tilde{d}(t),$$

տեսքով, որտեղ  $\tilde{x}(t)$ ,  $\tilde{v}_0(t)$ ,  $\tilde{v}_s(t)$ ,  $\tilde{d}(t)$  շեղումները համարվում են փոքր, իսկ X,  $V_0$ ,  $V_s$  և Dմեծությունները հաստատուն են և համապատասխանում են աշխատանքային կետին։ Այդ դեպքում, եթե աշխատանքային կետը համարվի հավասարակշռության կետ, այսինքն`

$$f(x(t), u(t))\Big|_{\substack{x(t)=X\\u(t)=U}} = 0,$$
(3.31)

ապա համապատասխան (հաստատուն) ելքային ազդանշանը հավասար է

$$V_0 = g(x(t), u(t))\Big|_{\substack{x(t) = X \\ u(t) = U}}$$
(3.32)

(3.27) հավասարումների գծայնացման գործընթացը հանգում է ոչ գծային *f*(*x*(*t*),*u*(*t*)) և *g*(*x*(*t*),*u*(*t*)) ֆունկցիաների Թեյլորի շարքի վերածմանը համարելով, որ աշխատանքային կետից շեղումները փոքր են և անտեսելով շարքի բոլոր անդամները, բացի գծայինից։

(3.27) հավասարումներն այդ դեպքում փոխարինվում են հետևյալ գծային հավասարումներով`

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A\tilde{x}(t) + B\tilde{u}(t),$$

$$\tilde{v}_0(t) = C\tilde{x}(t) + E\tilde{u}(t),$$
(3.33)

որտեղ A, B մատրիցները և C, E վեկտոր-տողերը որոշվում են

$$A = \left[\frac{\partial f(x,u)}{\partial x}\right]_{\substack{x=X\\u=U}}^{x=X},$$

$$B = \left[\frac{\partial f(x,u)}{\partial u}\right]_{\substack{x=X\\u=U}}^{x=X},$$

$$C = \left[\frac{\partial g(x,u)}{\partial x}\right]_{\substack{x=X\\u=U}}^{x=X},$$

$$E = \left[\frac{\partial g(x,u)}{\partial x}\right]_{\substack{x=X\\u=U}}^{x=X},$$

արտահայտություններով։

Հաշվի առնելով (3.18)-ը, (3.34)-ը և (3.28), (3.29)-ի f(x(t),u(t)), g(x(t),u(t)) ֆունկցիաների տեսքերը A, B մատրիցների տարրերը և C, E վեկտոր-տողերը կլինեն հավասար՝

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{(Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C})D_{pos}}{L(R + r_{C})} & -\frac{RD_{pos}}{L(R + r_{C})} \\ \frac{RD_{pos}}{C(R + r_{C})} & -\frac{1}{C(R + r_{C})} \end{bmatrix},$$
(3.35)  
$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L}D & \frac{1}{L}V_{s} - \frac{RD_{pos}}{L(R + r_{C})\sqrt{D^{2} + 4K}}X_{2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$
$$C = \frac{R}{R + r_{C}} \Big[ r_{C}D_{pos} , 1 \Big],$$
$$E = \frac{R}{R + r_{C}} \Big[ 0, \frac{r_{C}D_{pos}}{\sqrt{D^{2} + 4K}}X_{1} \Big];$$

ՀԼԿ-ի հաստատված ռեժիմն այդ դեպքում կորոշվի (3.31) և (3.32) հավասարումներով։ Դրանցից առաջինի լուծումը տալիս է՝

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \frac{(R+r_c)}{MD_{pos}} \begin{bmatrix} 1 \\ D_{pos}R \end{bmatrix} V_S D , \qquad (3.36)$$

որտեղ

$$M = \left[ Rr_L + Rr_C + r_L r_C + R^2 D_{pos} \right]:$$

Տեղադրելով այդ լուծումը (3.32)-ում կստանանք՝

$$V_{0} = \frac{R \left[ r_{c} D_{pos} + R \right]}{\left[ Rr_{L} + Rr_{c} + r_{L}r_{c} + R^{2} D_{pos} \right]} DV_{s}:$$

$$(3.37)$$

Հարկ է նշել, որ  $r_L=0$  և  $r_C=0$  դեպքում (3.37)-ի փոխարեն ունենք հետևյալ հայտնի բանաձևերը՝

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{D}{D_{pos}} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + 4K}}, \quad K = \frac{2L}{RT_s}:$$
(3.38)

Հարկ է նշել նաև, որ (3.33) հավասարման գծայնացումը փաստորեն կապում է  $\tilde{v}_{_0}(t)$  սկալյար ելքը մուտքային երկու  $\tilde{d}(t)$  և  $\tilde{v}_s(t)$  փոփոխականների հետ, ընդ որում, համաձայն վերադրման սկզբունքի [5, 49], այդ փոփոխականների ազդեցությունները ցածրացնող ՀՀԿ-ի ելքի վրա կարող է դիտարկվել մեկը մյուսից անկախ։

### 3.5. ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները

Հետևելով վիճակների տարածությունում հավասարումներից գծային համակարգերի փոխանցման ֆունկցիաների ստացման սովորական մեթոդին անհրաժեշտ է իրականացնել (3.33) հավասարումների համակարգի Լապլասյան ձևափոխություն զրոյական սկզբնական պայմանների դեպքում և ստացված հանրահաշվական հավասարումներից արտաքսել x(s) վիճակների վեկտորը, որտեղ *s*-ը` Լապլասի փոփոխականն է [48, 49]։ Ելքային սկալյար  $\tilde{v}_0(s)$  փոփոխականի նկատմամբ դա բերում է հետևյալ կոմպլեքս հավասարմանը`

$$\tilde{v}_0(s) = W(s)\tilde{u}(s), \qquad (3.39)$$

որտեղ 1×2 չափանի W(s) փոխանցման ֆունկցիան հետևյալ տեսքի է`

$$W(s) = [W_V(s), W_D(s)] = C(sI - A)^{-1}B + E:$$
(3.40)

Այստեղ  $W_V(s)$  և  $W_D(s)$  սկալյար փոխանցման ֆունկցիաները կապում են  $\tilde{v}_0(s)$ -ը մուտքային  $\tilde{u}_1(s) = \tilde{v}_s(s)$  և  $\tilde{u}_2(s) = \tilde{d}(s)$  փոփոխականների հետ։ Ելնելով (3.40)-ից  $W_V(s)$ -ի և  $W_D(s)$ -ի համար ստացվում են հետևյալ արտահայտությունները`

$$W_{V}(s) = \frac{D_{pos}RD\left\{r_{C}\left[s + \frac{1}{C(R + r_{C})}\right] + \frac{R}{C(R + r_{C})}\right\}}{L(R + r_{C})\Delta(s)} , \qquad (3.41)$$

$$W_{D}(s) = \frac{RV_{S}}{M\sqrt{D^{2} + 4K}} \left\{ \frac{M_{0}s + M_{1}}{LC(R + r_{c})\Delta(s)} + r_{c}D \right\},$$
(3.42)

որտեղ

$$M_{0} = r_{C} 2KCM + RLD,$$

$$M_{1} = 2KM + \frac{D_{pos}R}{(R+r_{C})} \Big[ Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r - r_{C}D_{pos}RD \Big],$$
(3.43)

huų  $\Delta(s) = \det(sI - A)$  είπιρωφηիչ huduuupniú htmujuju t`

$$\Delta(s) = s^{2} + \frac{\left[C(Rr_{L} + Rr_{C} + r_{L}r_{C})D_{pos} + L\right]}{LC(R + r_{C})}s + \frac{GD_{pos}}{LC(R + r_{C})^{2}}:$$
(3.44)

Հարկ է նշել, որ  $W_V(s)$  և  $W_D(s)$  փոխանցման ֆունկցիաներն ունեն ձախակողմյան զրոներ համապատասխանաբար  $Z_V=-1/r_CC$ ,  $Z_D=-M_1/M_0$  կետերում։ Բացի այդ,  $W_D(s)$ փոխանցման ֆունկցիան պարունակում է հանրահաշվական անդամ, որն անմիջապես փոխանցում է մուտքային ազդանշանը ելքին  $r_CD$  գործակցով։

Իդեալական ՀՀԿ-ի համար, երբ  $r_L = r_C = 0$ , (3.41)-ի և (3.42)-ի փոխանցման  $W_V(s)$  և  $W_D(s)$  ֆունկցիաների տեսքերը զգալի պարզանում են՝

$$W_{V}(s) = \frac{D_{pos}}{LC\left(s^{2} + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{LC}D_{pos}^{2}\right)}D,$$
 (3.45)

$$W_{D}(s) = \frac{V_{s}\left[\left(LD\right)s + 2KRD_{pos}\right]}{LCRD_{pos}\left(\sqrt{D^{2} + 4K}\right)\left(s^{2} + \frac{1}{CR}s + \frac{1}{LC}D_{pos}^{2}\right)}:$$
(3.46)

(3.45)-ի  $W_V(s)$  փոխանցման ֆունկցիան այդ դեպքում զրոներ չունի, իսկ, (3.46)-ի  $W_D(s)$  ֆունկցիան չունի հանրահաշվական անդամ և ունի զրո

$$Z_D = -\frac{2KR}{LD}D_{pos} = -\frac{2}{DT_s} \left( D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT_s}} \right)$$
(3.47)

կետում։

Երբ s=0, (3.45), (3.46)-ի փոխարեն ունենք հայտնի արտահայտությունները

$$W_{V}(0) = \frac{2D}{D + \sqrt{D^{2} + 4K}};$$

$$W_{D}(0) = \frac{8KV_{S}}{\left(\sqrt{D^{2} + 4K}\right)\left(D + \sqrt{D^{2} + 4K}\right)^{2}}:$$
(3.48)

