

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱ
ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱՅԻ ԻՆՍՏԻՏՈՒՏ

Մուծիկյան Արամազդ Հրաչյայի

ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՄԱՆ ԵՎ ՄՇԱԿՄԱՆ
ԱՐԴՅՈՒՆԱՎԵՏ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

Ատենախոսություն

Ա.04.03 – Ռադիոֆիզիկա մասնագիտությամբ ֆիզիկա-մաթեմատիկական
գիտությունների թեկնածուի գիտական աստիճանի հայցման համար

Գիտական ղեկավար

Ֆիզ.-մաթ. գիտ. թ. Տ.Վ. Զաքարյան

ԱՇՏԱՐԱԿ – 2011

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ.....4

ԳԼՈՒԽ 1. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ.....9

1.1. ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԺԱՄԱՆԱԿ-ՀԱՃԱԽՈՒԹՅՈՒՆ ՀԱՐԹՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ..... 9

*1.1.1. Ազդանշանների մշակումը ժամանակակից տաղիտղկացիոն կայաններում:
Ֆուրյեի ձևափոխությունը և նրա դժվարությունները 9*

*1.1.2. Ազդանշանների թվայնացումը: Նայքվիստի-Շենոնի-Կոտելնիկովի թեորեմը:
Նրա կիրառելիության սահմանները 12*

*1.1.2. Նայքվիստի-Շենոն-Կոտելնիկովի թեորեմը ոչ սահմանափակ սպեկտրով
ազդանշանների համար 15*

*1.1.3. Վելլ-Հայզենբերգի խումբ, ժամանակ-հաճախություն հարթություն, Գաբորի
վերլուծություն, ֆոն-Նեյմանի ցանց..... 19*

1.1.4. Բալիան-Լոուի թեորեմ: Օրթոգոնալություն, տեղայնացում..... 22

1.2. ՀԱՃԱԽԱՅԻՆ ՄՈԴՈՒԼՅԱՅԻԱՅԻՆ ՎԱՐՆՆԱՅԻՆ ԳՈՐԾՈՂՈՒԹՅԱՆ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ԿԱՅԱՆԻ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ 24

ԳԼՈՒԽ 2. ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԷՔՍՊՈՆԵՆՑԻԱԼ ՏԵՂԱՅՆԱՑՎԱԾ

ԲԱԶԻՄԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ.....31

2.1. Էքսպոնենցիալ ազդանշաններ և ԱՄԻՍՊՏՈՏԻԿ ՃՇԳՐԻՏ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ 31

2.2. ԳՐԱՖԻԿԱԿԱՆ ՆԵՐԿԱՅԱՑՈՒՄ:..... 35

2.3. ՀԱՃԱԽԱԿԻ ՕԳՏԱԳՈՐԾՎՈՂ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ԸՆՏՐԱՆՔԸ և ՎԵՐԱԿԱՆԳՆՈՒՄԸ..... 37

*2.3.1. Ուղղանկյուն ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն
հարթության վրա..... 39*

*2.3.2. Գաուսյան ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն
հարթության վրա..... 39*

*2.3.3. Մոնոցիկլային ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն
հարթության վրա..... 42*

*2.3.4. Կենտրոնից շեղված ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն
հարթության վրա..... 42*

2.3.4. Էրմիտյան ազդանշանների վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա.....	45
2.4. ԺԱՄԱՆԱԿ-ՀԱՃԱԽՈՒԹՅՈՒՆ ՀԱՐԹՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ ՆԵՐԿԱՅԱՑՄԱՆ ՕԳՏԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ՀԱՄԱՐ	47
ԳԼՈՒԽ 3. ԿՍ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԳՀՄ-ԱԳ ԱԶԴԱՆՇԱՆՈՎ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԿԱՅԱՆ.....	51
3.1. ԿԱՅԱՆԻ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔԸ	51
3.1.1. Աշխատանքի սկզբունքը	51
3.1.2. Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանց.....	55
3.1.3. Գեներատորների փուլային աղմուկների գնահատականը.....	58
3.1.4. Ազդանշանների մշակում, թիրախների հայտնաբերում և տեղայնացում.....	62
3.2. ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-Ի ԿԱՏԱՐՈՂԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ և ՀՈՒՍԱԼԻՈՒԹՅԱՆ ԲԱՐԵԼԱՎՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐ	71
3.2.1. Շրջակա միջավայրից անդրադարձած հզորության ճնշում.....	71
3.2.2. ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի հուսալիության բարձրացումը համակցված մոդուլացնող ազդանշանի կիրառմամբ.....	81
3.2.3. Ազդանշան/աղմուկ հարաբերության բարելավումը չափված ազդանշանի միջինացման եղանակով.....	85
3.2.4. Վիտերբիի դեկոդեր.....	88
ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	95
ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ	97
ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ	98

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

Ատենախոսության արդիականությունը

Ատենախոսությունը վերաբերվում է արդի գիտության մի բաժնի, որը գտնվում է ժամանակակից տեխնոլոգիաների զարգացման առաջնագծում, այն է՝ ազդանշանների ձևավորման և մշակման բնագավառին: Վերջին տարիներին հատկապես այս ոլորտի առաջընթացի հետ է կապվում ռազմական և քաղաքացիական ոլորտներում օգտագործվող ռադիոլուկացիոն կայանների (ՌԼԿ) զարգացումը: Ազդանշանների մշակման առավել արդյունավետ եղանակների օգտագործումը էականորեն բարելավում է համակարգի հուսալիությունն և կատարողականությունը: Կապված ռադիոլուկացիոն ազդանշանների մշակման յուրահատկությունների հետ, այս ոլորտի համար առանձնահատուկ հետաքրքրություն է ներկայացնում ժամանակ-հաճախություն հարթության (ԺՀՀ) մեջ ազդանշանների մշակման նոր եղանակների կիրառումը, որոնք իրենց հետ ներմուծում են ազդանշանների վերլուծության, թվայնացման և մշակման նոր մոտեցումներ:

Ժամանակակից ռադիոլուկացիոն կայաններում ազդանշանների մշակման հիմնական գործիք է հանդիսանում Ֆուրյեի ձևափոխությունը: Այն բնական և հարմար միջոց է ազդանշանի հաճախային բաղադրիչները վերծանելու համար (որոնք ռադիոլուկացիոն ազդանշանների դեպքում կարող են ինֆորմացիա կրել, օրինակ, թիրախի արագության մասին): Ֆուրյեի ձևափոխությունը, ըստ սահմանման, ենթադրում է ազդանշանների մշակում անվերջ երկար ժամանակի մեջ: Կիրառությունների համար ազդանշանը անհրաժեշտ է սահմանափակել ժամանակի մեջ՝ կատարել հատված առ հատված մշակում: Դա հանգեցնում է սպեկտրալ ներկայացման մեջ կողային թերթիկների առաջացման, աղավաղելով այն: Այսպիսի անցանկալի երևույթները մեղմելու համար ազդանշանների մասնատումը կատարվում է պատուհանային ֆունկցիաների միջոցով, որոնք ճնշում են սպեկտրի կողային թերթիկները՝ միևնույն ժամանակ ձևափոխելով սկզբնական ազդանշանը:

Ֆուրյեի արագ ձևափոխության (ՖԱԶ) ալգորիթմը հնարավորություն է տալիս թվային եղանակներով արագ իրականացնել Ֆուրյեի ձևափոխություն: Թվայնացման

համար ազդանշանը պետք է բավարարի Նայքվիստ-Շենոն-Կոտելնիկովի թեորեմի պահանջին՝ լինի սահմանափակ սպեկտրով: Այն իրականացվում է տեղայնացումից զուրկ ‘sinc’ ֆունկցիաների բազիսով վերլուծությամբ: Ըստ ժամանակի և ըստ հաճախության միաժամանակյա տեղայնացման բնական պահանջը ստիպում է փնտրել ազդանշանների մշակման նոր բազիս, որը տեղայնացված է ԺՀՀ-ում:

Այս ուղղությամբ առաջին աշխատանքները կատարվել են Գաբորի կողմից, որը փորձեց ազդանշանները ներկայացնել ԺՀՀ-ում շեղված տարրական ազդանշաններով վերլուծության տեսքով, որոնք կազմում են 2π բջիջով ֆոն-Նեյմանի ցանց: Որպես բազիսային ֆունկցիա ընտրվել էր Գաուսյանը, որը ամենատեղայնացված ազդանշանն է ԺՀՀ-ում: Տեղայնացման իմաստով այս ազդանշանը լավագույն հնարավոր ընտրությունն էր, սակայն ընդհանուր բազիսի ոչ օրթոգոնալության հանգամանքը, կամ, եթե ավելի ճշգրիտ լինենք, դրա հետևանքները, այն դարձնում էին գրեթե ոչ կիրառելի: Ոչ օրթոգոնալությունը հանգեցնում է հակադարձ ձևափոխության կառուցման դժվարությունների, որոնք պահանջում են զգալի հաշվողական ռեսուրսներ: Նույնիսկ հակադարձ ձևափոխության բազիսի կառուցման դեպքում այն կարող է զուրկ լինել տեղայնացումից: Ինչպես հետագայում ապացուցվեց Բալիանի և Լոուի կողմից, ֆոն-Նեյմանի ցանցի հետ կապված բազիսների համար անհնար է ապահովել միաժամանակյա տեղայնացում և օրթոգոնալություն: Այսինքն՝ կառուցվող բազիսից օրթոգոնալություն պահանջելիս մենք ստիպված կլինենք համակերպվել տեղայնացման բացակայության հետ: Տեղայնացման բացակայության հենց այս խնդրի հետ են առնչվում ժամանակակից համակարգերը, որոնցում կիրառվում է ֆոն-Նեյմանի ցանցի վրա օրթոգոնալ ‘sinc’-երի բազիսով ֆունկցիայի վերլուծություն:

Վերը շարադրվածից հետևում է, որ այս խնդիրը լուծելու համար անհրաժեշտ է հրաժարվել դասական ֆոն-Նեյմանի ցանցից: Սակայն բջիջի ավելի փոքր մակերեսով ցանցի ընտրության դեպքում ստիպված կլինենք առնչվել ԺՀՀ ոչ կոմուտատիվության հետ: Համապատասխան մոտեցումների կիրառման դեպքում այսպիսի ցանցերի հետ կարելի է աշխատել առանց դժվարությունների:

Ատենախոսության նպատակը

Ատենախոսության նպատակն է հետազոտել ռադիոլոկացիոն ազդանշանների ձևավորման և մշակման արդյունավետ եղանակներ, որոնք թույլ կտան ազդանշանների մշակումը դարձնել ավելի ճշգրիտ, բարձրացնել համակարգի կատարողականությունն ու հուսալիությունը: Նշված նպատակին հասնելու համար ատենախոսության մեջ դրվել են հետևյալ խնդիրները՝

1. Հետազոտել Ֆուրյեի ձևափոխության վրա հիմնված ազդանշանների մշակման դասական եղանակների հիմնականն դժվարությունները: Առաջարկել այս դժվարությունների հաղթահարման եղանակ՝ հիմնված ազդանշանների վերլուծության նոր բազիսի վրա:
2. Առաջարկվող վերլուծության եղանակը կիրառել ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման նկատմամբ: Մշակել ընդունված ազդանշանի ժամանակային և հաճախային շեղումները գնահատելու եղանակ:
3. Կառուցել գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլոկացիոն կայան և կատարել լաբորատոր և դաշտային փորձարկումներ համակարգի տեխնիկական հնարավորությունները գնահատելու համար:
4. Ուսումնասիրել համակարգի կատարողականությունը սահմանափակող հիմնական գործոնները, գնահատել նրանց ազդեցությունը համակարգի կատարողականության ու հուսալիության վրա և մշակել այդ ազդեցությունների դեմ պայքարի արդյունավետ եղանակներ:

Գիտական նորություն

1. Առաջարկվել է ԺՀՀ վրա վրա ազդանշանների մշակման նոր եղանակ՝ հիմնված ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացմամբ բազիսի վրա: Այս եղանակի միջոցով կարելի է կատարել ազդանշանների ասիմպտոտիկորեն ճշգրիտ վերլուծություն և վերականգնում:
2. Առաջարկվող վերլուծության համար կառուցվել է ազդանշանների գրաֆիկական պատկերում ԺՀՀ վրա: Ստացված պատկերները ինֆորմացիա են կրում

ազդանշանների հատկությունների և ժամանակ-հաճախություն տեղայնացման մասին:

3. Առաջարկվող վերլուծության եղանակը կիրառվել է ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման նկատմամբ: Նկարագրվել է այս եղանակով թիրախի հեռավորության ու արագության որոշման ճշգրիտ եղանակ:
4. Նախագծվել և կառուցվել է մոտիկ տիրույթի գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլոկացիոն կայան (ՌԼԿ): Այն գործում է բազմակի թիրախների հայտնաբերման ռեժիմում: Տեսականորեն գնահատվել են գեներատորների փուլային աղմուկները և նրանց ազդեցությունը ընդհանուր համակարգի ազդանշան/աղմուկ հարաբերության վրա:
5. Առաջարկվել են ԱԳ ՌԼԿ-ի ազդանշանների մշակման պարզ եղանակներ համակարգի տեխնիկական պարամետրերը բարելավելու համար: Այս եղանակները չեն պահանջում մեծ հաշվողական ռեսուրսներ և կիրառելի են կամայական համանման համակարգում:

Գործնական արժեքը

1. Տեղայնացված բազիսի հիման վրա ազդանշանների վերլուծության առաջարկվող եղանակը կարող է կիրառվել ազդանշանների ավելի ճշգրիտ թվայնացման, ռադիոլոկացիոն և հեռահաղորդակցական ազդանշանների մշակման համար:
2. Կառուցված անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն կայանը կարող է օգտագործվել անվտանգության համակարգերում մինչև 3կմ շառավղով հետիոտների և տրանսպորտային միջոցների հայտնաբերման համար: Շնորհիվ կոմպակտ չափերի և թեթև քաշի այն կարելի է հեշտությամբ տեղափոխել և օգտագործել կամայական միջավայրում:
3. Ռադիոլոկացիոն կայանի տեխնիկական պարամետրերի բարելավման առաջարկվող եղանակները կարող են կիրառվել անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ներում, ինչը կբարձրացնի նրանց կատարողականությունն ու հուսալիությունը:

Պաշտպանությանը ներկայացվող հիմնական դրույթները

1. Էքսպոնենցիալ տեղայնացված բազիսով ազդանշանների մշակման դեպքում հնարավոր է խուսափել պատուհանային ֆունկցիաների օգտագործումից և

կատարել ազդանշանի ասիմպտոտիկորեն ճշգրիտ վերլուծություն և վերականգնում:

2. Առաջարկվող բազիսով ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման դեպքում թիրախի հեռավորությունն ու արագությունը որոշվում են մեկ գործողությամբ և ավելի ճշգրիտ, ինչը հանգեցնում է համակարգի լուծողունակության բարելավման:
3. Ժամանակակից գեներատորների կիրառմամբ հնարավոր է նախագծել և իրականացնել ՌԼԿ, որի փուլային աղմուկները կլինեն համակարգի սեփական աղմուկներից շատ ցածր և որոնց ազդեցությունը կարելի է արհամարհել:
4. Ազդանշանների մշակման պարզ եղանակների կիրառմամբ կարելի է բարձրացնել հաշվողական փոքր ռեսուրսներ ունեցող ՌԼԿ-ի կատարողականությունն և հուսալիությունը:

Աշխատանքի ներկայացումը

Ատենախոսության հիմնական արդյունքները բազմիցս քննարկվել են Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտի Ազդանշանների մշակման ու ԳԲՀ սարքավորումների լաբորատորիաների և Մաթեմատիկայի ինստիտուտի սեմինարներում, IRS-2010 (16-18 հունիսի, 2010, Վիլնյուս, Լիտվա), IRPhE'2010 (23-25 սեպտեմբերի, 2010, Աշտարակ-Ադվերան, Հայաստան), Третье российско-армянское совещание по математической физике, комплексному анализу и смежным вопросам (4-8 հոկտեմբեր, 2010, Ծաղկաձոր, Հայաստան) միջազգային կոնֆերանսներում:

Տպագրություններ

Ատենախոսության թեմայով տպագրվել է 7 աշխատանք, որոնցից 4 հոդված և 3 կոնֆերանսներում ներկայացված թեզիս:

Ատենախոսության կառուցվածքը

Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, երեք գլուխներից, եզրակացությունից և 112 հղում պարունակող գրականության ցանկից: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 107 էջ է և պարունակում է 37 նկար:

ԳԼՈՒԽ 1. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

1.1. Ազդանշանների մշակումը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

1.1.1. Ազդանշանների մշակումը ժամանակակից ռադիոլոկացիոն կայաններում:

Ֆուրյեի ձևափոխությունը և նրա դժվարությունները

Ռադիոլոկացիոն կայանի նպատակն է հայտնաբերել տվյալ խնդրի համար անհրաժեշտ թիրախները և, անհրաժեշտության դեպքում, որոշել նրանց արագություններն ու կոորդինատները: Այս նպատակի իրագործման համար ժամանակակից ռադիոլոկացիոն համակարգերում օգտագործվում են երկու հիմնական գործոններ. առաջինը՝ ճառագայթված ազդանշանը, անդրադառնալով թիրախից, ընդունիչի կողմից գրանցվում է որոշակի ուշացմամբ, ինչը համապատասխանում է կայանից մինչև թիրախ և հակառակ ուղղությամբ էլեկտրամագնիսական ալիքի տարածման ժամանակին: Երկրորդը՝ շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը դոպլերյան երևույթի հետևանքով իր մեջ կրում է հաճախային շեղում, որը համեմատական է թիրախի արագությանը: Այս երկու գործոնների համադրման տարբեր եղանակների կիրառմամբ հնարավոր է որոշել թիրախի արագությունն ու հեռավորությունը:

Ժամանակակից ռադիոլոկացիոն համակարգերում ազդանշանների հաճախային շեղումները գնահատելու հիմնական եղանակները հիմնված են Ֆուրյեի ձևափոխության վրա, որը բնական և հասկանալի միջոց է ազդանշանի հաճախային բաղադրությունը վերծանելու համար: Նրա յուրահատկությունն ու գրավչությունը կայանում է նրանում, որ այն ենթադրում է ազդանշանի վերլուծությունը ըստ հարմոնիկ բազիսի, որոնցից յուրաքանչյուրը համապատասխանում է մեկ հաճախության:

$$\tilde{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (1.1.1)$$

Ազդանշանի վերականգնումը (Ֆուրյեի հակադարձ ձևափոխություն) նույնպես կատարվում է միևնույն բազիսի միջոցով.

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (1.1.2)$$

Չնայած պարզ տեսքին և հարմարությանը, սկզբնական տեսքով սահմանված Ֆուրյեի ձևափոխությունը կիրառելի չէ իրական համակարգերում ազդանշանների մշակման համար, հատկապես ռադիոլուկացիոն ազդանշանների դեպքում՝ կապված նրանց առանձնահատկությունների հետ: Ռադիոլուկացիոն կայանի նպատակը ժամանակի տվյալ պահին թիրախի ռադիոլուկացիոն պարամետրերը գնահատելն է: Սակայն, ինչպես երևում է (1.1.1) բանաձևից, դասական Ֆուրյեի ձևափոխությունը չի տարանջատում ազդանշանի բնութագրերը ժամանակի տարբեր պահերի համար և տալիս է միայն ընդհանրացված պատկեր: Այն հարմար չէ ժամանակի ընթացքում փոփոխվող բնութագրեր ունեցող ազդանշանների մշակման համար: ՌԼԿ-ներում ընթացիկ ռադիոլուկացիոն իրավիճակը անընդհատ փոփոխվում է՝ կապված թիրախների շարժման, հին թիրախների անհետացման և նորերի հայտնման հետ: Բացի դրանից, (1.1.1) բանաձևով սահմանված Ֆուրյեի ձևափոխությունը ենթադրում է ազդանշանի ինտեգրում անվերջ ժամանակի ընթացքում, որը գործնականում իրագործելի չէ:

Այս դժվարություններից խուսափելու համար իրական համակարգերում օգտագործվում են այլ եղանակներ, ինչպիսիք են պատուհանային ֆունկցիաների կիրառումը, կարճ ժամանակի Ֆուրյեի ձևափոխություն, վեյվլետ ձևափոխություններ և այլն, որոնք չնայած կապված են Ֆուրյեի ձևափոխության հետ կամ հանդիսանում են նրա ձևափոխված տարբերակը, սակայն նրանց կիրառելիության հիմնական չափանիշը հանդիսանում է ժամանակի մեջ նրանց տեղայնացված լինելը, ինչը թույլ է տալիս գործ ունենալ վերջավոր ինտեգրալների հետ և, որպես արդյունք, ստանալ ազդանշանի սպեկտրալ բաղադրիչները ժամանակի տվյալ հատվածի համար, այսինքն՝ իրականացվում է ազդանշանի ժամանակ-հաճախություն վերլուծություն: Նշված եղանակներից յուրաքանչյուրը, պայմանավորված իր առանձնահատկություններով, ունի կիրառման իր բնագավառը:

Ժամանակակից ռադիոլուկացիոն կայաններում հիմնականում օգտագործվում է ազդանշանի նկատմամբ պատուհանային ֆունկցիաների կիրառման եղանակը,

այսինքն՝ սկզբնական ազդանշանը մասնատվում է և կատարվում է հատված առ հատված մշակում Ֆուրյեի ձևափոխության (1.1.1) բանաձևի միջոցով: Այս դեպքում, պատուհանային ֆունկցիաներով մշակելուց հետո, ազդանշանը դառնում է զրո որոշակի a ժամանակահատվածից դուրս, և գործնականում կիրառելիս ինտեգրումը կատարվում է վերջավոր ժամանակահատվածում: Հատված առ հատված մշակման արդյունքում ստացվում են ժամանակի մեջ իրար հաջորդող սպեկտրալ պատկերների հաջորդականություն.

$$\tilde{S}_m(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - ma)s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (1.1.3)$$

Ազդանշանների թվային մշակման տեխնոլոգիաների բուռն զարգացումը հնարավորություն տվեց ազդանշանների նկատմամբ կիրառել մշակման կամայական բարդության ալգորիթներ, որոնց միջոցով հնարավոր եղավ հարստացնել մշակումների մաթեմատիկական ապարատը և կիրառել ավելի արագ ալգորիթներ զուտ թվային արժեքների մշակման նկատմամբ: Այն նաև հնարավորություն տվեց թվային եղանակով ավելի արագ իրականացնել Ֆուրյեի ձևափոխություն (Ֆուրյեի արագ ձևափոխություն, ՖԱԶ), որը տալիս է ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծության ընտրանքները՝ վերցված իրարից b հաճախային հատվածներ հետո.

$$s_{m,n} \equiv \tilde{S}_m(nb) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - ma)s(t)e^{-inbt} dt \quad (1.1.4)$$

b և a մեծությունները կապված են միմյանց հետ և սահմանային դեպքում $ab = 2\pi$: Այս արտահայտության մեջ փոխելով ենթինտեգրալային արտահայտությունների հերթականությունը՝ կստանանք.

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)w(t - ma)e^{-inbt} dt \quad (1.1.5)$$

Այս արտահայտությունը կարելի է մեկնաբանել նաև այլ կերպ. եթե կատարենք հետևյալ նշանակումը.

$$w_{m,n}(t) \equiv w(t - ma)e^{inbt} \quad (1.1.6)$$

(1.1.5) արտահայտությունը կստանա հետևյալ տեսքը.

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \overline{w_{m,n}(t)} dt \quad (1.1.7)$$

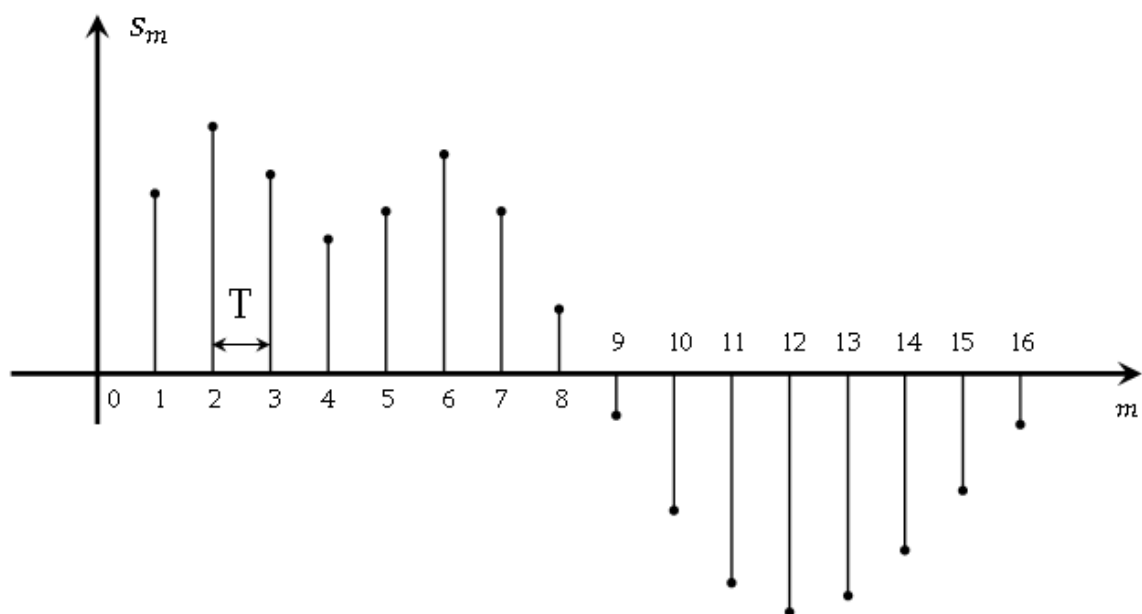
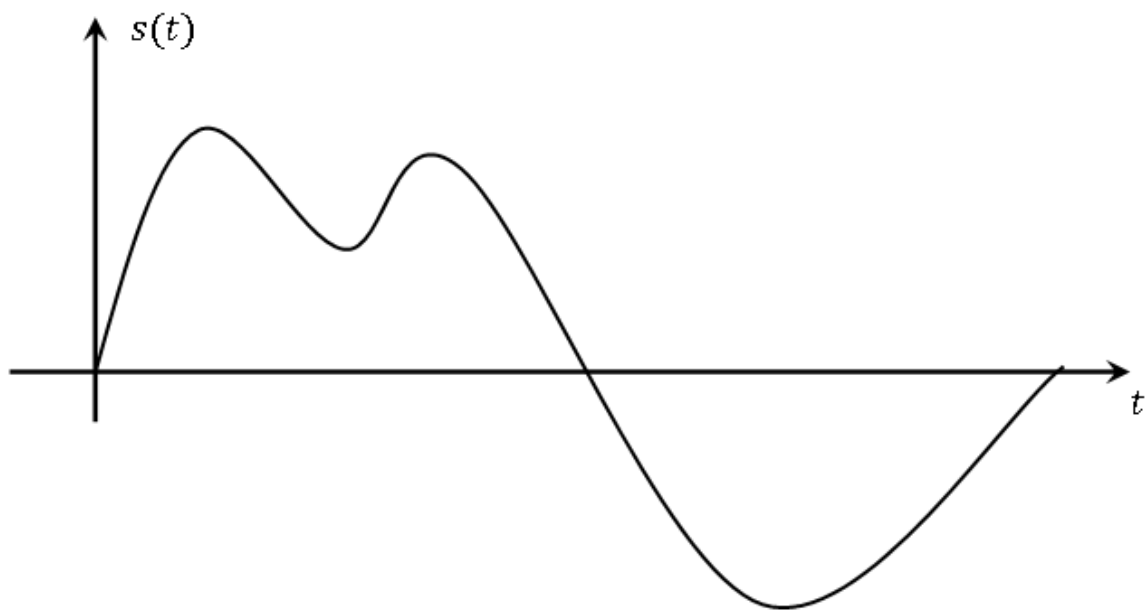
այսինքն՝ իրական համակարգերում կատարվում է ազդանշանի մշակում $w_{m,n}(t)$ բազիսի միջոցով, որը, ի տարբերություն Ֆուրյեի ձևափոխության անսահմանափակ սինուսոիդալ բազիսի, տեղայնացված է: Ազդանշանի մշակումը կատարվում է միառամանակ ժամանակի և հաճախության մեջ, և վերլուծությունը իրենից ներկայացնում է մատրից:

Պատուհանային ֆունկցիաների ընտրության ժամանակ նրանց վրա դրվող հիմնական պահանջը ժամանակի և հաճախության մեջ տեղայնացում է, այսինքն՝ գլխավոր թերթիկի բարակությունը և մեծ կողային թերթիկների բացակայությունը, որոնք աղավաղում են ազդանշանի սպեկտրալ պատկերը: Սակայն, նույնիսկ ամենաոռակյալ պատուհանային ֆունկցիաների կիրառումը չի ապահովում ազդանշանի ճշգրիտ վերականգնման հնարավորություն: $w_{m,n}(t)$ բազիսի հակադարձ բազիսը գոյություն չունի, իսկ գոյություն ունենալու դեպքում կարող է գուրկ լինել տեղայնացումից, ինչը այն կդարձնի ոչ կիրառելի:

1.1.2. Ազդանշանների թվայնացումը: Նայքվիստի-Շենոնի-Կոտելնիկովի թեորեմը: Նրա կիրառելիության սահմանները

Ժամանակակից բոլոր համակարգերում ազդանշանների թվայնացումը հիմնված է Նայքվիստի թեորեմի վրա, որը հնարավորություն է տալիս անհրաժեշտ ճշտությամբ թվայնացնել կամայական ազդանշան [1]: Համաձայն այս թեորեմի, կամայական ազդանշան, որի սպեկտրը սահմանափակ է որոշակի ω_m հաճախությամբ, կարելի է ներկայացնել իր ընտրանքներով՝ վերցված հավասար ժամանակահատվածներ հետո: Ժամանակահատվածների չափը պետք է վերցնել մեծ կամ հավասար $T = \pi/\omega_m$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \operatorname{sinc} \left(\frac{t - nT}{T} \right) \quad (1.1.8)$$



Նկ.1.1.1. Սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանի դիսկրետացումը ըստ Նայքվիստի թեորեմի

Տեսականորեն դիտարկելիս, ժամանակի t_0 պահին ազդանշանի արժեքը ստանալու համար անհրաժեշտ է նրա նկատմամբ կիրառել հետևյալ գործողությունը.

$$s(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\delta(t - nT)dt \quad (1.1.9)$$

Սակայն իրականացնելով համակարգերում այսպիսի ինտեգրման իրականացումը անհնար է, և իրականացվում է բազմապատկում կարճ տևողությամբ ուղղանկյուն իմպուլսի հետ:

Այս թեորեմը կիրառելի չէ ոչ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների նկատմամբ: Այդ պատճառով, կամայական ազդանշան թվայնացնելուց առաջ անցնում է հակավերածածկման գոյի միջով, որը սահմանափակում է ազդանշանի սպեկտրը և դարձնում համապատասխան Նայքվիստի թեորեմի պահանջին: Կտրող գոյի թողարկման սպեկտրը կարելի վերցնել կամայական՝ ելնելով ազդանշանի թույլատրելի աղավաղումների չափերից: Այս աղավաղումները գնահատելու համար հարմար է գրել այս եղանակով ազդանշանների թվայնացման եղանակը ընդհանուր դեպքի համար՝ երբ ազդանշանի վրա դրված չեն ոչ մի սահմանափակումներ՝ բացառությամբ Դիրիխլեի պայմանների:

Ազդանշանի ընտրանքի գաղափարը, թեև ինտուիտիվ պարզ է, միանշանակ չի: Դասականորեն, ըստ Շենոնի թեորեմի [2,3], ընտրանքը կիրառվում է սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների նկատմամբ, մինչդեռ ժամանակակից տեսություններում ազդանշանների ժամանակ-հաճախություն (ԺՀ) ներկայացումը կարևոր է: ԺՀ վերլուծության եղանակների ընդհանուր նկարագիրը կարելի է գտնել [4]-ում: Հակիրճ ներածության է բերված [5]-ում:

ԺՀ վերլուծության եղանակները հատկապես կարևոր են ռադիոլուծակցիոն ազդանշանների մշակման համար [6]: ԺՀ հարթության ընտրված տարածքը կտրելու համար էլիպտիկ ֆիլտրեր առաջարկվել են [7]-ում: Ներդրված ռադային մշակման համակարգի ժամանակակից ալգորիթմների քննարկումը տրված է [8]-ում: ԺՀ վերլուծության կիրառությունների շրջանակը ներառում է կենսաբժշկական ինժեներան [9-11], արձագանքի ճնշումը [12], և շատ այլ ոլորտներ, որտեղ անհրաժեշտ է ազդանշանի մշակում: Կենսորոնական դեր է խաղում Գաբորի վերլուծությունը [13-16]:

1.1.2. Նայքվիստի-Շենոն-Կոտելնիկովի թեորեմը ոչ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների համար

Ընդհանուր դեպքի համար արտահայտություն ստանալու համար օգտվենք ազդանշանի Ֆուրյեի հակադարձ ձևափոխության արտահայտությունից (1.1.2): Այստեղ ազդանշանի $\tilde{S}(\omega)$ սպեկտրը կարող է լինել կամայական և սահմանափակված չլինել որևէ հաճախային տիրույթներով: Քանի որ Նայքվիստի թեորեմը կիրառելի է միայն սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների նկատմամբ, մեր արտահայտությունը բերենք համապատասխան տեսքի: Դրա համար ազդանշանի սպեկտրը տրոհենք որևէ b շերտերով կտորների: Կստանանք իրարից b հեռավորություններով հեռացված $\tilde{S}(\omega)\Pi(\omega - nb)$ սպեկտրներով ազդանշանների գումար: Արդյունաբար ազդանշանի սպեկտրը կլինի այդ կտորների գումարը.

$$\tilde{S}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega)\Pi(\omega - nb) \quad (1.1.10)$$

Եթե այս արտահայտությունը տեղադրենք (1.1.2)-ի մեջ և փոխենք ինտեգրման և գումարի հերթականությունը, կստանանք.