## 3.6. Օրինակ

Դիտարկենք ՀԼԿ D=0,1, L=3,3 մկՀն,  $r_L=80$  մOhմ,  $r_C=0,05$  Ohմ, C=75,2 մկՖ, R=1,0Ohմ,  $V_S=12$  Վ,  $f_S=100$  կՀg պարամետրերով։

Այդ դեպքում լցման գործակցի կրիտիկական արժեքը հավասար է  $D_{crit}=0,38889$ ։։ Այդ պատձառով D=0,1 դեպքում ՀՀԿ-ն գտնվում է ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում։ Այդ դեպքում  $W_V(s)$  և  $W_D(s)$  փոխանցման ֆունկցիաները հավասար են՝

$$W_V(s) = \frac{1202.5(s + 265957.45)}{s^2 + 32000.86s + 2946351308.4},$$
(3.49)

$$W_D(s) = \frac{145117.66(s + 269156.4)}{s^2 + 32000.86s + 2946351308.4} + 0.039591$$
(3.50)

և ունեն  $p_{1,2}$ =-16000,43±j51868,46 կոմպլեքս-համալուծ բևեռներ  $Z_V$ =-26957,45 և  $Z_D$ =-269156,4 կետերում։

Իդեալական ՀՀԿ-ի դեպքում, այսինքն երբ  $r_L = r_C = 0$ , (3.49)-ի  $W_V(s)$  և (3.50)-ի  $W_D(s)$ փոխանցման ֆունկցիաներն ընդունում են տեսքերը`

$$W_V(s) = \frac{3.35804857}{s^2 + 13297.87s + 2798373809},$$
(3.51)

$$W_D(s) = \frac{12222.7(s + 3086419.75)}{s^2 + 13297.87s + 2798373809};$$
(3.52)

Այդ ֆունկցիաների միատեսակ բևեռները հավասար են  $p_{1,2}$ =-6648,93  $\pm j52480,1$  և, բացի այդ,  $W_D(s)$ -ն ունի զրո  $Z_D$ =-3086419,75 կետում։ Այդ դեպքում (3.48)-ի փոխանցման գործակցերը հավասար են  $W_V(0)$ =0,12 և  $W_D(0)$ =13,48:

Նկ. 3.3-ում ցուցադրված են Բոդեի դիագրամները իրական (նկ. 3.3ա) և իդեալական (նկ. 3.3բ) (3.49)-ի *W<sub>V</sub>(s)* փոխանցման ֆունկցիայի համար, իսկ նկ. 3.4-ում տրված են (3.50)-ի *W<sub>D</sub>(s)* փոխանցման ֆունկցիայի համապատասխան դիագրամները։

Նկ. 3.5-նկ. 3.10-ում ցուցադրված են ցածրացնող ՀՀԿ-ի (3.49)-(3.52)  $W_V(s)$  և  $W_D(s)$ 

փոխանցման ֆունկցիաների բևեռների և զրոների բաշխվածությունը, ինչպես նաև Նիկոլսի և Նայքվիստի դիագրամներն ընդատուն հոսանքի ռեժիմում և իդեալական դեպքում (երբ  $r_L = r_C = 0$ ), ինչպես նաև  $r_L = 80$  dOhd,  $r_C = 0.05$  Ohd:



Նկ. 3.3. W<sub>v</sub>(s)փոխանցման ֆունկցիայի Բոդեի դիագրամներն իրական (ա) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.4. W<sub>D</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի Բոդեի դիագրամներն իրական (ш) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.5. Зшծршдилղ ՀՀԿ-ի W<sub>v</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի բևեռներն իրական (ш) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.6. W<sub>v</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի Նայքվիստի կորերո իրական (ш) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.7. W<sub>v</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի Նիքոլսի դիագրամներն իրական (ш) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.8. W<sub>D</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի փոխանցման ֆունկցիայի բևեռներն իրական (ա) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



Նկ. 3.9. W<sub>D</sub>(s) փոխանցման ֆունկցիայի Նայքվիստի կորերը իրական (ш) և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար



և իդեալական (բ) կերպափոխչի համար

Նկ. 3.11-ում և 3.12-ում տրված են իրական ՀՀԿ-ի դինամիկ մոդելավորման արդյունքները (դրոսելի հոսանքի և ելքային լարման) *Simulink* և *SimPowerSystem* փաթեթների միջավայրում երբ D=0,1, որտեղ ժամանակի t=0,001 վ պահին կատարվում է D գործակցի թոիչքաձև փոփոխություն  $\Delta D=0,02$  չափով։



Նկ. 3.11. ՀՀԿ-ում ելքային լարման մոդելավորման արդյունքները խոշորացված մասշտաբով (ա) և ընդհանուր տեսքով (բ)



Նկ. 3.12. ՀԼԿ-ում դրոսելի հոսանքի մոդելավորման արդյունքները

Նկ. 3.13-ում ցուցադրված մոդելը մշակված է նկ. 3.1ա սխեմայի հիման վրա, որտեղ օգտագործված են ՄՕԿ-տրանզիստորի (որպես բանալի) և դիոդի մոդելները *SimPowerSystem* փաթեթի ստանդարտ գրադարանից։ Ինչպես հետևում է նկ. 3.3-3.10 վերլուծությունից և նկ. 3.11, 3.12 կորերից, փոխանցման ֆունկցիաներում զրոների առկայությունը լավացնում է կայունության պաշարները և անցումային երևույթները ՀՀԿ-ում ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում։



Նկ. 3.13. Յածրացնող ՀՀԿ-ի դինամիկ մոդելը ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում

#### ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Ցույց է տրված, որ ի տարբերություն անընդհատ հոսանքի ռեժիմի դեպքի ընդհատուն ռեժիմում իդեալական ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան ըստ *D* լցման գործակցի ունի ձախակողմյան զրո։

2. Ելքային ցածրահաձախային ֆիլտրի կոնդենսատորի շղթայում ակտիվ դիմադրության առկայության դեպքում ՀՀԿ-ի երկու փոխանցման ֆունկցիաներն էլ՝ ըստ մուտքի և *D*-ի, ունեն տարբեր զրոներ։

3. Ըստ *D*-ի փոխանցման ֆունկցիան պարունակում է նաև հանրահաշվական անդամ։

#### ԳԼՈՒԽ 4

# ՑԱՑՐԱՑՆՈՂ ՀԼԿ-ՈՎ ԷԼԵԿՏՐԱՇԱՐԺԻՉԻ ԱՐԱԳՈՒԹՅԱՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՆԱԽԱԳԾՈՒՄԸ ՌՈԲԱՍՏ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ

#### 4.1. Ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների համառոտ ակնարկ

Ավտոմատ կառավարման տեսությունը ժամանակակից բարդ գիտություն է, որն ինտենսիվ կարգով զարգանում և ուսումնասիրվում է [30, 39, 40, 47-49, 59, 62, 64]։ Ընդ որում էականորեն փոխվում են տեսակետները, մոտեցումները, առարկայի հետազոտման մեթոդները, տվյալ դիսցիպլինի հիմնախնդիրներն ու խնդիրները։

Կառավարման տեսությունը սկսել է բուռն զարգանալ XIX դարում, երբ ի հայտ եկան տարբեր արդյունաբերական գործընթացների առաջին ավտոմատ կարգավորիչները։ Այդ ժամանակ ներմուծվեցին այնպիսի հասկացություններ, ինչպիսիք են փոխանցման ֆունկցիան, հաձախականային բնութագիրը, կայունությունը, ստացվեցին գծային, իսկ հետո նաև ոչ գծային համակարգերի կայունության հայտանիշները, և այլն։ XX դարի 50-ական թվականներից հետո տեխնիկայի և տեխնոլոգիայի աշխարհում կատարվեց հեղաշրջում։ Աէրոտիեզերական գիտության և տիեզերագնացության ի հայտ գալուն պես ստեղծվեց վիձակների տարածությունում կառավարման համակարգերի նկարագրության նոր և հզոր մաթեմատիկական ապարատ, ինչն էլ իր հերթին զարկ տվեց օպտիմալ կառավարման տեսության բուռն զարգացմանը։ Սակայն արդյունաբերական տեխոլոգիաների, իրենց մեջ մեծ քանակությամբ պարամետրեր, ենթահամակարգեր և օբյեկտներ ներառող բարդ ավտոմատ համակարգերի զարգացմանը զուգընթաց առավել դժվարանում էր կառավարման տեսության դասական հիմունքներով օպտիմալությանը ձգտումը։

Դա պայմանավորված էր նրանով, որ իրական ֆիզիկական համակարգերը և դրանց աշխատանքի պայմանները սովորաբար չեն կարող մաթեմատիկորեն բացարձակ ձիշտ մոդելավորվել։ Այդ պատձառով առաջացավ անհրաժեշտություն այնպիսի համապիտանի մեթոդի փնտրմանը, ինչը հնարավորություն կընձեռի կառավարելու համակարգը կամայական ազդակների և անորոշությունների հաշվառմամբ։ Ներկայումս

87

այդպիսի մեթոդներից է ռոբաստ կառավարումը։ Ավտոմատ կառավարման համակարգը, որն ունի կայունության առաջադրված պաշարները և որակը պահպանելու հատկություն համակարգի պարամետրերի փոփոխման ողջ տիրույթում, ինչպես նաև իրական շահագործման պայմաններում համակարգի վրա գործող ազդակների ազդանշանների ողջ տիրույթում, կոչում են **ռոբաստ** [35-37, 51-56, 58, 63, 81, 85, 98, 110, 118, 120]։

Ներկայումս տարբերում են մի քանի հիմնական խնդիրներ կապված ավտոմատ կարգավորման համակարգի ռոբաստության ապահովման հետ, որոնցից հիմնականներն են.

 ռոբաստ կայունություն՝ համակարգի կայունության ապահովումն անվանական մոդելից օբյեկտի մոդելի բոլոր թույլատրելի շեղումների դեպքում,

 ռոբաստ որակ՝ համակարգի առաջադրված որակի ցուցանիշների ապահովումն անվանական մոդելից օբյեկտի մոդելի բոլոր թույլատրելի շեղումների դեպքում։

Ըստ էության ռոբաստ կառավարման համակարգերի սինթեզի գլխավոր խնդիրն է կառավարման այնպիսի օրենքի փնտրումը, որը կպահպանի համակարգի ելքային փոփոխականները և սխալանքի ազդանշաններն առաջադրված թույլատրելի սահմաններում, անկախ կառավարման կոնտուրում առկա անորոշությունից։ Անորոշություններն այդ դեպքում կարող են ընդունել կամայական ձևեր, սակայն առավել էական են հանդիսանում աղմուկները, կառավարման օբյեկտի փոխանցման ֆունկցիայի իմացության ոչ գծայնությունները և անձշտությունները։

Ռոբաստ կառավարման դեպքում դիտարկվում են երկու տեսակի անորոշություններ՝ *կառուցվածքային* և *ոչ կառուցվածքային* [31, 36, 39, 98, 120]։ Կառուցվածքային անորոշությունների տակ հասկանում են անորոշությունները համակարգում, որի կառուցվածքը հանդիսանում է (կամ համարվում է) լրիվ հայտնի, սակայն անհայտ են կարգավորման օբյեկտի որոշ պարամետրերի Ճշգրիտ արժեքները [39,56]։ Մասնավորապես, կառուցվածքային անորոշություններն իրենցից ներկայացնում են, օրինակ, վիձակների տարածության մատրիցների (A, B, C, D) տարրերի անորոշությունները, կառավարման օբյեկտի փոխանցման ֆունկցիայի զրոներում կամ բնեռներում անորոշությունները [39]։

Ոչ կառուցվածքային անորոշությունները սովորաբար իրենցից ներկայացնում են հաձախությունից կախված տարրեր, ինչպիսիք են, օրինակ, ուժային շարժաբերներում հագեցումը կամ կարգավորման օբյեկտի ամպլիտուդա-փուլա-հաձախականային բնութագրերի ցածրահաձախական տիրույթում գրգռումները, փոքր (անտեսվող) ժամանակի հաստատունները կամ չափիչ-կատարող տարրերի չհաշվառված դինամիկան և այլն։

Կառավարման անվանական օբյեկտի վրա ոչ կառուցվածքային անորոշությունների ազդեցությունը կարող է լինել ինչպես *ադիտիվ*, երբ անորոշությունը ներկայացվում է անվանական օբյեկտի փոխանցման ֆունկցիայում, այնպես էլ *մուլտիպլիկատիվ*, երբ անորոշությունը ներկայացվում է անվանական օբյեկտի փոխանցման ֆունկցիայում [39, 42, 56]:

Կառավարման ռոբաստ համակարգերի նախագծման համար ներկայումս օգտագործվում են սինթեզի տարբեր մեթոդներ, որոնցից կարելի է առանձնացնել կոնտրոլերների սինթեզը  $H_{\infty}$  և  $H_2$  տարածություններում,  $\mu$ -կոնտրոլերները և այլն [36, 39, 58]։

Տվյալ գլխում ՀՀԿ-ով էլեկտրաշարժիչի պտտման արագության կառավարման համակարգի դինամիկայի ուսումնասիրման համար առաջարկվում է կիրառել ռոբաստության տեսության մեթոդները, որտեղ անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմների համար ՀՀԿ-ի երկու տարբեր փոխանցման ֆունկցիաները ներկայացվում են մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ մեկ միասնական փոխանցման ֆունկցիայով [12]։ Դա հնարավորություն է ընձեռում վերջին հաշվով իրագործել էլեկտրաշարժիչի պտըտման արագության կառավարման համակարգի նախագծումը կառավարման դասական տեսության ստանդարտ մեթոդների հիման վրա [5, 24, 30, 40, 41, 47, 49, 70, 74, 82, 95]։

# 4.2. Էլեկտրաշարժիչի արագության ռոբաստ կառավարման համակարգի նախագծումը

Ինչպես նշված է 4.1-ում, կառուցվածքայնացված և չկառուցվածքայնացված ավտոմատ կառավարման համակարգերի նախագծման հիմնական մոտեցումներից մեկը հիմնաված է ռոբաստ կառավարման տեսության մեթոդների վրա [39, 42, 56]։ Ի տարբերություն ադապտիվ կառավարման համակարգերի [31, 62], որոնցում կարգավորիչն ավտոմատ կարգով համալարվում է կառավարման օբյեկտի պարամետրերի նախապես անհայտ փոփոխություններին, ռոբաստ համակարգերում կարգավորիչն ընտրվում է այնպես, որպեսզի ապահովվի համակարգի կայունությունը և պահանջվող որակական բնութագրերն անորոշությունների փոփոխման ողջ տիրույթում։ Անորոշություններն այդ դեպքում կարող են լինել երկու հիմնական տեսակի՝ ադիտիվ և մուլտիպլիկատիվ։ Առաջին դեպքում համակարգի անորոշ փոխանցման ֆունկցիան ներկայացվում է հետևյալ տեսքով՝

$$W(s) = W_0(s) + \Delta W(s), \qquad (4.1)$$

իսկ մուլտիպլիկատիվ անորոշության դեպքում՝

$$W(s) = [1 + \Delta W(s)] W_0(s) = W_0(s) + \Delta W(s) W_0(s), \qquad (4.2)$$

տեսքով, որտեղ  $W_0(s)$ -ը անվանական փոխանցման ֆունկցիան է, իսկ  $\Delta W(s)$ -ը` անորոշությունն է, որի վերաբերյալ հայտնի են միայն դրա  $|\Delta W(j\omega)|$  մոդուլի փոփոխման սահմանները հաձախությունների փոփոխման ողջ  $0 \le \omega \le \infty$  տիրույթում։ Քանի որ ադիտիվ անորոշությունը կարող է միշտ բերվել մուլտիպլիկատիվի [41], հետագայում հակիրձության նպատակով դիտարկումը սահմանափակված է միայն վերջին դեպքով։ Ռոբաստության տեսությունում ապացուցված է, որ եթե  $W_0(s)$  անվանական փոխանցման ֆունկցիայով կառավարման համակարգը կայուն է, ապա մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ համակարգը պահպանում է կայունությունը, եթե տեղի ունի

$$\left|\Phi(j\omega)\right| < \frac{1}{\left|\Delta W(j\omega)\right|} \tag{4.3}$$

պայմանը բոլոր  $0 \le \omega \le \infty$  հաճախությունների դեպքում, որտեղ

$$\Phi(j\omega) = \frac{W_0(j\omega)}{1 + W_0(j\omega)}$$
(4.4)

-ն անվանական պարամետրերով փակ համակարգի փոխանցման ֆունկցիան է [12, 39]։

Ռոբաստության պայմանի գրաֆիկ արտածումը ցուցադրված է նկ. 4.1-ում, որտեղից տեսանելի է, որ  $r = |\Delta W(j\omega)W_0(j\omega)|$  շառավղով շրջանագիծը չի ընդգրկում -1, j0 կրիտիկական կետը տվյալ  $\omega$  հաճախության դեպքում, եթե բավարարված է

$$|\Delta W(j\omega)W_0(j\omega)| < |1 + W_0(j\omega)|$$
(4.5)

պայմանը, որտեղից (4.4)-ի հաշվառմամբ անմիջականորեն բխում է (4.3) պայմանը։

Ռոբաստության (4.3) պայմանին կարելի է տալ ակնառու գրաֆիկական մեկնաբանություն, որը ցուցադրված է նկ. 4.2-ում։ Որպեսզի մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ փակ համակարգը լինի ռոբաստ բավական է, որ փակ համակարգի |Φ(*jա*)| ամպլիտուդա-հաձախային բնութագիծն ընթանա  $1/|\Delta W(j\omega)|$  կորից ներքն։



Նկ. 4.1. Ռոբաստության (4.3) պայմանի գրաֆիկական արտածումը



Նկ. 4.2. Ռոբաստության (4.3) պայմանի գրաֆիկական մեկնաբանությունը

Ցածրացնող ՀՀԿ-ով էլեկտրաշարժիչի արագության կառավարման համակարգի նախագծման համար օգտագործված է նկարագրված մոտեցումը։ Քանի որ ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան կախված է աշխատանքային ռեժիմից, ապա այն` ըստ նկարագըրվածի, ներկայացված է մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ փոխանցման ֆունկցիայի տեսքով, որտեղ որպես անվանական ընտրված է ընդհատուն հոսանքի ռեժիմը և հակիրձության համար կսահմանափակվենք իդեալական ( $r_L = r_C = 0$ ) ՀՀԿ-ի դիտարկմամբ։ Համապատասխան  $G_{II}(s)$  և  $G_H(s)$  փոխանցման ֆունկցիաները ընդհատուն և անընդհատ ռեժիմներում ունեն հետևյալ տեսքը՝

$$G_{II}(s) = \frac{k_1(s - z_D)}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + D_{pos}^2\omega_0^2}$$
(4.6)

որտեղ

$$k_1 = \frac{DV_s}{CRD_{pos}\sqrt{D^2 + 4K}},$$
(4.7)

$$Z_D = -\frac{2KRD_{pos}}{LD}, \qquad (4.8)$$

$$D_{pos} = \frac{1}{2} \left( D + \sqrt{D^2 + 4K} \right), \tag{4.9}$$

$$K = \frac{2L}{RT} \tag{4.10}$$

և

$$G_{H}(s) = \frac{V_{S}\omega_{0}^{2}}{s^{2} + 2\xi\omega_{0}s + \omega_{0}^{2}},$$
(4.11)

որտեղ

$$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}:$$
(4.12)

Այդ դեպքում ՀԼԿ-ի G(s) փոխանցման ֆունկցիան կարելի է ներկայացնել

$$G(s) = \left[1 + \Delta G(s)\right]G_{\Pi}(s) \tag{4.13}$$

տեսքով, որտեղ  $G_{II}(s)$  փոխանցման ֆունկցիան որոշվում է (4.6) արտահայտությամբ։