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega)\Pi(\omega - nb) e^{i\omega t} d\omega = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega)\Pi(\omega - nb) e^{i\omega t} d\omega \quad (1.1.11)$$

Եթե կատարենք $\omega \rightarrow \omega + nb$ փոփոխականի փոխարինում, կստանանք

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega + nb)\Pi(\omega) e^{i(\omega+nb)t} d\omega = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{inbt} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega + nb)\Pi(\omega) e^{i\omega t} d\omega \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n(t) e^{inbt} \end{aligned} \quad (1.1.12)$$

որտեղ

$$s_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega + nb)\Pi(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (1.1.13)$$

Ինչպես երևում է (1.1.13) արտահայտությունից, $s_n(t)$ ազդանշանները հանդիսանում են $[-b/2; b/2]$ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշաններ և բավարարում են Նայքվիստի թեորեմի պահանջներին, որի համաձայն էլ կատարենք նրանց վերլուծությունը: Քանի որ ազդանշանի սպեկտրի առավելագույն հաճախությունը $b/2$ է, ապա, համաձայն թեորեմի, ազդանշանների ընտրանքները կարելի է վերցնել $\Delta t = \pi/(b/2) = 2\pi/b \equiv a$ ժամանակահատվածներ հետո

$$s_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_n(ma) \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t - ma) \quad (1.1.14)$$

Տեղադրելով ստացված արտահայտությունը (1.1.12)-ի մեջ և նշանակելով $s_{m,n} \equiv s_n(ma)$ ՝ կստանանք.

$$s(t) = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} s_{m,n} \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t - ma) e^{inbt} \quad (1.1.15)$$

Ինչպես երևում է, ոչ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանը նույնպես կարելի է թվայնացնել առանց ինֆորմացիայի կորստի, սակայն այս դեպքում թվայնացումը կատարվում է ոչ միայն ըստ ժամանակի, այլև ըստ հաճախության:

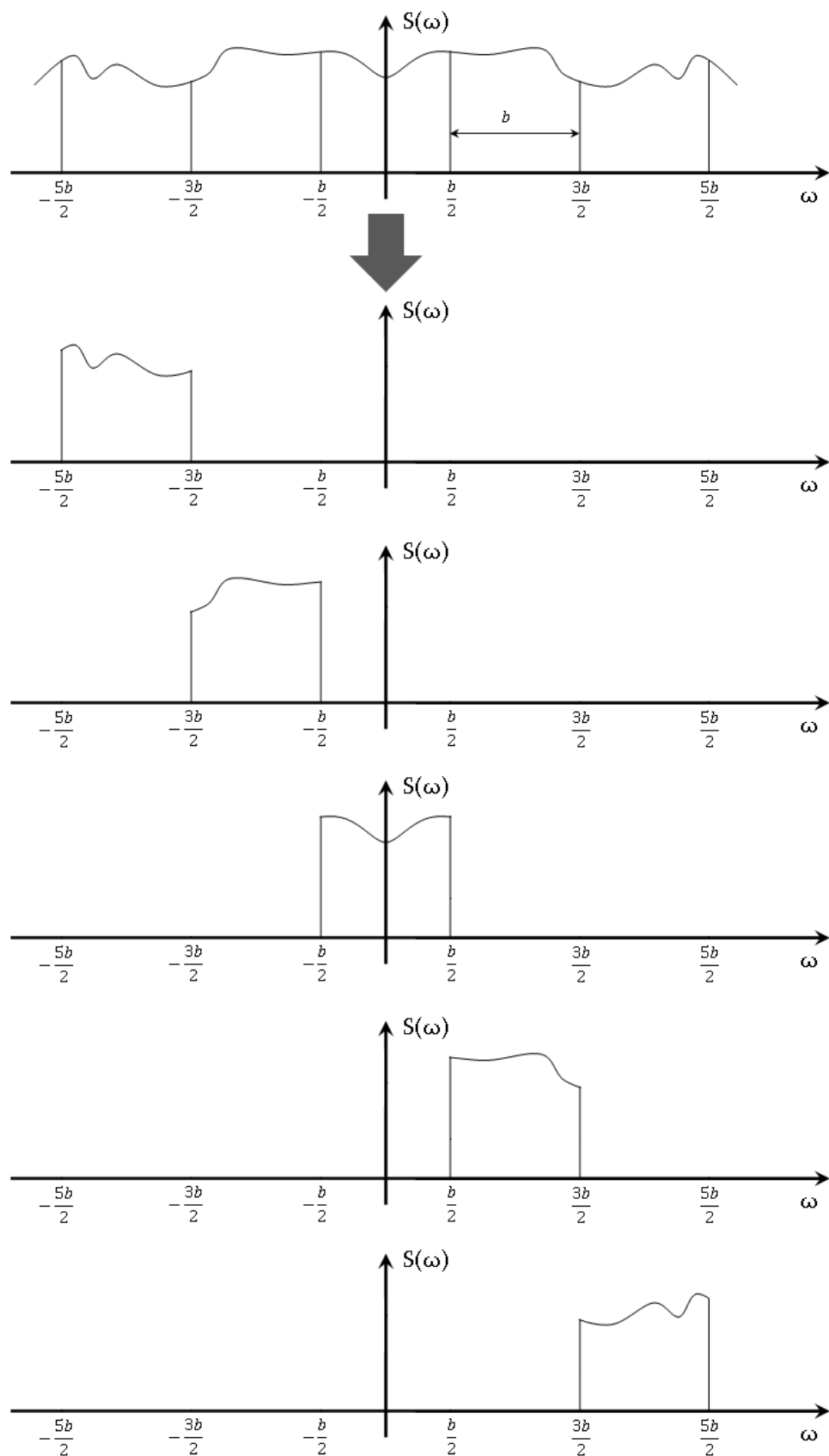
Այժմ անհրաժեշտ է գտնել $s_{m,n}$ գործակիցները: Դրա համար (1.1.8) արտահայտության մեջ տեղադրենք $t = ma$.

$$s_{m,n} = s_n(ma) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega + nb) \Pi(\omega) e^{i\omega ma} d\omega \quad (1.1.16)$$

Ստացված արտահայտությունը պարզեցնելու համար ներմուծենք երկու նոր ֆունկցիաներ՝ $\tilde{U}_n(\omega)$ և $\tilde{V}_m(\omega)$, որոնք սահմանվում են հետևյալ կերպ.

$$\tilde{U}_n(\omega) = \tilde{S}(\omega + nb) \quad (1.1.17)$$

$$\tilde{V}_m(\omega) = \Pi(\omega) e^{-i\omega ma} \quad (1.1.18)$$



Նկ.1.1.2. Ոչ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանի սպեկտրի բաժանումը
հատվածների

այսինքն՝ $s_{m,n}$ հանդիսանում է $\tilde{U}_n(\omega)$ և $\tilde{V}_m(\omega)$ ֆունկցիաների սկալյար արտադրյալ, որը կարելի է հաշվել նաև ժամանակային տիրույթում: Դրա համար հաշվենք $\tilde{U}_n(\omega)$ և $\tilde{V}_m(\omega)$ ֆունկցիաների հակադարձ Ֆուրյեի ձևափոխությունը.

$$u_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{U}_n(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega + nb) e^{i\omega t} d\omega = e^{-inbt} s(t) \quad (1.1.19)$$

$$\begin{aligned} v_m(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{V}_m(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(\omega) e^{-i\omega ma} e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-b/2}^{b/2} e^{i\omega(t-ma)} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{i(t-ma)} \left(e^{i\frac{b}{2}(t-ma)} - e^{-i\frac{b}{2}(t-ma)} \right) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{b}{2}(t-ma)}{t-ma} \\ &= \frac{b}{2\pi} \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t-ma) \end{aligned} \quad (1.1.20)$$

Արդյունքում $s_{m,n}$ -ի համար կստանանք

$$\begin{aligned} s_{m,n} &= \int_{-\infty}^{\infty} u_n(t) \overline{v_m(t)} dt = \frac{b}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-inbt} \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t-ma) dt \\ &= \frac{b}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t-ma) e^{inbt} dt \end{aligned} \quad (1.1.21)$$

Վերանորմավորում կատարելուց հետո ազդանշանների թվայնացման և վերականգնման թեորեմը կստանա հետևյալ տեսքը

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t-ma) e^{inbt} dt \quad (1.1.22)$$

$$s(t) = \frac{b}{2\pi} \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} s_{m,n} \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t-ma) e^{inbt} \quad (1.1.23)$$

որտեղ $ab = 2\pi$:

Ինչպես տեսնում ենք, Նայքվիստի թեորեմը հանդիսանում է ստացվածի մասնավոր դեպքը, երբ $s_{m,n} = 0$, $n > 0$: Սա կարող է տեղի ունենալ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների համար, քանի որ «sinc» ֆունկցիան հաճախային տիրույթում

դառնում է ուղղանկյուն: Իրականում, հակավերածածկման գտիչի կիրառումն ու սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանի ընտրանքը համապատասխանում են համապատասխան a, b -ով ազդանշանի երկչափ վերլուծությանը և $n > 0$ գործակիցների զրոյացմանը:

(1.1.22) և (1.1.7) արտահայտությունների համեմատությունից երևում է, որ ազդանշանի թվայնացումն ու վերլուծությունը, ընդհանուր առմամբ, հանդիսանում են միևնույն պրոցեդուրան և իրենցից ներկայացնում են ազդանշանի վերլուծություն ըստ ժամանակի և հաճախության: Սակայն տարբերությունը կայանում է նրանում, որ Նայքվիստի թեորեմի դեպքում ազդանշանի վերլուծությունը կատարվում է օրթոգոնալ և հակադարձելի բազիսով, սակայն որտեղ բացակայում է տեղայնացումը: Մյուս կողմից, պատռեհանային ֆունկցիաներով ազդանշանի վերլուծությունը ապահովում է տեղայնացում, սակայն աղավաղում է սկզբնական ազդանշանի տեսքը և թույլ չի տալիս ազդանշանի վերականգնում:

1.1.3. Վեյլ-Հայզենբերգի խումբ, ժամանակ-հաճախություն հարթություն, Գաբորի վերլուծություն, ֆոն-Նեյմանի ցանց

Նախորդ բաժնում ստացված արտահայտությունները հանդիսանում են ժամանակակից համակարգերում ազդանշանների թվայնացման եղանակը ընդհանրացված տեսքով: Այս արտահայտությունները ավելի հասկանալի և ընդհանուր տեսքով գրելու համար սահմանենք հետևյալ ֆունկցիան

$$n(t) = \sqrt{\frac{b}{2\pi}} \operatorname{sinc} \frac{b}{2} t \quad (1.1.24)$$

Ներմուծենք T_a և T_b երկու օպերատորներ, որոնք սահմանվում են հետևյալ կերպ

$$T_a: s(t) \rightarrow s(t + a) \quad (1.1.25)$$

$$T_b: s(t) \rightarrow e^{ibt} s(t) \quad (1.1.26)$$

Այս օպերատորները կոմուտատիվ են, այսինքն՝ ֆունկցիայի նկատմամբ նրանց կիրառման հաջորդականությունը կարևոր չէ

$$\begin{aligned} T_a T_b s(t) &= T_a \left(e^{ibt} s(t) \right) = e^{ib(t+a)} s(t+a) = e^{iab} e^{ibt} s(t+a) = e^{i2\pi} T_b T_a s(t) \\ &= T_b T_a s(t) \end{aligned} \quad (1.1.27)$$

$$T_a T_b = T_b T_a \quad (1.1.28)$$

Այս օպերատորները հանդիսանում են Վեյլ-Հայզենբերգի տրանսյացիաների և մոդուլյացիայի խմբի դիսկրետ կոմուտատիվ ենթախումբ

$$T_\alpha: s(t) \rightarrow s(t + \alpha) \quad (1.1.29)$$

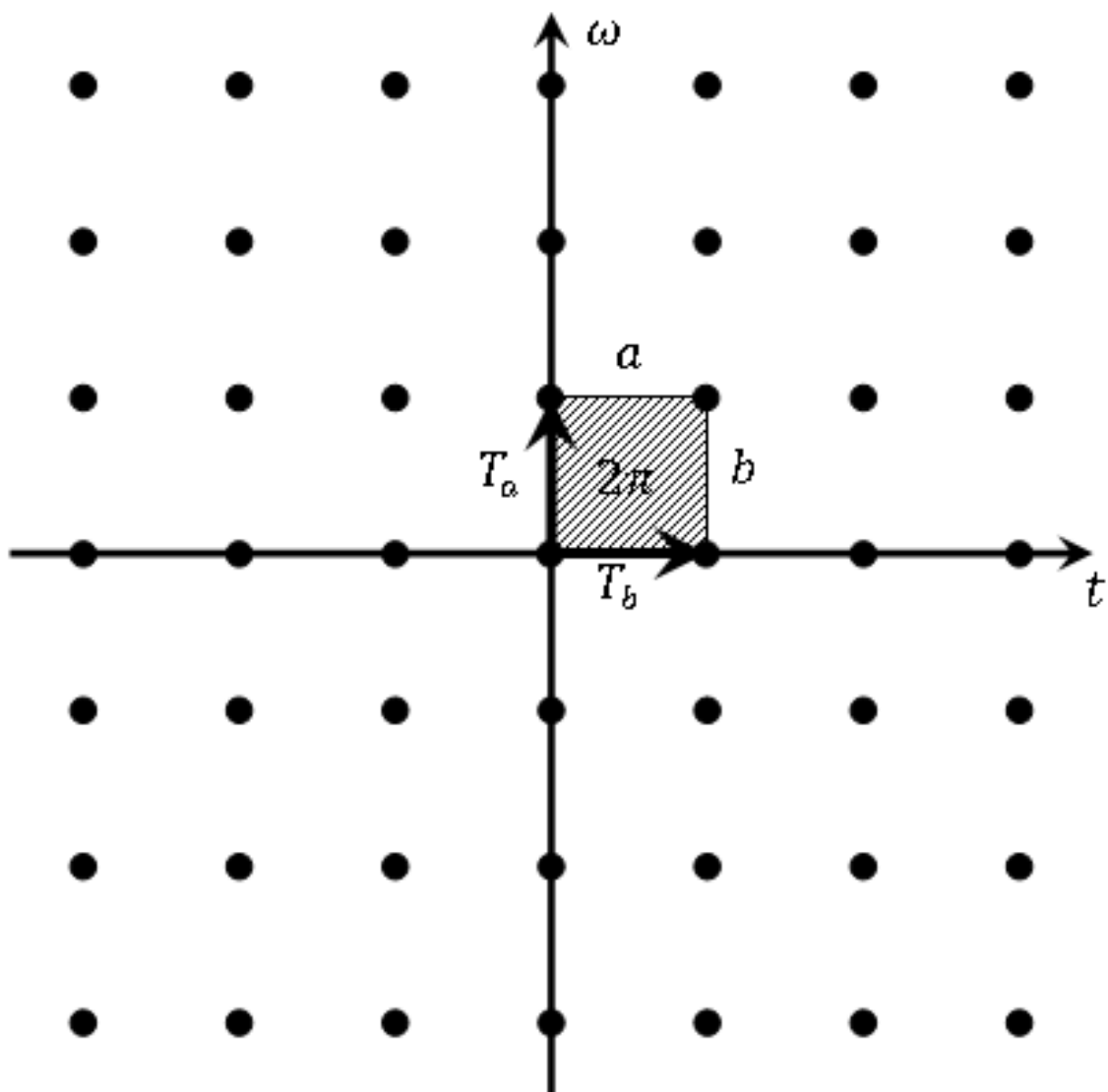
$$T_\beta: s(t) \rightarrow e^{i\beta t} s(t) \quad (1.1.30)$$

Այս օպերատորներից կազմենք օպերատորների խումբ՝ $T_a^m T_b^n$, որոնք իրենցից ներկայացնում են ըստ ժամանակի և ըստ հաճախության ազդանշանի հավասարահեռ շեղումների համախումբ: Այս օպերատորների աշխարանքը ավելի ակնառու դարձնելու համար նրանց պատկերենք հարթության վրա, որի մի առանցքը համապատասխանում է ժամանակային շեղումների, իսկ մյուսը՝ հաճախային: Ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա այս խմբի յուրաքանչյուր օպերատոր իրենից կներկայացնի կետ (ma, nb) կոորդինատներով: Տեղադրելով բոլոր այս օպերատորների կետերը $\mathbb{C}\mathbb{Z}$ վրա, կստանանք երևակայական ցանց, որի յուրաքանչյուր բջիջ իրենից ներկայացնում է ուղղանկյուն a և b կողմերով և $ab = 2\pi$ մակերեսով (Նկ.1.1.3): Այսպիսի ցանցը առաջինը կառուցվել է ֆոն-Նեյմանի կողմից և 2π մակերեսով ցանցերը կոչվում են նրա անունով:

Այս օպերատորների խումբը $n(t)$ ֆունկցիայի նկատմամբ կիրառելիս կստանանք ըստ ժամանակի և ըստ հաճախության շեղված ֆունկցիաների խումբ

$$T_a^m T_b^n n(t) = n_{m,n}(t) = e^{inbt} n(t + ma) = \sqrt{\frac{b}{2\pi}} \operatorname{sinc} \frac{b}{2}(t - ma) e^{inbt} \quad (1.1.31)$$

Ինչպես տեսնում ենք այս ազդանշանների խումբը իրենից ներկայացնում է Նայքվիստ-Շենոն-Կոտելնիկովի թեորեմի ընդհանրացված տարբերակի մեջ մտնող ֆունկցիաները: Սա ի նկատի ունենալով՝ (1.1.22) և (1.1.23) արտահայտությունները կարելի է գրել հետևյալ տեսքով



Նկ.1.1.3. ֆոն-Նեյմանի ցանցը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \overline{N_{m,n}(t)} dt \quad (1.1.32)$$

$$s(t) = \sum_{m,n=-\infty}^{\infty} s_{m,n} N_{m,n}(t) \quad (1.1.33)$$

այսինքն՝ կամայական ֆունկցիա կարելի է վերլուծել ֆոն-Նեյմանի ցանցի միջոցով կառուցվող բազիսի միջոցով ազդանշանների Հիլբերտյան տարածությունում: Այս եղանակով կարելի է ներկայացնել $L^2(\mathbb{R})$ տարածությունից կամայական ազդանշան:

1.1.4. Բալիան-Լոուի թեորեմ: Օրթոգոնալություն, տեղայնացում

Ընտրանքին ԺՀ տեսակետից մոտենալիս, տեղայնացվածության ազդեցությունը կարևոր է, հատկապես, անորոշությունների սահմանի մոտ: Ազդանշանների տեղայնացվածության հատկությունները, երբ դիտարկվում են ԺՀ հարթության գլոբալ համատեքստում, ենթարկվում են Բալիան-Լոուի թեորեմի սահմանափակումներին: Որպես անորոշությունների սկզբունքի մեկ այլ ներկայացում, այս թեորեմը բացահայտում է Ֆուրյեի ձևափոխության խորը հատկությունները, ԺՀ հարթության և ոչ կոմուտատիվության հետ նրա կապի իմաստով: Տեղայնացվածության և օրթոգոնալության անհամատեղելիությունը ի հայտ է գալիս, օրինակ, OFDM/OQAM համակարգերում [17]:

Փաստը, որ այս երևույթը շատ ընդհանուր բնույթի է, հայտնի է տասնամյակներ շարունակ: Փուլային տարածության քվանտային մեխանիկայի և քվանտային Հոլի երևույթի հետ զուգահեռները լավագույնս են բնութագրում երևույթը (տես, օրինակ, [18]): Ինչպես տարբեր հետազոտական ոլորտներում նմանատիպ խնդիրների առկայության դեպքում միշտ լինում է, նրանք նաև դնում են ընդհանուր մաթեմատիկական խնդիրներ: Թերևս նման դեպքի լավագույն օրինակն է Զակի կոդմից կառուցած kq -ներկայացումը [19]: Ի սկզբանե ստեղծված լինելով պինդ մարմնի ֆիզիկայի նպատակների համար՝ այն այնուհետև վերաճեց ազդանշանների տեսության մեջ լայնորեն օգտագործվող ընդհանուր մաթեմատիկական եղանակի: Առաջին մաթեմատիկական աշխատանքները այս ուղղությամբ տանում են դեպի ֆոն Նեյմանը [20], փուլային տարածության քվանտային մեխանիկայի համատեքստում: Տարրական ազդանշանների գաղափարը

առաջարկվեց Գաբորի կողմից [21]: Գաբորը փորձեց ազդանշանները ներկայացնել $\mathcal{F}\mathbb{Z}$ վրա շեղված տարրական ազդանշաններով վերլուծության տեսքով, որոնք կազմում են 2π բջիջով ֆոն-Նեյմանի ցանց: Որպես բազիսային ֆունկցիա ընտրվել էր գաուսյանը, որը ամենատեղայնացված ազդանշանն է $\mathcal{F}\mathbb{Z}$ վրա: Տեղայնացման իմաստով այս ազդանշանը լավագույն հնարավոր ընտրությունն էր, սակայն ընդհանուր բազիսի ոչ օրթոգոնալության հանգամանքը, կամ, եթե ավելի ճշգրիտ լինենք, դրա հետևանքները, այն դարձնում էին գրեթե ոչ կիրառելի: Ոչ օրթոգոնալությունը հանգեցնում է հակադարձ ձևափոխության կառուցման դժվարությունների, որոնք պահանջում են զգալի հաշվողական ռեսուրսներ: Նույնիսկ հակադարձ ձևափոխության բազիսի կառուցման դեպքում այն կարող է զուրկ լինել տեղայնացումից: Ինչպես հետագայում ապացուցվեց Բալիանի և Լոուի կողմից, ֆոն-Նեյմանի ցանցի հետ կապված բազիսների համար անհնար է ապահովել միաժամանակյա տեղայնացում և օրթոգոնալություն: Ժամանակային և հաճախային տեղայնացման չափանիշները արատահայտվում են համապատասխան երկրորդ կարգի մոմենտներով.

$$\Delta t^2 = \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |s(t)|^2 dt \quad (1.1.34)$$

$$\Delta \omega^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |\tilde{s}(\omega)|^2 d\omega \quad (1.1.35)$$

Այսինքն՝ կառուցվող բազիսից օրթոգոնալություն պահանջելիս մենք ստիպված կլինենք համակերպվել տեղայնացման բացակայության հետ՝ $\Delta t \Delta \omega = \infty$: Բայանը [22] ապացուցեց, որ Գաբոր-ֆոն Նեյմանի ցանցի հետ կապված բազիսները սինգուլյար են, երբ դրվում է օրթոգոնալության լրացուցիչ պայման: Հռլի քվանտային էֆեկտի հետ կապված նման փաստ արձանագրվեց Լոուի կողմից [23]: [24] աշխատանքը կապում է այս ոլորտները: Տեղայնացման բացակայության հենց այս խնդրի հետ են առնչվում ժամանակակից համակարգերը, որոնցում կիրառվում է ֆոն-Նեյմանի ցանցի վրա օրթոգոնալ «sinc»-երի բազիսով ֆունկցիայի վերլուծություն:

Ֆոն Նեյմանի և Գաբորի գաղափարների իրագործման ճանապարհին Բալյան-Լոուի թեորեմի կողմից տեղայնացման վրա դրված սահմանափակումների

դժվարությունները հաղթահարելու եղանակ է ներկայացված [25]-ում՝ կառուցելով Վեյլ-Հայզենբերգի շեղումների և մոդուլյացիաների խումբի հակակոմուտատիվ ենթախումբի անկրճատելի ներկայացում: Եզակի ամբողջ ֆունկցիան, որը բնականորեն առաջանում է այդ մոտեցման ժամանակ, հանգեցնում է էքսպոնենցիալ տեղայնացված բազիսի, որը Հիլբերթյան տարածության չափանիշներով լուծում է ամբողջ ֆունկցիայի տեղայնացված ասիմպտոտիկ մոտարկման խնդիրը [26]: Այժմ [27]-ի մոտեցումները Բարգմանի ձևափոխության մի փոքր փոփոխված տարբերակի օգնությամբ կարող են կիրառվել կառուցված բազիսի վրա: Արդյունքը կարելի է բնորոշել որպես վերը նշված աշխատության մոտեցումների և վեյվլետների տեսության սինթեզ [28]:

1.2. Հաճախային մոդուլյացիայով անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայանի ազդանշանների մշակումը

Մոտիկ տիրույթի հայտնագործման շարժական սարքերը աճող հետաքրքրություն են ներկայացնում շատ քաղաքացիական և զինվորական կիրառությունների համար [29,30], ինչպիսիք են բախումից խուսափելու համակարգերը [31,32], կամ թիրախների հայտնաբերման անվտանգության համակարգերում [33,34,35]: Վերջերս նրանց կիրառման այս դաշտը անցել է բացառապես ԳՀՄ-ով անընդհատ ՌԼԿ-երի, որոնք թույլ են տալիս բացահայտել և չափել թիրախի հեռավորությունն ու շրջանային արագությունը ճիշտ նույն կերպ, ինչպես նաև իմպուլսային ռադարները, տարբերվելով վերջերից ցածր արժեքով, փոքր չափերով, ավելի քիչ էներգիայի սպառմամբ և կույր գոտիների բացակայությամբ [36]: Մոտիկ տիրույթի ՌԼԿ-երի կառուցման բարդությունը կայանում է նրանում անհրաժեշտ փոխհակասական պահանջների համատեղման անհրաժեշտության մեջ: Օրինակ, կոմբինացված երկակի ռեժիմում ալեհավաքի օգտագործումը հանգեցնում է համակարգի ընդհանուր չափերի ցանկալի կրճատմանը, սակայն բացառում է հաղորդչի համեմատաբար բարձր հզորության օգտագործումը թիրախների բացահայտման հեռավորության մեծացման համար անխուսափելիորեն ներթափանցած հզորության անընդունելիորեն բարձր մակարդակ մեծանալու պատճառով [37]:

Որպես պարզագույն համակարգեր լայնորեն օգտագործվում են անընդհատ գործողության (ԱԳ) դոպլերյան ՌԼԿ-ները: Գործելով անընդհատ ռեժիմում՝ այն առավելագույնի է հասցնում ճառագայթվող հզորության օգտագործումը և վերացնում է դոպլերյան անորոշության հետ կապված հարցերը: Ըստ դոպլերի տեսության, դոպլերյան հաճախությունը համեմատական է հաղորդչի աշխատանքային հաճախությանը: Հետևաբար, միլիմետրային ալիքի հաճախության շերտը նախընտրելի է ցածր արագությունների հայտնաբերման համար, որի մեջ երկու մթնոլորտային պատուհաններ՝ Ka տիրույթը և W տիրույթը, լայնորեն օգտագործվում են գործնականում [38-41]:

Ցածր արժեքով մոտիկ գոտու ՌԼԿ-ները կարող են կիրառվել տարբեր բնագավառներում, ինչպես անվտանգության, բժշկական պատկերման [42-46], լոգիստիկայի, որակի հսկողության և այլն: Տարբեր կիրառություններում, ՌԼԿ-ի հայտնաբերման լուծողականության նկատմամբ աճող պահանջների հետ միասին, ավելի բարձր հաճախության և ավելի կատարելագործված ինտեգրված տեխնոլոգիաների օգտագործումը պարտադիր է: W-տիրույթի ազդանշանների հաճախությունները շատ գրավիչ են շնորհիվ իրենց բարձր տարածական լուծողականության, արդյունաբար կոմպակտ չիպի չափերի և անտենայի փոքր չափերի [47-49]: Քանի որ ՌԼԿ-ի տարբեր կիրառություններ ունեն նաև տարբեր պահանջներ/պայմաններ լուծողականության, օբյեկտի հեռավորության և միջավայրում մարումների նկատմամբ, տարբեր ՌԼԿ-ի սկզբունքներ են առաջարկել, տարբերվելով իմպուլսայինից՝ անընդհատ գործողության (ԱԳ), հաճախային մոդուլացմամբ ԱԳ (ՀՄ-ԱԳ) ռադիոլոկացիոն կայաններ, յուրաքանչյուրը իր սեփական առանձնահատուկ համակարգային պահանջներով: Այս կոնցեպցիները (ենթա)միլիմետրային հաճախությունների համար կիրառելիս բարելավված լուծողականության և այլ գործոնների ապահովման համար համակարգի գործառնությունների ինտեգրման տարբեր խնդիրներ են ի հայտ եկել, ինչպիսիք են անտենան, ազդանշանի հաճախության վեր ու վար ձևափոխելը, ազդանշանի գեներացիա, ազդանշանի փուլային կամ ժամանակային հապաղման վերահսկում և ազդանշանի զտում, հաղորդիչի և ընդունիչի մեկուսացում, համակարգի թողարկման շերտը և տվյալների գերարագ ստացում: Այս տարբեր տեսակի համակարգերի մեջ ՀՄ-ԱԳ համակարգը հաճախ նախընտրելի է մյուսներից:

ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ների ներկայիս վիճակի քննարկումը օգտակար կլինի սկսել ոլորտի մասին համառոտ պատմական ակնարկից [50]: Հեռավորություն չափման ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի տեխնիկական գրեթե այնքան հին է, որքան իմպուլսային ՌԼԿ-ինը [51,52]: Երկրորդ համաշխարհային պատերազմի տարիներին այն օգտագործվում էր ռումբերի թիրախման ՌԼԿ-ների համար, իսկ 1946թ. կառուցվեց հսկողության ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ն: Այն ստանում էր իր մոդուլացիան «հրելով» մագնետրոնը [53]: Դա չէր աշխատում շատ լավ, ու անհասկանալի է դրա կառուցման պատճառը: Հաղորդվում է, որ Բարրիքը [54] առաջինն է քննարկել ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի նկատմամբ ՇԹՀ (շարժվող թիրախի հայտնաբերման) վերամշակման եղանակի կիրառումը: Ընդ որում, Ֆուլլերը հավանաբար առաջինն էր, որ կիրառեց ՀՄ-ԱԳ-ն ավտոմոբիլային ՌԼԿ-ի նկատմամբ [55]: Մեծ քայլ առաջ արվեց 1970-ականների կեսին, երբ ազդանշանների թվային մշակումը դարձավ հասանելի ազդանշանների մշակում կատարելու համար ընդունած ազդանշանից հեռավորության մասին ինֆորմացիան հանելու համար [56]:

ՀՄ-ԱԳ սկզբունքի լավ, համեմատաբար թարմ նկարագրություն է տրված [57]-ում: Նախքան թվային մշակման մատչելի դառնալը ավելի վաղ շատ ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ներ, ինչպես վերը քննարկվածները, օգտագործում էին մեկ շերտավոր գոտիչ մեկ շերտում ազդանշանները հայտնաբերելու համար, և փոփոխում էին ճոճման արագությունը համակարգված կերպով բոլոր հնարավոր հեռավորությունների դարպասները որոնելու համար: Սա ՌԼԿ-ի դիտարկման ժամանակի օգտագործումը դարձնում էր շատ անարդյունավետ: Մյուս կողմից, ՀՄ-ԱԳ ռադիոբարձրաչափերը երկար ժամանակ օգտագործում էին հետադարձ կապի համակարգ ճոճման հատվածը կարգավորելու համար: Քանի որ միայն մեկ հեռավորության դարպաս էր պահանջվում, այս մոտեցումը հասավ էներգիայի արդյունավետ օգտագործման առանց շատ հեռավորությունների դարպասների մշակման անհրաժեշտության: Ժամանակակից ռադիոբարձրաչափերը, այնուամենայնիվ, նաև օգտագործում են թվային (ՖԱՁ-ի վրա հիմնված) մշակում, ինչպես նաև սույն տեխնիկան: Այժմ սովորական է ՖԱՁ -ի կամ հաճախության վերլուծության այլ թվային տեխնիկաների օգտագործումը, տարբեր հեռավորությամբ թիրախներին համապատասխան բաբախող հաճախությունների խառնուրդի վերլուծության համար:

ՀՄ-ԱԳ օգտագործել ցանկանալու հիմնական պատճառները չնայած քաջ հայտնի են, բայց առնվազն արժանի են նորից թվարկման.

1. որոշ կիրառություններում, ինչպիսիք են ռադիոֆարձրաչափերը, հիմնական առավելությունը հանդիսանում է շատ պարզ կառուցվածքը, որը, այնուամենայնիվ, ընդունակ է տալու հեռավորության շատ բարձր լուծողականություն
2. այլ կիրառություններում, կարևորագույն հատկությունը կարող է լինել այն, որ համեմատաբար ցածր պիկային հզորությունը մոդուլացիան համատեղելի է դարձնում պինդմարմնային հաղորդիչ աղբյուրների հետ
3. այլ դեպքերում հիմնական հատկությունը կարող է լինել այն, որ ցածր պիկային հզորությունը ու լայն ռադիոհաճախությունների շերտերի օգտագործման կարողությունը դարձնում է ՀՄ-ԱԳ ազդանշանների հայտնաբերումը դժվար [58]:

Ինչպես անունը ենթադրում է, հաճախային մոդուլացված անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ն միջոց է անընդհատ ազդանշանի հաճախային մոդուլացիայի միջոցով հեռավորության մասին տեղեկություններ ստանալու համար: Տեխնիկական ունի շատ երկար պատմություն [59], սակայն նախկինում դրա օգտագործումն սահմանափակված է եղել որոշակի մասնագիտացված կիրառություններով, ինչպիսիք են ռադիոֆարձրաչափերը: Սակայն ներկայումս նորացված հետաքրքրություն կա տեխնիկայի նկատմամբ երեք հիմնական պատճառներով: Առաջինը, ՀՄ-ԱԳ-ի ունեցած առավել ընդհանուր առավելությունը այն է, որ մոդուլացիան համատեղելի է պինդ մարմնային զենեռատորների լայն բազմազանության հետ: Երկրորդ, հաճախության չափումը, որը պետք է իրականացվի նման համակարգից հեռավորության մասին ինֆորմացիան ստանալու համար այժմ կարող կատարել թվայնորեն՝ օգտագործելով Ֆուրյեի արագ ձևափոխության (ՖԱՁ) վրա հիմնված պրոցեսոր [60]: ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ների նկատմամբ հետաքրքրության երրորդ պատճառն այն է, որ նրանց ազդանշանները շատ դժվար է հայտնաբերել, ավանդական որսացող ընդունիչներով [61]:

Ինչպես նշվեց վերևում, ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ների հիմնական առավելություններից են համակարգի փոքր չափսերը և թեթև քաշը: Այս առանձնահատկությունը պահանջում է կատարողականությունը չվատացնելու համար համակարգի ավելի խելամիտ նախագծում: Օրինակ՝ այսպիսի համակարգերի մի մասում օգտագործվում է

համակցված հաղորդիչ/ընդունիչ անտենա: Մա մի կողմից շատ հարմար է համակարգի ընդհանուր քաշն ու չափերը չավելացնելու համար, բայց մյուս կողմից, ոչ խելամիտ վարվելու դեպքում, կարող է հանգեցնել ամբողջ համակարգի տվյալների վատթարացման: Համակցված անտենայի դեպքում անընդունելիորեն մեծ է ստացվում ցիրկուլյատորի միջով հաղորդիչից ընդունիչ ներթափանցած հզորությունը: Այս ազդանշանը կարող է կարգերով մեծ լինել թիրախներից անդրադարձած և ընդունված օգտակար ազդանշանից: Այս դեպքերում օգտակար է անդրադարձած հզորության ճնշման եղանակների օգտագործումը [62]: Ճնշման եղանակները կարող են լինել ինչպես պարզ, այնպես էլ ադապտիվ [63]:

ՌԼԿ-ի կողմից օգտագործվող հաճախային մոդուլացիան կարող է ունենալ շատ ձևեր: Ե՛վ գծային, և՛ սինուսոիդալ մոդուլացիաներ են օգտագործվել անցյալում: Գծային հաճախային մոդուլացիան, այնուամենայնիվ, առավել ճկուն է և ամենահարմարը ՖԱՁ պրոցեսորների հետ օգտագործելու և հեռավորությունների լայն տիրույթում թիրախների հեռավորության մասին տեղեկություն ստանալու համար: Այդ իսկ պատճառով ՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ների նկատմամբ նորացված հետաքրքրությունը գրեթե ամբողջությամբ կենտրոնացված է գծային ՀՄ-ԱԳ կայանների վրա:

Ավտոմոբիլային ռադարները սկսեցին արտադրվել քանակություններով, որոնք թեև դեռ շատ փոքր են ըստ այդ արդյունաբերության չափանիշների, բայց շատ մեծ թիվ են ռադարների արդյունաբերության չափանիշներով: Մինչև հարյուր հազար այդպիսի համակարգեր են վաճառվել է մինչ օրս: Սրանցից ոչ բոլորը, բայց շատերն են օգտագործում ՀՄ-ԱԳ մոդուլացիա: Ռադարները ներկայումս հիմնականում օգտագործվում են ինքնավար երթևեկության վերահսկման համար [64,65], դեռևս հետազոտական փուլում գտնվող այլ պոտենցիալ կիրառությամբ: Հարկ է նշել, որ այս համակարգերի իրացումը ստիպված կլինի հասնել մոտավորապես մեկ միլիոնի, որպեսզի բիզնեսը դառնա իրոք եկամտաբեր, այսպիսով արդյունաբերությունը դեռ իր վաղ փուլում է:

1988 թվականին PILOT ՌԼԿ-ի թողարկումից այս կողմ շատ աշխատանքներ են կատարվել այսպիսի համակարգերի որսման և նույնականացման ավելի մեծ կարողությամբ Էլեկտրոնային Աջակցության Չափ (ԷԱՉ) համակարգը կառուցելու

համար: Այս աշխատանքը և ռադարների ու ԷԱԶ-ի հանրությունների կողմից այսպիսի համակարգի իրական կարողությունը փորձել հասկանալու համապատասխան ջանքերը նշանակեցին, որ ՀՄ-ԱԳ-ի նման մոդուլյացիաների օգտագործմամբ գրանցման ցածր հավանականության ռադարների և զարգացած ԷԱԶ համակարգերի միջև հակամարտության մեր ըմբռնումը դարձել է ավելի բարդ: Այս ոլորտի առանցքային զարգացումները հետևյալն են՝