Կարելի է ցույց տալ, որ (4.13)-ում  $\Delta G(s)$  մուլտիպլիկատիվ անորոշությունը տվյալ դեպքում

$$\Delta G(s) = \frac{G_H(s) - G_{\Pi}(s)}{G_{\Pi}(s)} =$$

$$= \frac{V_s \omega_0^2 s^2 + (2\xi V_s \omega_0^3 - k_1)s + (D_{pos}^2 V_s \omega_0^4 + k_1 z_D)}{k_1 (s - z_D) (s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2)}$$
(4.14)

տեսքի [13]։

(4.13)-ի տեսքի G(s) փոխանցման ֆունկցիայով ցածրացնող ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման համակարգի կառուցվածքային սխեման ցուցադրված է նկ. 4.3-ում, որտեղ K(s)-ը կարգավորչի փոխանցման ֆունկցիան է, իսկ  $W_{M}(s)$ -ը՝ հաստատուն հոսանքի շարժիչի փոխանցման ֆունկցիան է խարսխի շղթայի ժամանակի էլեկտրամագնիսական հաստատունի պարզության համար անտեսման պարագայում, *W*<sub>M</sub>(s)-ը՝ հետևյալ տեսքի առաջին կարգի ապերիոդիկ օղակ է.

$$W_M(s) = \frac{\Omega(s)}{U(s)} = \frac{K_M}{T_M s + 1}$$
: (4.15)

Այդ դեպքում բաց համակարգի  $W_0(s)$  անվանական փոխանցման ֆունկցիան կլինի՝

$$W_0(s) = W_M(s)G_{II}(s)K(s)$$
: (4.16)



Նկ. 4.3. Ցածրացնող ՀՀԿ-ով էլեկտրաշարժիչի արագության կառավարման համակարգի կառուցվածքային սխեմա

Այսպիսով, եթե K(s) կարգավորիչն ընտրվի այնպես, որպեսզի բավարարվի ռոբաստության (4.3) պայմանը, որտեղ  $\Delta W(s)$  պետք է փոխարինել (4.14)-ի  $\Delta G(s)$ անորոշությամբ, ապա նկ. 4.3 համակարգը պահպանում է կայունությունն անկախ ցածրացնող ՀԼԿ-ի աշխատանքային ռեժիմից։

### 4.3. Օրինակ

Որպես օրինակ դիտարկենք արագության կառավարման համակարգի նկ. 4.3 սխեման, որտեղ էլեկտրաշարժիչի փոխանցման ֆունկցիան տրված է այսպես՝

$$W_M(s) = \frac{20}{0.02s + 1}:$$
(4.17)

ծածրացնող ՀՀԿ-ի պարամետրերն առաջադրված են հետևյալ կերպ. D=0,1, L=3,3 *մկՀն*, C=75,2 *մկՖ*, R=1,0 *Ohմ*,  $V_S=12$  *Վ*,  $f_S=100$  *կՀց*. Հցման գործակցի կրիտիկական արժեքը, որի դեպքում ՀՀԿ-ի աշխատանքը գտնվում է անընդհատ և ընդհատուն ռեժիմների սահմանին նշված պարամետրերի դեպքում հավասար է  $D_{crit}=0,38889$ ։ Այդ պատձառով D=0,1 դեպքում ՀՀԿ-ն գտնվում է ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում։ Այդ ռեժիմում  $G_{II}(s)$  փոխանցման ֆունկցիան հետևյալն է՝

$$G_{II}(s) = \frac{5.421 \cdot 10^4 \ s \ + \ 2.688 \cdot 10^{10}}{s^2 \ + 1.33 \cdot 10^4 \ s \ + \ 2.229 \cdot 10^9};$$
(4.18)

Երբ $D > D_{crit}$ , ապա ՀՀԿ-ն անցնում է անընդհատ հոսանքի ռեժիմի

$$G_H(s) = \frac{4.836 \cdot 10^{10}}{s^2 + 1.33 \cdot 10^4 s + 4.03 \cdot 10^9}$$
(4.19)

փոխանցման ֆունկցիայով։

(4.14)-ի  $\Delta G(s)$  մուլտիպլիկատիվ անորոշությունն այդ դեպքում հետևյալ տեսքի է

$$\Delta G(s) = \frac{4.836 \cdot 10^6 6s^2 + 6.43 \cdot 10^{10} s + 1.078 \cdot 10^{16}}{5.421s^3 + 2.76 \cdot 10^6 s^2 + 5.759 \cdot 10^{10} s + 1.083 \cdot 10^6}$$
(4.20)

Համարենք, որ K(s) կարգավորիչը (4.16) համակարգում բացակայում է։ Նկ. 4.4ում ցուցադրված է (4.4)-ի  $\Phi(j\omega)$  փակ համակարգի ամպլիտուդա-հաձախային բնութագիծը K(s) = 1 և  $1/|\Delta G(j\omega)|$  կորը՝ (4.20)-ի  $\Delta G(s)$  անորոշության դեպքում։ Քանի որ այդ կորերը միմյանց հետ չեն հատվում, ապա ռոբաստության (4.3) պայմանը կոռեկցում չունեցող համակարգում չի բավարարվում։

Ստանդարտ մեթոդներով հաշվարկները ցույց են տալիս, որ համակարգում անհրաժեշտ ռոբաստության ապահովման համար բավական է ներմուծել *K*<sub>p</sub>=0,5 գործակցով ոչ իներցիոն կարգավորիչ՝ դրանով-իսկ փոքրացնելով երկու անգամ բաց համակարգի փոխանցման ֆունկցիան։ Համապատասխան կորերը ներկայացված են նկ. 4.5-ում, որոնք վկայում են այն մասին, որ ռոբաստության (4.3) պայմանը բավարարված է։ Վերջինս նշանակում է, որ դիտարկվող համակարգը կայուն է՝ անկախ ՀԼԿ-ի աշխատանքային ռեժիմից։

Նկ. 4.6-ից՝ նկ. 4.9-ում պատկերված են անընդհատ և ընդհատուն ռեժիմներում էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման բաց համակարգի Բոդեի, Նայքվիստի և Նիկոլսի դիագրամները, երբ *K<sub>p</sub>=0,5*։ Նկ. 4.10-ում բերված են էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման փակ համակարգի ամպլիտուդա-հաձախականային բնութագրերը ՀՀԿ-ի հոսանքի փոփոխման երկու ռեժիմներում, իսկ նկ. 4.11-ում տրված են համակարգի արմատային հոդոգրաֆները։ Նկ. 4.12-ում ցուցադրված է անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման

94

համակարգի ինտեգրացված մոդելը, որտեղ մոդելի վերին մասը համապատասխանում է ընդհատուն ռեժիմում կարգավորման համակարգին, իսկ ներքին մասը՝ անընդհատ հոսանքի ռեժիմում կարգավորման համակարգին։ Կարգավորման փակ համակարգի ռեակցիան միավոր թռիչքի ազդեցությանը հոսանքների փոփոխման երկու ռեժիմներում ցուցադրված են նկ. 4.13-ում և նկ. 4.14-ում, իսկ նկ. 4.15-ում տրված է համակարգում անցումային երևույթների համապատասխան տարբերությունը։ Նկ. 4.17-ում և նկ. 4.18ում ցուցադրված են կարգավորման համակարգի սխալանքի ազդանշաններն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում, երբ մուտքին կիրառված է սինուսոիդային ազդեցություն միավոր ամպլիտուդով և T=2,25 վ պարբերությամբ, իսկ նկ. 4.19-ում բերված են համակարգի սխալանքի ազդանշաններում։



Նկ. 4.4. Աпանց կппեկցող համակարգի ппршиппւթյան պայմանի иппւգпւմը К(s)=1 դեպքում



*Նկ. 4.5. Ռոբաստության պայմանի ստուգումը К(s)=К<sub>P</sub>=0,5* դեպքում



Նկ. 4.6. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի Բոդեի դիագրամներն անընդհատ (ա) և ընդհատուն (բ) հոսանքների ռեժիմներում



Նկ. 4.7. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի Նայքվիստի դիագրամներն անընդհատ հոսանքի ռեժիմում՝ ընդհանուր տեսքը (ա), կոորդինատների սկզբնակետի մոտակայքում (բ)



Նկ. 4.8. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի Նայքվիստի դիագրամներն ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում` ընդհանուր տեսքը (ա), կոորդինատների սկզբնակետի մոտակայքում (բ)



Նկ. 4.9. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի Նիկոլսի դիագրամներն անընդհատ (ա) և ընդհատուն (բ) հոսանքների ռեժիմումներում



Նկ. 4.10. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման փակ համակարգի ԱՀԲ-ն անընդհատ (ա) և ընդհատուն (բ) հոսանքների ռեժիմումներում



Նկ. 4.11. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի արմատային հողոգրաֆներն անընդհատ (ա) և ընդհատուն (բ) հոսանքների ռեժիմումներում



Նկ. 4.12. Էլեկտրաշարժիչի արագության կարգավորման համակարգի ինտեգրացված Simulink փաթեթի մոդելը անընդհատ (ա) և ընդհատուն (բ) հոսանքների ռեժիմումներում



Նկ. 4.13. Միավոր թռիչքի նկատմամբ կարգավորման համակարգի ռեակցիան ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում



Նկ. 4.14. Միավոր թռիչքի նկատմամբ կարգավորման համակարգի ռեակցիան անընդհատ հոսանքի ռեժիմում



Նկ. 4.15. Միավոր թռիչքի նկատմամբ կարգավորման համակարգի ռեակցիաների տարբերությունը անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում



Նկ. 4. 16. Կարգավորման համակարգի մուտքային սինուսոիդային ազդանշանը



Նկ. 4.17. Կարգավորման համակարգի արտացոլման սխալանքն ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում



Նկ. 4.18. Կարգավորման համակարգի արտացոլման սխալանքն անընդհատ հոսանքի ռեժիմում



Նկ. 4.19. Մուտքային սինուսոիդային ազդեցության նկատմամբ կարգավորման համակարգի ռեակցիաների տարբերությունը անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում

#### ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

 ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում նպատակահարմար է ներկայացնել միակ փոխանցման ֆունկցիայով՝ մուլտիպլիկատիվ անորոշության տեսքով։

2. Մեկ փոխանցման ֆունկցիայով ներկայացման դեպքում որպես անվանական նպատակահարմար է ընդունել ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան։

3. Հնարավորություն է ընձեռվում ՀԼԿ-ով էլեկտրաշարժիչի արագության կառավարման համակարգը նախագծելիս և հետազոտելիս օգտագործել ռոբաստության տեսության մեթոդները։

#### ԱՏԵՆԱԽՈՍԱԿԱՆ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ՀԻՄՆԱԿԱՆ ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ

Ատենախոսությունը նվիրված է հաստատուն լարման ցածրացնող տեսակի իմպուլսային ՀԼԿ-ներով հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչների արագության կարգավորման ռոբաստ համակարգերի նախագծման և հետազոտման մեթոդների մշակման հարցերին։ Աշխատանքում ստացված են հետևյալ գիտական արդյունքները։

1. Տրված է վիձակների տարածությունում իմպուլսային ցածրացնող ՀԼԿ-ի դինամիկայի ոչ գծային հավասարումների ձշգրիտ արտածումն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմներում ցածրահաձախական ֆիլտրի դրոսելի ակտիվ (պարազիտային) *r*<sub>L</sub> դիմադրության և կոնդենսատորի շղթայում համարժեք հաջորդական կամ լրացուցիչ մտցված ակտիվ *r*<sub>C</sub> դիմադրության հաշվառմամբ։

2. Էլեկտրոնային բանալու կոմուտացման պարբերության ընթացքում վիձակների տարածությունում ՀՀԿ-ի դինամիկայի ոչ գծային հավասարումների միջինացման հիման վրա և աշխատանքային կետի շրջակայքում հետագա գծայնացմաբ տրված է ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաների արտածումն անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմների համար` սնման լարման և լցման *D* գործակցի լոկալ փոփոխությունների դեպքում։ Ցույց է տրված, որ դրոսելի հոսանքի փոփոխման երկու ռեժիմներում էլ ցածրացնող ՀՀԿ-ն բնութագրվում է երկրորդ կարգի փոխանցման ֆունկցիայով։

3. Ցույց է տրված, որ անընդհատ հոսանքի ռեժիմում ցածրահաձախական ֆիլտրի կոնդենսատորին հաջորդաբար ակտիվ *rc* դիմադրության մտցնումը հանգեցնում է միննույն ձախակողմյան զրոյի առաջացմանը ցածրացնող ԼԻԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաներում ըստ սնման լարման և լոկալ լցման *D* գործակցի փոքր փոփությունների։ Դա բերում է անընդհատ ռեժիմում աշխատող ՀԼԿ-ի ըստ փուլի կայունության պաշարի ավելացմանը և դրա դինամիկ բնութագրերի լավացմանը։ *rc=0* դեպքում նշված զրոները փոխանցման ֆունկցիաներում բացակայում են։

4. Ցույց է տրված, որ ի տարբերություն անընդհատ հոսանքի ռեժիմի, ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում *rc=0* դեպքում լցման D գործակցի նկատմամբ ՀէԿ-ի փոխանցման փոխանցման ֆունկցիան ունի ձախակողմյան զրո, ինչը բերում է կայունության պաշարների ավելացմանը և ՀէԿ-ի դինամիկ բնութագրերի լավացմանը։ Եվս մեկ առանձնահատկություն կայանում է նրանում, որ կոնդենսատորի շղթայում ակտիվ *rc≠0* 

103

դիմադրության առկայությամբ ՀԼԿ-ի երկու փոխանցման ֆունկցիաներն էլ ըստ մուտքային լարման և լցման D գործակցի ունեն տարբեր զրոներ։ Բացի այդ, *rc≠0* դեպքում ըստ *D*-ի փոխանցման ֆունկցիան պարունակում է հանրահաշվական անդամ, որով լցման գործակցի մուտքային թռիչքն անմիջապես փոխանցվում է ՀԼԿ-ի ելքին որոշակի գործակցով՝ համեմատական *rc*-ի մեծությանը։

5. Առաջարկված է ցածրացնող ՀՀԿ-ով հաստատուն հոսանքի էլեկտրաշարժիչի արագության կառավարման համակարգի նախագծման մոտեցում, հիմնված անընդհատ և ընդհատուն հոսանքների ռեժիմում ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաները մուլտիպլիկատիվ անորոշությամբ մեկ փոխանցման ֆունկցիայով ներկայացման վրա, որտեղ որպես անվանական ընդունված է ընդհատուն հոսանքի ռեժիմում ՀՀԿ-ի փոխանցման ֆունկցիան։ Դա հնարավորություն է ընձեռում նշված համակարգերը նախագծելիս կիրառելու ռոբաստության տեսության համախականային մեթոդները, ինչպես նաև ավտոմատ կարգավորման դասական տեսության մեթոդները։

#### ՕԳՏԱԳՈՐԾԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Բարեղամյան Գ.Վ.** Ուժային էլեկտրոնային սարքավորումներ։ Ուսումնական ձեռնարկ. - Եր.։ ՀՊՃՀ (Պոլիտեխնիկ), 2006. - 168 էջ։

2. **Բեգոյան Կ.Վ.** Կոնդենսատորի շղթայում ռեզիստորով հաստատուն լարման ցածրացնող կերպափոխչի փոխանցման ֆունկցիայի որոշումը // ՀԱՊՀ-ի ԼՐԱԲԵՐ, Գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2016, մաս 1. - Էջ 179-185։

3. ՀՀ գյուտի արտոնագիր № 432. Կամրջակային ինվերտոր / **Ա.Շ. Հարությունյան,** Ն.Ն. Պետրոսյան, Ա.Գ. Մեջլումյան, Կ.Վ. Բեգոյան, հրատ. 16.05.1996։

4. АС 1889896 (СССР). Мостовой конвертор / А.Ш. Арутюнян, Н.Н. Петросян, К.В. Бегоян. - Опубл. в БИ 1993, №24.

5. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования.-М.: Наука, 2003.

6. Бегоян К.В. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения с сопротивлением в цепи конденсатора // Труды Международной научной конференции "Ключевые вопросы в современной науке", София, 15-22 апреля, 2015г. - С. 69-74.

7. Бегоян К.В., Гаспарян О.Н. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения в режиме непрерывных токов // Электротехника, Энергетика: Вестник НПУА. - Ереван, 2015, №1. - С. 56-67.

8. Бегоян К.В., Гаспарян О.Н. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения в режиме прерывистых токов // Вестник ГИУА "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭНЕРГЕТИКА". - Ер.: ГИУА, 2015, №1. - С. 18-31.

9. Бирзниекс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. - М.: Энергия, 1974. - 256с.

10. Бурман А.П., Розанов Ю.К., Шакарян Ю.Г. Перспективы применения в ЕЭС России гибких (управляемых) систем электропередачи переменного тока // Электротехника. – 2004. – № 8. – С. 30–36.

11. Воеводин В.И., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. - М.: Наука, 1984. 12

12. Гаспарян О.Н., Бегоян К.В. Робастная система управления скоростью вращения

электродвигателя с понижающим преобразователем постоянного напряжения // Вестник НАН Армении и ГИУА. Серия технических наук. - Ереван. - 2016. - Том 2. - С. 192-201.

13. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. - М.: Энергия, 1977. - 135с.

14. **Зиновьев Г.С.** Основы силовой электроники: Учебник. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2 – С. 9–31.

15. Импульсные стабилизаторы // Электроника и микросхемотехника [Электронный ресурс]. Интернет-учебник / Винницкий гос. тех. ун-т, институт АЭКСУ, каф. МПА; под ред. к.т.н. **Ю.В. Шабатуры**.

16. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. - 2005, №9. - С. 43-54.

17. Капустин И.В., Лукашенков Ф.В. Математическое моделирование и анализ импульсного повышающего преобразователя напряжения // Известия ТулГУ, Технические науки.- 2013, Вып. 2, стр. 126-135.

18. Крючков В.В., Следков Ю.Г. Разработка преобразователя постоянного напряжения на основе структуры SEPIC//Практическая силовая электроника.- 2011,№41.- С. 20-24.

19. **Кумаков Ю.А.** Инверторы напряжения со ступенчатой модуляцией и активная фильтрация высших гармоник // Новости Электротехники. 2005, № 6(36).

20. Кумаков Ю.А. Инвертор напряжения с мультиуровневой модуляцией: Патент РФ на полезную модель: МПК8 Н 02 М 7/48 / Заявка № 2006114517/17 от 27.04.2006.

21. **Мустафа Г.М.** Метод приближенного анализа импульсно-модулированных инверторов с синусоидальным напряжением // Электротехника. – 1987, №10. – С. 2 –8.

22. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Импульсные регуляторы и преобразователи постоянного напряжения. – М.: Изд-во МЭИ, 1998. – 80с.

23. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. - М.: Энергоатомиздат, 1992.-296с.

24. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. - М.: Наука, 1977.

25. Abdel Aziz M.M., A.A. Mahfouz, D.M. Khorshied, Simplified Approaches For Controlling DC-DC Power Converters, International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), Vol. 4, No.02, February 2012.

106

26. Ahmand M.A., R.M.T. Raja Ismail, M.S. Ramli, Control Strategy of Buck Converter Driven Dc Motor: a Comparative Assessment, Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 4(10): 4893-4903, 2010.