1. Գաբորի ձևավորության տիրույթի օգտագործումը խնդիրը հասկանալու համար
2. գիտակցումը, որ այսպիսի ազդանշանի գրանցման ամենից ընդհանրապես-օգտակար ճանապարհը կարող է լինել ոչ կոհերենտ ինտեգրման ամենալավ հնարավոր օգտագործումը, քան փորձել գրանցել ռադարները կոհերենտորեն

Այս կետերը քննարկված են [66]-ում և երկրորդը նաև քննարկվում է [67] և [68]-ում:

Ինքնակարգավորվող օսցիլյատորները համընդհանուր ցուցաբերում են իրենց արտաքին հզորության սպեկտրի գծի տարբեր աստիճանների լայնացում: Այս գծի լայնացումը, որը հաճախ անվանվում է փուլային աղմուկ, առաջանում է օսցիլյատորին բնորոշ աղմուկների պատճառով և հանդիսանում է օսցիլյատորի ազդանշանի սպեկտրալ մաքրության չափը: Ցանկացած համակարգ, որը պահանջում է օսցիլյատոր բազային հաճախության/Ժամանակի գեներացիայի համար, կարող է տուժել փուլային աղմուկից: Օրինակ, անլար ընդունիչներում, որոնք օգտագործում են լոկալ օսցիլյատոր հաճախության սինթեզի համար, փուլային աղմուկը նվազեցնում է կատարողական մի շարք կարևոր է չափանիշեր, ինչպիսիք են ընդունիչի ընտրողականությունը՝ վատթարացնելով հաղորդակցման ընդհանուր կարողությունները: Այս կարևորության պատճառով, օսցիլյատորների փուլային աղմուկները լայնորեն ուսումնասիրվել են տարբեր ինժեներական և գիտության տարբեր ոլորտներում (օրինակ, [69-77]):

Փուլային աղմուկները՝ հաճախության աղբյուրների առանցքային բնութագրերից մեկը [78,79], կտրուկ վատանում է աշխատանքային հաճախության մեծացման հետ մեկտեղ, որը կհանգեցնի այն հանգամանքին, որ միլիմետրական տիրույթի ՌԼԿ-ի կատարողականությունը այնքան լավը չէ, որքան ԳԲՀ տիրույթինը [80-82]: Հատկապես,

միլիմետրական տիրույթի զգայնությունը կտրուկ կվատանա: ՌԼԿ-ի զգայունությունը սահմանվում է որպես նվազագույն ազդանշանի հզորության մակարդակ, որ կարող է հայտնաբերվել ՌԼԿ-ի կողմից, որը կախված է արտաքին միջավայրից եկած կամ հենց ՌԼԿ-ի աղմուկներից:

ԳԼՈՒԽ 2. ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԷՔՍՊՈՆԵՆՑԻԱԼ ՏԵՂԱՅՆԱՑՎԱԾ ԲԱԶԻՍԻ ՀԻՄԱՆ ՎՐԱ

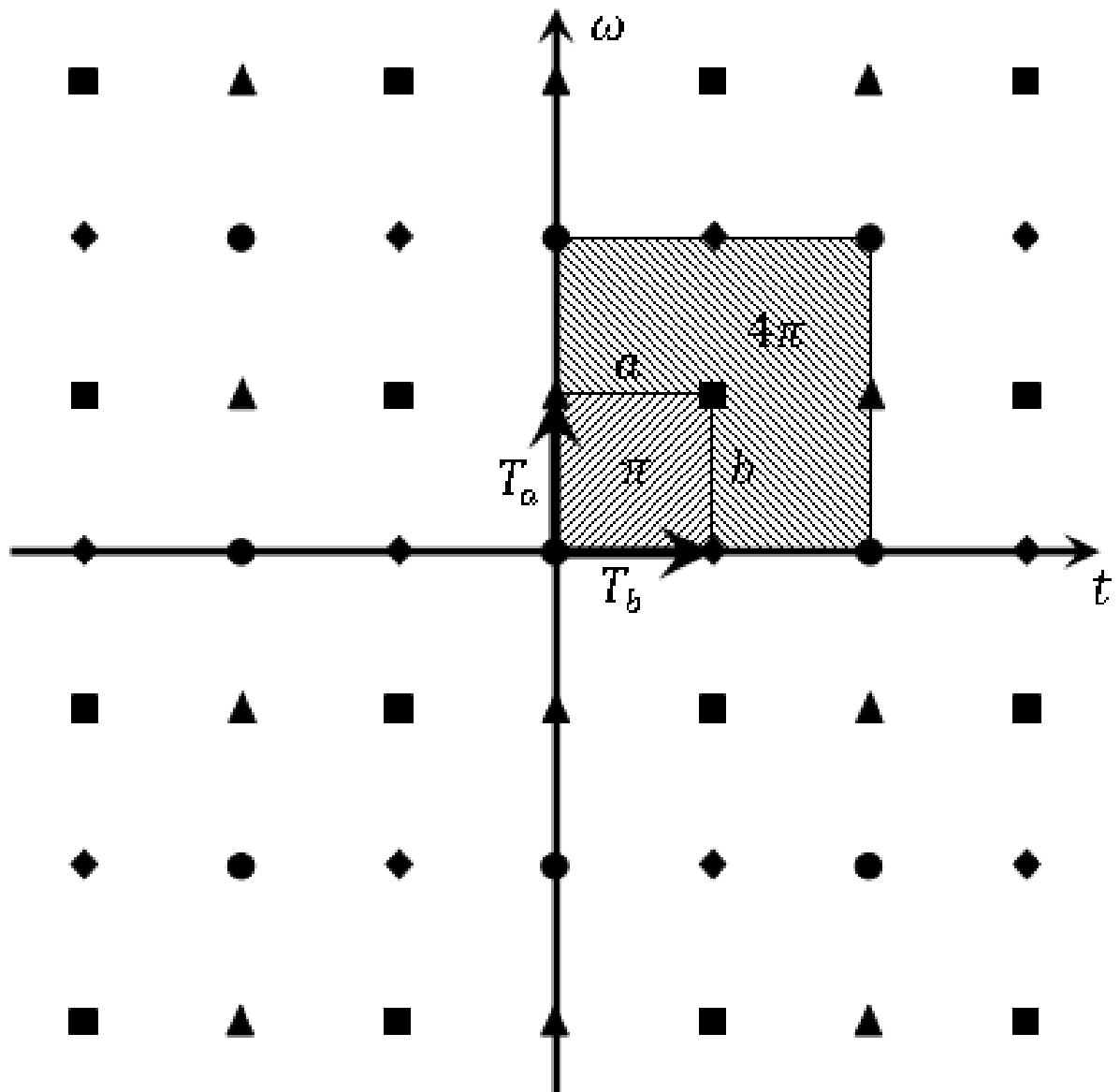
2.1. Եզակի ազդանշանը և ասիմպտոտիկ ճշգրիտ վերլուծություններ

Ազդանշանների մշակման տեսակետից դիտարկելիս, ԺՀ հարթության ոչ կոմուտատիվ երկրաչափություն մասին պատկերացում կարելի է կազմել՝ հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ շեղումները և մոդուլյացիաները կազմում են ոչ կոմուտատիվ անընդհատ խումբ՝ Վեյլ-Հայզենբերգի խումբ [83]: Իր առավելագույն կոմուտատիվ ենթախմբում, որը կազմում է ֆոն Նեյմանի ցանցը և կոչվում է նաև Գաբորի շրջանակ, ենթակա է Բալյան-Լոուի թեորեմի կողմից դրված սահմանափակումներին: Վեյլ-Հայզենբերգի խմբի կրկնակի խտության ցանցով հակակոմուտատիվ ենթախմբի քննարկումը ցույց է տալիս առկա սինգուլյարությունների հետ վարվելու ճանապարհը: Քննարկվող ենթախումբը գեներացվում է $T_a: f(t) \rightarrow f(t+a)$ շեղումների և $T_b: f(t) \rightarrow \exp(ibt)f(t)$ մոդուլյացիաների միջոցով, որտեղ $a = b = \sqrt{\pi}$ և տեղի ունի

$$T_a T_b + T_b T_a = 0 \quad (2.1.1)$$

հակակոմուտատիվ առնչությունը: Այս մոտեցման մանրամասները բերված են [25]-ում: Տեղայնացման և օրթոգոնալության անհամատեղելիության պատճառով պետք է կամ օգտագործել ոչ օրթոգոնալ տարածությամբ նկարագրությունը, կամ էլ հանդուրժել շատ թույլ տեղայնացում (ինչպես, օրինակ, «sinc» ֆունկցիաի դեպքում), և անվերջ $\Delta\omega\Delta t$ անորոշության արտադրյալը: Ընդհանուր բարդությունը, այսպիսով, նվազեցվում է Հիլբերթյան տարածության փոխադարձ ոչ օրթոգոնալ չորս ենթատարածությունների քննարկմանը, ներկայացված ԺՀ հարթության համապատասխան չորս ենթացանցերով (Նկ.2.1.1): Չորս ենթատարածություններից յուրաքանչյուրում գոյություն ունի ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացման հատկությամբ օրթոնորմալ բազիս՝ ներկայացված եզակի ազդանշանակերպով

$$a(t) \propto \frac{1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \alpha_n e^{-\pi n - 2\pi n^2} \cosh(2nt\sqrt{\pi})}{e^{\frac{t^2}{2}} \sqrt{\vartheta_3(t\sqrt{\pi})}} \quad (2.1.2)$$



Նկ.2.1.1. Վեյլ-Հայզենբերգի հակակոմուտատիվ ենթախմբով կառուցված ցանց

Այս ազդանշանակերպը հանդիսանում է եղանակի հիմքը: Վերը նշված գումարի $e^{-\pi n}$ անդամը պատասխանատու է ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացման համար: (at) ֆունկցիան համընկնում է իր ֆուրյե պատկերի հետ (նույն հատկությունն ունեն համապատասխան մասշտաբով Էրմիտյան ֆունկցիաները, և այս համաչափությունը օգտագործվել է մեր մոտեցման մեջ): Վերը բերված սահմանման մեջ մտնող $\vartheta_\mu(x)$ ֆունկցիան համապատասխանում է $\vartheta_\mu(x, e^{-\pi})$ Յակոբիի թետա ֆունկցիաներին: Նրանցից երկուսը մտնում են մեր արտահայտության մեջ բացահայտ կերպով

$$\vartheta_3(x) = 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\pi n^2} \cos(2nx) \quad (2.1.3)$$

և $\vartheta_4(x) = \vartheta_3(x + \pi/2)$: α_n գործակիցները սահմանվում են որպես Յակոբիի թետա ֆունկցիայի արմատի հակադարձի Ֆուրյե շարքի վերլուծության գործակիցներ

$$\frac{1}{\sqrt{\vartheta_4(z)}} \propto 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n e^{-\pi n} \cos(2nz) \quad (2.1.4)$$

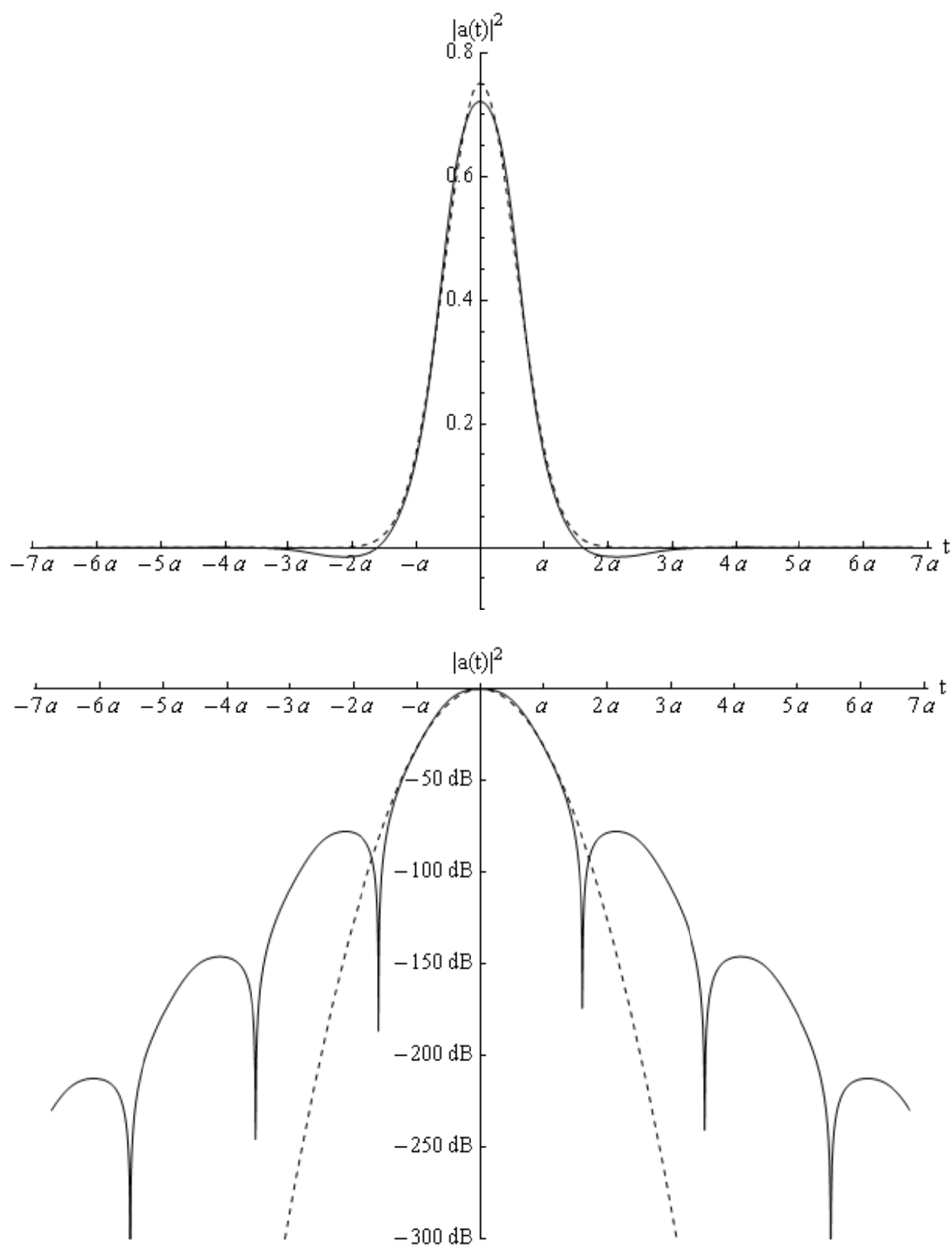
α_n -ի առաջին վեց արժեքներն են՝ {0.501052, 0.375586, 0.312961, 0.273833, 0.246446, 0.225907}: (2.1.2) ֆունկցիայի համեմատությունը Գաուսյան ազդանշանակերպի հետ ցուցադրված է Նկ.2.1.2-ում:

Բազիսային վեկտորների փուլերը ընտրվում են հետևյալ կերպ

$$a_{m,n}(t) = e^{inb(t+\frac{ma}{2})} a(t+ma), m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.1.5)$$

Նկ.2.1.2-ից հստակ երևացող ամենակարևոր առանձնահատկությունը ուժեղ էքսպոնենցիալ մարումն է: Մարման հետ ժամանակի և հաճախության առանցքների գծային կապի փաստը արանցքային է ասիմպտոտիկ ճշգրիտ վերականգնման եղանակի համար, որը հետևանք է վերջավոր էներգետիայով ազդանշանների Հիլբերտյան տարածություն ինքնության պայմանի: Համապատասխան սկալյար արտադրյալները հաշվարկվում են որպես ինտեգրալներ

$$f_{m,n} = \int f(t) \overline{a_{m,n}(t)} dt, m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.1.6)$$



Նկ.2.1.2. $a(t)$ ազդանշանի հզորության մարումը ըստ ժամանակի և հաճախության
Գաուսյանի հետ համեմատած

Ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացման նույն հիմնարար փաստը թույլ է տալիս որպես ասիմպտոտիկ ճշգրիտ ապրոքսիմացիա (մոտարկում) օգտագործել վերջավոր գումարներ

$$f(t) \approx \frac{1}{2} \sum f_{m,n} a_{m,n}(t) \quad (2.1.7)$$

$|m| \leq M$ և $|n| \leq N$ ուղղանկյան մեջ: $\{f_{m,n}\}$ վերջավոր համախումբը կներկայացնի վերլուծությունը:

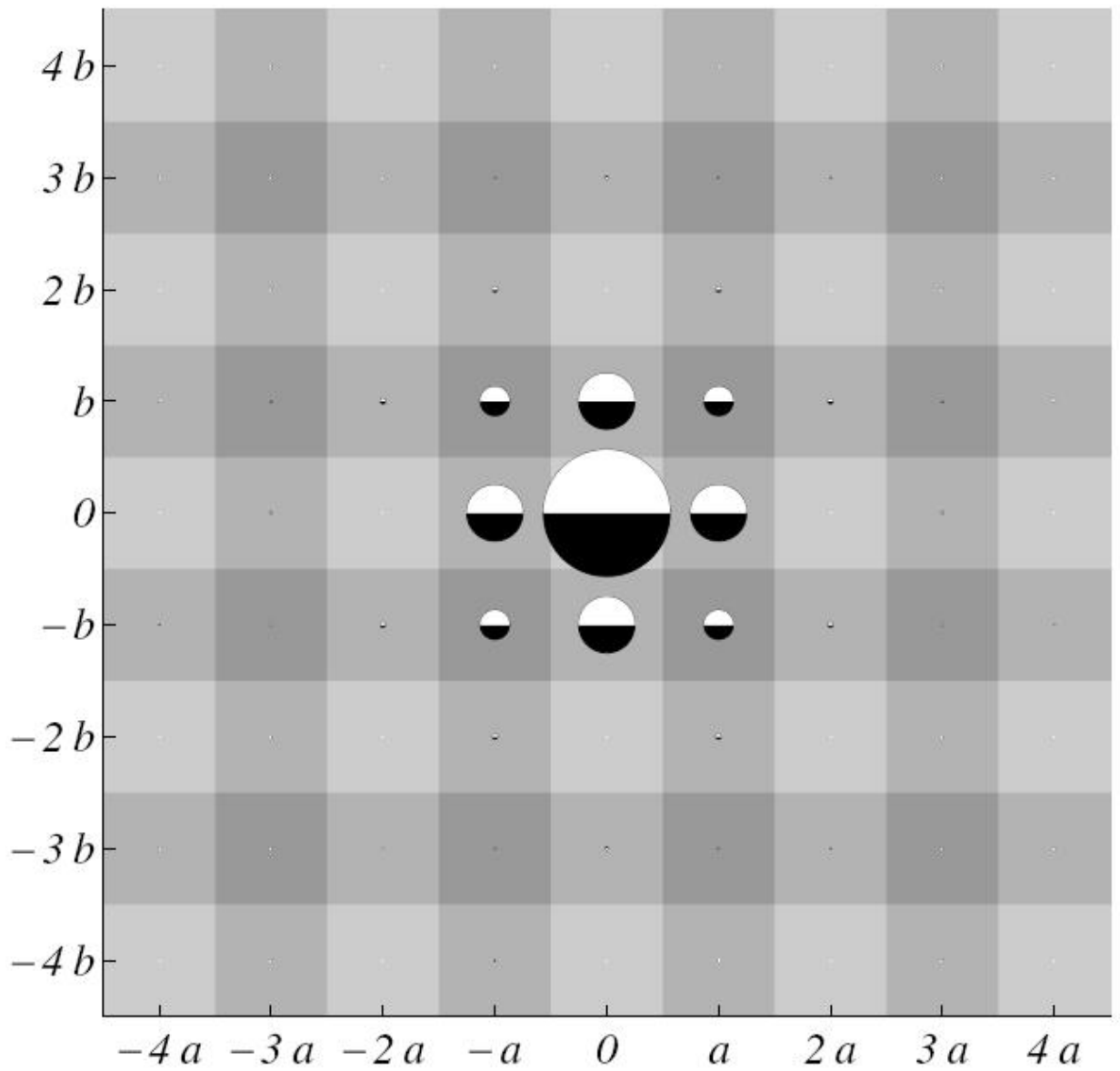
Չորս ենթացանցերի միջև ոչ օրթոգոնալության պատճառով ազդանշանի էներգիան հաշվվում է երկու անգամ, այնպես որ

$$\frac{1}{2} \sum |f_{m,n}|^2 = 1 \quad (2.1.8)$$

(2.1.6) և (2.1.7) հավասարումների համար նշանակություն չունի, թե ուսումնասիրվող ազդանշանի որ մասնավոր ներկայացումն է օգտագործվում՝ ժամանակային թե հաճախային: Բազիսի կառուցման և նրա հատկությունների հետագա մանրամասները կարելի է գտնել հետևյալ երկու աշխատանքներում [25] և [26]: (2.1.6) և (2.1.7) վերլուծության բանաձևերի հիման վրա գրաֆիկական ներկայացումը նկարագրված է ստորև:

2.2. Գրաֆիկական ներկայացում:

(2.1.6) ասիմպտոտիկ վերլուծության վրա հիմնված (2.1.2) ֆունկցիայի գրաֆիկական ներկայացումը ցուցադրված է Նկ.2.1.3-ում: Այս օրինակը առանցքային է, քանի որ այն ակնառու է դարձնում հարթության ոչ կոմուտատիվ կառուցվածքը, որը արտացոլված է ազդանշանների Հիլբերթյան տարածության չորս ենթատարածությունների ոչ օրթոգոնալության մեջ, որոնք ներկայացված են համապատասխան չորս ենթացանցերով՝ ներկված գորշի տարբեր երանգներով: Հիշենք, որ չորս ենթացանցերի համաչափությունը նկարագրվում է T_a և T_b հակակոմուտատիվ զույգով (2.1.1): Վերլուծությունը բնութագրվում է կոմպլեքս թվերով՝ (2.1.6) ամպլիտուդներով, որոնք պատկանում են այս ենթացանցերի միության յուրաքանչյուր հանգույցին:

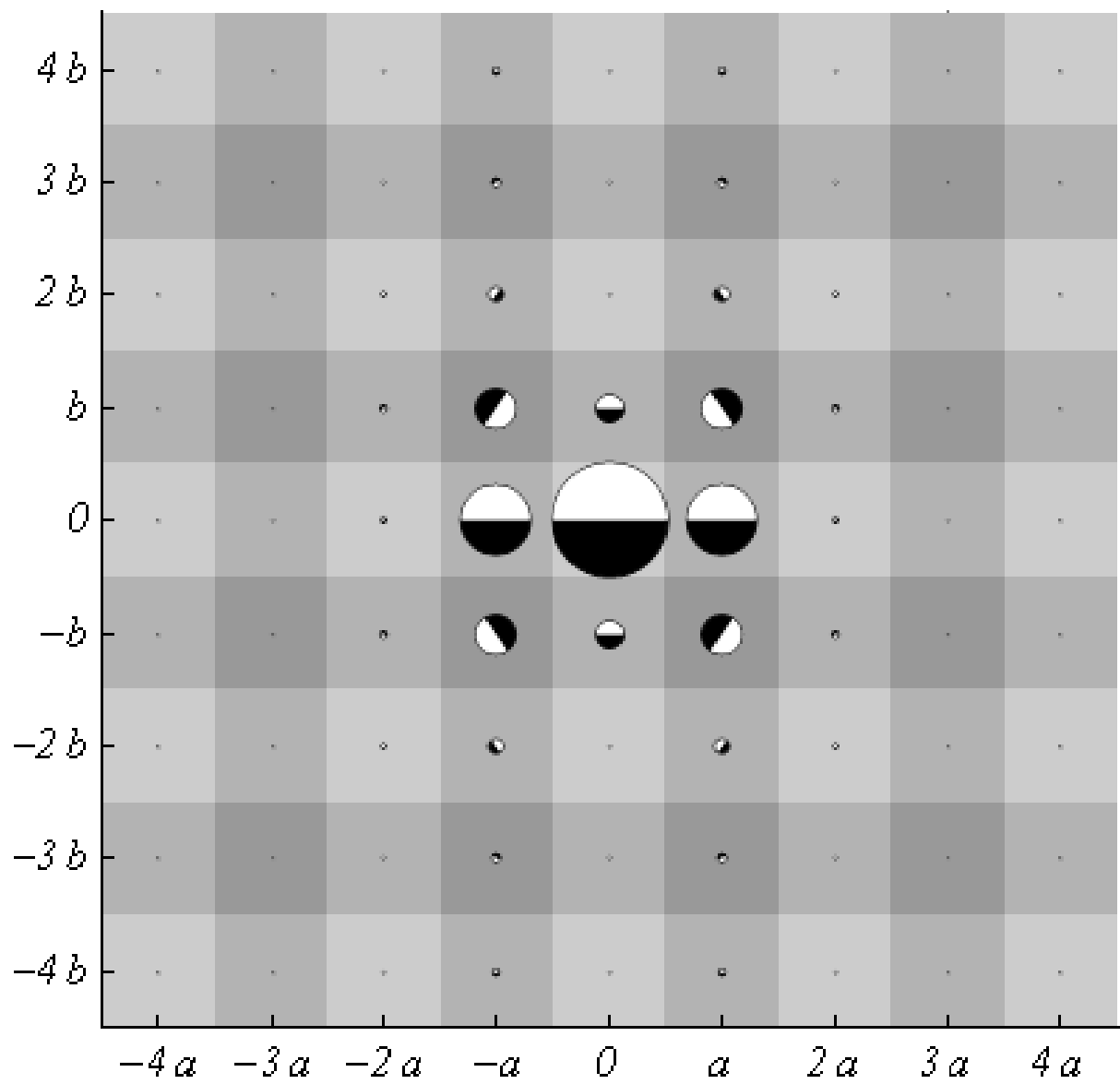


Նկ.2.2.1. $a(t)$ ֆունկցիայի համար գրաֆիկական ներկայացումը համաձայն (2.1.6) և (2.1.7): Ժամանակային և հաճախային առանցքները հորիզոնական և ուղղահայաց են համապատասխանաբար

Ներմուծված գրաֆիկների մեկնաբանությունը պարզ է. չորս ենթացանցերի հանգույցները ներկայացնում են չորս ենթատարածություններից յուրաքանչյուրում օրթոնորմալ բազիսը: $\{ma, nb\}$ կոորդինատներով հանգույցները համապատասխանում են (2.1.5) $a_{m,n}(t)$ ֆունկցիաներին: Շրջանների շառավիղները հավասար են $|f_{m,n}|$ բացարձակ արժեքներին, իսկ պտույտները ներկայացնում են փուլերը՝ $Arg(f_{m,n})$: Սև կիսաշրջանը ներքև նշանակում է զրոյական փուլ: Օրինակ, Նկ.2.2.1-ում սկզբնական ամպլիտուդը, $f_{0,0}$, իրական է և դրական: Հարակից հանգույցների վրա ամպլիտուդների ոչ զրոյականությունը արտացոլում է ազդանշանների Հիլբերթյան տարածության չորս ենթատարածությունների ոչ օրթոգոնալությունը, որը անխուսափելի է ԺՀ հարթության ոչ կոմուտատիվության պատճառով: Այստեղ դիտարկվում են նորմավորված ազդանշանների վերլուծությունները (միավոր էներգիայով ազդանշաններ): Տվյալ հանգույցի մոտ ազդանշանի էներգետիայի մասնաբաժինը համեմատական է շրջանի մակերեսին: Ֆուրյեի ձևափոխության նկատմամբ համաչափությունը արտացոլվում է ժամանակի և հաճախության առանցքների նկատմամբ սիմետրիաում: Այստեղ նկարագրված գրաֆիկական ներկայացումը ցույց է տալիս (fmo) և (ft) վերլուծության բանաձևերի վրա հիմնված եղանակի ֆունկցիոնալությունը:

2.3. Հաճախակի օգտագործվող ազդանշանների ընտրանքը և վերականգնումը

Ընդհանուր ազդանշանակերպերի ներկայացումների հարմար գործիք է Էրմիտյան ֆունկցիաներով վերլուծությունները: Վերջիններս կազմում են օրթոնորմալ բազիս վերջավոր էներգիայով ազդանշանների տարածության մեջ: Մյուս կողմից, օգտակար է օգտագործել իրենց (2.1.6) տեսակի ասիմպտոտիկ վերլուծությունները շեղված-մոդուլացված ազդանշանակերպերի ներկայացման համար: Այս երկու բազիսների միջև փոխկապակցվածությունը, առաջինը, ի դեմս չորս ենթացանցերի, և մյուսը՝ ներկայացված Էրմիտյան ֆունկցիաների համախումբով, հիմնվելու դեպքում առաջարկում է ազդանշանների ներկայացման և վերլուծության հարմար գործիք:



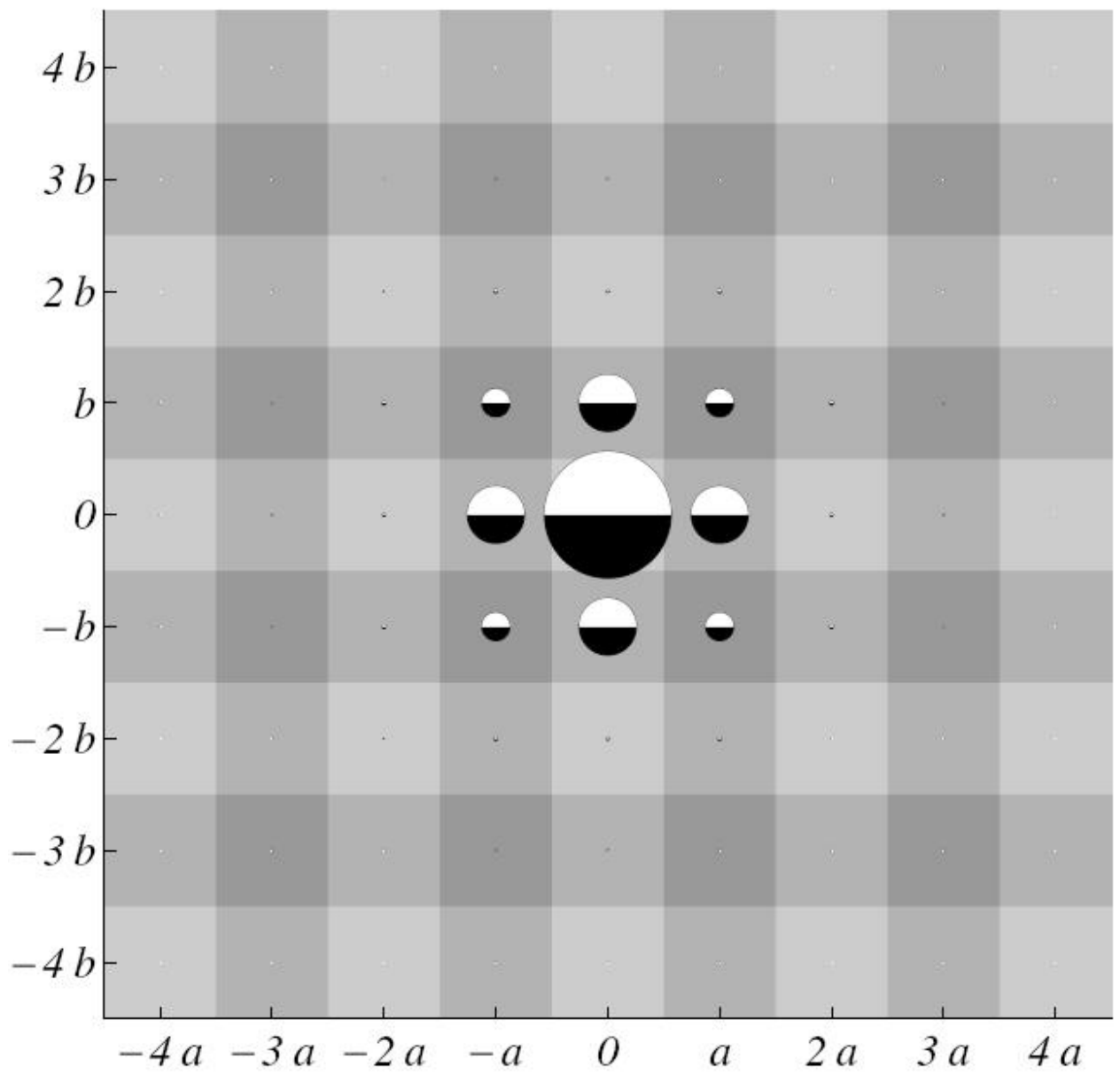
Նկ.2.3.1. Ուղղանկյուն ազդանշանի ներկայացումը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

2.3.1. Ուղղանկյուն ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

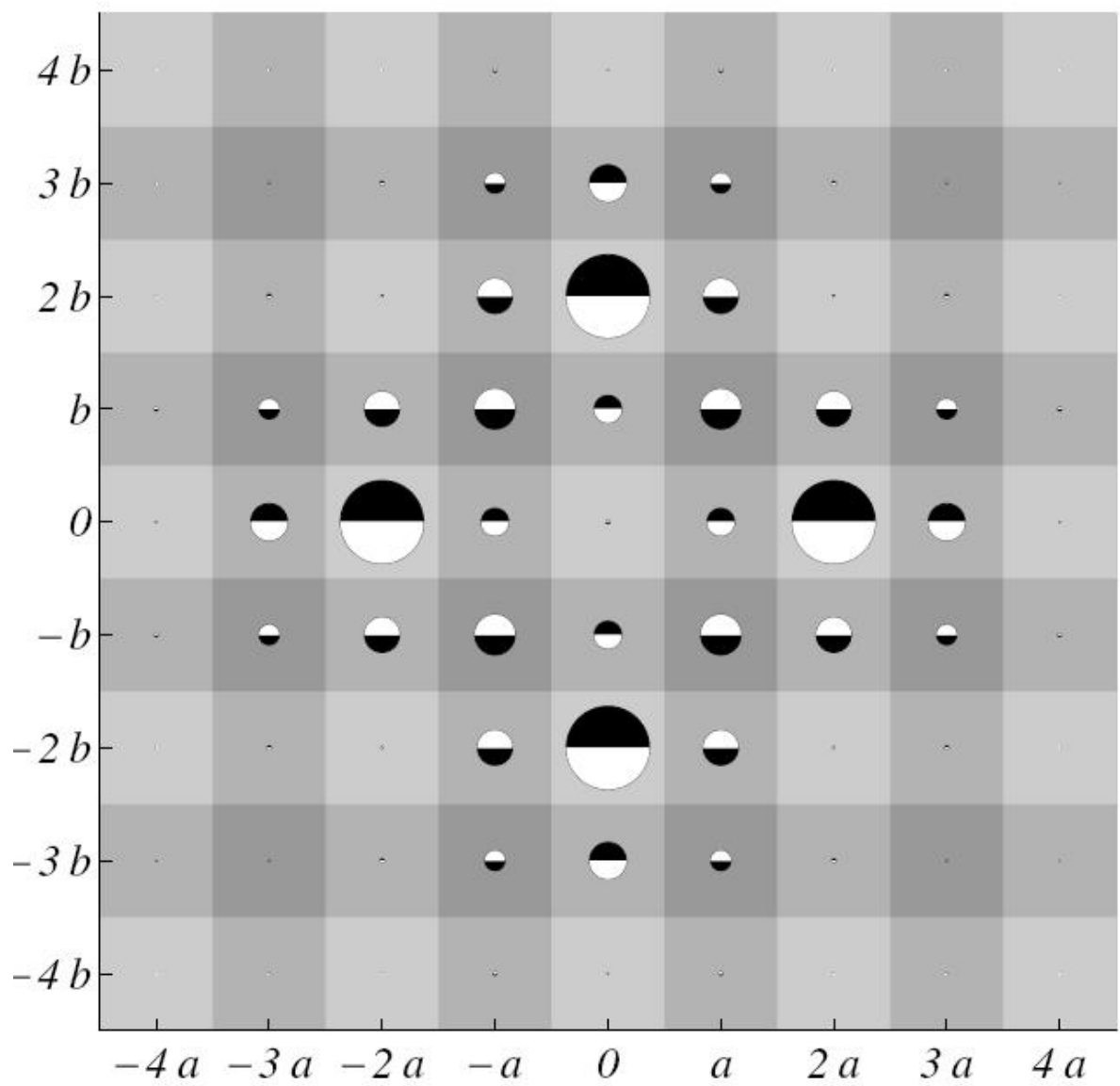
Ուղղանկյուն ազդանշանի վերլուծությունը նույնպես կարևոր է մեր տեսության զարգացման համար, քանի որ այն պատկերացում է տալիս դասական տեսության մեջ հիմնականում օգտագործվող «sinc» ֆունկցիաների տեղայնացման հատկությունների մասին, և այս ներկայացումը շատ հարմար միջոց է երկու վերլուծությունների համաեմատության համար: Ուղղանկյուն իմպուլսի վերլուծությունից կարելի է ակնկալել խիստ տեղայնացում ժամանակային առանցքի ուղղությամբ, տեղայնացման բացակայություն հաճախության առանցքի ուղղությամբ (Նկ.2.3.1):