27. **Al-Rabadi Anas N. and Othman M.K. Alsmadi**, Model Reduction-Based Control of the Buck Converter Using Linear Matrix Inequality and Neural Networks, Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2009 Vol II IMECS 2009, March 18-20, 2009, Hong Kong.

28. Altowati Ali, Kai Zenger, and Teuvo Suntio, Dynamic Analysis of a Buck Converter with Input Filter Via Polynomial Representation Approach, NORPIE/2004, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, 14-16 June 2004, Trondheim, Norway, pp. 1-7.

29. Altowati Ali, Dynamic Analysis and QFT-Based Robust Control Design Of Switched-Mode Power Converters, Helsinki University of Technology Control Engineering, Espoo September 2008, Number of pages 145.

30. Antsaklis P.J., Michel A.N. Linear Systems, Birkhauser, Boston, 2006.

31. **Apkarian P., R.J. Adams**, "Advanced Gain-Scheduled Techniques for Uncertain Systems", IEEE Trans. Control Sys. Tech., vol. 6, no. 1, pp. 21-32, Jan. 1998.

32. Baki Muhamad Farhan Bin Umar, Modelling and Control of DC to DC Converter (BUCK), University Malaysia Pahang, MAY, 2008.

33. **Basso Christophe**, A Tutorial Introduction to Simulating Current Mode Power Stages, Sinard, France Manuscript for PCIM, February 1997 CA.

34. **Basu Supratim**, Single Phase Active Power Factor Correction Converters, Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, Chalmers University Of Technology, Göteborg, Sweden, June 2006, 207p.

35. **Balakrishnan V.E.F.** (Eds), Linear Matrix Inequalities in Control Theory and Applications, special issue of the International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 6, no. 9/10, pp. 896-1099, November-December, 1996.

36. **Balas G.J., Doyle J.C., Glover K., Packard A., Smith R.** μ-Analysis and Synthesis Toolbox User's Guide, MathWorks, Natick, Mass, 1996.

37. Becker G., A. Packard, "Robust performance of linear parametrically varying systems using parametrically-dependent linear feedback," Syst. Control Letters, vol. 23, pp. 205-215,

1994.

38. Bellman R. Introduction to Matrix Analysis. McGraw-Hill, NY, 1970.

39. Bosgra O.H., Kwakernaak H., Meinsma G. Design Methods for Control Systems, Notes for a course of the Dutch Institute of Systems and Control, Winter term, DISC, 2003–2004.

40. Boyd S.P., Barratt C.H. Linear Controller Design: Limits of Performance. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.

41. Chen C.T. Linear System Theory and Design, Holt, Rinehart and Winston, Inc., New York, 1984.

42. Chiang R.Y., Safonov M.G. Robust Control Toolbox User's Guide, MathWorks, South Natick, 1992.

43. **Choi B.** Pulse-width Modulated DC-to-DC Power: Conversion Circuits, Dynamics, and Control Designs.- A John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2008.- 649p.

44. Control Toolbox. User's Guide. The MathWorks, Natick, Mass., USA, 2015. -865p.

45. Choi Byungcho, Bo H. Cho, and Sung-Soo Hong, Dynamics and Control of DC-to-DC Converters Driving Other Converters Downstream, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS - I: Fundamental Theory And Applications, VOL. 46, NO. 10, October 1999.

46. **Choi Hangseok**, Ph. D, Practical Feedback Loop Design Considerations for Switched Mode Power Supplies, Fairchild Semiconductor Power Seminar 2010 - 2011.

47. D'Azzo J.J., Houpis C.H. Linear Control System Analysis and Design: Conventional and Modern. McGraw-Hill Book Co., New York, NY, 1988.

48. Derusso P.M., Roy R.J., Close C.M. State Variables for Engineers, John Wiley & Sons, Inc, NY, 1998.

49. Dorf R.C., Bishop R. Modern Control Systems. Addison-Wesley Publi-shing Co., Reading, MA, 2007. - 1046p.

50. Dancy A.P., Rajeevan Amirtharajah, Member, IEEE, and Anantha P. Chandrakasan, High-Efficiency Multiple-Output DC–DC Conversion for Low-Voltage Systems, IEEE Transactions On Very Large Scale Integration (Vlsi) Systems, Vol. 8, No. 3, June 2000.

51. **Davison E.J.** The robust control of a servomechanism problem for linear time-invariant multivariable systems. IEEE Trans. on Automatic Control, AC-21(1):25–47, February 1976.

52. Doyle J.C. Synthesis of robust controllers and filters, Proc. IEEE Conf. on Decision
and Control, San Antonio, Texas, pp. 109–114, 1983.

53. Doyle J.C. Structured uncertainty in control system design. IEE Proceedings, 129-D(6): 242–250, 1982.

54. Doyle J.C., Wall J., and Stein G. Performance and robustness analysis for structured uncertainty. In Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, Orlando, FL, December 1982. IEEE Press, New York.

55. Doyle J.C. Analysis of feedback systems with structured uncertainties, IEEE Proceedings, Part D 129(6): 242–250, 1982.

56. Doyle J.C., Francis B., Tannenbaum A. Feedback Control Theory, Macmillan Publishing Company, 1992.

57. Fei-Hu Hsieh, Nie-Zen Yen and Yau-Tarng Juang, Linear Optimal Feedback And Load-Decoupled Control Of A Buck Dc-Dc Converter, Asian Journal of Control, Vol. 2, No. 1, pp. 24-30, March 2000.

58. Francis B. A Course in  $H_{\infty}$  Control Theory, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer-Verlag, Berlin, 1987.

59. Franklin G.F., Powell J.D., Emami-Naeini A. Feedback Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley Publ. Co., Reading, MA, 1991.

60. Garcia-Tenorio Javier Martinez, Digital Control Techniques for DC/DC Power Converters, Helsinki University Of Technology, August 2009.

61. Gasparyan O.N., Begoyan K.V. An averaged small-signal model of the buck converter in discontinuouns conduction mode // «Կիսահաղորդչային միկրո- և նանոէլեկտրոնիկա» տասերորդ միջազգային գիտաժողովի նյութեր. - Երևան, 11-13 սեպտեմբերի, 2015թ., էջ 135-140:

62. Goodwin G.C., Graebe S.F., Salgado M.E. Control System Design, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 2001.

63. **Green M., D.J.N. Limebeer**, Linear Robust Control, Information and System sciences. Prentice Hall, Englewood Clis, NJ, 1995.

64. Hsu J.C., Meyer A.U. Modern Control Principles and Applications. New York: McGraw-Hill, 1968.

65. Jeong Hye-Im, Chan-Soo Lee, and Nam-Soo Kim, Integrated Current-Mode DC-DC

Buck Converter with Low-Power Control Circuit, Transactions On Electrical And Electronic Materials Vol. 14, No. 5, pp. 235-241, October 25, 2013.

66. Johansson B., DC-DC Converters - Dynamic Model Design and Experimental Verification, 2004 Printed in Sweden by Media-Tryck Lund University, 2004.

67. Karanjkar D.S., S. Chatterji and Amod Kumar, Design and Implementation of a Linear Quadratic Regulator Based Maximum Power Point Tracker for Solar Photo-Voltaic System, International Journal of Hybrid Information Technology Vol.7, No.1 (2014), pp.167-182.

68. **Karppanen M.**, Issues in Dynamic Analysis and Design of Interconnected DC-DC Power Suppiy Systems, Tampereen Teknillinen Yliopisto Tampere University of Technology, Julkaisu 764, publication 764.

69. Kassakyan J.G. Verghese G.C., Schlecht M.F. Principles of Power Electronics.-Addition.- Wesley Publiching company, 1992,-740p.

70. Kailath T. Linear Systems, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1980.

71. **Kasat Saurabh**, Analysis, Design and Modeling Of DC-DC Converter Using Simulink, Master of Science Thesis, December, 2004.

72. Kazimierczuk Marian K., Senior Member, IEEE, and Antonio Massarini, Feedforward Control of DC–DC PWM Boost Converter, IEEE Transactions On Circuits And Systems - I: Fundamental Theory And Applications, Vol. 44, No. 2, February 1997.

73. Khanna Ramesh, Satish Dhawan, Design Considerations for High Step-Down ratio Buck Regulators, Integrated Digital Conference [Online], indico.cern.ch.

74. Kuo B.J. Automatic Control Systems, Prentice Hall, EC, NJ, 1995.

75. **Kittipeerachon K., Bunlaksananusorn C.**, Feedback Compensation Design For Switched Mode Power Supplies With A Right-Half-Plane (RHP) Zero, Power Electronics, Machines and Drives, 2004, Second International Conference, 236-241 Vol.1.

76. Lakshmi S., T. Sree Renga Raja, Design and implementation of an observer controller for a buck converter, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 2014, http://journals. tubitak. gov. tr/elektrik/.

77. **Lee S.W.**, Practical Feedback Loop Analysis for Voltage-Mode Boost Converter, Application Report SLVA633– January 2014.

78. Lehman B. and Richard M. Bass, Switching Frequency Dependent Averaged Models

for PWM DC-DC Converters, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January 1996.

79. Lei W.H., T.K. Man, A General Approach for Optimizing Dynamic Response for Buck Converter, Semiconductor Components Industries, LLC, 2011.

80. Lu Wei-Guo, Luo-Wei Zhou, Quan-Ming Luo, Xiao-Feng Zhang, Filter based noninvasive control of chaos in Buck converter, W.-G. Lu et al. / Physics Letters A 372 (2008) 3217–3222.

81. Leith D., W. Leithead, "Survey of gain-scheduling analysis and design," Int. J. Control, vol. 73, no. 11, pp. 1001-1025, 2000.

82. Lurie B.J., Enright P.J. Classical Feedback Control with MATLAB, Marcel Dekker, NY, 2000.

83. **Middlebrook R., Cuk S.** A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stages // IEEE Power Electronics Specialists Conference Record.-1976.-P. 18-34.

84. Mohan N., Tore M., Willam P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design.- John Wily and Sons, Ltd, New York, 2002.-802p.

85. Morari M., Zafiriou E. Robust Process Control, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1989.

86. Mitchell Dan and Bob Mammano, Designing Stable Control Loops, Texas Instruments Incorporated, Copyright 2002.

87. Morrison Luke Stephen, Feedback Controller Design for Power Pole Electronics Laboratory Buck Converter Module, Murdoch University, Western Australia, November 2012.

88. Madhu Kiran Thota., Partha Saradhi, Thesis On Control Of Buck Converter By Polynomial, PID and PD Controllers, Blekinge Institute of Technology, June – 2012.

89. Mazumder Sudip K., Ali H. Nayfeh, and Dushan Borojevic, Robust Control of Parallel DC–DC Buck Converters by Combining Integral-Variable-Structure and Multiple-Sliding-Surface Control Schemes, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 17, NO. 3, MAY 2002.

90. **Mattingly Doug**, Designing Stable Compensation Networks for Single Phase Voltage Mode Buck Regulators, Technical Brief, December 2003.

91. Munaf F. Badr, Modelling and Simulation of Closed Loop, Contemporary

Engineering Sciences, Vol. 7, 2014, no. 5, 207–217.

92. **Musyafa Ali, Soedibjo**, Integrated "Buck Converter" and Wind Turbine Control System Medium Scale (100 W) For Optimization Wind Power and Electricity Power, Proceedings of CITEE, August 4, 2009.

93. Niculescu E., E.P. Iancu, M.C. Niculescu and Dorina-Miora Purcaru, Analysis of PWM Converters Using MATLAB, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling and Optimization, Lisbon, Portugal, September 22-24, 2006.

94. Nussbaumer Thomas and Johann W. Kolar, Comparative Evaluation of Control Techniques for a Three-Phase Three-Switch Buck-Type AC-to-DC PWM Converter System, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich, 2005, pp. 169-176.

95. Ogata K. Modern Control Engineering. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1970.

96. **Papafotiou George, and Nikos Margaris**, Internal Model Control for the Buck DC-DC Converter, Department of Electrical and Computer Engineering, Aristotle University of Thessaloniki, Greece, 2003, 36p.

97. Patella B.J., Aleksandar Prodic, Art Zirger, and Dragan Maksimovic, High-Frequency Digital PWM Controller IC for DC–DC Converters, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 18, No. 1, January 2003.

98. Packard A. and Doyle J. The complex structured singular value. Automatica, 29(1):71–109, January 1993.

99. **Redilla Jack Andrew**, A Frequency Response Based Approach to DC-DC Control Loop Design, Bachelor of Electrical Engineering, Cleveland State University, August, 1989.

100. **Ridley Ray**, An Accurate and Practical Small-Signal Model for Current-Mode Control, Ridley Engineering, Inc., PhD Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, November, 1990.

101. **Riipinen T.**, Modeling And Control of the Power Conversion Unit in a Solid Oxide Fuel Cell Environment, Lappeenranta University of Technology, 138p., Lappeenranta 2012.

102. **Rosario Leon C.**, Power and Energy Management of Multiple Energy Storage Systems in Electric Vehicles, Cranfield University, June 2007.

103. Sun J., Mitchell D.M., Greuel M.F., Krein P.T., and Bass R.M. Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode // IEEE Transactions on Power

Electronics. -2001. - Vol. 16, No. 4, P. 482-492.

104. **Sakurai Hiroki and Yasuhiro Sugimoto**, Analysis and Design of a Current-Mode PWM Buck Converter Adopting the Output-Voltage Independent Second-Order Slope Compensation Scheme, IEICE TRANS, Fundamentals, vol.E88-A, NO.2 february 2005.

105. Sanders Seth R., George C. Verghese, Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters, IEEE Power Electronics Specialists Conf.San Antonio, June 1990.

106. Seeman Michael Douglas, A Design Methodology for Switched-Capacitor DC-DC Converters, University of California, Berkeley, Spring 2009.

107. **Shenbagalakshmi, R. and Sree Renga Raja, T.**, Implementation of Robust Prediction Observer Controller for DC-DC Converter, J Electr Eng Technol Vol. 8, 2013.

108. Stefanutti W., P. Mattavelli, S. Saggini, M. Ghioni, Autotuning of Digitally Controlled Buck Converters based on Relay Feedback, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2005.

109. Suntio T., Lari Nousiainen, Single-Phase Electronicload Interactions With Supply Network, Single-Phase Electronic Load Interactions with Supply Network Master of Science Thesis, 66 pages, May 2009.

110. Shinskey F.G. Process Control Systems, McGraw Hill, New York, 1988.

111. Tan Siew-Chong, Chi Kong Tse, Yuk Ming Lai, Frankie Poon, and Joe Liu. Exploring DC/DC Converters with Power ESIM: A Laboratory Manual, Technology Innovation and Incubation Building Hong Kong University, May 2007.

112. Vorperian V. Analysis of resonant converters, California Institute of Technology, Submitted, May 21, 1984.

113. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch: Part I and II // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.-1990.- Vol. 26, No. 3, P. 490-505.

114. **Upendhar K., L. Srinivas Goud**, Improvement of Load Transient Response of a Buck Convertor Employing Peak Current Mode Control, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 3, Issue 4, Jul-Aug. 2013, pp.1730-1737.

115. **Uykan Z.**, Intelligent Control of DC/DC Switching Buck Converter, Helsinki University of Technology, Control Engineering Laboratory, Espoo December 2000 Report 122.

116. Using MATLAB, The MathWorks, Inc, 2016.-865p. 119

117. Weinmann A. Uncertain Models and Robust Control, Springer-Verlag, Berlin, 1991.

118. **Zhao Lingyin**, Closed-Loop Compensation Design of a Synchronous Switching Charger Using bq2472x/3x, Texas Instruments, Application Report, SLUA371-September 2006.

119. **Zhang Z.**, BUCK Converter Control Cookbook, Alpha & Omega Semiconductor, Inc., Application Note, Aug 1, 2008.

120. Zhou K., J. Doyle and K. Glover, Robust and Optimal Control, Prentice Hall, 1996.

Առաջադրված էլեկտրական պարամետրերիով ՀԼԿ-ի փոխանցման ֆունկցիաների պարամետրերի հաշվման ծրագիր

```
function [Dc,K,G,KWv,KWv0,KWd,Ppos,Poles,PolesIdeal,ZeroWv,ZeroWd,ZeroIdeal,
M0,M1,M0tf,M1tf,E,Wv,Wv0,Wd,Wd0,Ksi,wo,W0,WD] = Dcrit
                        % L = Li*5e-6;% RL = 0;% C = 2000e-6;% Rc = 0;% fs = 200e3;% Vg = 8;% %D = 0.625;%
                        %R = 0.2;
                        L = 3.3e-6;
                        RL = 80e-3;
                        C = 75.2e-6;
                        Rc = 5e-2;
                        fs = 100e3;
                        Vs = 12;
                        D = 0.1;
                        R = 1; \% 2;
                        K = 2*L*fs/(R+RL);
                        Dc = 1 - (2^{*}L^{*}fs)/(R+RL);
                        G = (R^{*}RL + R^{*}Rc + RL^{*}Rc + 0.5^{*}(R^{2})^{*}(D + sqrt(D^{2} + 4^{*}K)));
                        Ppos = (D + sqrt(D^2 + 4^*K))/2;
                        a1 = [C^{*}(R^{*}RL + R^{*}Rc + RL^{*}Rc) + 2^{*}L]/(2^{*}L^{*}C^{*}(R + Rc));
                        a2 = (D+sqrt(D^{2}+4^{*}K))^{*}G/(2^{*}L^{*}C^{*}(R+Rc)^{2});
                        Poles = roots([1,a1,a2]);
                        KWv = R^*Ppos^*D^*Rc/(L^*(R+Rc));
                        ZeroWv = -1/(Rc^*C);
                        KWv0 = Ppos^*D/L;
                        M0 = (2^{R}c^{K}C^{G}+R^{L}D);
                        M1 = 2^{*}K^{*}G + (D + sqrt(D^{2} + 4^{*}K))^{*}R^{*}((R^{*}RL + R^{*}Rc + RL^{*}Rc) - C^{*}Rc) + C^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc^{*}Rc
```

```
Rc^{*}(D+sqrt(D^{2}+4^{K}))^{*}R^{*}D/2)/(2^{*}(R+Rc));
M0tf = M0/(L^*C^*(R+Rc));
M1tf = M1/(L^*C^*(R+Rc));
ZeroWd = -M1/M0;
KWd = R^*Vs/(G^*(sqrt(D^2+4^*K)));
E = KWd^*Rc^*D;
ZeroIdeal = -K^*R^*(D+sqrt(D^2+4^*K))/(L^*D);
G0 = (0.5^{*}(R^{2})^{*}(D+sqrt(D^{2}+4^{*}K)));
a10 = 1/(C^*(R));
a20 = (D+sqrt(D^2+4^*K))^*G0/(2^*L^*C^*(R)^2);
PolesIdeal = roots([1,a10,a20]);
Ksi = sqrt(L/C)/(2^{*}R);
wo = 1/sqrt(L^*C);
Wv = tf(KWv^{*}[1,1/((Rc+R)^{*}C)+R/((Rc+R)^{*}C^{*}Rc)],[1 a1 a2]);
Wv0 = tf(KWv0^{*}[1/C], [1 a10 a20]);
Wd=tf(KWd*[M0tf, M1tf],[1 a1 a2]);
KWd0 = R^*Vs/(G0^*(sqrt(D^2+4^*K)));
M00 = (R^*L^*D);
M10 = 2^{*}K^{*}G0;
M0tf0 = M00/(L^*C^*R);
M1tf0 = M10/(L^*C^*(R));
Wd0 = tf(KWd0^{*}[M0tf0, M1tf0], [1 a10 a20]);
W0 = D/Ppos;
WD = 2^{K*Vs/(sqrt(D^{2}+4^{K})^{P}pos^{2})};
```

end

ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման փակ և բաց համակարգերի փոխանցման ֆունկցիաների հաշվման ծրագիր

```
function [WPlant,LmPlant,WComp,LmComp,WSys,LmSys,Fe,Fo] =
SISOSysFreqChar(NumPlant,DenPlant,TimeDelayPlant,NumComp,
DenComp,TimeDelayComp,FeedbackSign,FreqBase,Angle,Shift)
   % Function for evaluating all frequency characteristics
   sw = Shift + FreqBase.*exp(i*Angle);
   NumPlantFr = polLoc(NumPlant,sw);
   DenPlantFr = polLoc(DenPlant,sw);
   WPlant = -FeedbackSign*(NumPlantFr./DenPlantFr).*exp(-TimeDelayPlant.*sw);
   LmPlant = 20*log10(abs(WPlant));
   NumCompFr = polLoc(NumComp,sw);
   DenCompFr = polLoc(DenComp,sw);
   WComp = (NumCompFr./DenCompFr).*exp(-TimeDelayComp.*sw);
   LmComp = 20*log10(abs(WComp));
   WSys = WPlant.*WComp;
   LmSys = LmPlant + LmComp;
```