2.3.2. Գաուսյան ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

ԺՀ հարթության մեջ առավել տեղայնացված ազդանշանները ներկայացվում են ըստ Գաուսյան ազդանշանակերպով: իր յուրահատկությունը երաշխավորված է Հեյզենբերգի անորոշությունների սկզբունքի նվազեցմամբ: Պակաս տեղայնացված են այսպես կոչված Գաուսյան մոնոցիկլերը և ավելի բարձր կարգի ազդանշանները, ներկայացված քվանտային մեխանիկայի առումով որպես հարմոնիկ օսցիլյատորի ավելի բարձր գրգռված վիճակներ, և նրանց հիերարխիան կազմում է լավ դասակարգման սխեմա տեղայնացման աստիճանի համար: Գաուսյան ազդանշանի տեղայնացման բնույթը հստակ երևում է Նկ.2.3.2-ից: Ազդանշանի էներգիայի հիմնական մասը կենտրոնացված է ցանցի կենտրոնական հանգույցներում, իսկ մնացած ամպլիտուդները գրեթե անհետացած են: Պտույտի նկատմամբ վերլուծության համաչափությունը արդյունք է Ֆուրյեի ձևափոխության նկատմամբ սիմետրիայի: Ենթացանցերի դիրքը և պիտակավորումը համընկնում են Նկ.2.2.1-ինի հետ: $a(t)$ -ի և Գաուսյան ազդանշանակերպի միջև փոքր տարբերությունները, որը արտահայտվում է իր ենթացանցի վրա առաջինի օրթոնորմալության մեջ, և դրա բացակայության վերջինի դեպքում, պատկերված են Նկ.2.3.3-ում: Ուշադրություն դարձրեք, որ տարբերությունների մաքսիմումները $(\pm 2a, 0)$ և $(0, \pm 2b)$ հանգույցների վրա են, որոնք պատկանում են «կենտրոնական» ենթացանցին, և որ կենտրոնական տարբերությունը համեմատաբար փոքր է:



Նկ.2.3.2. Գաուսյան ազդանշանակերպը ներկայացված ԺՀՀ վրա իր ասիմպտոտիկ վերլուծությամբ



Նկ.2.3.3. $a(t)$ բազիսային և գաուսյան նորմավորված ազդանշանակերպերի տարբերությունը: Շրջանների շառավիղները ցուցադրված են 30-ակի խոշորացմամբ՝ որպեսզի ցուցադրվեն փոքր տարբերությունները, որոնք հստակ տեսանելի չեն Նկ.2.2.1-ից և Նկ.2.3.2-ից

2.3.3. Մոնոցիկլային ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

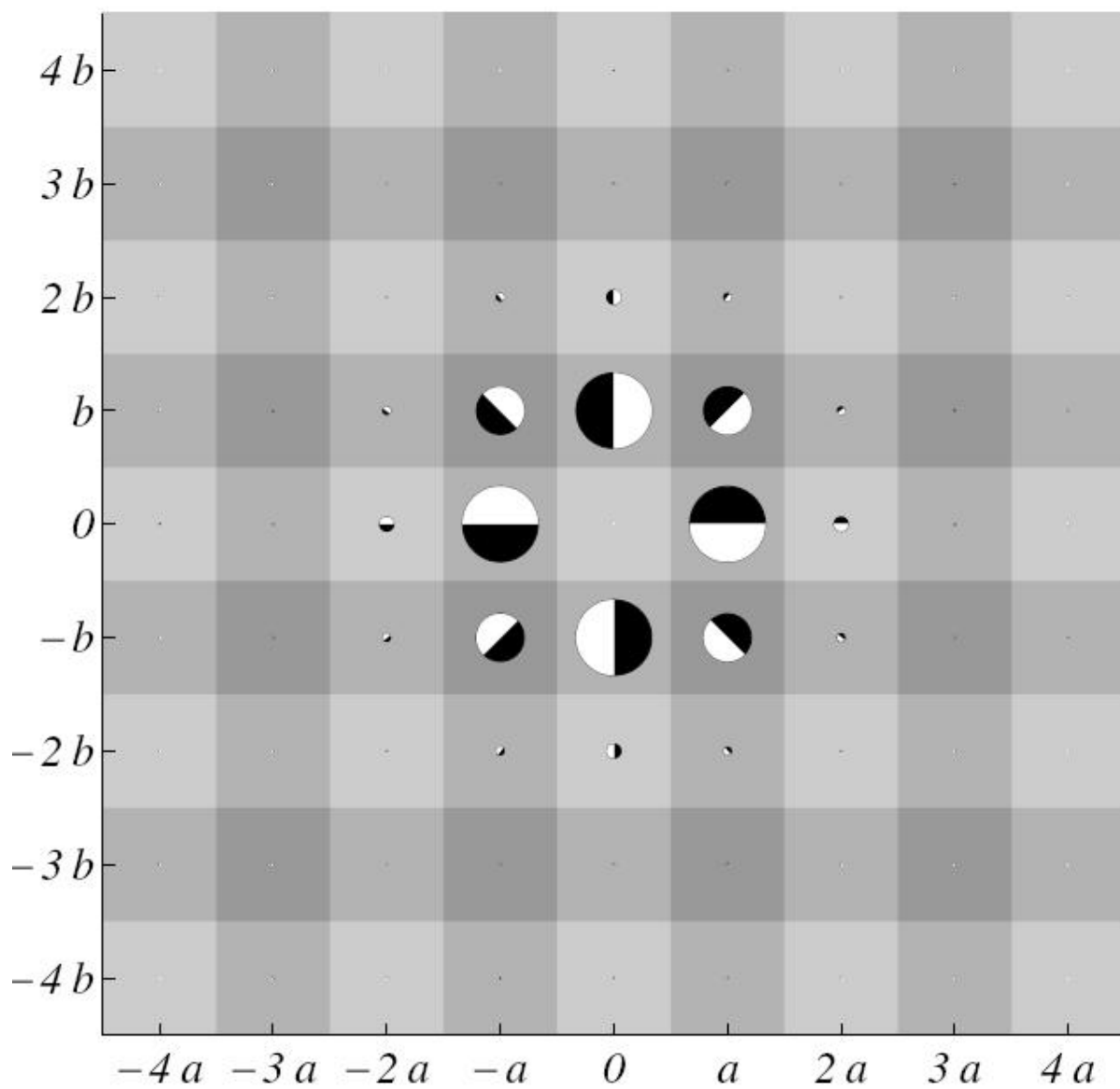
Հաջորդ քննարկվող ազդանշանակերպը այսպես կոչված Գաուսյան մոնոցիկլն է (Նկ.2.3.4): Այն ավելի քիչ է տեղայնացված, քան Գաուսյանը, ինչպես և սպասվում էր: Նկարի համաչափությունը հետևանք է ազդանշանակերպի համաչափության Ֆուրյեի ձևափոխության նկատմամբ, ինչպես Գաուսյան ազդանշանակերպի համար: Ի տարբերություն Գաուսյանի, կենտրոնական ամպլիտուդը ճշգրիտ զրոյական է, իսկ ամպլիտուդները հաճախության առանցքի վրա զուտ կեղծ են, իսկ ամպլիտուդների փուլերը այլ հանգույցներում փոփոխվում են սիմետրիկ ձևով:

2.3.4. Կենտրոնից շեղված ազդանշանի վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

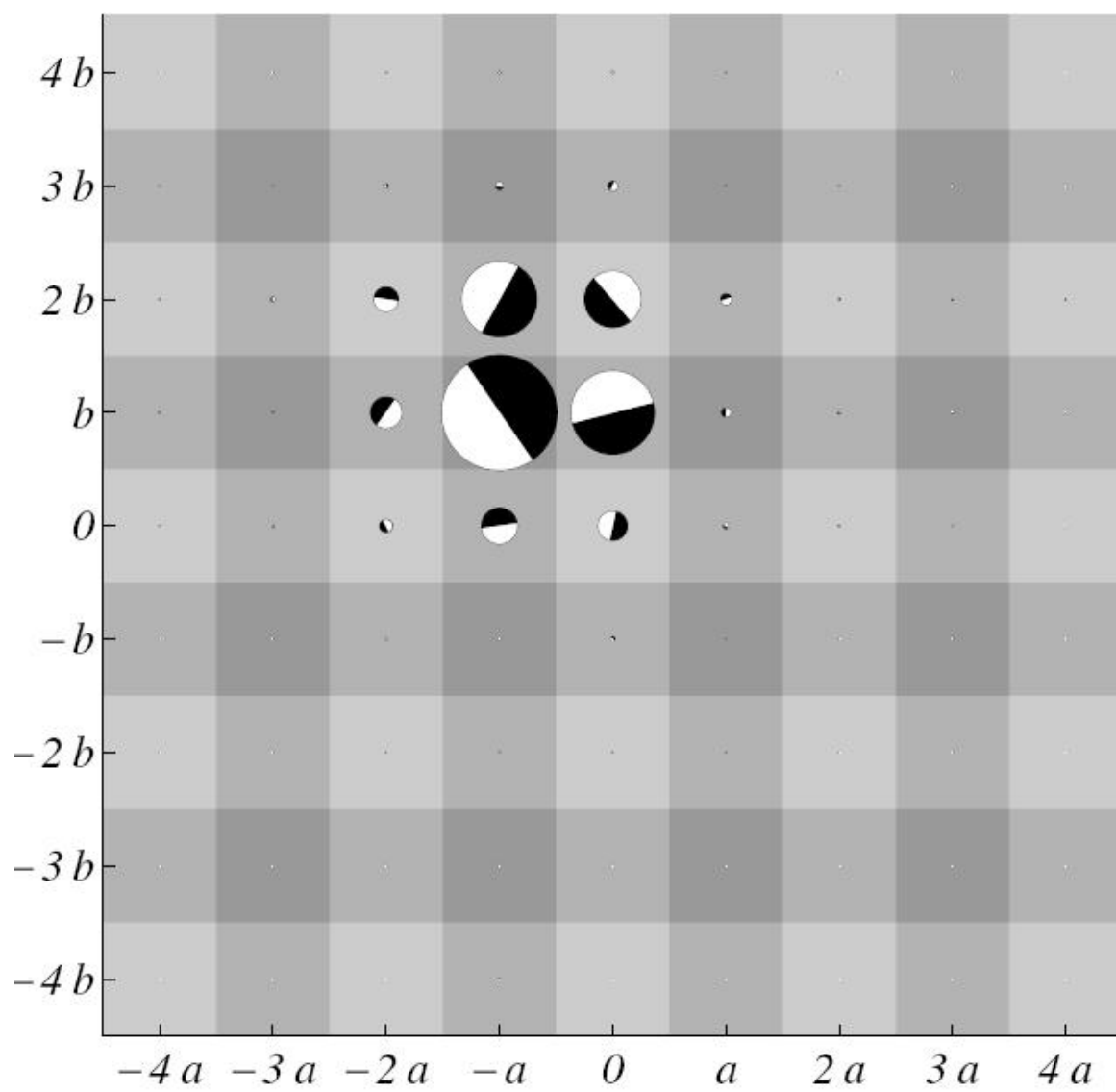
(2.1.2) ազդանշանակերպի ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացման հատկության շնորհիվ, ներկայացված վերլուծության եղանակը հավասարապես կիրառելի է ԺՀ հարթության կամայական շեղումների համար: Ազդանշանի մշակման շատ կիրառություններում ստանդարտ ազդանշանի ԺՀ հարթության վրա շեղման ճանաչման խնդիրը, այսինքն, շեղված և մոդուլացված, խնդրարկվում է: Անվանելով այն $a(t)$, խնդիրը նվազեցնում է շեղումների եզակի ֆունկցիայի հետ հաշվարկների, $C(\xi, \eta)$, որ ներկայացված է հետևյալ ինտեգրալով

$$C_{m,n}(\xi, \eta) = \int e^{i\eta(t+\xi/2)} a(t + \xi) \overline{a_{m,n}(t)} dt \quad (2.3.1)$$

Պարզ է, որ անորոշությունների սկզբունքի սահմանափակումները չեն ազդի ճանաչման վրա մեր ընտրանքի և վերականգնման ալգորիթմի հետ: Մյուս կողմից, (cqe) ինտեգրալով ներկայացվող սկալյար արտադրյալների համախումբը բացահայտում է ԺՀ հարթության ոչ կոմուտատիվ երկրաչափությունը, Նկ.2.2.1-ից ձևից տարբեր: Նկ.2.3.5-ը ներկայացնում է օրինակ՝ ստանդարտ ազդանշան՝ ԺՀ հարթության մեջ պատահական դիրքում, որը տալիս է մեկ այլ հայացք ազդանշանների տարածության կառուցվածքի մեջ քվանտային անորոշությունների սահմանաչափին:



Նկ.2.3.4. Գաուսյան մոնոցիկլի ազդանշանակերպը σ_z վրա



Նկ.2.3.5. Կենտրոնից շեղված ազդանշանի տեղայնացման պահպանումը ԺՀՀ վրա

2.3.4. Էրմիտյան ազդանշանների վերլուծությունը ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա

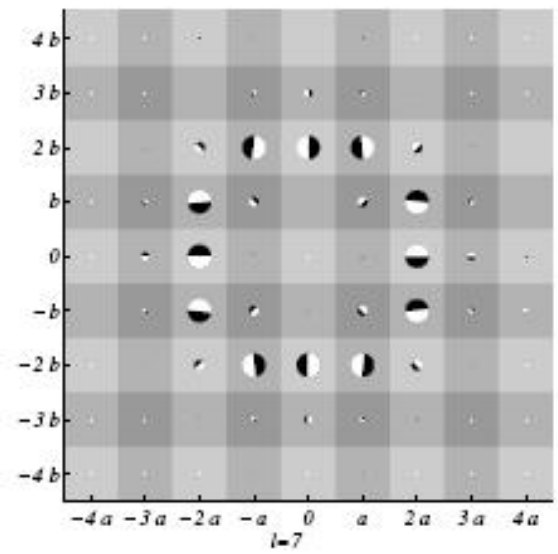
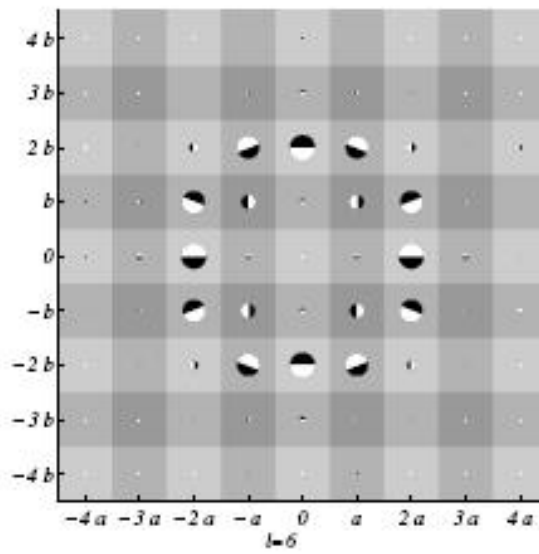
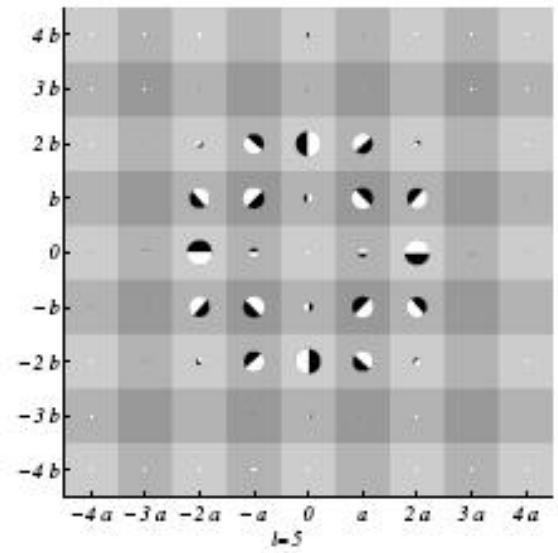
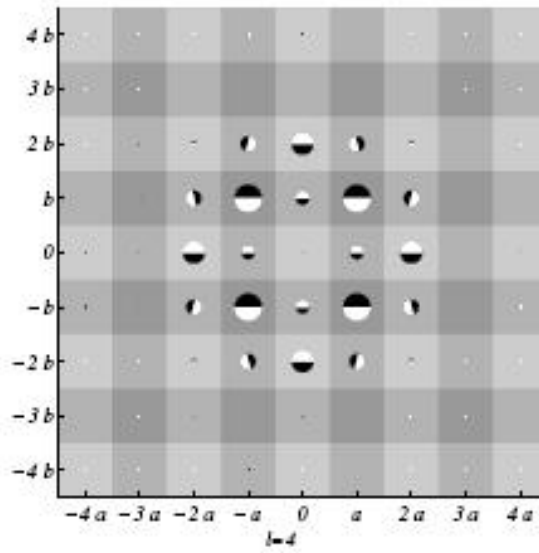
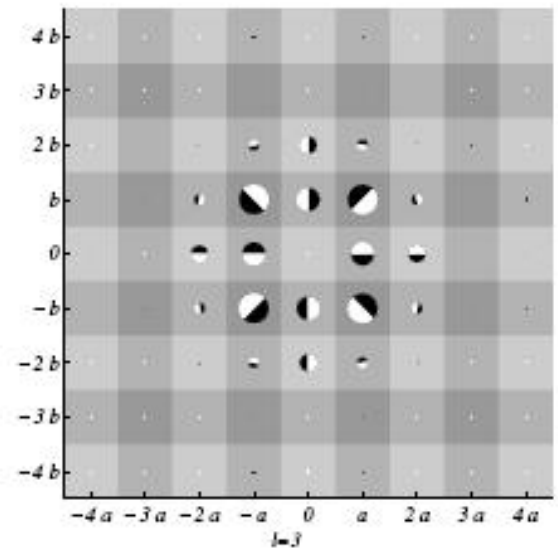
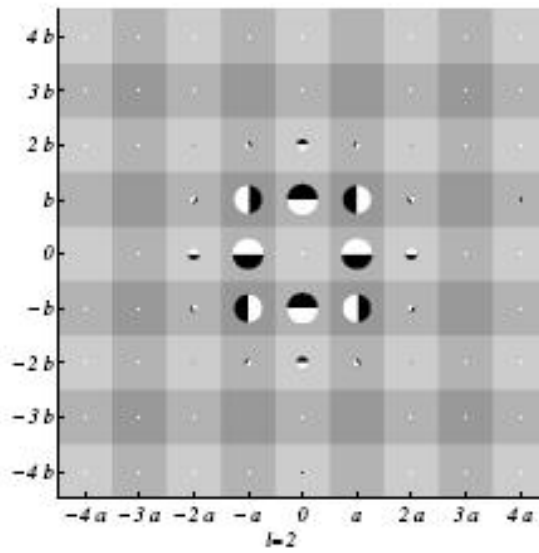
Վերը քննարկված երկու ազդանշանակերպերը իրականում զրոերորդ և առաջին անդամներն են Էրմիտյան ֆունկցիաների համախմբի մեջ, որոնք կազմում են բազիս ազդանշանների Հիլբերտյան տարածության մեջ, ինչպես վերը նշվեց: Քանի որ երկու ամբողջական համախմբերի փոխկապակցվածությունը առաջնային հետաքրքրություն է ներկայացնում, մյուսը Էրմիտյան ֆունկցիաները նույնպես կքննարկվեն: Քվանտային հարմոնիկ օսցիլյատորի Համիլտոնյանի սեփական վեկտորների հիերարխիան կարող է ներկայացնել տեղայնացման աստիճանը՝ պարամետրավորված բազմանդամի l կարգով: Նորմավորված Էրմիտյան ֆունկցիաներն են

$$u_l(t) = \frac{1}{\sqrt{l!} 2^l \sqrt{\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} H_l(t), \quad l = 0, 1, 2, \dots \quad (2.3.2)$$

և $H_l(t)$ -ը Էրմիտյան բազմանդամներն են

$$H_l(t) = (-1)^l e^{t^2} \frac{d^l}{dt^l} e^{-t^2} \quad (2.3.3)$$

Վերը քննարկված երկու ազդանշանակերպերի գրաֆիկական ներկայացման հիմնական հատկանիշները՝ դրանց համաչափությունն ու տեղայնացումը, առկա են ամբողջ հիերարխիայում: Բարձր կարգերի Էրմիտյան ֆունկցիաները ցույց են տրված Նկ.Ehmont-ում: Երկու բազիսների միջև փոխկապակցություն հաստատելով, մեկը սկզբնականի նկատմամբ տեղայնացված, մյուսը՝ հավասարահեռ տարածության վրա, մենք ցույց ենք տալիս ճանապարհ դեպի տեղայնացված ասիմպտոտիկ ապրոքսիմացիա՝ կիրառելի ցանկացած ազդանշանի նկատմամբ:



Նկ.2.3.6. Բարձր կարգի Էրմիտյան ֆունկցիաները σ_{ZZ} վրա

2.4. Ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա ներկայացման օգտագործումը ռադիոլուկացիոն ազդանշանների մշակման համար

Ինչպես հայտնի է, շարժվող թիրախի կոորդինատների և արագության որոշումը ռադիոլուկացիայի հիմնական խնդիրն է: Այս պարամետրերի միաժամանակյա ճշգրիտ որոշումը, օգտագործելով մեկ ուղղանկյուն իմպուլս, անհնար է անորոշությունների սկզբունքի պատճառով [84]: Այս խնդիրը լուծելու համար ժամանակակից ռադարային համակարգերում (ՌԼԿ) սովորաբար կիրառվում են սպեկտրի լայնացմամբ բարդ ազդանշաններ, ինչպիսիք են CDMA կամ OFDM [85-88]: Միննույն ժամանակ, թիրախի հեռավորությունը՝ հապաղման ժամանակը, և թիրախի արագությունը՝ հաճախության դոպլերյան շեղումը, որոշվում են ընդունված ազդանշանի մշակման առանձին ընթացակարգերով: Որպես կանոն դա կորելացիոն մշակումն է հապաղումը համար, և Ֆուրյե մշակումը՝ հաճախության շեղումը որոշելու համար [89]: Ազդանշանի մշակման այս սկզբունքը պահանջում է նշանակալի հաշվողական ռեսուրսներ: Աշխատանքում ցույց է տրված ռադիոլուկացիոն պարամետրերի միաժամանակյա ճշգրիտ որոշելու հնարավորությունը՝ օգտագործելով հատուկ ձև ունեցող ազդանշանի վրա հիմնված բազիս, որը ունի ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացման հատկություն ժամանակ-հաճախություն հարթության վրա (ԺՀՀ):

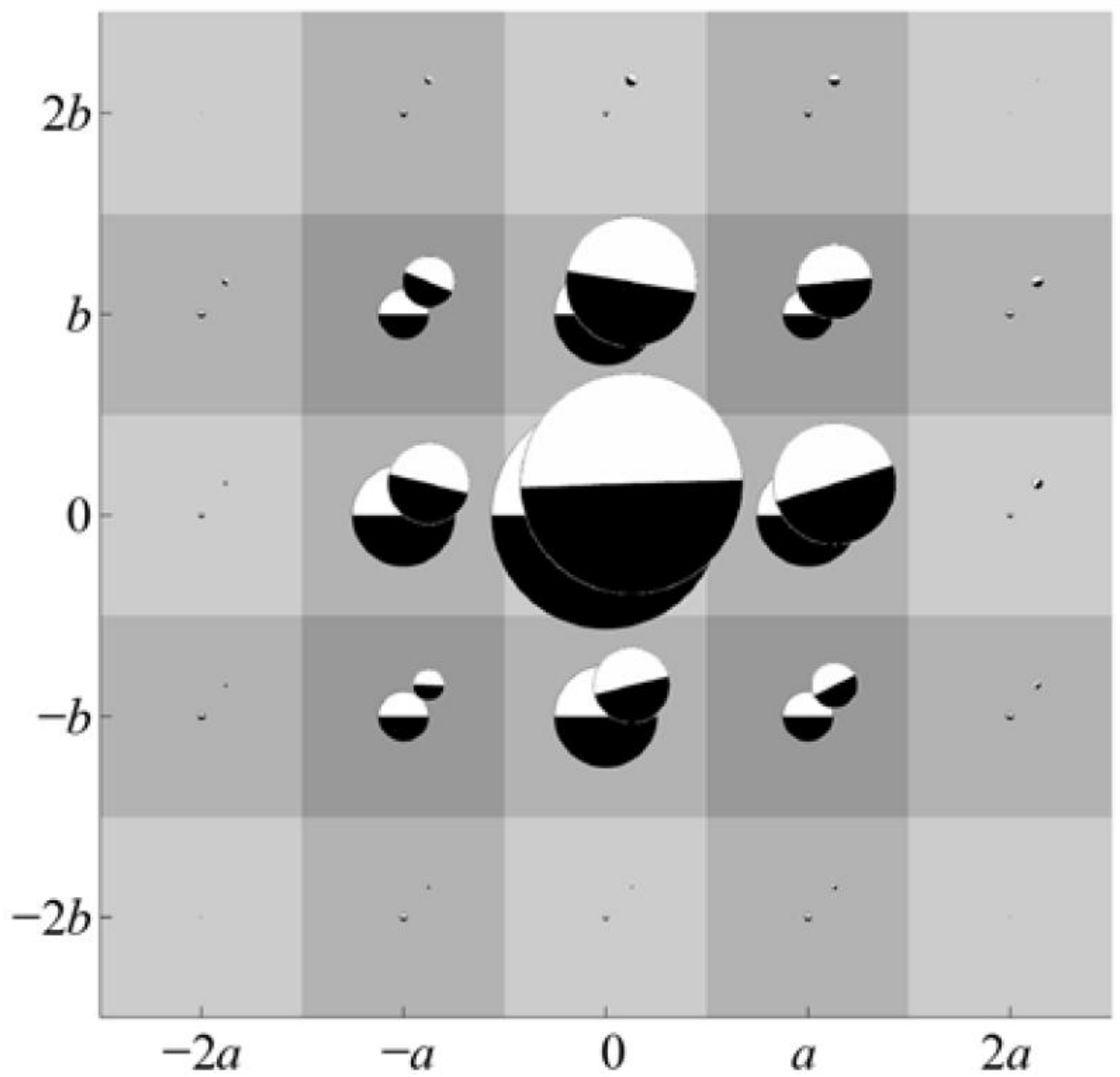
Առավել կարևոր առանձնահատկությունն է օսցիալցվող պոչերի էքսպոնենցիալ մարումը (Պադեի ապրոքսիմացիայի օգնությամբ (2.1.2) ազդանշանը կարող է ներկայացվել անմիջական կիրառության համար ավելի հարմար տեսքով):

(2.1.5) բազիսի չորս ենթացանցերի (թույլ) ոչ օրթոգոնալությունը ենթադրում է ընդունված ազդանշանի չորս «պատճենների» գոյություն: Մեթոդի որոշակի մանրամասներ դիտարկված են [25]-ում:

Դոպլերյան իմպուլսային ռադարում ընդունված ազդանշանը, ճառագայթածի առնչությամբ, կրում է երկու տեսակի փոփոխություն՝ այն հապաղված է ըստ ժամանակի և շեղված է ըստ հաճախության: ԺՀՀ տեսանկյունից տարածության մեջ տեղաշարժերը համապատասխանում են միաժամանակյա տեղաշարժերի և մոդուլյացիաների (Վեյլ-Հայզենբերգի խումբ): Նկ.2.4.1-ում պարզության համար

ճառագայթած և ընդունած ազդանշանները ցույց են տրվում ԺՀՀ-ում շեղումով՝ համապատասխան նրանց իրական շեղումներին ըստ ժամանակի և հաճախության՝ $\Delta t = a/8$ և $\Delta f = b/6$ [90]: Նրանց արտադրյալը զգալիորեն ցածր է անորոշությունների սկզբունքի սահմանից: Նկարի վրայի շրջանակների շառավիղները համապատասխանում են վերլուծության գործակիցների բացարձակ արժեքներին (fmo), իսկ պտույտները՝ փուլերին: Ազդանշանները նորմավորված են միավոր էներգիայի: Ազդանշանի շեղումը ԺՀՀ-ում ակնհայտորեն տեսանելի է վերլուծության գործակիցների բացարձակ արժեքների և փուլերի փոփոխություններից: Ազդանշանի ԺՀՀ-ում տրված Δt -ին և Δf -ին համապատասխան շեղումները և, հետևաբար, հեռավորությունն ու արագությունը, որոշելու խնդիրը, այսպիսով, բերված է, շատ ավելի պարզ ցանցի փոքր թվով հանգույցների վրա «ճանաչման» խնդրի: Խնդրի երկրորդ մասի լուծման համար կարող են կիրառվել մի շարք եղանակներ: Եղանակի օրինակ է հանդիսանում ընդունած ազդանշանի վերլուծության գործակիցների համեմատությունը «էտալոնային» վերլուծությունների հետ, նախապես հաշվարկված ընդունած ազդանշանի շեղումների համար ԺՀՀ-ում: «էտալոնային» վերլուծությունները հաշվարկվում են որոշակի քայլով շեղումների համար, որն անհրաժեշտ է պահանջվող Δt և Δf ճշտությունները ապահովելու համար: Համեմատության բնական չափանիշ է հանդիսանում միջին քառակուսային շեղումը (ՄՔՇ) նորմավորված ազդանշանների համար: Ամենափոքր ՄՔՇ-ով «էտալոնային» վերլուծությունը համապատասխանում է թիրախի հեռավորությանն և արագությանը:

Ցանցի չափերը, որի շրջանակներում կատարվում է մշակում, վերցվում են հարմարությունից հարմարության դուրս գալով, ԺՀՀ-ի զգալի տարածք, որտեղ կարող է գտնվել ընդունված ազդանշանը: Ֆիզիկական հաճախության և ժամանակին անցնելիս ցանցի a և b միավորները կարող են լինել կամայական, պայմանով, որ նրանց արտադրյալը (մեկ բջջի մակերեսը) մնա անփոփոխ՝ $ab = \pi$: Այսպես, օրինակ, եթե a -ն համապատասխանում է 1մկվ-ի, ապա $2b$ -ն համապատասխանում է 1ՄՀց-ի: Եթե վերցնենք այսպիսի նորմավորում, ապա այս օրինակի համար կստանանք $\Delta t = 0.125$ մկվ և $\Delta f = 83.3$ կՀց:



Նկ.2.4.1. Ճառագայթված (կենտրոնացված) և ընդունված (շեղված) գաուսյան ազդանշանները $\Phi Z Z$ վրա

Հարկ է նշել, որ ազդանշանի մշակման այսպիսի մոտեցման ժամանակ չի պահանջվում որպես լրացուցիչ միջոց կշռային ֆունկցիաների օգտագործում: (fmo) վերլուծության գործակիցների անհրաժեշտ թիվը հեշտ է գտնել՝ ելնելով Δt -ի և Δf -ի որոշման անհրաժեշտ ճշտությունից:

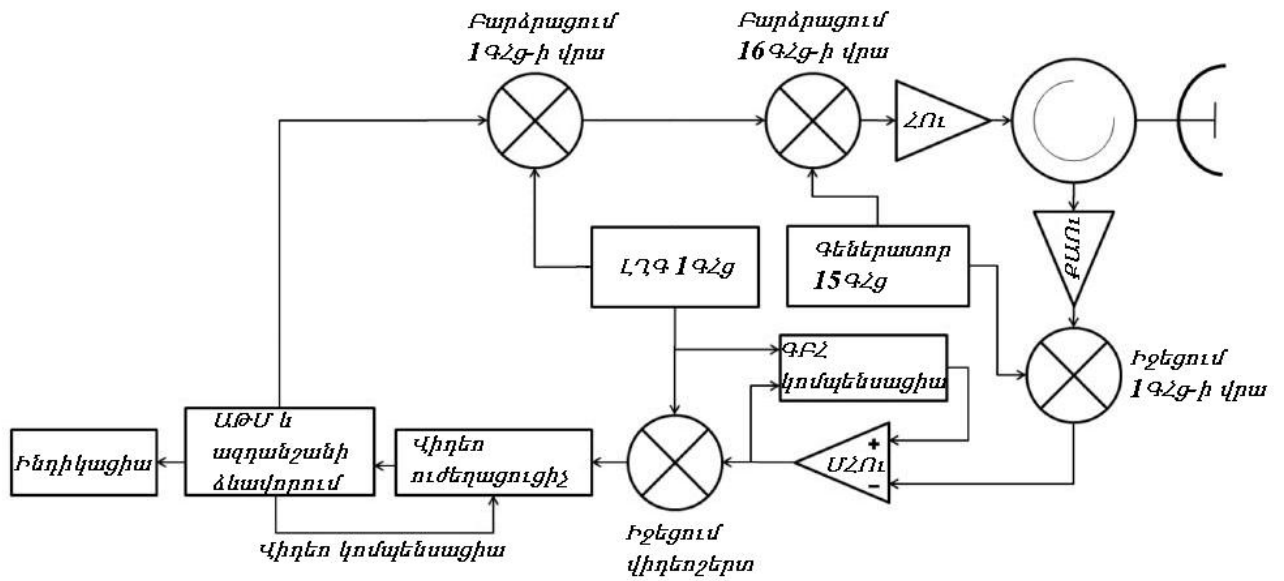
ԺՀՀ-ում ռադիոլուկացիոն ազդանշանի մշակման նոր եղանակի կիրառման բերված օրինակը ցույց տվեց, որ եղանակը թույլ է տալիս միաժամանակյա ճշգրիտ որոշել ռադարային ազդանշանի հաճախության և ժամանակի շեշումները անորոշությունների սկզբունքի կողմից ուժեղ սահմանափակումների տիրույթում: Էքսպոնենցիալ տեղայնացված բազիսը վերացնում է լրացուցիչ կշռային ֆունկցիաների օգտագործման անհրաժեշտությունը:

ԳԼՈՒԽ 3. ԿՍ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԳՀՄ-ԱԳ ԱԶԴԱՆՇԱՆՈՎ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԿԱՅԱՆ

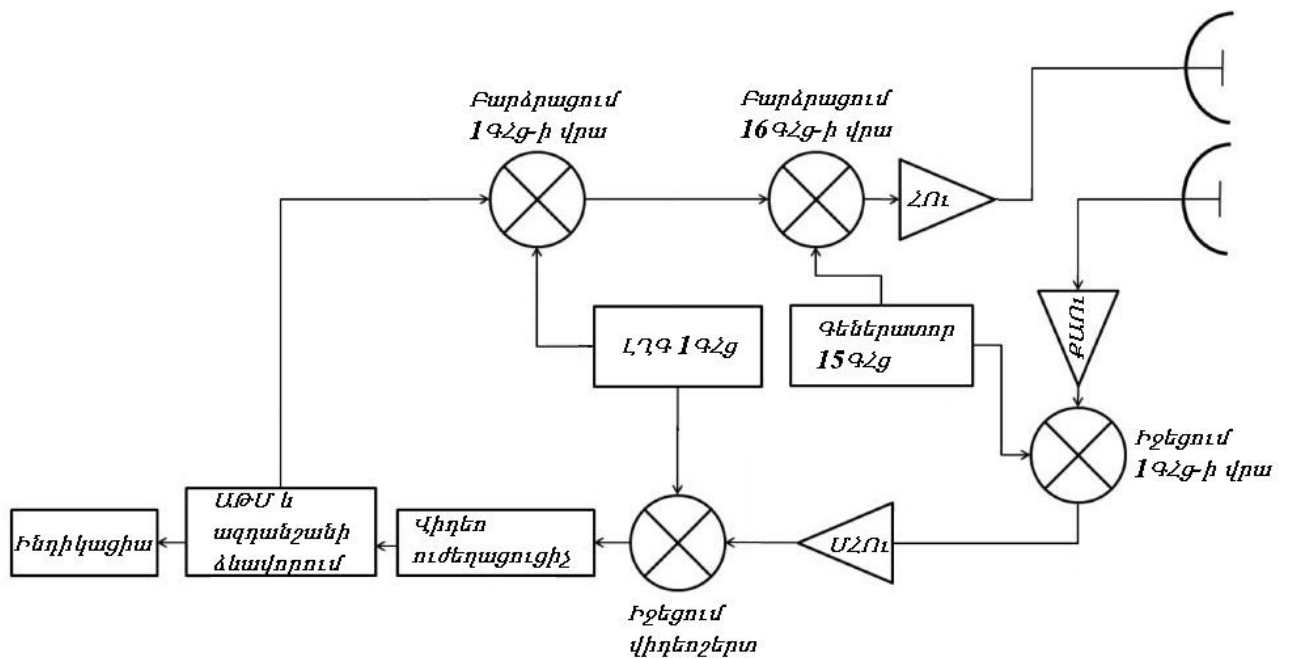
3.1. Կայանի ընդհանուր կառուցվածքը

3.1.1. Աշխատանքի սկզբունքը

Նախագծված ռադիոլոկացիոն կայանի պարզեցված բլոկ-դիագրամը (առանց ֆիլտրերի) ցուցադրված է Նկ.3.1.1-ում և իրենից ներկայացնում է 2 փուլով հաճախության փոխարկման հաղորդիչ/ընդունիչ [91]: Այդպիսի կառուցվածքը իրականացվել է, ելնելով մի քանի նկատառումներից: Առաջինը՝ ՌԼԿ-ն, որը նախատեսված է դոպլերյան փոքր հաճախությունների չափման համար, պետք է ունենա հաղորդչի որքան հնարավոր է փոքր փուլային աղմուկ: Կրող հաճախության վրա ուղիղ մոդուլյացիայի կամ հաճախության կրկնակի բազմապատկում ավելի ցածր հաճախություններից բերում է փուլային աղմուկների անընդունելիորեն բարձր մակարդակի: Սակայն հայտնի է, որ երկու սկզբնական ազդանշաններից վերև ձևափոխության ժամանակ փուլային աղմուկը որոշվում է նրանցից մեծագույն փուլային աղմուկով: Այդ նպատակով օգտագործվել են կայունացված դիլեկտրիկ ռեզոնատորներ և որսված շղթայով PLL գեներատոր Lucix LO-149-XB է 15ԳՀց հաճախության վրա ներքին հիմքային գեներատորով, նկարաքրվող -96 դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում, և Minicircuits ZX95-1000C VCO -96դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում: Նման կառուցվածքը, շնորհիվ ընդհանուր ուժեղացման բաշխման տարբեր հաճախությունների վրա ուժեղացուցիչների մեջ, թույլ է տալիս միաժամանակ հասնել ինչպես գծայնության ավելի բարձր մակարդակի լայն դինամիկ տիրույթում, այնպես էլ ստանալ անհրաժեշտ ընդհանուր ուժեղացում: Ուժեղացման բացակայող մասը ընկնում է վիդեոուժեղացուցչի վրա՝ իրականացված էլեկտրոնային փոխանջատվող վիդեոուժեղացուցիչների բանկի տեսքով, ուժեղացման գործակիցների դիսկրետ շարքով 60-80դԲ, որը ապահովում է ընդհանուր համակարգի օպտիմալ ուժեղացում [92,93]: Կայանի ընդհանուր տեսքը պատկերված է Նկ.3.1.3-ում:



Նկ.3.1.1. Մեկ անտենայով ռադարի բլոկ-սխեման ներթափանցած ազդանշանի ճնշմամբ



Նկ.3.1.2. Երկու անտենայով ռադարի բլոկ-սխեման



Նկ.3.1.3. Մեկ անտենայով ՌԼԿ-ի ընդհանուր տեսքը

Ցիրկուլատորի կապագերծման սահմանափակ մակարդակի և անտենայի ոչ իդեալական համաձայնեցման պատճառով ընդունիչի մուտքին տեղի է ունենում ազդանշանի էական արտահոսք (մինչև -20դБ): Հաղորդչի և ընդունիչի միջև կապագերծումը մեծացնելու համար պետք է օգտագործվի ներթափանցած ազդանշանի կոմպենսացիայի այս կամ այն սխեման [94,95]: Որպես կոմպենսացիայի սխեմա կարող են գործվել ինչպես կրող, այնպես էլ միջանկյալ հաճախության վրա մշակված լուծումները, կամ էլ վիդեոհաճախությունների տիրույթում:

Այս համակարգում օգտագործվել է հաջորդական միջանկյալ և վիդեոհաճախությունների վրա կոմպենսացիա: Հակափուլային կոմպենսացիայի դժվարությունը կայանում է նրանում, որ ազդանշանի փուլը փոխվում է ԳՀՄ-ի ընթացքում և անհրաժեշտ է իրաքործել կոմպենսացնող ազդանշանի փուլի դինամիկ ճշտում ԳՀՄ-ի օգտագործման ժամանակ: Այնուհետև կոմպենսատորի ազդանշանը վիդեո տիրույթում ձևավորվում է հաղորդչի մոդուլացնող ազդանշանից, որը ունի եռանկյան տեսք, և տրվում է վիդեոուժեղացուցչի դիֆերենցիալ մուտքին: Արդյունքում, վիդեոազդանշանի այն մասը, որը պայմանավորված է ներհոսքով, արդյունավետ կերպով ճնշված կլինի ելքային ազդանշանի մեջ: Պետք է նշել, որ հենց կոմպենսացնող ազդանշանի տեսքը կարող է մեծապես փոխվել աշխատանքային շերտում անդրադարձած ազդանշանի փուլի փոփոխության պատճառով: Հետևաբար, այդպիսի կախվածության վերացման համար, կոմպենսատորի սխեման պետք է փակված լինի հետադարձ կապի շղթայի մեջ, որը կհետևի կոմպենսացնող ազդանշանի պարուրիչի փուլի փոփոխություններին, որպեսզի հասնի մուտքային վիդեոազդանշանի հնարավոր նվազագույն հաստատուն բաղկացուցիչի: Կոմպենսատորի նման կառուցվածքը թույլ տվեց հասնել ներծծված հզորության ճնշման մինչև -38դБ հաճախությունների աշխատանքային տիրույթում: Հաշվի առնելով ուժեղացման ճանապարհի բարձր գծայնություն ապահովելու անհրաժեշտությունը, նվաճված կապագերծումը սահմանափակում է հաղորդիչի հզորությունը մինչև 20դБ և 1մ^2 ցրաման էֆեկտիվ կտրվածքով (ՅԷԿ) թիրախների հայտնաբերման հեռավորությունը մինչև 1կմ : Համակարգի հետագա զարգացումը կայանում է բնորոշ թերությունների վերացման մեջ, բնորոշ համակցված անտենայով համակարգերին, մասնավորապես, երկու առանձին հաղորդող և ընդունող ալեհավաքների օգտագործման, որը անխուսափելիորեն

հանգեցնում է համակարգի ընդհանուր չափերի մեծացմանը, սակայն էապես նվազեցնում է ներթափանցած հզորության մակարդակը ընդունիչի մուտքին (-20դԲ միանտենային լուծման համեմատ): Այսպիսով, ամպլիտուդային աղմուկների մակարդակը մուտքին միանտենային համակարգի համեմատ նույնպես նվազեցվում է 20դԲ: Ըստ աղմուկների այսպիսի շահումը կարող է բերել ՌԼՀ-ի գործման հեռավորության մեծացման ավելի քան 3 անգամ: Նկ.3.1.2-ում պատկերված է այդպիսի երկանտենային համակարգի բոկ-դիագրամը:

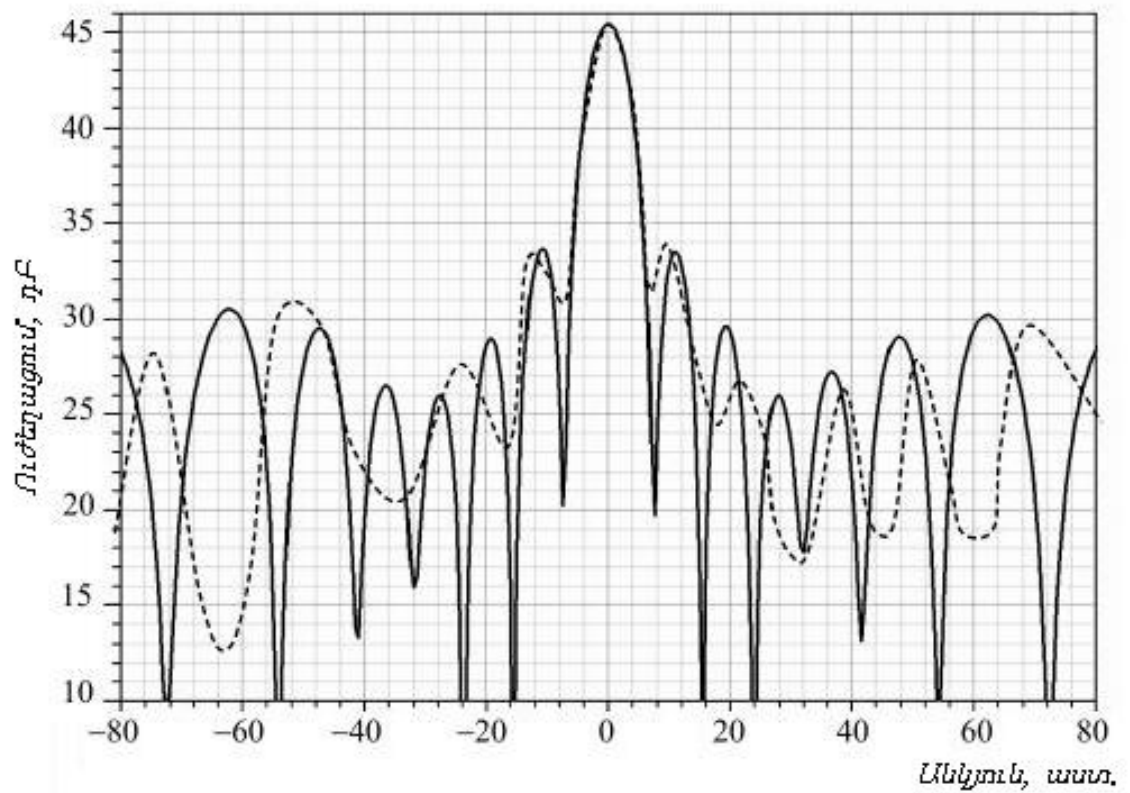
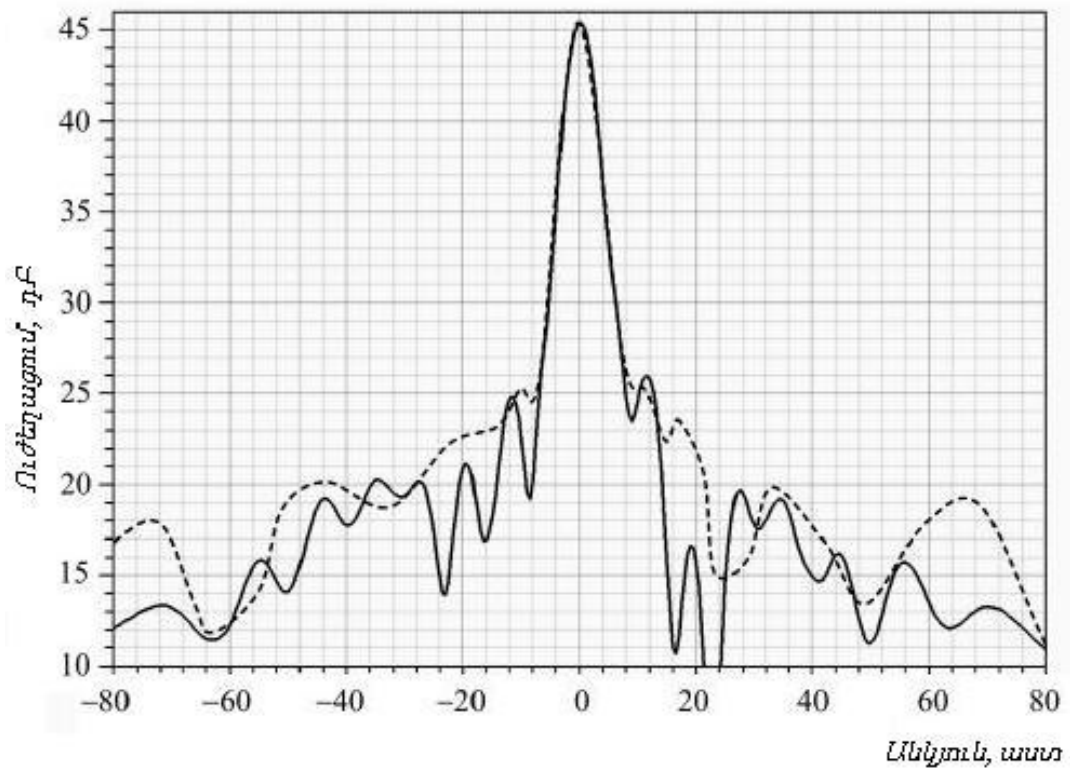
3.1.2. Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանց

Մոտիկ տիրույթի և ցածր հզորությամբ ՌԼԿ-ների ալեհավաքների վրա դրվող հիմնական պահանջներն են նրանց բարձր ՕԳԳ-ն, մեծ ուժեղացումը, բարակ երկրաչափական պրոֆիլը և հաճախությունների ամբողջ տիրույթի համար անփոփոխ ուղղորդվածության դիագրամը: Այս պահանջները սահմանափակում են մեր քննարկումը միայն հարթ պրոֆիլի ալեհավաքներով: Առավել լայնորեն կիրառվող այդպիսի ալեհավաքներից են, որոնք ունեն մեծ ուժեղացման գործակից, միկրոշերտային տպասալիկային անտենաները և ալիքատարաճեղքային ցանցերը: Միկրոշերտային տպասալիկային անտենաների առավելությունը նրանց ցածր քաշն է, հարթ երկրաչափական պրոֆիլը, մեծ ուժեղացման գործակիցը, սակայն դրա հետ միասին անտենային ցածր արդյունավետությունը՝ պայմանավորված դիէլեկտրիկ կորուստներով: Ուստի նրանց օգտագործումը ցածր էներգասպառմամբ ռադարների մեջ խիստ սահմանափակ է: Միևնույն ժամանակ ալիքատարաճեղքային ալեհավաքները լայն գործածում են գտնում ռադարային համակարգերում շնորհիվ բարձր արդյունավետության, մեծ ուժեղացման գործակցի և հարթ երկրաչափական պրոֆիլի: Հաշվի առնելով իրենց այսպիսի հատկությունների, ալիքատարաճեղքային ալեհավաքները հանդիսանում են «արտահերթ թեկնածու» ալեհավաքների շարքի մեջ մոտիկ տիրույթի ՌԼԿ-ներում օգտագործելու համար:

Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանցի նախագծումը սկսվում է անտենայի բացվածքում դաշտի բաշխվածության որոշելուց, այնուհետև ճառագայթող ճեղքերի ամպլիտուդներից անհրաժեշտ ճառագայթի ցանկալի հաստությանը հասնելու, ուժեղացման և կողային թերթիկների մակարդակը կենտրոնական հաճախության վրա:

Անտենան բաղկացած է գծային ճառագայթող բազմությունից: Այս կառուցվածքում երկայնական ճաքերը դասավորված են ալիքատարի լայն պատերի երկայնքով: Ալիքատարի ընտրության ժամանակ պետք է հաշվի առնել երկու չափանիշ: Առաջինը կայանում է նրանում, որ անհրաժեշտ է պահպանել տարրերի միջև հեռավորությունը ավելի փոքր քան ազատ տարածության ալիքի երկարությունը կանխելու համար ուղղորդվածության դիագրամի վրա անցանկալի պիկերի առաջացումը: Երկրորդ չափանիշը մեխանիկական սահմանափակումներն են: Ճեղքավոր ցանցի ընդհանուր դիագրամը կախված է տարրերի քանակից, նրանց դասավորությունից և ճառագայթման ամպլիտուդներից: Համաձայն Բուկերի պոստուլատի [96], որպես յուրաքանչյուր տարրի դիագրամ ընտրվել է դիպոլի դիագրամը: Ֆիքսված փնջի չափանիշին բավարարելու համար օգտագործվել է ալիքատարների կենտրոնացված սնուցում: Ճեղքերի ճառագայթման ամպլիտուդները ղեկավարվում են միայն ալիքատարի կենտրոնական գծից հեռավորությամբ առանց ճեղքի պտտելու:

Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանցը մշակվել է օգտագործելով FEM իմիտացիոն մոդելավորման մեթոդները, բայց հիշողության պրոցեսորի ժամանակի խնայողության համար, մեծ մասիվներում ալիքների ամբողջական մոդելավորման փոխարեն, առաջին մոտավորությամբ արդյունքներ ստանալու համար, ամպլիտուդների բաշխվածությունը անտենայի բացվածքում հաշվարկվել է Ճեղքերի ամպլիտուդների համար գոյություն ունեցող հայտնի բանաձևերի հիման վրա [97], որոնք հաշվի չեն առնում փոխադարձ ազդեցության էֆեկտը: Պահանջվող ճառագայթի լայնությանը, ուժեղացման գործակցին և կողային թերթիկների մակարդակին հասնելու համար, ալեհավաքը պետք է ունենա 8 ճառագայթող ալիքատար 24 գծային ճեղքերով յուրաքանչյուրի վրա: Ալիքատարի ճառագայթման համար սնուցման սխեման իրենից ներկայացնում է 1:8 հզորության բաժանիչ, որը կազմված է H-հարթության ալիքատարային ՅԴԲ համափուլ բաժանիչներից: H- և E- հարթություններում անտենայի ուղղորդվածության դիագրամները ցուցադրված են Նկ.3.1.4-ում, որտեղ հոծ գծերով ներկայացված են սիմուլյացիայի արդյունքները, իսկ ընդհատ գծերը համապատասխանում են չափված արժեքներին:



Նկ.3.1.4. Ալիքատարաձեղքային անտենայի ուղղորդվածության դիագրամները H (վերևի դիագրամ) և E (ներքևի դիագրամ) հարթությունների մեջ

Երկանտենային համակարգում հաղորդող և ընդունող ալեհավաքների միջև կապագերծումը լավացնելու համար, մակերևութային ալիքնի ճնշման միջոցով, վերջիններիս արանքում ներդրված է քառորդ ալիքի սեղանի տիպի ֆոտոնիկ կառուցվածք հաճախությունների աշխատանքային տիրույթում արգելված գոտիով, բաղկացած 2.5մմ փոսիկներով 50% սկվաժնոստով տասը պարբերություններից: Նման պարբերական կառուցվածքը ապահովում է 16ԳՀց հաճախության վրա 10% շերտով ոչ ավելի վատ, քան 46դԲ ալեհավաքների միջև 5 սմ հեռավորության վրա:

3.1.3. Գեներատորների փուլային աղմուկների գնահատականը

Գեներատորների փուլային աղմուկները հանդիսանում են հիմնական գործոններից մեկը, որը սահմանափակում է անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայանի հայտնաբերիչ ներուժը [98,99]: Գեներատորի գեներացրած ազդանշանը կարող է ներկայացվել հետևյալ կերպ.

$$V(t) = \cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (3.1.1)$$

որտեղ ω -ն գեներատորի հաճախությունն է, $\varphi(t)$ -ն՝ ազդանշանի փուլի աղմկային բաղադրիչը:

Ամպլիտուդը վերցվել է մեկին հավասար, և արդյունաբար գնահատականը տրվելու է կրողի հզորության համեմատ: Երկու փուլով հաճախության փոխարկման դեպքում, ինչպես իրականացվել է տվյալ համակարգում, ճառագայթվող ազդանշանը կունենան կունենա հետևյալ տեսքը.

$$\begin{aligned} S_{TX}(t) &= V_1(t)V_2(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)) \\ &= \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

որտեղ $V_1(t)$ -ն և $V_2(t)$ -ն յուրաքանչյուր գեներատորի գեներացրած ազդանշանն է, ցածր հաճախային բաղադրիչները պարզության համար բաց են թողնված:

Պարզության համար ենթադրենք, որ թիրախից անդրադարձած և ընդունիչի գրանցած ազդանշանը ունի միայն ժամանակային հապաղում և չի պարունակում հաճախության դրպլերյան շեղում: Գնահատականի արդյունքները ճիշտ կլինեն նաև ընդհանուր դեպքում: Այսպիսով, ընդունված ազդանշանը կլինի

$$S_{RX}(t) = S_{TX}(t - t_0) = \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \quad (3.1.3)$$

խառնիչից հետո ձևափոխվում է վիդեոշերտի

$$\begin{aligned} s(t) &= S_{RX}(t)S_{TX}(t) \\ &= \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) \\ &\quad + \varphi_2(t)) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0 + \varphi_1(t) + \varphi_2(t) - \varphi_1(t - t_0) - \varphi_2(t - t_0)) \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

Բաց թողնված բարձրհաճախային բաղադրիչները արդյունավետորեն զտվում են կողմից խառնիչի ելքում ՑՀՖ-ով: Պարզեցնելով այս հավասարումը, ստանում ենք $(\varphi_{1,2}(t) \ll 1)$

$$s(t) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (3.1.5)$$

Փուլային աղմուկը հանդես է գալիս երկրորդ բաղադրիչում և իրենից ներկայացնում է հետևյալ արտահայտությունը

$$n(t) = \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (3.1.6)$$

Փուլային աղմուկի թվային գնահատական ստանալու համար սկզբից հաշվենք նրա հզորության սպեկտրալ խտությունը (ՀՄԽ): Դրա համար բավական է որոշել ինքնակորելացման ֆունկցիան

$$\begin{aligned} R_n(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} n(t)n(t + \tau)dt \\ &= 2R_1(\tau) + 2R_2(\tau) - R_1(\tau + t_0) - R_1(\tau - t_0) - R_2(\tau + t_0) - R_2(\tau - t_0) \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

Այստեղ ենթադրվում է, որ գեներատորների ազդանշանները (աղմուկները) կորելացված չեն:

Կիրառելով Ֆուրյեի ձևափոխություն է ինքնակորելացման ֆունկցիայի նկատմամբ, ստանում ենք ՀՄԽ

$$\begin{aligned} L(\omega) &= 2L_1(\omega) + 2L_2(\omega) - L_1(\omega)e^{j\omega t_0} - L_1(\omega)e^{-j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{-j\omega t_0} \\ &= 2(L_1(\omega) + L_2(\omega))(1 - \cos\omega t_0) \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

որտեղ $L_1(\omega)$ -ը և $L_2(\omega)$ -ը համապատասխանաբար առաջին և երկրորդ գեներատորների փուլային աղմուկների սպեկտրալ խտություններն են:

Հաշվի առնելով, որ $L_1(\omega) \approx L_2(\omega)$ և $t_0 = 2R/c$, և կատարելով աննշան պարզեցում փոփոխություններ, կստանանք

$$L(\omega) = \frac{8L_1(\omega)R^2\omega^2}{c^2} \quad (3.1.9)$$

որտեղ R -ը թիրախի հեռավորությունն է: Ինչպես տեսնում ենք, մինչև թիրախ հեռավորության մեծացումը հանգեցնում է համակարգի փուլային աղմուկների աճի ընդունած ազդանշանի մակարդակի նկատմամբ քառակուսային օրենքով և, այսպիսով, սահմանափակում է ՌԼԿ-ի գործողության շառավիղը, որը չի կարող մեծացվել հաղորդչի հզորության մեծացնելու հաշվին, ինչպես ընդունիչի սեփական ջերմային աղմուկների հաշվի առնման դեպքում: Ստացված արդյունքները հաշվի առնելով կարող ենք գնահատել համակարգի փուլային աղմուկները և հաշվել նրանց առաջացրած աղմուկի մակարդակը: Սա հնարավորություն կտա բացահայտել տվյալ գններատորներով կառուցված կայանի հետագա պոտենցիալը և փուլային աղմուկներով սահմանափակված գործողության առավելագույն հեռավորությունը:

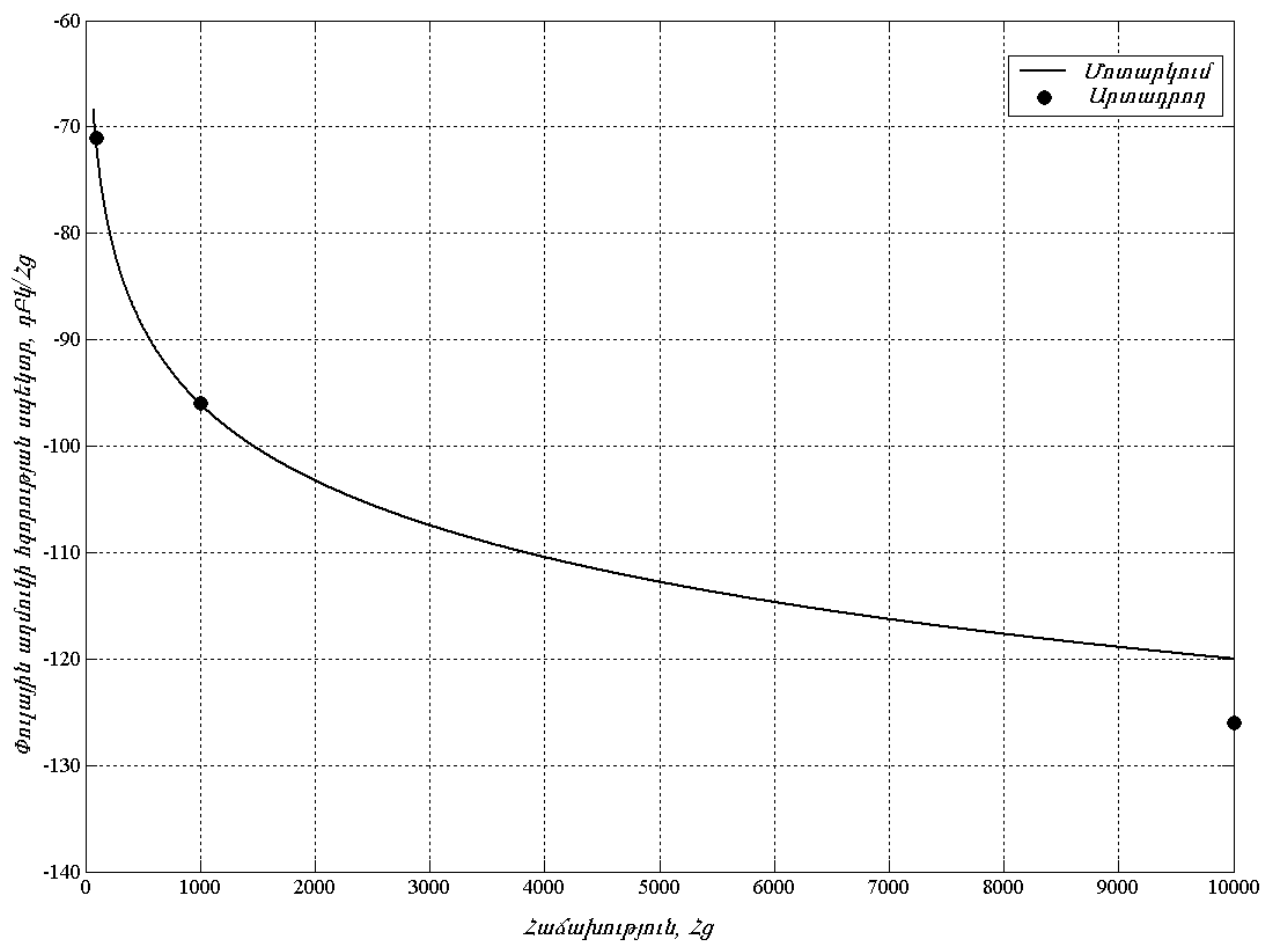
Թվային գնահատականներ ստանալու համար անհրաժեշտ է կատարել գններատորի $L_1(\omega)$ հզորության սպեկտրալ խտության մոտարկում: Հաշվի առնելով փուլային աղմուկների բնորոշ հաճախային կախվածությունը

$$L_1(\omega) \sim \omega^\alpha \quad (3.1.10)$$

որպես ամենից պարզ մոտարկման եղանակ ընտրվել է կրկնակի լոգարիթմական սանդղակների վրա գծային մոտարկումը: Պակասող գործակիցն ու ցուցիչը կստացվեն արտադրողի տրամադրած ՀՄԽ արժեքներից որոշակի դիսկրետ հաճախությունների համար: Մոտարկված հզորության սպեկտրը պատկերված է Նկ.3.1.5-ում:

Այս մոտարկումը ըստ հետաքրքրող հաճախային շերտի ինտեգրելուց հետո կստանանք համակարգի փուլային աղմուկների հզորությունը: Այն, ըստ փուլային աղմուկների սահմանման, արտահայտվում է դեցիբելներով՝ համեմատած համակարգի կրող հաճախության հզորության հետ: Յկմ հեռավորության վրա գտնվող թիրախի համար համակարգի փուլային աղմուկները ստացվում են

$$N_{\phi n_{\omega}} = -73 \eta F \quad (3.1.11)$$



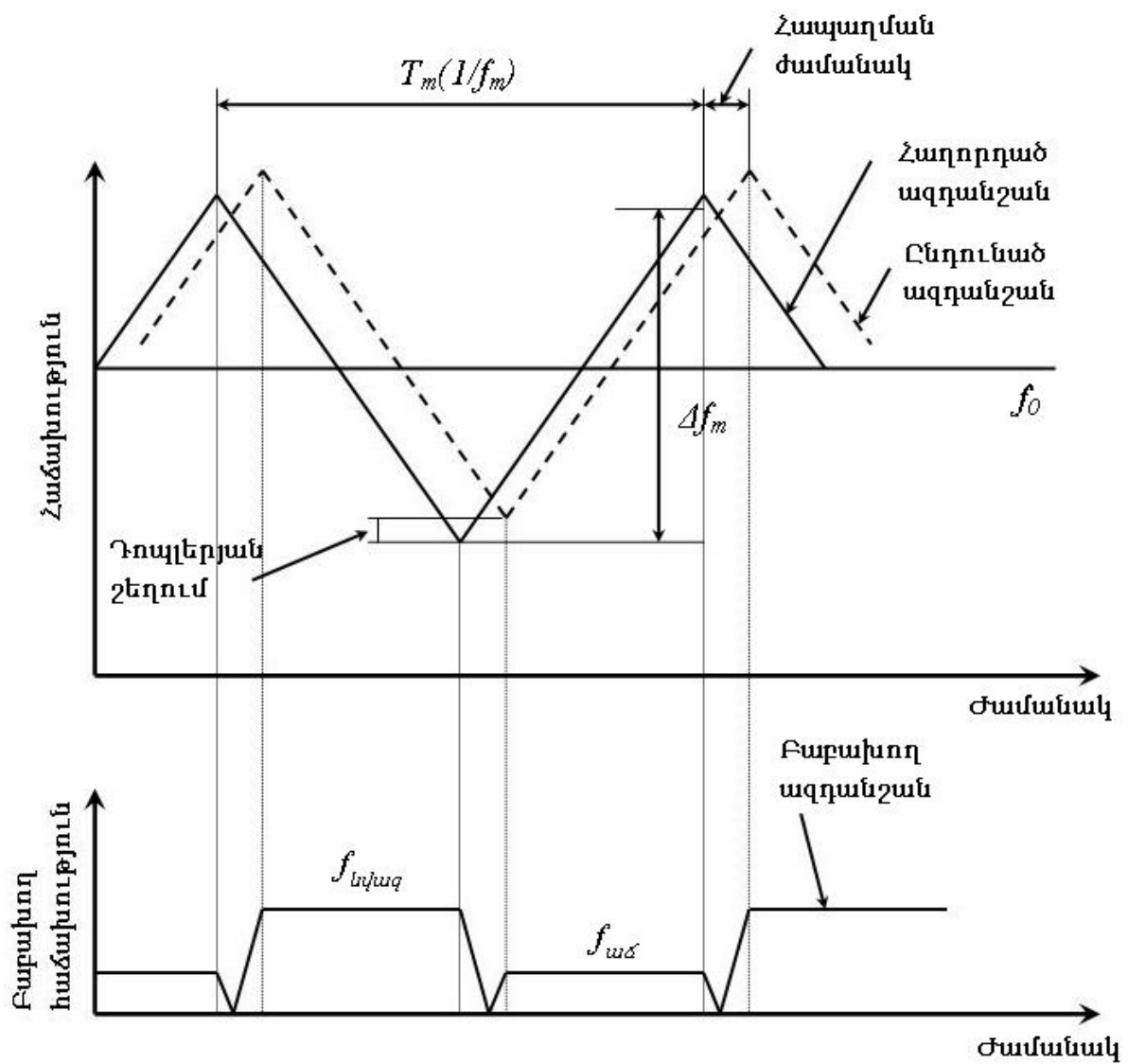
Նկ.3.1.5. Փուլային աղմուկների հզորության սպեկտրը

որը շատ ավելի փոքր է համակարգի սեփական ջերմային աղմուկներից: Սա նշանակում է, որ ընտրված գեներատորներով համակարգի փուլային աղմուկները տվյալ հեռավորության համար չեն հանդիսանում խոչընդոտ և չեն սահմանափակում համակարգի կատարողականությունը:

Օգտագործվող գեներատորների փուլային աղմուկների վերը նշված արժեքների և հաղորդիչի հզորության 30դԲմ արժեքի համար համապատասխանաբար փուլային և ջերմային աղմուկների համար որոշված ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունները համեմատական են դառնում 10կմ հեռավորության համար: Այլ գեներատորների կիրառումը, ինչպես Գանի դիոդների վրա, կնվազեցնեք գործողության հեռավորությունը իրենց փուլային աղմուկների մեծացման պատճառով:

3.1.4. Ազդանշանների մշակում, թիրախների հայտնաբերում և տեղայնացում

Ազդանշանների թվային մշակման սարքը իրենից ներկայացնում է հիմնական մոդուլը, որը հնարավորություն է տալիս բացահայտել ՌԼԿ-ի ամբողջական ներուժը: TMS320C2000-ի վրա հիմնված ազդանշանների թվային մշակման (ԱԹՄ) միավորը միաժամանակ չափում է ընդունած ազդանշանը և ձևավորում է հաղորդիչի մոդուլացնող ազդանշանը: Ինչպես գիտենք, զուտ դոպլերյան անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն կայանը միայն հնարավորություն է տալիս հայտնաբերելու շարժվող թիրախներ, և ոչինչ չի կարող ասել թիրախի գտնվելու վայրի մասին: ԳՀՄ-ով անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ի օգտագործումը թույլ է տալիս այսպես ասած «գունավորել» փոխանցվող ազդանշանը և ուղղակիորեն չափել թիրախի հեռավորությունը:



Նկ.3.1.6. ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի աշխատանքի սկզբունքը

ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի աշխատանքի սկզբունքը նկարագրված է Նկ.3.1.6-ում: Կայանը ճառագայթում է ԳՀՄ ազդանշան՝ հաջորդաբար աճող և նվազող հաճախությունների պարբերություններով: Այս երկու պարբերությունների ընթացքում կատարված չափումները հնարավորություն կտան որոշել թիրախի հեռավորությունն ու արագությունը: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանը իր մեջ կրում է հաճախության շեղում՝ պայմանավորված ազդանշանի հապաղմամբ և շարժվող թիրախի արագության առաջացրած դոպլերյան երևույթով: Ընդունված ազդանշանը բազմապատկվում է հաղորդվողի հետ, որի արդյունքում ստացվում է բաբախող հաճախությամբ վիդեո ազդանշան, ինչպես ցուցադրված է Նկ.3.1.6-ում: Ստացված ազդանշանը իրենից ներկայացնում է հաճախության աճման և նվազման պարբերություններին համապատասխան $f_{աճ}$ և $f_{նվազ}$ հաճախություններով ազդանշանների հաջորդականություն: Կախված թիրախի շարժման ուղղությունից և չափման պարբերությունից՝ հնարավոր են արդյունաբար հաճախության չորս հնարավոր դեպքեր:

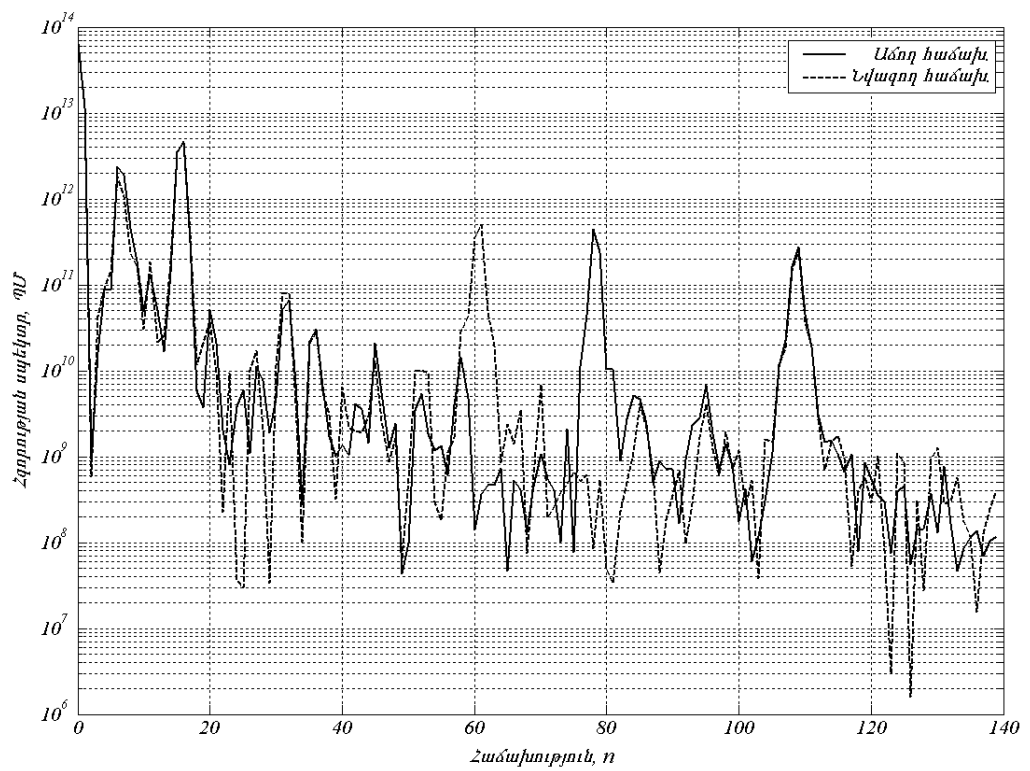
$$f_1 = f_{հապաղ.} + f_{դոպլեր} \quad (3.1.12)$$

$$f_2 = f_{հապաղ.} - f_{դոպլեր} \quad (3.1.13)$$

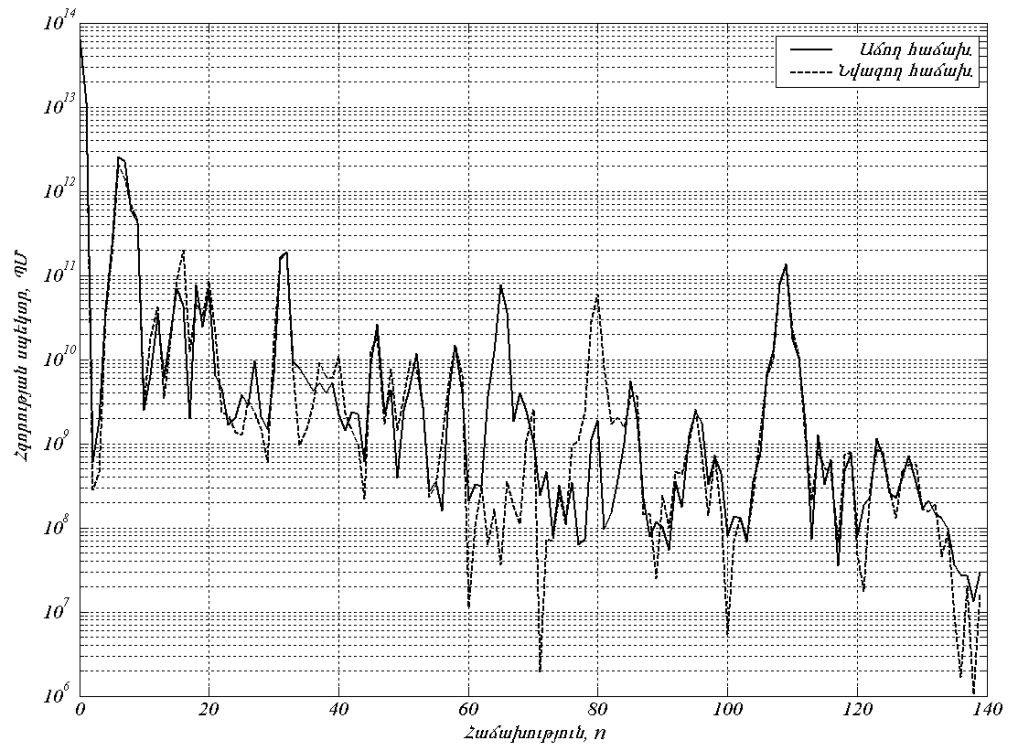
$$f_3 = -f_{հապաղ.} + f_{դոպլեր} = -(f_{հապաղ.} - f_{դոպլեր}) \quad (3.1.14)$$

$$f_4 = -f_{հապաղ.} - f_{դոպլեր} = -(f_{հապաղ.} + f_{դոպլեր}) \quad (3.1.15)$$

Հաշվի առնելով, որ դրական և բացասական հաճախությունները համապատասխանում են միևնույն ֆիզիկական հաճախության՝ կատանանք, որ արդյունաբար հաճախությունը հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում հավասար է հապաղմամբ և դոպլերյան երևույթով պայմանավորված հաճախությունների գումարին և տարբերությանը: Սա պարզորոշ երևում է Նկ.3.1.7-ում և Նկ.3.1.8-ում պատկերված հեռացող և մոտեցող ավտոմեքենայի սպեկտրներից հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում: Ինչպես և պետք էր սպասել, հեռացող և մոտեցող թիրախի հաճախությունները փոխվում են տեղերով հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում:



Նկ.3.1.7. Հեռացող մեքենայի սպեկտրները հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում



Նկ.3.1.8. Մոտեցող մեքենայի սպեկտրները հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում

Սպեկտրալ մնացյալ բաղադրիչները, որոնք առկա են հաճախության և՛ աճելու, և՛ նվազելու պարբերություններում, պայմանավորված են շրջակա միջավայրից անդրադարձած ազդանշաններով, որոնք չեն պարունակում դոպլերյան շեղում: Թիրախի հեռավորությունը և արագությունը կարելի է արտահայտել այսպես [100,101]

$$r = \frac{cT_m}{4\Delta f_m}(f_{w\delta} + f_{նվազ}) \quad (3.1.12)$$

$$v = \frac{\lambda}{4}(f_{w\delta} - f_{նվազ}) \quad (3.1.13)$$

Որպես այլընտրանք շատ համակարգերում օգտագործվում է սդոցաձև մոդուլացնող ազդանշան՝ միայն աճող կամ միայն նվազող հատվածներով: Սակայն այդ դեպքում ազդանշանները մշակելիս անհրաժեշտ է լինում հաշվի առնել Ֆուրյեի ձևափոխության իրական և կեղծ մասերը:

Բազմակի թիրախների առկայությունը խնդիրը դարձնում է ավելի բարդ: Ինչպես արդեն տեսանք վերևում, յուրաքանչյուր թիրախից անդրադարձած ազդանշան իր մեջ պարունակում է հաճախային շեղումներ, որոնք հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում տալիս են հապաղման և դոպլերյան շեղումների գումար կամ տարբերություն: Մեկ թիրախի առկայության դեպքում թիրախի արագության և հեռավորության որոշելու խնդիրը տրիվիալ է. հաջաորդաբար չափում է կատարվում հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում և ՖԱՁ միջոցով հաշվարկվում սպեկտրները: Սպեկտրալ պատկերների յուրաքանչյուր պիկային արժեք, որը չի կրկնվում հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում, համապատասխանում է թիրախի: Մեկ թիրախի առկայության դեպքում այդպիսի պիկային արժեքները յուրաքանչյուր սպեկտրում մեկ հատ են: Թիրախի հեռավորությունն ու արագությունը հեշտությամբ գտնվում են (3.1.12) և (3.1.13) բանաձևերի միջոցով:

Բազմակի թիրախների առկայության դեպքում յուրաքանչյուր սպեկտրի մեջ առկա են թիրախների քանակին հավասար պիկային արժեքներ՝ մեկական յուրաքանչյուր թիրախի համար (Նկ.3.1.9): Ինչպես և մեկ թիրախի խնդրի դեպքում, յուրաքանչյուրի հեռավորությունն ու արագությունը որոշվում են իրեն համապատասխան

հաճախությունների զույգի միջոցով: Սակայն, սպեկտրալ վերլուծությունը տալիս է միայն թիրախների ընդհանուր հաճախային պատկերը, և համապատասխան հաճախությունների միջև համապատասխանության հարցը մնում է բաց:

N թիրախների առկայության դեպքում յուրաքանչյուր սպեկտրում առկա են լինում N հաճախային պիկեր, որը տալիս է հաճախությունների հնարավոր զույգերի $N \times N$ մատրից.

$$\begin{bmatrix} (f_{w\Delta_1}, f_{w\Delta_1}) & (f_{w\Delta_1}, f_{w\Delta_2}) & \cdots & (f_{w\Delta_1}, f_{w\Delta_n}) \\ (f_{w\Delta_2}, f_{w\Delta_1}) & (f_{w\Delta_2}, f_{w\Delta_2}) & \cdots & (f_{w\Delta_2}, f_{w\Delta_n}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (f_{w\Delta_n}, f_{w\Delta_1}) & (f_{w\Delta_n}, f_{w\Delta_2}) & \cdots & (f_{w\Delta_n}, f_{w\Delta_n}) \end{bmatrix} \quad (3.1.14)$$

Այս հաճախային զույգերի մատրիցին, համաձայն (3.1.12) և (3.1.13) բանաձևերի, համապատասխանում է հեռավորություն/արագություն զույգերի մատրից, որի անդամներից յուրաքանչյուրը համակարգի կողմից դիտարկվում է որպես առանձին թիրախ.

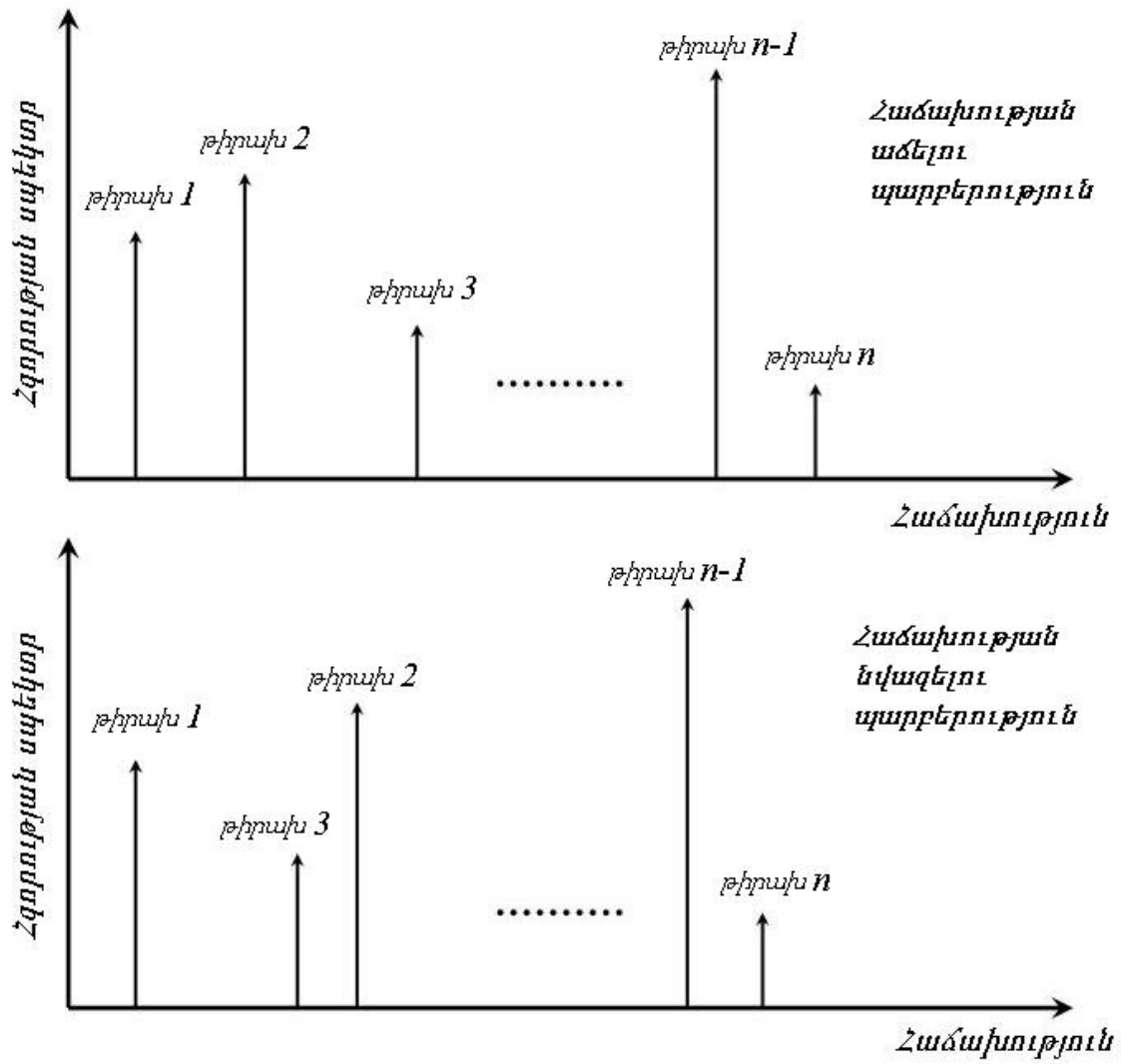
$$\begin{bmatrix} (r_{11}, v_{11}) & (r_{12}, v_{12}) & \cdots & (r_{1n}, v_{1n}) \\ (r_{21}, v_{21}) & (r_{22}, v_{22}) & \cdots & (r_{2n}, v_{2n}) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ (r_{n1}, v_{n1}) & (r_{n2}, v_{n2}) & \cdots & (r_{nn}, v_{nn}) \end{bmatrix} \quad (3.1.15)$$

Այս զույգերից միայն N հատն է համապատասխանում իրական թիրախների, իսկ մնացածը հանդիսանում են կեղծ թիրախներ: Կեղծ թիրախների առկայությունը բարձրացնում է համակարգի կեղծ տագնապի հավանականությունը և նվազեցնում հուսալիությունը:

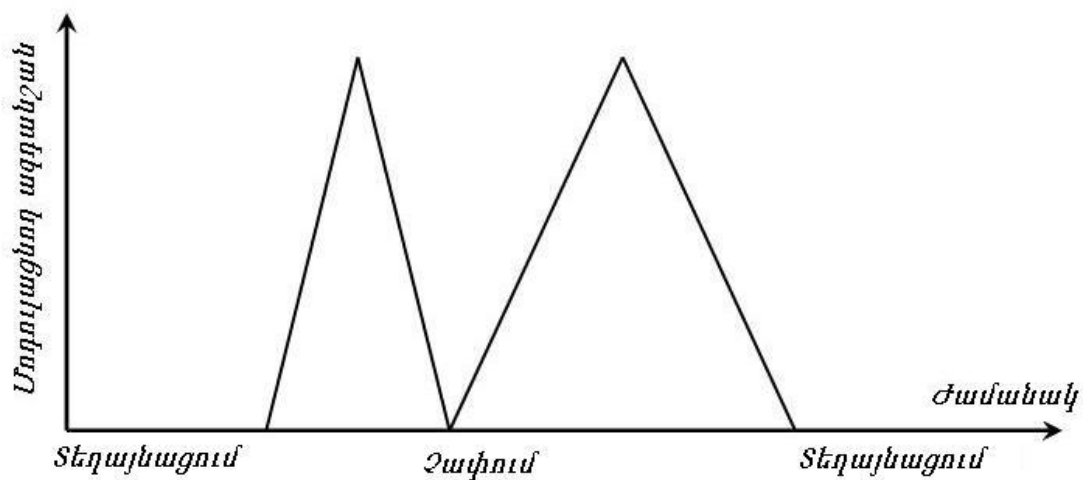
Փոփոխական պարբերություններով ԳՀՄ-ի եղանակը [101,102] լուծում է այս խնդիրը: Այն թույլ է տալիս գտել կեղծ թիրախները և հայտնաբերել բազմակի թիրախներ: Ինչպես հուշում է եղանակի անվանումը, մոդուլացնող ազդանշանը բաղկացած է տարբեր տևողություններով երկու հաջորդական պարբերություններից (Նկ.3.1.10): Յուրաքանչյուր պարբերություն բաղկացած է աճող և նվազող հաճախության հատվածներից և թիրախների հնարավոր հեռավորությունների և արագությունների մատրիցները որոշվում են վերը նշված եղանակով: Յուրաքանչյուր եռանկյան համար ստացվում են համապատասխան մատրիցներ՝ բաղկացած իրական և կեղծ

թիրախներից: Քանի որ իրական թիրախների հեռավորություններն ու արագությունները կախված չեն մոդուլացնող ազդանշանի ընտրությունից, ապա նրանց համապատասխան անդամները առկա կլինեն երկու մատրիցներում: Իսկ կեղծ թիրախներին համապատասխանող մատրիցների անդամները, որոնք կապված են մոդուլացնող ազդանշանների պարբերությունների հետ, կփոփոխեն տարբեր պարբերությունների համար, տարբերվելով իրարից: Սա հնարավորություն է տալիս առանձնացնել իրական թիրախները և հետագա մշակումը իրականացնել միայն նրանց նկատմամբ: Իրական թիրախների հեռավորությունների և արագությունների որոշումից հետո նրանք արտացոլվում են արտապատկերիչի էկրանին (Նկ.3.1.11):

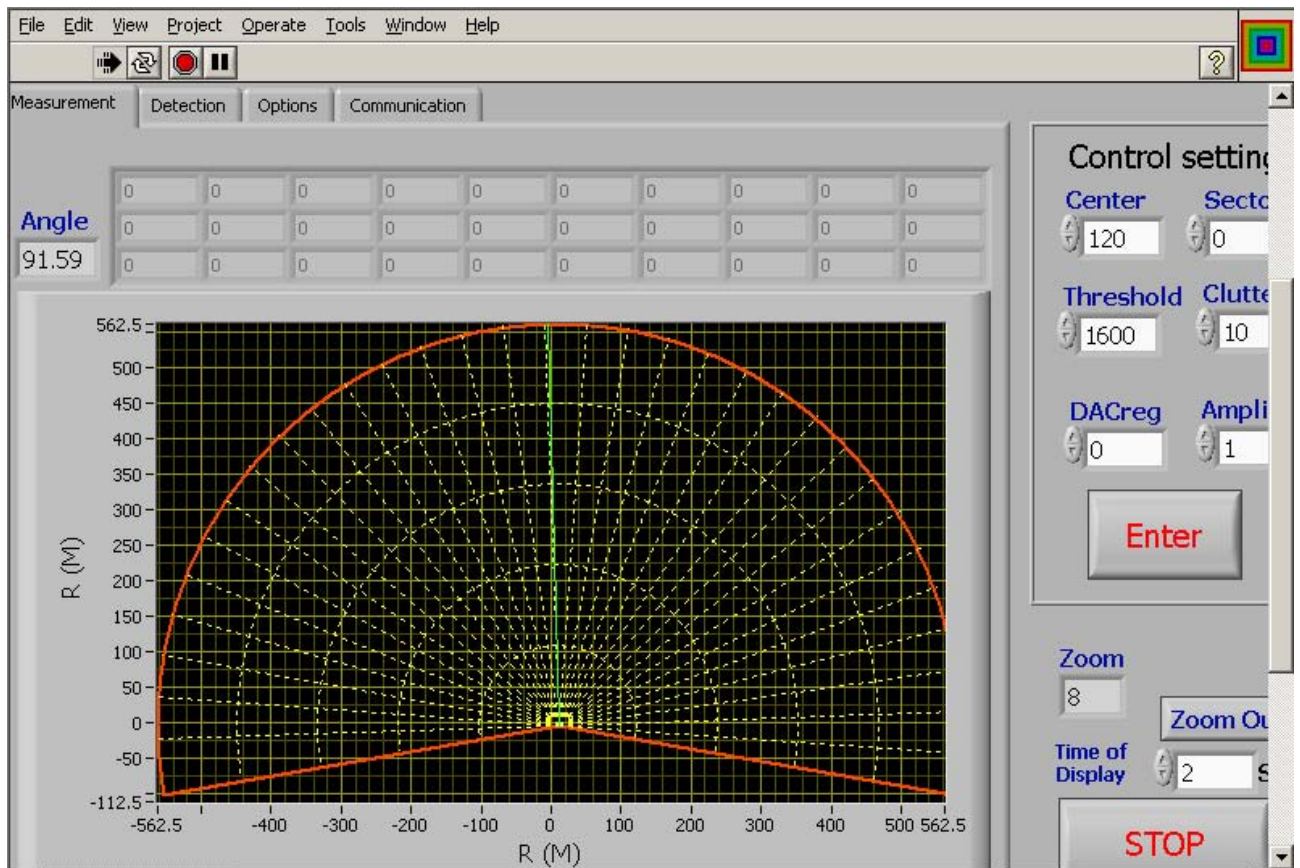
Մոտակա տիրույթի ՌԼԿ-ի հիմնական նպատակն է տեսականի տեղեկացնելու շարժական թիրախների առկայության մասին և, անհրաժեշտության դեպքում, նրանց տեղայնացումը: Ժամանակի մեծ մասը համակարգը գործում է տարածական սկանավորման ռեժիմում ինչպես դոպլերյան մոնիթրոմատիկ ՌԼԿ: Այս ռեժիմում ձևավորիչի մոդուլացնող լարումը չի փոխվում: Շարժվող թիրախի հայտնաբերման դեպքում սկսում է աշխատել բազմակի շարժվող թիրախների հայտնաբերման և տեղայնացման շատ պարզ ու էլեգանտ ալգորիթմ [102]: Մաքուր դոպլերյան և ԳՀՄ-ով անընդհատ ալգորիթմներ այսպիսի համադրումը թույլ է տալիս նվազեցնել կեղծ տագնապի հավանականությունը: ԳՀՄ-ի փոփոխական պարբերությունները օգտագործվում են կեղծ թիրախների հայտնաբերումը կանխելու համար: Նախագգուշացման ռեժիմում շարժվող թիրախների առկայության և արագության վերաբերյալ ինֆորմացիան համարվում է առաջնային, իսկ այնուհետև օգտագործվում է կեղծ թիրախների վերացնելու ալգորիթմը արագացնելու համար, որը ծախսում է նշանակալի պրոցեսորի ժամանակ և մեծացնում է քառակուսային օրենքով թիրախների թվի աճի հետ: Լավագույն մատչելի 1024-բիթանոց ՖԱԶ-ի օգտագործումը թույլ է տալիս ստանալ ըստ հաճախության 60Հց լուծողունակություն:



Նկ.3.1.9. Բաբախող ազդանշանի սպեկտրը հաճախության աճելու ու նվազելու պարբերություններում



Նկ.3.1.10. Չափում/տեղայնացում ալգորիթմի հաջորդական իրականացումը



Նկ.3.1.11. Թիրախների արտապատկերիչը

3.2. ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի կատարողականության և հուսալիության բարելավման եղանակներ

3.2.1. Շրջակա միջավայրից անդրադարձած հզորության ճնշում

Ռադիոլոկացիոն համակարգերում ընդունած ազդանշանները հիմնականում ունեն շատ փոքր հզորություն ազատ տարածության մարումների, ցրման էֆեկտիվ կտրվածքի և օգտագործվող փոքր հզորության պատճառով: Այսպիսի համակարգերում կիրառվում են ազդանշանների մշակման զգայուն ալգորիթմեր, օգտագործվում են թանկարժեք բաղադրիչներ ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունը դԲ առ դԲ լավացնելու համար: Սակայն այս ամբողջ ջանքերը կարող են ապարդյուն անցնել, եթե հաշվի չառնվեն շրջապատող օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանի հետևանքով օգտակար ազդանշանի մշակման դժվարությունները: Այստեղ կան մի քանի դեպքեր, որոնք կքննարկենք առանձին:

Նույնիսկ մոտիկ գոտու ՌԼԿ-ները նախատեսված են առնվազն մի քանի կմ հեռավորության վրա գտնվող թիրախների հայտնաբերման համար: Ազատ տարածության մարումները այսպիսի հեռավորությունների վրա հասնում են զգալի մեծ թվերի (100դԲ): Սակայն բացի թիրախներից անդրադառնալուց, ճառագայթված ազդանշանը անդրադառնում է նաև միջավայրի օբյեկտներից, որոնք առկա են ինչպես հեռու գոտում, այնպես էլ հենց համակարգի հարևանությամբ: Այսպիսի բարդություններից խուսափելը գրեթե անհնար է, քանզի համակարգի աշխատանքային պայմանները ընտրվում են ոչ թե ըստ հարմարության, այլ ըստ պահանջի: Նույնիսկ ամենափդեղակա պայմաններում, երբ հորիզոնը ուղիղ տեսանելիությամբ ազատ է ամեն տեսակ բնական (տեղանքի ռելիեֆ) և արհեստական խոչնդոտներից, չենք կարող ձերբազատվել գետնից անդրադարձած ազդանշաններից: Ինչպես կամայական անտենա, օգտագործվող անտենան ունի կողային թերթիկներ: Կողային թերթիկները, ինչպես նաև համակարգի ոչ իդեալական ուղղորդվածությունը, հանգեցնում են խանգարիչ ազդանշանների ի հայտ գալուն, որոնք անհամեմատ մեծ են ընդունած օգտակար ազդանշանից: Այս ամենը հանգեցնում է իրական թիրախների ճնշմանը և կեղծ թիրախների առաջացմանը, որոնք դոմինանտում են ազդանշանի սպեկտրի մեջ: Քննարկվող համակարգի հնարավորությունները թույլ են տալիս հետևել և

տեղայնացնել առավելագույնը 12 թիրախ: Խանգարիչ ազդանշանի հետևանքով իրական թիրախները կամ դրանց մի մասը դուրս են մնում քննարկումից, ինչը հանգեցնում է համակարգի հուսալիության նվազման:

Բացի դրանից, յուրաքանչյուր համակարգի դինամիկ տիրույթը համալարվում է որոշակի հզորությամբ ազդանշանների ընդունման համար, որը հաշվարկվում է ազդանշանի ազատ տարածության մարումներից: Մոտիկ տիրույթից անդրադարձած ազդանշանները հիմնականում էապես գերազանցում են դինամիկ տիրույթը և, չճշվելու դեպքում, սպառնում են հազեցնել համակարգի դինամիկ տիրույթը: Սա իր հերթին կրերի անկանխատեսելի հետևանքների: Ազդանշանի հազեցումը ոչ գծային երևույթ է, որը հանգեցնում ընդունած ազդանշանի սպեկտրի լիակատար աղավաղման: Փոխվում են պիկերի հաճախությունները և ամպլիտուդները. արդյունաբար սպեկտրը դառնում է մշակման համար անկիրառելի: Արդյունքում որոշումներ կայացնող ալգորիթմում հայտնվում են կեղծ թիրախներ, և համակարգը դառնում է գործնականորեն ոչ պիտանի:

Այսպիսի բարդություններ գոյություն ունեն ինչպես իմպուլսային, այնպես էլ անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ներում: Խնդիրը ընդհանուր է, սակայն լուծումները տարբեր: Իմպուլսային ՌԼԿ-ներում խնդիրը ավելի պարզ է և լուծումը ակնհայտ:

Անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ներում, ըստ սահմանման, անհնար է խուսափել այսպիսի ազդանշանների ընդունումից: Միակ ճանապարհը ընդունած ազդանշանի հետագա ճնշումն է, որի համար օգտագործվում են տարբեր եղանակներ [103,104]: Այդ ալգորիթմների բարդությունը պահանջում է հզոր և թանկարժեք ազդանշանների մշակման սարքերի օգտագործում, ինչը բարձրացնում է համակարգի ինքնարժեքը, դարձնելով այն ոչ արդյունավետ: Այս աշխատանքում առաջարկվում է պարզ և էֆեկտիվ եղանակ միջավայրից անդրադարձած ազդանշանների ճնշման համար: Այն իրականացվել և փորձարկվել է ներկայումս մշակվող համակարգում և փորձարկումների առաջին փուլում ապացուցել է իր էֆեկտիվությունը:

Հիմնական գաղափարը կայանում է հետևյալում: Շրջապատող միջավայրից անդրադարձած ազդանշանները իրենց մեջ կրում են միայն ժամանակային հապաղման հետևանքով առաջացած հաճախային շեղումները, քանի որ ենթադրվում է, որ մեկ

չափման ժամանակահատվածի ընթացքում միջավայրը չի փոխվում կամ փոխվում է աննշան կերպով, ինչը չի կարող անդրադառնալ վերջնական արդյունքների վրա: Ինչպես և անշարժ թիրախների դեպքում, այստեղ ևս հաճախության աճի և նվազման հատվածներում կստանանք նույն հաճախային բաղադրիչները, այսինքն միջավայրով պայմանավորված պիկերը կունենան նույն հաճախությունը: Սա շատ հարմար հանգամանք է, որը թույլ է տալիս երկու պարբերությունների սպեկտրալ պիկերի համեմատությամբ գտնել և վերացնել խանգարիչ ազդանշանով պայմանավորված կեղծ թիրախները: Շարժվող թիրախները կտան տարբեր պիկեր, իսկ անշարժները՝ նույնը:

Սակայն խնդիրը անհամեմատ բարդանում է բազմակի թիրախների առկայության դեպքում: Տարբեր թիրախներից անդրադարձած ազդանշանները պարունակում են տարբեր հաճախային շեղումներ՝ պայմանավորված իրենց հեռավորությունների և արագությունների տարբերությամբ: Հավանականությունը այն բանի, որ երկու տարբեր թիրախներ կտան սպեկտրի նույն հաճախային բաղադրիչը հաճախության աճելիս և նվազելիս, բազմակի թիրախների դեպքում դառնում է զգալի: Անհնար է դառնում միայն պիկերի հաճախությունները մշակելով հայտնաբերել անշարժ օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները: Պիկերի ամպլիտուդների մշակումը հնարավորություն է տալիս շրջանցել այս դժվարությունը:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} = \frac{P_t A^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 R^4} \quad (3.2.1)$$

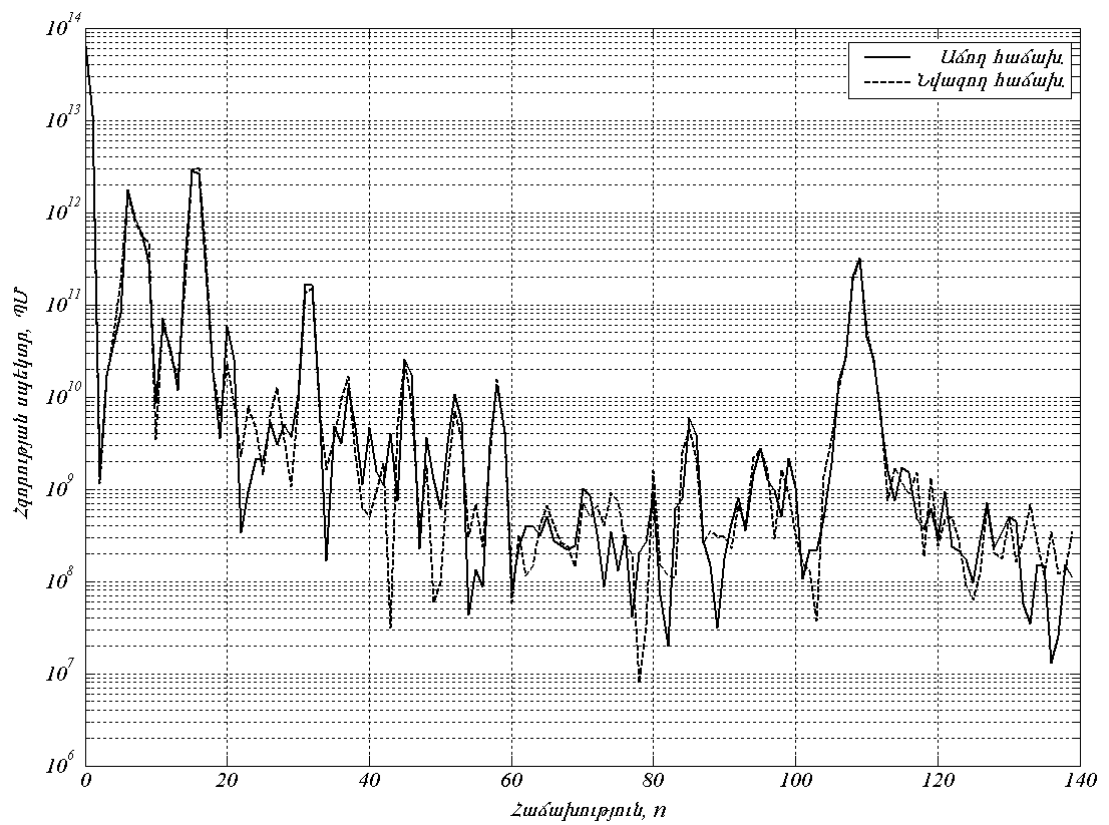
Թիրախներից և օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները բացի հաճախային շեղումից իրենց մեջ կրում են ևս մեկ փոփոխություն՝ տարածման մարումները, որոնք, համաձայն (ռադար) բանաձևի, ըստ հեռավորության մեծանում են շատ արագ, որի հետևանքով ընդունված ազդանշանները կարելի է դասակարգել ըստ հեռավորության գոտիների: Եթե ընդունենք, որ բոլոր թիրախները ունեն գրեթե նույն ցրման էֆեկտիվ մակերեսը, ապա ընդունած ազդանշանների հզորությունները տարբեր հեռավորությամբ թիրախների համար իրարից էականորեն կտարբերվեն, ինչը նաև կանդրադառնա սպեկտրալ բաղադրիչների ամպլիտուդների վրա: Ստացվում է, որ եթե բազմաթիվ թիրախների խնդրի դեպքում համեմատել նաև պիկերի ամպլիտուդները, ապա խանգարիչ ազդանշանի համար երկու սպեկտրում կունենանք միևնույն հաճախությամբ

և միևնույն ամպլիտուդով բաղադրիչ, իսկ տարբեր հեռավորություններով թիրախների համար, նույնիսկ հաճախությունների պատահական համընկման դեպքում, պիկերի ամպլիտուդները կտարբերվեն էականորեն: Նկ. Կլատեր-ում բերված է խանգարիչ ազդանշանի չափման օրինակ: Շարժվող թիրախնտրի բացակայության պայմաններում չափվել են հաճախության աճի և նվազման ժամանակ ընդունած ազդանշանների սպեկտրները: Ինչպես և սպասվում էր, երկու սպեկտրների մեջ գերակայող պիկերը համընկնում են և հաճախություններով, և ամպլիտուդներով: Այդ պատճառով առաջարկվող ալգորիթմը աշխատում է էֆեկտիվորեն և ճնշուն է կեղծ թիրախների մեծ մասը:

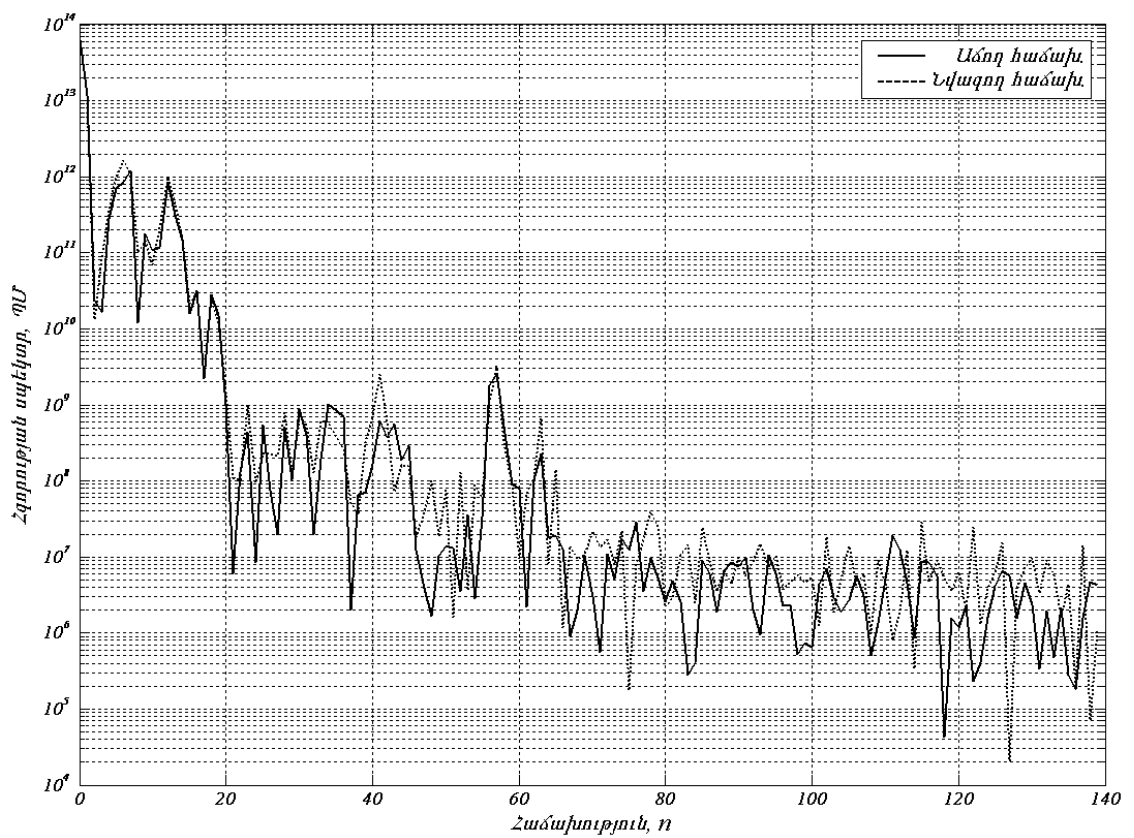
$$|A_{u\delta} - A_{u/q\omega q}| < \delta \quad (3.2.2)$$

Այս եղանակը թույլ է տալիս կատարել կեղծ թիրախների նախնական գտում: Իրականացման էֆեկտիվությունը ապահովում է այդ ազդանշանների բավականին մեծ հզորությունը, որը շատ ավելի մեծ է համակարգի ճշտություններից:

Ամպլիտուդների համեմատություն կատարելիս հարկ է ի նկատի ունենալ, որ տարբեր հանգամանքների բերումով (ոչ իդեալական չափումներ, միջավայրի փոփոխություններ) ենթադրյալ հավասար ամպլիտուդները կտարբերվեն իրարից: Այսինքն, ճշգրիտ հավասարության դեպքում ալգորիթմը ուղղակի բաց կթողնի ջնջելու ենթակա բոլոր պիկերը: Սրանից խուսափելու համար ամպլիտուդների հավասարության փոխարեն կիրառվում է նմանության չափանիշ, որը իրենից ներկայացնում է արժեքների տարբերության գնահատական: Սակայն ինչ-որ հաստատուն շեմ դնելը այդ տարբերությունների թույլատրելի արժեքների համար կլինի ոչ ճիշտ: Ավելի մեծ ամպլիտուդների դեպքում տարբերությունը ավելի մեծ է ստացվում՝ կապված օգտագործվող Ֆուրյեի արագ ձևափոխության կատարած մոտավորություններից, որոնք բազմապատկաման արդյունքում տալիս են ամպլիտուդների մեծություններին համեմատական արժեքներ: Իրականում կապը ավելի բարդ տեսք ունի, սակայն այդպիսի համեմատություն իրականացնելը էապես կծանրացնի ալգորիթմի աշխատանքը:



Նկ.3.2.1. Շենքից անդրադարձած ազդանշանը



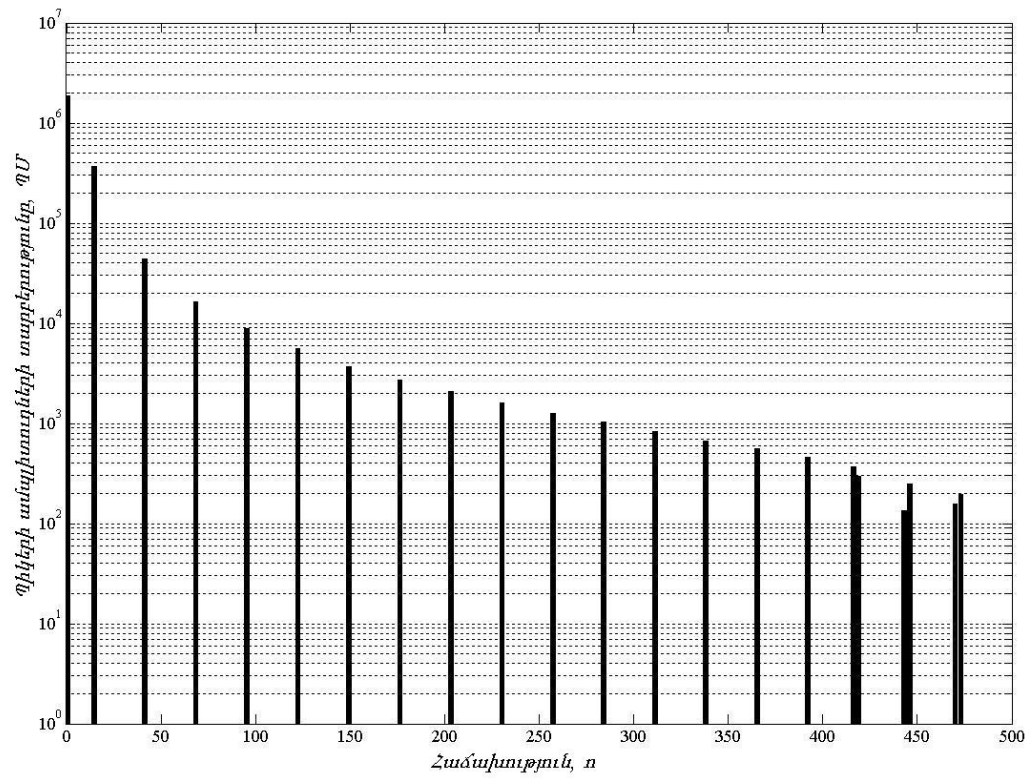
Նկ.3.2.2. Ծառերից անդրադարձած ազդանշանը

Նկ.3.2.1-ում և Նկ.3.2.2-ում պատկերված են շենքից և ծառերից անդրադարձած ազդանշանների սպեկտրները հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների համար: Ինչպես երևում է, չնայած պատկերների ոչ իդեալական համընկնմանը, պիկային հաճախություններն ու ամպլիտուդները համընկնում են բավականին մեծ ճշտությամբ:

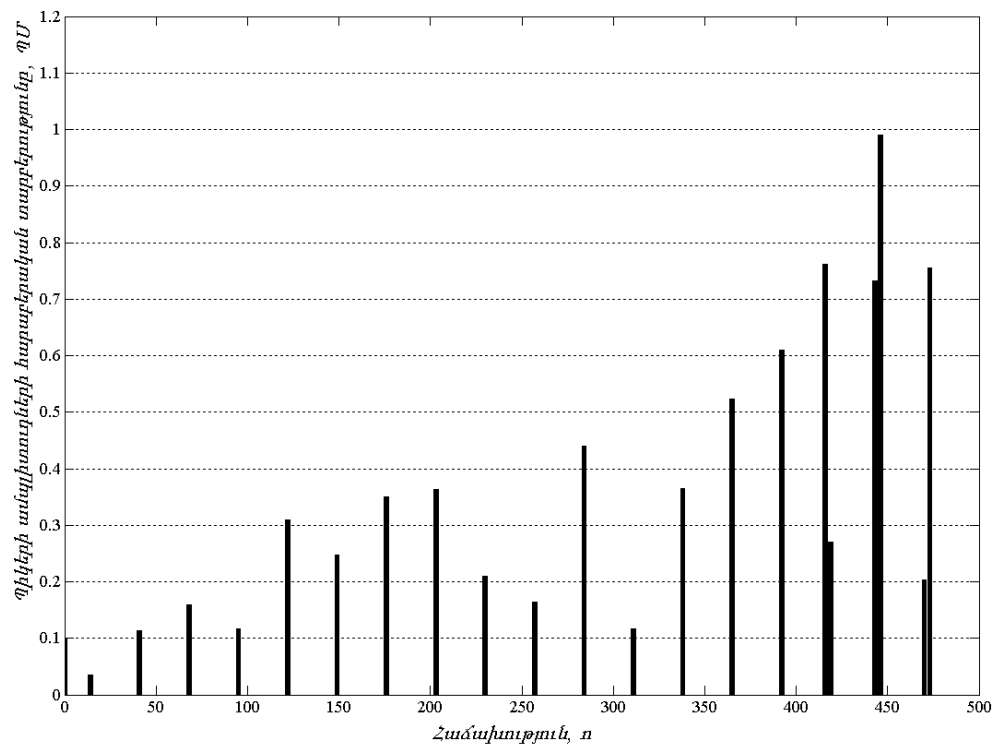
Նկ.3.2.3-ում բերված են պիկերի տարբեր ինդեքսների համար համապատասխան ամպլիտուդների տարբերությունները: Քանի որ այդ տարբերությունները փոփոխվում են արժեքների շատ լայն տիրույթում, հարմարության համար կախվածությունը տրված է լոգարիթմական սանդղակով: Նկարից ակնհայտ երևում է, որ այսպիսի արժեքները հաստատուն շեմով գտելիս կկորեն շեմից ներքև ընկած իրական թիրախները և կմնան շեմից վերև ընկած կեղծ թիրախները: Այս խնդիրը շրջանցելու համար ոգտագործվում է հարաբերական տարբերության չափանիշը:

Նկ.3.2.4-ում բերված են ամպլիտուդների հարաբերական տարբերությունները: Չնայած ստացված արժեքներից երևում է, որ կախվածությունը ամենևին էլ գծային չէ, սակայն ակնհայտ է, որ բոլոր պիկերի համար այս չափանիշը փոքր է ստացվում հաստատուն շեմից (1-ից): Այստեղ օգտագործվում են նորմավորված արժեքները, քանի որ պրոցեսորի մեջ կատարվում են միայն ամբողջ թվերով գործողություններ:

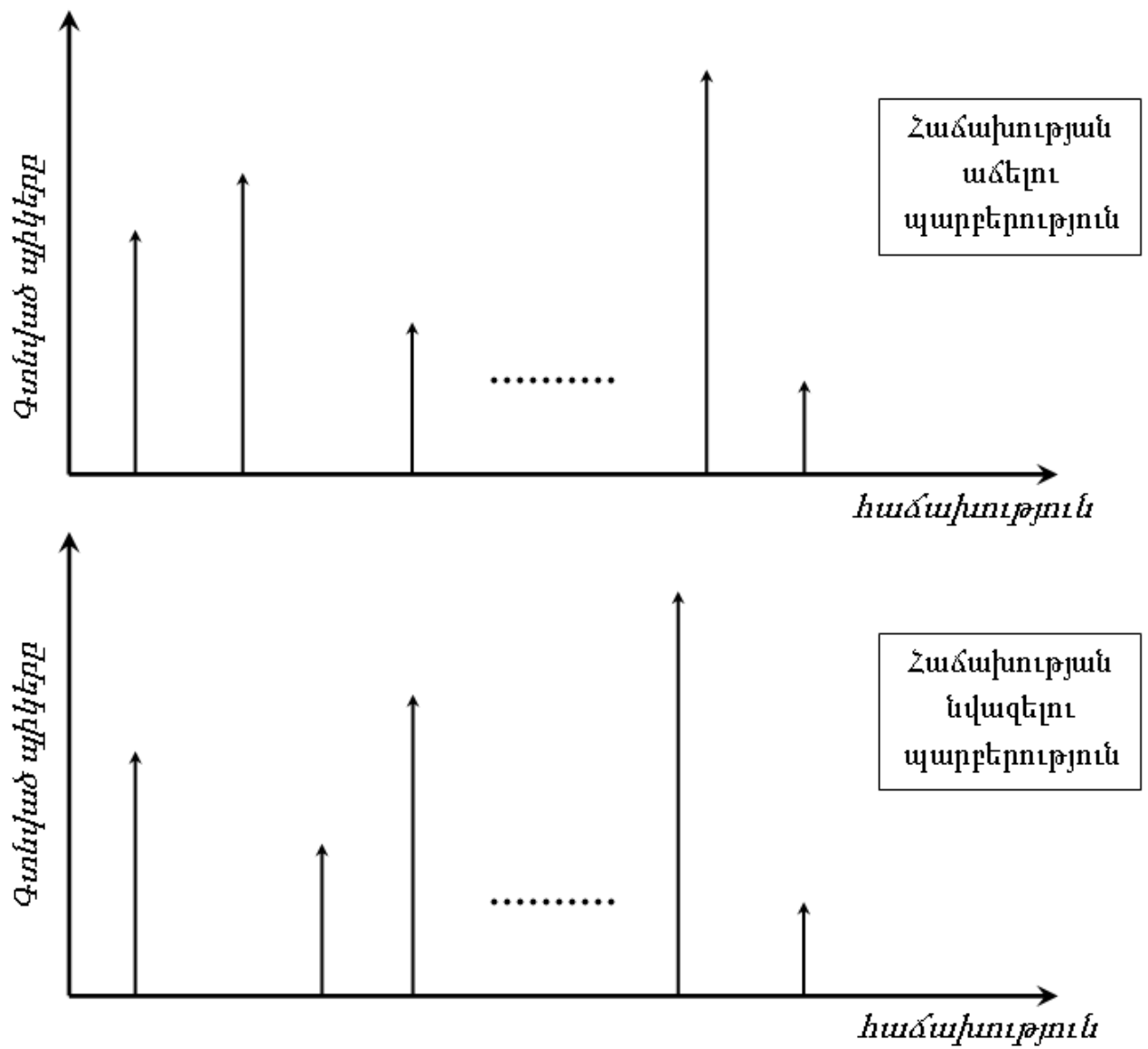
Նկ.3.2.5-ում, Նկ.3.2.6-ում և Նկ.3.2.7-ում պատկերված են այս եղանակով շրջակա միջավայրից անդրադարձած ազդանշանների ճնշման հաջորդական քայլերը: Սկզբից որոշվում են հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում չափված ազդանշանների սպեկտրների պիկային արժեքները (Նկ.3.2.5): Այնուհետև, համեմատվում են երկու սպեկտրներում հայտնաբերված պիկային արժեքները ըստ հաճախության և ըստ ամպլիտուդի և հայտնաբերվում միջավայրից անդրադարձած ազդանշանները (Նկ.3.2.6): Եվ, վերջապես, պիկերի մեջ մնում են միայն իրական թիրախներին համապատասխանողները (Նկ.3.2.7):



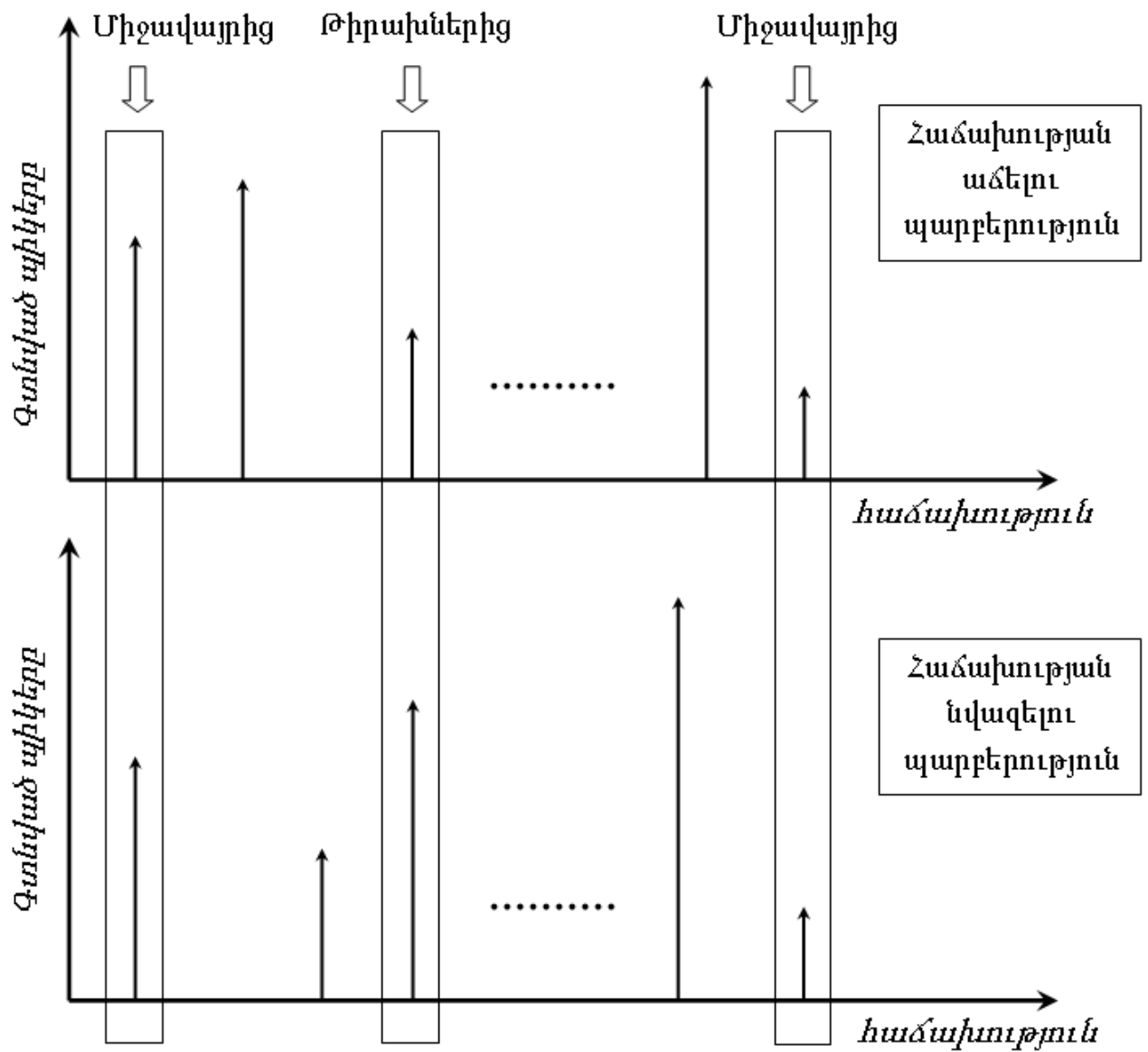
Նկ.3.2.3. Պիկերի ամպլիտուդների բացարձակ տարբերությունը լոգարիթմական սանդղակի վրա



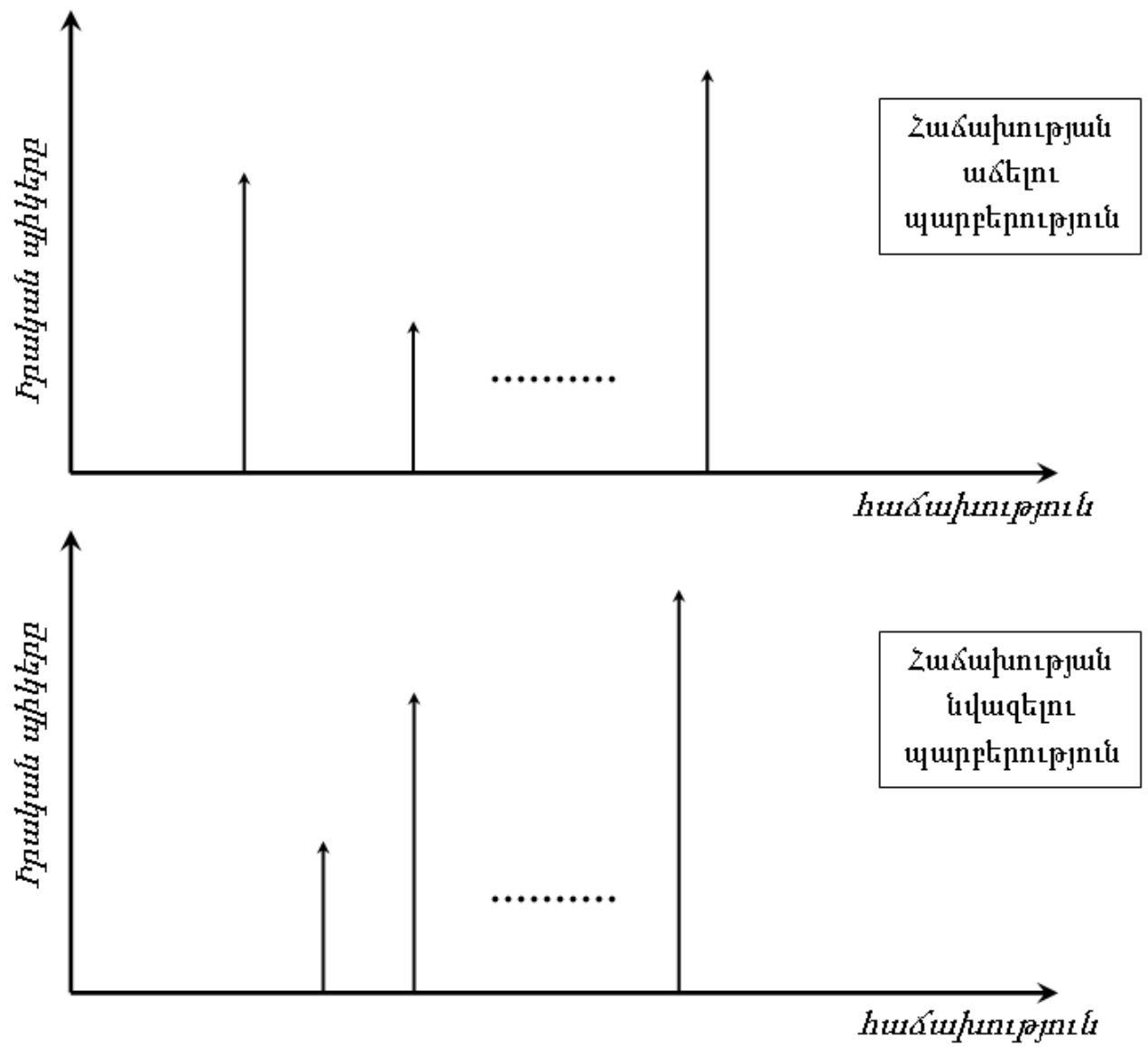
Նկ.3.2.4. Պիկերի ամպլիտուդների հարաբերական տարբերությունը գծային սանդղակի վրա



Նկ.3.2.5. Հաճախության աճելու և նվազելու պարբերություններում չափված ազդանշանների սպեկտրների պիկային արժեքների որոշում



Նկ.3.2.6. Երկու սպեկտրներում հայտնաբերված պիկային արժեքների համեմատություն ըստ հաճախության և ըստ ամպլիտուդի և միջավայրից անդրադարձած ազդանշանների հայտնաբերում



Նկ.3.2.7. Իրական թիրախներով պայմանավորված սպեկտրալ պիկերը

3.2.2. ԳՀՄ-ԱԳ ՌԼԿ-ի հուսալիության բարձրացումը համակցված մոդուլացնող ազդանշանի կիրառմամբ

Մոտիկ տիրույթի հայտնաբերման շարժական սարքերը աճող հետաքրքրություն են ներկայացնում շատ քաղաքացիական և ռազմական ոլորտների համար, ինչպիսիք են բախումները կանխելը կամ թիրախների հայտնաբերումը անվտանգության համակարգերում [105]: Վերջին ժամանակներս նրանց կիրառությունների այս ոլորտը գրեթե ամբողջությամբ անցել է անընդհատ գործողության ռադարների ԳՀՄ-ով, որոնք թույլ են տալիս բացահայտել և չափել հեռավորությունն ու ռադիալ արագությունը նույն կերպ, ինչպես իմպուլսային ռադարները, տարբերվելով վերջներից ցածր արժեքով, փոքր չափերով, ցածր էներգասպառմամբ և կույր գոտու բացակայությամբ [33,36]: Մոտիկ տիրույթի ՌԼԿ-ի կառուցման բարդությունը կայանում է հակամարտող պահանջների համատեղելու անհրաժեշտության մեջ: Օրինակ, կոմբինացված հաղորդիչ-ընդունիչ ալեհավաքի օգտագործումը մի կողմից հանգեցնում է համակարգի ընդհանուր չափերի ցանկալի նվազման, բայց մյուս կողմից բացառում է հաղորդիչի համեմատաբար մեծ հզորության օգտագործումը թիրախի հայտնաբերման հեռավորությունը մեծացնելու համար, որը անխուսափելիորեն հանգեցնում է ներթափափանցած հզորության անընդունելիորեն բարձր մակարդակի աճի [106]: Մոտիկ տիրույթի ռադարի մեկ այլ տարբերակիչ առանձնահատկությունը հանդիսանում է ըստ բացահայտման հեռավորության շատ լայն դինամիկ տիրույթը (մոտ 30դԲ), որը համապատասխանում է ընդունած ազդանշանների 120դԲ կարգի դինամիկ տիրույթի: Այսպիսի հակասական պահանջները թելադրում են բոլոր ենթահամակարգերի մանրակրկիտ մշակման անհրաժեշտություն յուրաքանչյուրի առավելությունները լավագույնս համատեղելու համար:

Ընդունած ազդանշանի մշակումը հանդիսանում է, թերևս, համակարգի ամենակարևոր մոդուլը, որը որոշումներ է կայացնում թիրախների առկայության մասին: Այս մոդուլի նախագծումը, որը հիմնականում կայանում է կեղծ թիրախների վերացնելու, թիրախների տեղայնացման և ուղեկցելու արդյունավետ ալգորիթմների մշակման մեջ, պահանջում է հատուկ խստապահանջություն մշակման սարքավորումները գերբեռնելուց խուսափելու և պահանջվող կեղծ տազնապի և

թիրախների բաց թողնման հավանականությունները ապահովելու համար: Կեղծ տազնապի և թիրախների բաց թողնման հավանականությունները հանդիսանում են ռադարի հուսալիության ցուցանիշները: Մոդուլացնող ազդանշանի տեսակը ընտրությունը կենտրոնական դեր է խաղում մշակման եղանակների կառուցման մեջ: Դրանց ճշտությունը և արագությունը կախված կլինեն օգտագործվող ազդանշանի տեսակից [107]: ԳՀՄ ազդանշանի օգտագործումը նման համակարգերում թույլ է տալիս միաժամանակ չափել թիրախի արագությունն ու հեռավորությունը: Սակայն բազմակի թիրախներից ինֆորմացիան մշակելու համար օգտագործվում են կեղծ թիրախների ֆիլտրման ալգորիթմեր: Այդ ալգորիթմները են հաշվողական տեսանկյունից ծանր են, և չափումների ճշգրտությունը բարձրացնելու համար պահանջում են ազդանշանների մշակման թանկարժեք սարքավորումների օգտագործում: Երեքպարբերային համակցված ազդանշանի օգտագործումը, որը բաղկացած է երկու հաջորդական ԳՀՄ հատվածներից և մեկ հատված դոպլերյան մոնոխրոմատիկ ազդանշանից, թույլ է տալիս պարզ ալգորիթմների օգտագործման հետ միաժամանակ բարելավել համակարգի հուսալիությունը:

Ինչպես գիտենք, մաքուր դոպլերյան անընդհատ ռադարը միայն հնարավորություն է տալիս հայտնաբերել շարժվող թիրախները և չափել նրանց արագությունները: Լրացուցիչ ԳՀՄ-ի օգտագործումը թույլ է տալիս նաև ուղղակիորեն չափել թիրախի հեռանորությունը: Եռանկյուն մոդուլացնող ազդանշան օգտագործելով կարող ենք ստանալ ԳՀՄ ազդանշան հաջորդաբար աճող և նվազող հաճախություններով: Հաճախությունների արդյունաբար տեղաշարժի մեջ ներդրում ունեն ինչպես թիրախի հեռավորությունը, այնպես էլ շարժվող թիրախներից դոպլերյան շեղումը: Այդ ժամանակահատվածների ընթացքում հաճախության շեղումների չափումը ձևավորում է հաճախությունների զույգ յուրաքանչյուր թիրախի համար, որը և թույլ է տալիս հաշվարկել հեռավորությունը և արագությունը:

Սակայն, բազմակի թիրախների առկայությունը խնդիրը դարձնում է ավելի բարդ: Նույնիսկ իդեալական պայմաններում (խանգարիչ ազդանշանի բացակայության դեպքում) հաճախության աճի հատվածի ժամանակ ստանում ենք հաճախության մեկ հավաքածու՝ մեկական յուրաքանչյուր թիրախի համար: Այլ նմանատիպ

հաճախությունների կոմպլեկտ ստանում ենք հաճախության նվազեցնելու ժամանակահատվածում: Հաճախության գույգերի միջև համապատասխանությունը կլինի անհայտ: Արդյունքում N թիրախի համար կստանանք $N \times N$ չափանի մատրից արագության-հեռավորության գույգերի բոլոր հնարավոր արժեքների համար: Այս մատրիցոց միայն N գույգ արագություն-հեռավորություն արժեքներն են համապատասխանում իրական թիրախների, մնացածը կեղծ են:

Փոփոխական ժամանակահատվածներով ԳՀՄ մեթոդը [101,102] թույլ է տալիս լուծել այս խնդիրը և իդենտիֆիկացնել բազմաթիվ թիրախներ: Փոփոխական ժամանակահատվածների ԳՀՄ-ի օգտագործումը թույլ է տալիս կանխել կեղծ թիրախների հայտնաբերումը: Մեկի փոխարեն երկու տարբեր տևողություններով եռանկյունների օգտագործումը թույլ է տալիս ստանալ երկու մատրից արագություն-հեռավորություն գույգերի համար: Ինչպես առաջին եռանկյան դեպքում, երկրորդ մատրիցը կազմված կլինի իրական և կեղծ թիրախներից: Սակայն իրական թիրախները, որոնց արժեքները կախված չեն եռանկյունների տևողություններից, ներկա կլինեն երկու մատրիցներում, իսկ կեղծ թիրախների արժեքները կփոփոխվեն եռանկյունների տևողությունների փոփոխման հետ և երկու մատրիցներում կլինեն տարբեր: Օգտագործելով այս տարբերությունը, դուք կարող ենք ջնջել կեղծ թիրախները և բացահայտել իրականները:

Խիստ մաթեմատիկորեն, երկու մատրիցներում իրական թիրախների ներկայության բացահայտումը նկարագրվում է համապատասխան գույգ արժեքների հավասարությամբ: Սակայն, չափումների վերջավոր ճշգրտությունների և խանգարիչ ազդանշանների պատճառով հավասարության նշանը կարող է հանգեցնել թիրախների բաց թողնման գրեթե բացարձակ հավանականության: Լուծումը կայանում է համեմատությունների վերջավոր ճշգրտության օգտագործելու մեջ: Կոպիտ ճշտության դեպքում կարող են ներթափանցել շատ կեղծ թիրախներ, դրանով իսկ մեծացնելով համակարգի կեղծ տագնապի հավանականությունը: Հակառակ դեպքում իրական թիրախները կարող են զտվել, ինչը կհանգեցնի թիրախների բաց թողնման հավանականության աճի:

Կեղծ տազնապի հավանականությունը նվազեցնելու և միաժամանակ թիրախների բաց թողնման հավանականությունը չբարձրացնելու համար, կարելի է կիրառել ազդանշանների մշակման լրացուցիչ ալգորիթմներ: Սա կհանգեցնի ալգորիթմների բարդացման և կպահանջի ազդանշանների մշակման ավելի հզոր և թանկ սարքեր, ինչը վերջնական արդյունքում կհանգեցնի համակարգի ինքնարժեքի մեծացման: Այս խնդիրը կարելի է լուծել բաժանելով ազդանշանների մշակումը երկու հաջորդական փուլերի՝ թիրախների տեղայնացման ու արդյունքների ստուգման: Առաջարկվող եղանակը օգտագործում է երեք ժամանակահատվածներով համակցված մոդուլացնող ազդանշան՝ երկուսը ԳՀՄ մոդուլացիայով և մեկը՝ մաքուր դոպլերյան [108]: Մոդուլացնող ազդանշանի ժամանակային տեսքը ցուցադրված է Նկ.3.2.8-ում:

ԳՀՄ ազդանշանի առաջին երկու ժամանակահատվածները օգտագործվում են բազմակի թիրախների հայտնաբերման ալգորիթմի կիրառման համար, իսկ երրորդը՝ արդյունքները ստուգելու: Ստուգման լրացուցիչ գործիքով համադրման ճշգրտությունը կարելի է ընտրել ավելի կոպիտ, դրանով իսկ ապահովելով թիրախների բաց թողնման ցանկալի մակարդակ: Արդյունքում կստանանք կեղծ թիրախների գտում «առաջին մոտավորությամբ»: Մաքուր դոպլերյան ազդանշանի հատվածը կտա թիրախների արագությունները: Ստացած արդյունքների հետ համեմատության օգնությամբ կարող ենք գտնել և քննարկումից հանել կեղծ արագություններով թիրախները: Այսպիսով, մաքուր դոպլերյան հատվածը հանդիսանում է ստացված թիրախների վալիդատոր: Այն ավելի հեշտ է մշակել, և ստացված արդյունքները ավելի ճշգրիտ են ԳՀՄ ազդանշանի համեմատ:

Մոդուլացնող ազդանշանի այսպիսի կառուցումը օգտագործվում է նաև հայտնաբերման ռեժիմում համակարգի հուսալիությունը բարելավելու համար: Այսպես, հայտնաբերման ռեժիմում, որը զբաղեցնում է համակարգի աշխատանքային ժամանակի մեծ մասը, ռադարը կատարում է տարածական փնտրում: Այս ռեժիմում համակարգի նպատակն է շարժվող թիրախների առկայության մասին նախազգուշացումը, սակայն չի պահանջվում կատարել նրանց լոկալիզացիա: Մաքուր դոպլերյան ազդանշան օգտվելիս տվյալների մշակման ալգորիթմը զգալիորեն պարզեմում է, իսկ սա իր հերթին հանգեցնում է ավելի ճշգրիտ չափումների