Fe = 1./(1 + WSys); Fo = 1 - Fe;

### ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման բաց համակարգի Բոդեի դիագրամների հաշվման ծրագիր

```
function SISODisplayBodeAxes(handles,Ord)
   % Displaying Nichols Plane
   zRComp,pRComp] = deal(handles.CompCont{[8,10]});
    [zRPlant,pRPlant] = deal(handles.SISOPlantTot{[8,10]});
[Gnmargin,GnCrFr,nCr,Phmargin,PhCrFr,PhmarginMin,PhCrFrMin] =
deal(handles.MarginsOrd{:});
      if get(handles.McirCheck, 'Value')
        [lwintOut,mangOut,NztotOut,lwintErr,mangErr,NztotErr] =
    deal(handles.McurOrd{:});
      end
LmPlant,argWPlant,logAsymptPlant,LmComp,argWComp,logAsymptComp,LmSys,argWSys,lo
gAsymptSys,FreqBase] = deal(handles.FreqCharOrd{[2:4,6:8,10:12,15]});
   else % if Generalied
      [Gnmargin,GnCrFr,nCr,Phmargin,PhCrFr,PhmarginMin,PhCrFrMin] =
  deal(handles.MarginsGen{:});
      if get(handles.McirCheck, 'Value')
        [lwintOut,mangOut,NztotOut,lwintErr,mangErr,NztotErr] =
    deal(handles.McurGen{:});
      end
LmPlant,argWPlant,logAsymptPlant,LmComp,argWComp,logAsymptComp,LmSys,argWSys,lo
gAsymptSys,FreqBase] = deal(handles.FreqCharGen{[2:4,6:8,10:12,15]});
set([handles.hShiftMagGen,handles.hShiftPhaseGen],'Visible','On','XData',[abs(Shift),abs(Shift)]
,'YData',[-1/eps 1/eps]);
        end
      end
    end
```

```
AxMag = get(hAxesMag,'UserData');
    [XLim MagLim] = deal(AxMag.Des{:});
    AxPhase = get(hAxesPhase,'UserData');
    if ~isempty(Gnmargin) && get(handles.VisSysBodeExact,'Value')
      nCr = length(GnCrFr);
      hGnmargin = zeros(1,nCr);
      for s = 1:nCr
         hGnmargin(s) = line('Parent',hAxesMag,'XData',[GnCrFr(s),GnCrFr(s)],'YData', [0,-
Gnmargin(s)], 'Color', [1 0 0], 'Marker', '.', 'MarkerSize', 6, 'LineStyle', ':', 'LineWidth', 0.5, 'Tag', 'Mc');
      end
    end
    set(hSysTotAll(1),'XData',FreqBase,'YData',LmSys,'Visible','On')
    end
    if get(handles.VisSysBodePhase,'Value')
set(hSysPhaseAll(1), 'XData', FreqBase, 'YData', (180/pi)*argWSys, 'Visible', 'On')
    end
    if ~isempty(Phmargin) && isfinite(PhmarginMin) &&
get(handles.VisSysBodePhase,'Value')
      set(hPhmarg,'Xdata',[PhCrFrMin,PhCrFrMin],'Ydata',[-180,(180/pi)*(PhmarginMin -
pi)],'Visible','On');
      nPh = length(PhCrFr);
      hCritPointB = zeros(1,nPh);
      for s = 1:nPh
         hCritPointB(s) = line('Parent', hAxesPhase, 'Xdata', [PhCrFr(s), PhCrFr(s)], 'Ydata',
[-180,-180],'Color',[1 0 0],'Marker','.','MarkerSize',20,'Tag','Mc');
      end
    end
    set(hPlantPhaseAll(1),'XData',FreqBase,'YData',(180/pi)*argWPlant,'Visible','On')
      end
    guidata(handles.FigCAD,handles)
```

# ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման համակարգի Նիկոլսի դիագրամների հաշվման ծրագիր

function SISODisplayNicholsAxes(handles,Ord)

% Displaying Nichols Plane

 $[hCritPointNic,hCompNic,hPlantNicAll,hSysNicAll,hMcurNic,hMpatchNic,hAxes] = \\ deal(handles.hCritPointNic,handles.hCompNic,$ 

handles.hPlantNicAll,handles.hSysNicAll,handles.hMcurNic,handles.hMpatchNic,handles.Axes Nichols); [WPlant,LmPlant,argWPlant,WComp,LmComp,argWComp,WSys,LmSys,argWSys] = deal(handles.FreqCharOrd{[1:3,5:7,9:11]});

else % if Generalied

InfoVisGen = [strcmp(get(handles.hNicholsDataPlantGen,'Visible'),'on'),...

strcmp(get(handles.hNicholsDataSysGen,'Visible'),'on'),...

strcmp(get(handles.hNicholsDataCompGen,'Visible'),'on')];

[hCritPointNic,hCompNic,hPlantNicAll,hSysNicAll,hMcurNic,hMpatchNic,hAxes] =

deal (handles.hCritPointNicGen, handles.hCompNicGen,

handles.hPlantNicAllGen, handles.hSysNicAllGen, handles.hMcurNicGen,

handles.hMpatchNicGen,handles.AxesNicholsGen);

 $[WPlant,LmPlant,argWPlant,WComp,LmComp,argWComp,WSys,LmSys,argWSys] = \\ deal(handles.FreqCharGen\{[1:3,5:7,9:11]\});$ 

end

```
AX = get(hAxes,'UserData');
```

```
[Xlim,Ylim] = deal(AX.Des{:});
```

```
if all(imag(WSys) == 0)
```

set(hSysNicAll,'MarkerSize',18)

else

```
set(hSysNicAll,'MarkerSize',0.01)
```

end

set([hPlantNicAll,hSysNicAll,hCompNic,hMcurNic,hMpatchNic],'XData',[],'YData',[],'Visi ble','Off')

set(hCritPointNic,'XData',-180,'YData',0,'Visible','On')

# ՀԼԿ-ով հաստատուն հոսանքի շարժիչի արագության կառավարման համակարգի Նայքվիստի հոդոգրաֆների հաշվման ծրագիր

function SISODisplayNyquistAxes(handles,Ord)

### % Displaying Nyquist Plane

[hCritPointNyq,hCompNyq,hPlantNyqAll,hSysNyqAll,hMcirNyq,hMpatchNyq,hAxes] = deal(handles.hCritPointNyq,handles.hCompNyq, handles.hPlantNyqAll,

handles.hSysNyqAll,handles.hMcirNyq, handles.hMpatchNyq,handles.AxesNyquist);

if all(imag(WPlant) ~= 0)

[WPlant,WComp, FreqBase] = deal(handles.FreqCharOrd{[1,5,15]});

else % if Generalied

InfoVisGen = [strcmp(get(handles.hNyquistDataPlantGen,

'Visible'), 'on'), strcmp(get(handles.hNyquistDataSysGen,'Visible'), 'on'),

strcmp(get(handles.hNyquistDataCompGen,'Visible'), 'on')];

```
[hCritPointNyq,hCompNyq,hPlantNyqAll,hSysNyqAll,hMcirNyq,hMpatchNyq,hAxes] =
```

deal (handles.hCritPointNyqGen,

handles.hCompNyqGen, handles.hPlantNyqAllGen, handles.hSysNyqAllGen, handles.hSysNyqAllGe

handles.hMcirNyqGen, handles.hMpatchNyqGen, handles.AxesNyquistGen);

```
[WPlant,WComp,WSys,FreqBase] = deal(handles.FreqCharGen{[1,5,9,11]});
```

end

```
AX = get(hAxes,'UserData');
```

```
[Xlim,Ylim] = deal(AX.Des{:});
```

```
set ([hPlantNyqAll,hSysNyqAll,hCompNyq,hMcirNyq,hMpatchNyq], 'XData', [], 'YData', [], 'Wata', [], 'YData', [], 'Wata', [], 'YData', [], 'YData',
```

### isible','Off')

```
set([hPlantNyqAll,hSysNyqAll,hCompNyq],'MarkerSize',0.01)
```

```
if all(imag(WPlant) == 0)
```

```
set(hPlantNyqAll,'MarkerSize',18)
```

end

if all(imag(WSys) == 0)

```
set(hSysNyqAll,'MarkerSize',18)
end
if all(imag(WComp) == 0)
set(hCompNyq,'MarkerSize',18)
end
set(hSysNyqAll(1),'YData',FreqBase.*imag(WSys),'Visible','On')
else
set(hSysNyqAll(1),'YData',imag(WSys),'Visible','On')
end
end
set(hCritPointNyq,'Xdata',-1,'Ydata',0,'Visible','On')
if isempty(gcbo) || ~(gcbo == handles.Legend)
set(hAxes,'XLim',Xlim,'YLim',Ylim)
end
```