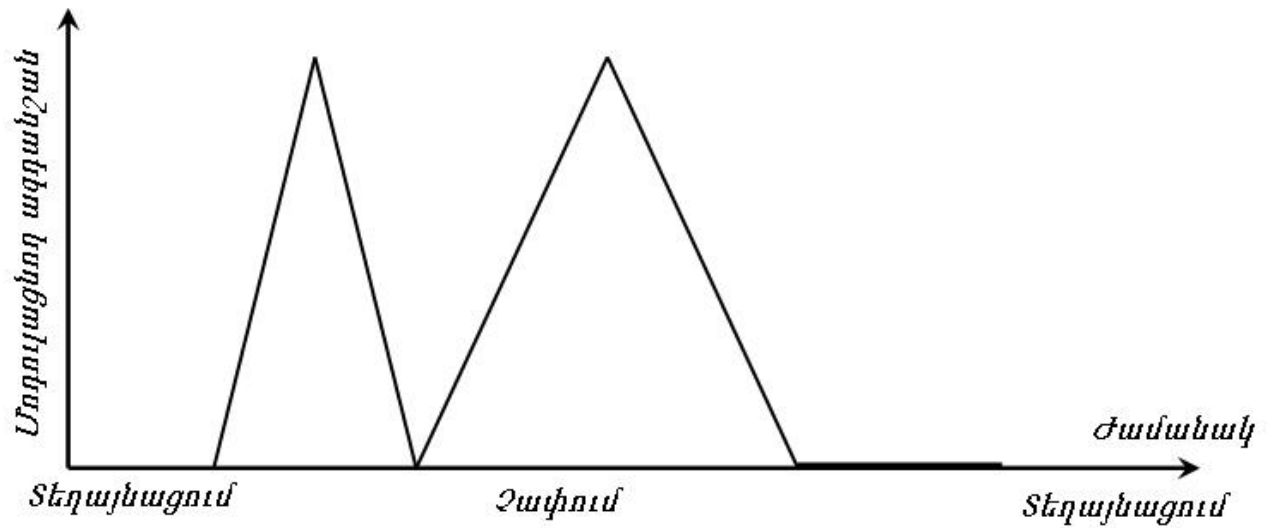
հնարավորության, ինչը հատկապես կարևոր է հայտնաբերման ռեժիմում: Թիրախի հայտնաբերման ժամանակ սկսում է աշխատել տեղայնացման ալգորիթմը, օգտագործելով ԳՀՄ ժամանակահատվածներում չափումներ:

Ջուտ դոպլերյան ազդանշանի օգտագործումը մեծացնում է չափումների ճշտությունը հայտնաբերման ռեժիմում և լավացնում է կեղծ թիրախների գտումը տեղայնացման ռեժիմում: Ալգորիթմի նման կառուցվածքը թույլ է տալիս նվազեցնել ՌԼԿ-ի կեղծ տագնապի հավանականությունը: Այս ալգորիթմը իրականացվել և փորձարկվել է անընդհատ գործողության ռադարում, որը թույլ է տալիս հայտնաբերել թիրախներ մինչև 5կմ հեռավորության վրա և արագությունների 3-ից մինչև 90կմ/ժ տիրույթում:

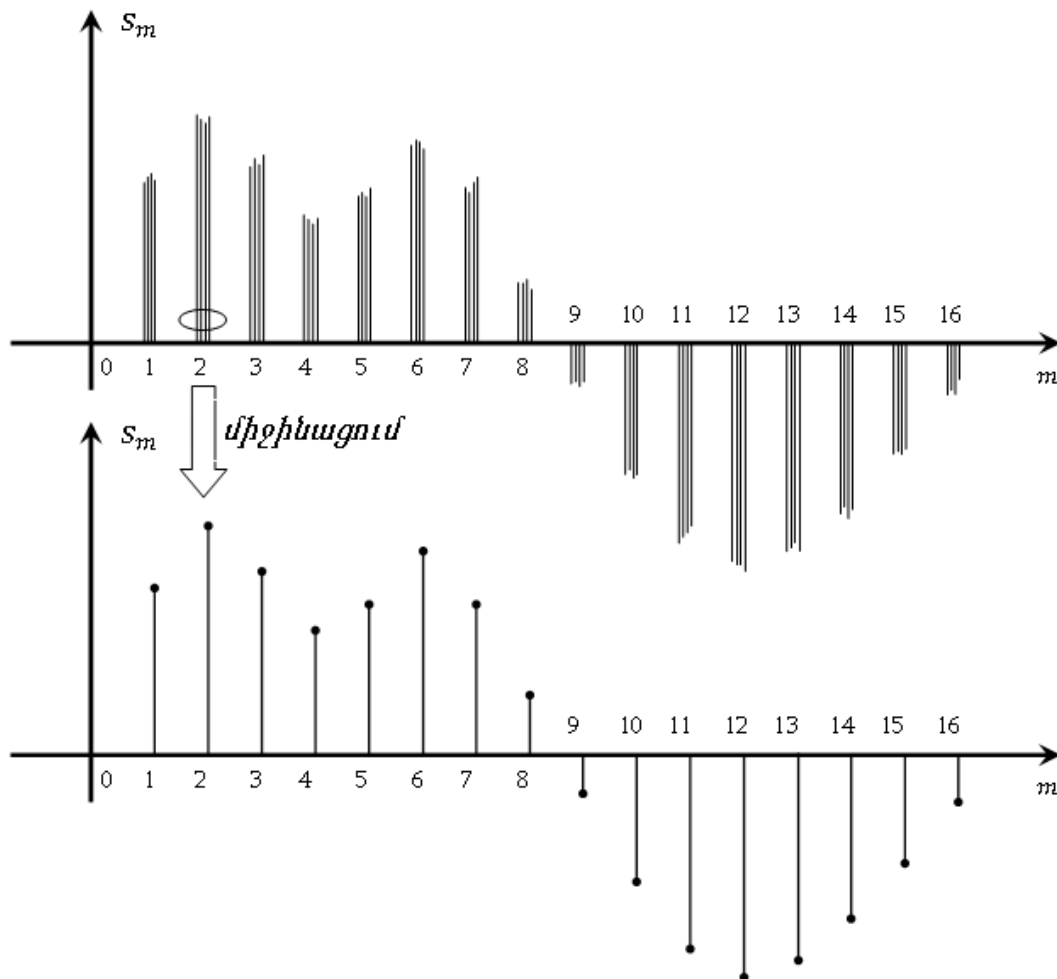
Հետագայում նախատեսվում է բարձրացնել մոդուլացնող ազդանշանի փոփոխման արագությունը: Թիրախի հեռավորությամբ պայմանավորված հաճախային տեղաշարժը զգալիորեն կգերակշռի դոպլերյանին: Սպեկտրի հաճախային բաղադրիչները կսկսեն խմբավորվել կլաստերների մեջ ըստ թիրախների հեռավորությունների, և զուտ դոպլերյան հատվածի օգնությամբ կարելի է կիրառել կեղծ թիրախների նախնական գտում: Բազմակի թիրախների հայտնաբերման ալգորիթմը կարելի է կիրառվել նոսրացած կլաստերների նկատմամբ առանձին-առանձին, որը կհանգեցնի մատրիցների չափերի նվազման և ալգորիթմի արագացման, որը հաշվողական բարդությունը աճում է մատրիցների չափից կախված քառակուսային օրենքով:

3.2.3. Ազդանշան/աղմուկ հարաբերության բարելավումը չափված ազդանշանի միջինացման եղանակով

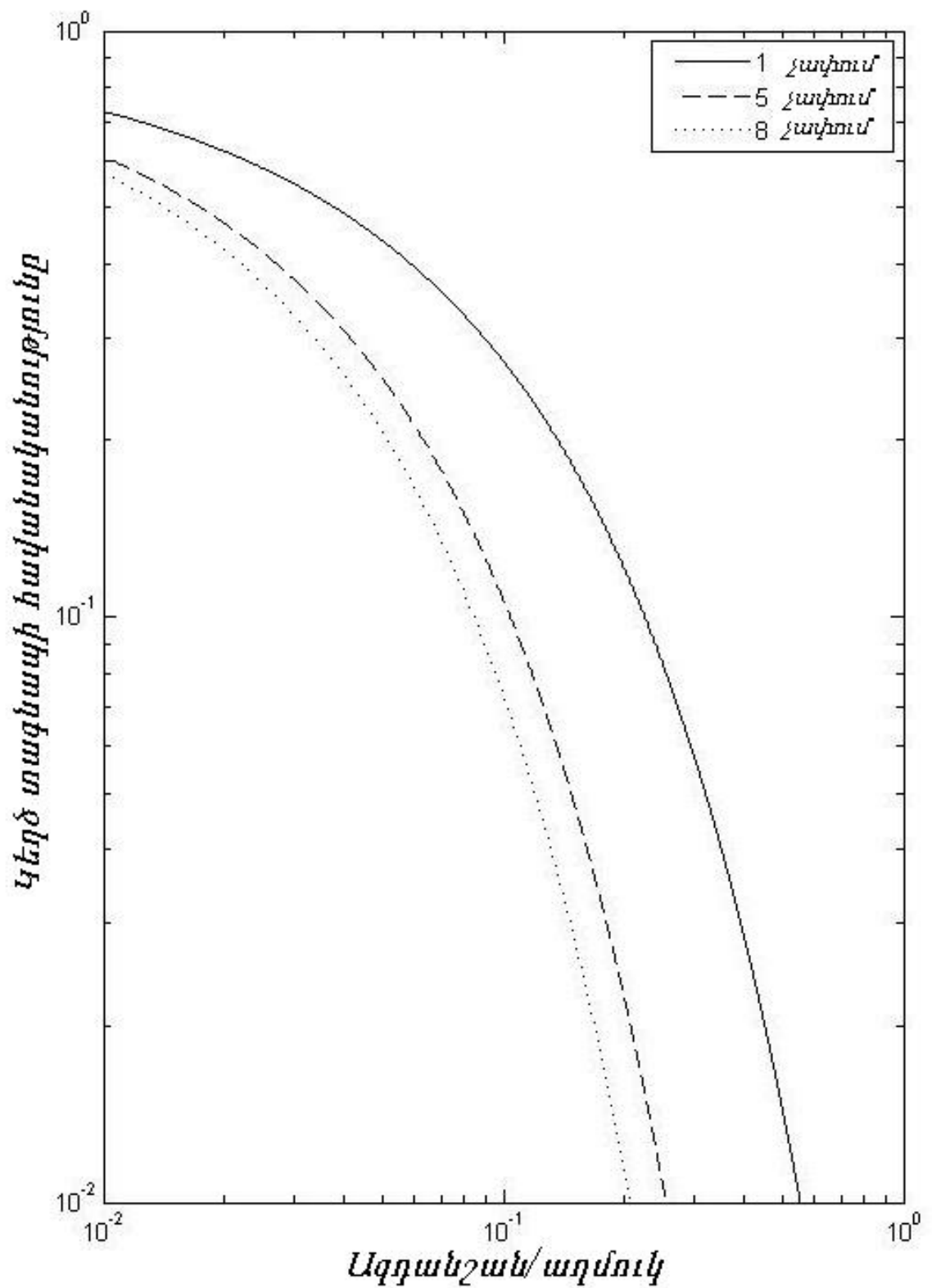
Հարկավոր է նշել, որ ի հավելումն աղմուկի դեմ պայքարի վերը նշված մեթոդների, ՌԼԿ-ում օգտագործվում են որոշ լրացուցիչ միջոցառումներ ուղղված ի վերջո համակարգի հայտնաբերման ներուժի բարելավմանը: Օրինակ, կարող են կիրառվել բազմակի չափումներով միջինացման տարբեր մեթոդներ (Նկ.3.2.9), ինչը թույլ է տալիս նվազեցնել համակարգի կեղծ տագնապի հավանականությունը և ավելի 5 անգամ (Նկ.3.2.10): Բացի այդ, չափելով անդրադարձած ազդանշանը շարժիչի պարբերաբար հանգստի վիճակների ընթացքում, կարելի է հասնել շարժիչի կողմից ներմուծած աղմուկի արժեքների մակարդակի զգալի նվազման:



Նկ.3.2.8. Չափում/տեղայնացում ալգորիթմի հաջորդական իրականացումը



Նկ.3.2.9. Միջինացման ալգորիթմի կիրառմամբ համակարգի ազդանշան/աղմուկ հարաբերության մեծացումը



Նկ.3.2.10. Կեղծ տազնապի հավանականության կախվածությունը ազդանշան աղմուկ հարաբերությունից միջինացման տարբեր քանակների համար

3.2.4. Վիտերբիի դեկոդեր

Ժամանակակից ռադիոլուկացիոն համակարգերը իրենցից ներկայացնում են բարդ ռադիոհաշվիչ սարքեր, որոնցում ծրագրային մոդուլները ներդրված են ռադիոընդունման և ավիքի ձևավորման արդեն սկզբնական փուլերում: Համապատասխանաբար, հոսքը այս համակարգերում որոշվում է ինչպես համակարգին ներկայացված տակտիկական պահանջներով, այնպես էլ նրա տեխնիկական բնութագրերով: Ռադիոլուկացիոն համակարգերի լուծող հատկության և ճշտության նկատմամբ պահանջները, ինչպես նաև բազմակի թիրախներին հետևելը և համապատասխան հուսալիությունն ու հավաստիությունը ապահովելու անհրաժեշտությունը արդիական է դարձնում հենց համակարգի ներսում թվային կապուլիների նախագծման առանձնակի մանրակրկիտորեն դիտարկումը:

Ստանդարտ հաղորդակցման պրոտոկոլների կիրառումը միայն մասնակիորեն է լուծում տվյալ խնդիրը՝ հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ զգալի խանգարումների առկայության դեպքում անհրաժեշտ փոխանակման ժամանակը կարող է էականորեն աճել: Տվյալների աղմկակայուն և միևնույն ժամանակ արդյունավետ փոխանցման առավել համապատասխան եղանակ է հանդիսանում փաթույթային կոդավորման օգտագործումը: Սույն հատվածը նվիրված է ռադիոլուկացիոն համակարգերի համար մասնագիտացված փաթույթային դեկոդերի մշակմանն ու հետազոտմանը:

Այս աշխատանքում առաջարկվում է էֆեկտիվ ալգորիթմ փաթույթային դեկոդերի համար, որն աշխատում է որոշում կայացնելու փափուկ ռեժիմում ($1/2$, $K=7$, որոշում կայացնելու Յբիթ) FPGA Virtex-II-ի մեջ [109]: Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ կտրման բուֆերի երկարության կրկնակի մեծացումը չնայած հանգեցնում է ազդանշան/աղմուկ հարաբերության 2դБ -ով լավացմանը, կարող է էականորեն մեծացնել հաշվարկի ժամանակը, որը էքսպոնենցիալ կախվածություն ունի կտրման բուֆերի երկարությունից: $K=7$ օպտիմալ երկարության համար ստացվում է 14 Մբ/վ առավելագույն թողունակությունը:

Մոդուլացիայի ավանդական թվային մեթոդներ օգտագործող ժամանակակից հեռահաղորդակցության սարքավորումները լայնորեն կիրառվում են կապուղային

կողավորման եղանակներ, որոնք թույլ են տալիս բարելավել ընդունած սիմվոլների արժանահավատությունը: Մասնավորապես օգտագործում են փաթույթային կողավորման տարբեր մեթոդներ, որոնցից այժմ առավել լայնորեն կիրառություն են քսնում Վիտերբիի ալգորիթմով ապակողավորումը: Բջջային ցանցերի կատարողականության և թողունակության նկատմամբ ավելացող պահանջները պայմանավորում են կապուղային կողավորում իրականացնող համեմատաբար էժան և, միևնույն ժամանակ, արդյունավետ ապարատային միջոցների ստեղծման անհրաժեշտությունը, որը թույլ է տալիս ինտեգրել նրանց բջջային (շարժական) կապի սարքավորումների մեջ: Շարժական ապարատային միջոցների նկատմամբ կոնկրետ պահանջները իրենց հերթին որոշում են ծրագրային ապահովման նկատմամբ բարձր պահանջները [110-112], որը, ըստ էության, հանդիսանում է նրանց անբաժանելի մասը:

Այս ալգորիթմը գրված է ծրագրավորվող դարպասային մատրիցի համար, որի ռեսուրսների խիստ սահմանափակումներն էլ որոշել են ալգորիթմի կառուցվածքը: Ալգորիթմը իրականացվել է LabVIEW համակարգի համար FPGA մոդուլի միջոցներով: Ինչպես գիտեք, Վիտերբիի 7-բիթանոց կողավորման ժամանակ ($K=7$ և $1/2$ կողավորման աստիճանով) կարող է օգտագործվել 171×133 սխեման (ութական գրում): Դեկոդավորիչը, համապատասխանաբար, ունի $K-1=6$ մուտքային ռեգիստր, այնպես որ նրա հնարավոր վիճակների թիվը հավասար է $2(K-1)=64$: Մուտքին ազդանշանային բիթի ընկնելիս կոդավորիչը կարող է անցնել միայն երկու հնարավոր վիճակներից մեկին՝ ելքին տալով 2 ազդանշանային բիթեր: Համապատասխանաբար, կոդավորիչը իր ցանկացած վիճակին կարող է անցնել միայն երկու նախորդ վիճակներից՝ կախված ազդանշանային բիթի արժեքից:

Դեկոդավորման փափուկ սխեմայի դեպքում դեկոդերի մուտքին ազդանշանները տրվում են 3-բիթանոց ազդանշանի տեսքով՝ արժեքներով սկսած -4 -ից («1» ազդանշան) մինչև $+3$ («0» ազդանշան): Էվկլիդյան հեռավորությունը հաշվարկելու համար, համապատասխան յուրաքանչյուր հնարավոր անցման տրված վիճակից հաջորդին հաշվի առնելով ստացված ազդանշանների գույգը, վերջիններս գումարվում են նշաններով, որոնք վերցվում յուրաքանչյուր վիճակի համար նախապես կազմված աղյուսակից: Դեկոդերի կամայական վիճակի անցումը հնարավոր է միայն մյուս երկու

վիճակներից: Այս երկու անցումների համար հաշվարկվում է Էվկլիդյան հեռավորությունը, ստացված ազդանշանը հաշվի առնելով: Էվկլիդյան վիճակների արժեքները գումարվում են երկու համապատասխան ուղիների մետրիկաներին, որոնք հանգեցնում են տվյալ վիճակին, որոնցից ընտրվում է հենց այն մեկը, որի համար մետրիկայի արժեքը ավելի մեծ է: Մետրիկաների հավասար արժեքների դեպքում ճանապարհը ընտրվում է պատահականորեն:

Արդյունավետությունը բարձրացնելու և արագագործությունը մեծացնելու նպատակով բոլոր հաշվարկները հնարավորության դեպքում զուգահեռացվել են, ինչպես օրինակ 64 հնարավոր ուղիներից յուրաքանչյուրի համար մետրիկաների հաշվարկը: Այդ դեպքում վերանում է նաև սիմվոլների աղյուսակի օգտագործման անհրաժեշտությունը, որն օգտագործվում է Էվկլիդյան հեռավորությունների հաշվարկի ժամանակ՝ նրանց նշանները են մուտքագրվում են ալգորիթմի համապատասխան ճյուղեր, յուրաքանչյուր հնարավոր ճանապարհի համար:

Քանի որ դեկոդերի յուրաքանչյուր հնարավոր վիճակների անցման ճանապարհի գրանցումը իրենից ներկայացնում է զրոների և մեկերի հաջորդականություն, առաջարկվել է ալգորիթմում բիթերի մասիվ օգտագործելու փոխարեն յուրաքանչյուր ուղի ներկայացնել ամբողջ թվի տեսքով: Այդ հաջորդականությանը զրո կամ մեկ ավելացնելու համար բավական է միայն ուղին ներկայացնող թիվը կրկնապատկել (0 ավելացնելիս) կամ ավելացնել 1 կրկնապատկված թվին (1 ավելացնելիս) տեղաշարժի տրամաբանական ֆունկցիան իրագործելով: Որպեսզի կրկնապատկումը հնարավոր լինի դեկոդերի աշխատանքի հենց սկզբից, անհրաժեշտ է բոլոր ուղիների արժեքը ի սկզբանե ամրագրել հավասար 1 -ի (այսինքն՝ ներմուծել «ոչ աշխատանքային» բիթ): Այս բիթը առկա է բոլոր հետագա գործողություններում, բայց հաշվի չի առնվում:

Ուղիների գրանցումը, ըստ էության, իրենից ներկայացնում է դեկոդերի ցանցային դիագրամը: Դիագրամի երկարությունը որոշվում է բիթերի թվով, որոնցով կարելի է ներկայացնել ուղիների գրանցումները պահող ամբողջ թվեր: Ազդանշանի ընդունման ընթացքում այսպիսի թվերից որևէ մեկի օգնությամբ ստուգվում է չի հասնի արդյոք ցանցի երկարությունը տրված սահմանային թվին՝ $N_i \leq 2^n$, որտեղ N_i -ն i -րդ ուղղու ամբողջ թիվով ներկայացումն է, իսկ n -ը՝ ցանցի սահմանային երկարությունը: (2^n -ը

երկուական ներկայացումամբ իրենից ներկայացնում է մեկ n հատ զրոներով: Քանի որ ուղիների գրանցումները իրականացվում են սկզբնական տրված մեկին բիթերի ավելացմամբ, ապա նրանից հետո կամայական 0 -ի և 1 -ի հաջորդականության համար N_i -ն մեծ կամ հավասար կլինի 2^n -ից, երբ բիթերի թիվը հավասար լինի n -ի):

Եթե ցանցի երկարությունը ավելի փոքր է տրված արժեքից, ապա բոլոր ուղիների մետրիկաները և ուղիները ներկայացնող ամբողջ թվերը փոխանցվում են դեկոդերի սկզբին (մուտքին) հաջորդ ազդանշանը ստանալու համար:

Հակառակ դեպքում, երբ ցանցի երկարությունը հասնում է սահմանային արժեքին, ապա ուղիները ներկայացնող բոլոր թվերը համեմատվում են 2^{n-1} թվի հետ՝ օգտագործելով բուլյան «ԵՎ» ֆունկցիան: Այս ֆունկցիայի կիրառումը թույլ է տալիս պարզել ուղին ներկայացնող թվերի մոտ ձախից երկրորդ (աջից n -րդ դիրքում) կանգնած բիթի արժեք (0 կամ 1): Այս բիթը թվերից յուրաքանչյուրում «ամենահինն» է վանդակավոր դիագրամ կազմող զրոների և մեկերի շղթայում, քանի որ նրանից ձախ կանգնած է մեր կողմից ներմուծված ինիցիալիզացիոն մեկը («ոչ աշխատանքային բիթը»): Դիագրամից, ուղիները ներկայացնող թվերից նրանց բացառելու համար հանվում է 2^n (Նկ.3.2.11): Բոլոր հանման գործողությունների մնացորդը իրենից ներկայացնում է կտրված վանդակային դիագրամ, որը թվերի տեսքով փոխանցվում է դեկոդերի սկզբին (մուտքին) հաջորդ ազդանշանը ստանալու համար: Հենց կարդացած բիթերից էլ մետրիկայի առավելագույն արժեքով ընտրվում է համապատասխան բիթը և դրա արժեքը փոխանցվում է դեկոդերի ելքին որպես ընդունված ազդանշան:

Մետրիկայի արժեքի սահմանափակման և ռեգիստրների գերլցվելը կանխելու համար յուրաքանչյուր ցիկլում բոլոր մետրիկաների արժեքներից հանվում է դեկոդերի վիճակներից մեկի մետրիկայի արժեքը, որ բոլոր մետրիկաների միջին արժեքները զրոյի մոտ:

Ոչ աշխատանքային բիթ

$$1\mathbf{1}0010011010 - 10000000000 = 100010011010$$

$$1\mathbf{0}0010011010 - 10000000000 = 10010011010$$

Կարդացվող բիթ

Նկ.3.2.11. «Հին» բիթի վերացումը

$$1 + 101000 (40) \rightarrow 110100 (52)$$

$$1 + 101001 (41) \rightarrow 110100 (52)$$

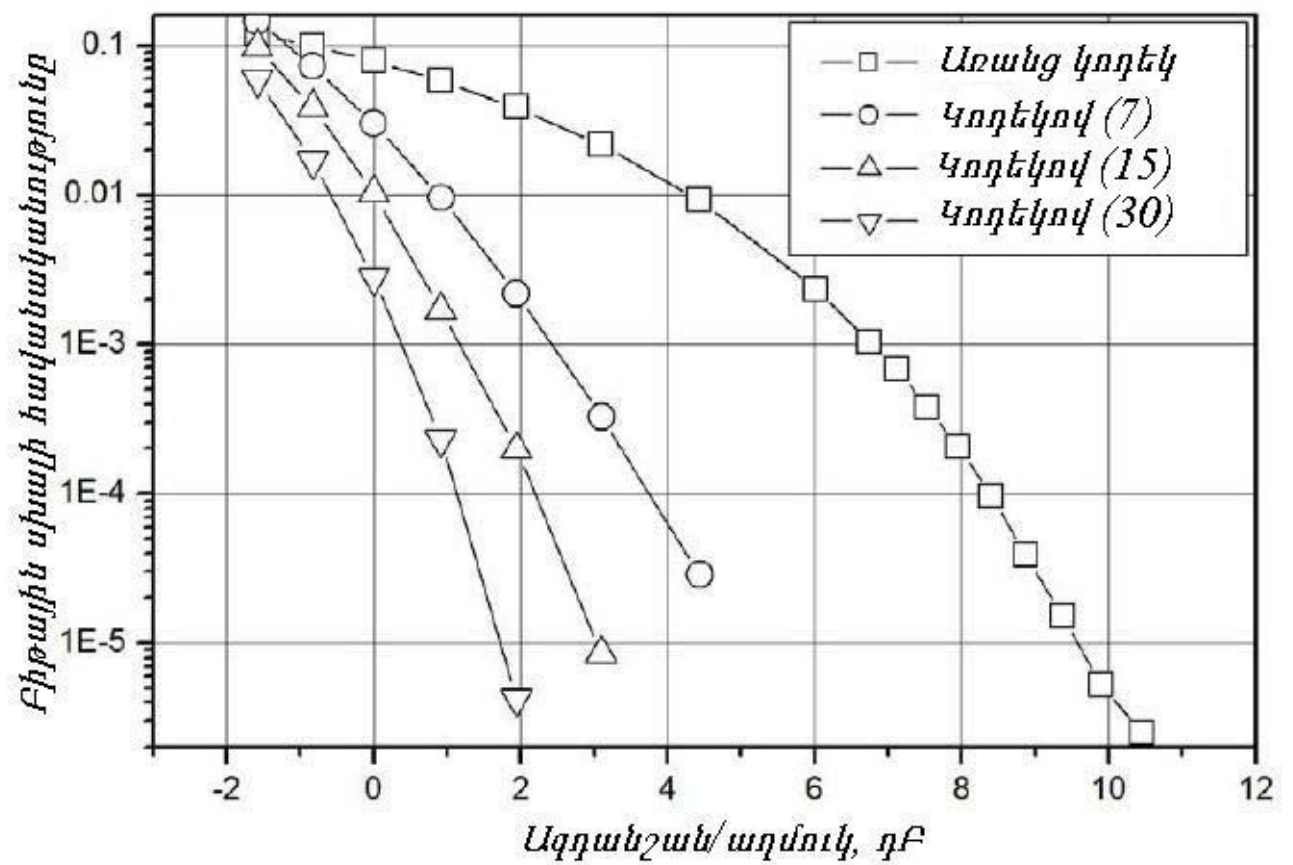
$$0 + 101000 (40) \rightarrow 010100 (20)$$

$$0 + 101001 (41) \rightarrow 010100 (20)$$

Նկ.3.2.12. Ռեգիստրի վիճակի փոփոխությունը «0» կամ «1» ազդանշանային բիթ ընդունելիս: Փակագծերում տրված են ռեգիստրների վիճակների տասնական համարժեքները

Վանդակավոր դիագրամի տարբեր ուղիների մետրիկաների արժեքների և ուղիները ներկայացնող թվերի արժեքների հաջորդ իտերացիային անցման դեպքում պետք է հաշվի առնել նրանց համապատասխանությունը կոդերի ռեգիստրների արդեն գոյություն ունեցող վիճակներին: Ինչպես նշվեց վերևում, կոդերի ցանկացած վիճակի կարելի է անցնել միայն նախորդ երկու վիճակներից՝ կախված մուտքային բիթի կոնկրետ արժեքից: Կոդերի ռեգիստրների վիճակը որոշվում են 6 բիթերով (թվով 64 վիճակներ): Մուտքային բիթը գրվում է այս ներկայացման սկզբից (ձախից) և ամենաաջ բիթը հեռացվում է: Այստեղից հետևում է, որ «0» բիթ ստանալիս կոդերը տվյալ i -րդ վիճակին անցնում է $2i$ կամ $2i + 1$ վիճակներից ($0 \leq i \leq 31$ վիճակների համար), իսկ «1» բիթ ստանալիս կոդերը տվյալ i -րդ վիճակին անցնում է $2(i - 32)$ կամ $2(i - 32) + 1$ վիճակներից ($32 \leq i \leq 63$ վիճակների համար) (Նկ.3.2.12): Վերջին արտահայտությունները, ըստ էության, հանդիսանում են այն կանոնները, որոնցով մետրիկաների արժեքները և ուղիների գրանցումները փոխանցվում են դեկոդեր իտերացիայի մեկ ցիկլից հաջորդին:

Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ կտրման բուֆերի երկարության կրկնակի մեծացումը չնայած հանգեցնում է ազդանշան/աղմուկ հարաբերության 2դԲ-ով լավացմանը, կարող է էականորեն մեծացնել հաշվարկի ժամանակը, որը էքսպոնենցիալ կախվածություն ունի կտրման բուֆերի երկարությունից: Նկ.3.2.13-ում ցույց են տրված բիթային սխալի ինտենսիվության կախվածությունների գրաֆիկները բուֆերի կտրման տարբեր երկարություններից: $K=7$ օպտիմալ երկարության համար ստացվում է 14 Մբ/վ առավելագույն թողունակությունը:



Նկ.3.2.13. Բիթային սխալի հավանականությունը բուֆերի կտրման տարբեր երկարությունների դեպքում

ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Ուժեղ էքսպոնենցիալ տեղայնացմամբ բազիսի հիման վրա կառուցվել է ժամանակ-հաճախություն հարթության (ԺՀՀ) վրա ազդանշանների ներկայացման և մշակման եղանակ: Առաջարկվող եղանակը պարզ է իրագործման համար և չի պահանջում ավելորդ հաշվողական ռեսուրսներ:
2. Այս եղանակի միջոցով կատարվում են ազդանշանների ասիմպտոտիկորեն ճշգրիտ վերլուծություն և վերականգնում: Բազիսի էքսպոնենցիալ տեղայնացման հատկության շնորհիվ ազդանշանների մշակման ժամանակ լրացուցիչ պատուհանային ֆունկցիաներ չեն օգտագործվում, ինչը բարձրացնում է ազդանշանների մշակման ճշտությունները: Պատուհանային ֆունկցիան բնականորեն նստած է ձևափոխության մեջ:
3. Կառուցվել է ԺՀՀ վրա առաջարկվող եղանակի միջոցով ազդանշանների վերլուծության գրաֆիկական պատկերում: Ստացված պատկերները ցուցադրում են վերլուծության գործակիցները և պատկերացում են տալիս ազդանշանների հատկությունների և ժամանակ-հաճախություն տեղայնացման մասին:
4. Առաջարկվող վերլուծությունը կիրառվել է ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման և թիրախի հեռավորության ու արագության որոշման համար: Թիրախի ռադիոլոկացիոն պարամետրերը որոշվում են ավելի ճշգրիտ և մեկ գործողության միջոցով:
5. Նախագծվել, կառուցվել և փորձարկվել է բազմակի թիրախների հայտնաբերման ռեժիմում գործող մոտիկ տիրույթի գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլոկացիոն կայան (ՌԼԿ):
6. Գեներատորների փուլային աղմուկների և ընդհանուր համակարգի ազդանշան/աղմուկ հարաբերության վրա նրանց ազդեցության տեսական գնահատականները թույլ են տալիս պնդել, որ ժամանակակից գեներատորների կիրառմամբ կառուցված ՌԼԿ-ներում փուլային աղմուկների ազդեցությունը կարելի է արհամարհել:
7. ԱԳ ՌԼԿ-ում ԳՀՄ և մաքուր դոպլերյան պարբերություններով համակցված ազդանշանի օգտագործմամբ կատարվում է կեղծ թիրախների նախնական գտում,

որը թույլ է տալիս կիրառել մշակման ավելի պարզ եղանակներ և խնայել համակարգի ռեսուրսները:

8. ԱԳ ՌԼԿ-ում շրջակա միջավայրից անդրադարձած հզորության ճնշման եղանակի կիրառումը գործող ՌԼԿ-ում հանգեցրել է հայտնաբերված կեղծ թիրախների քանակի նվազման:
9. Ընդունած ռադիոլոկացիոն ազդանշանի մկատմամբ միջինացման եղանակի կիրառումը մեծացնում է ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունը և հանգեցնում համակարգի հուսալիության բարձրացման:
10. Որոշումներ կայացնելու փափուկ ռեժիմում աշխատող փաթույթային դեկոդերի դեպքում կտրման բուժերի $K=7$ օպտիմալ երկարության համար

Հեղինակը անկեղծ շնորհակալություն է հայտնում ատենախոսության ղեկավար Տ.Վ. Զաքարյանին, Ա.Ա. Հախումյանին և Գ.Տ. Ավանեսյանին օգտակար և արժեքավոր քննարկումների համար, ինչպես նաև Ազդանշանների թվային մշակման և ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիաների անձնակազմներին համատեղ գիտական սեմինարներում քննարկումների համար:

ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ

ԺՀՀ	Ժամանակ-հաճախություն հարթություն
ՌԼԿ	ռադիոլոկացիոն կայան
ԱԳ	անընդհատ գործողության
ՀՄ	հաճախային մոդուլացիա
ԳՀՄ	գծային հաճախային մոդուլացիա
ՖԱԶ	Ֆուրյեի արագ ձևափոխություն
ՄՔՇ	միջին քառակուսային շեղում

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. G. Braileanu, "Sampled Signal Reconstruction and Nyquist Frequency," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.13, no.5, Sep. 2006, pp.26-32
2. Y.C. Eldar and T. Michaeli, "Beyond bandlimited sampling," *IEEE Signal Processing Magazine*, 2009, 26, (3), pp. 48-68
3. P. Prandoni, M. Vetterli, "From Lagrange to Shannon... and Back: Another Look at Sampling," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.26, no.5, Sep. 2005, pp.138-144
4. K. Gröchenig, "Foundations of Time-Frequency Analysis" Birkhäuser, 2000, Boston, MA
5. S. Qian and D. Chen, "Joint analysis," *IEEE Signal Processing Magazine*, 1999, 16, (2), pp.52-67
6. V.C. Chen, "Joint Time-Frequency Analysis for Radar Signal and Image Processing," *Proc. of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2007. IGARSS 2007, 23-28 July, 2007, Barcelona, pp.5166-5169
7. H.N. Kritikos J.J.G. Teti, "Radar scattering: A time-frequency perspective," *SBMO/IEEE MTT-S International*, vol. 2, Natal, August 1997, pp. 483-487
8. A.I. Reuther J. Kepner "Rapid prototyping of radar algorithms," *IEEE Signal Processing Magazine*, 2009, 26, (6), pp. 158-162
9. P.J. Durka and K.J. Blinowska, "A united time-frequency parametrization of EEGs," *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, 2001, 20, (5), pp. 47-53
10. Y. Xu, S. Haykin and R.J. Racine, "Multiple window time-frequency distribution and coherence of EEG using Slepian sequences and Hermite functions," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1999, 46, (7), pp. 861-867
11. Y. Zhang and H. Zhang, "Doppler ultrasound spectral enhancement using the Gabor transform-based spectral subtraction," 2005, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 52, (10), pp. 1861-68
12. Y. Lu and J. Morris, "Gabor expansion for adaptive echo cancellation," 1999, *IEEE Signal Processing Magazine*, 1999, 16, (2), pp. 68-80

13. T. Werther, Y.C. Eldar and N.K. Subbanna, "Dual Gabor frames: Theory and computational aspects," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53, (11), pp. 4147-4158
14. P. Balazs, H.G. Feichtinger, M. Hampejs and G. Kracher, "Double preconditioning for Gabor frames," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54, (12), pp. 4597-4610
15. E. Matusiak, T. Michaeli and Y.C. Eldar, "Noninvertible Gabor transform," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58, (5), pp. 2597-2612
16. D. Rudoy, P. Basu, and P.J. Wolfe "Superposition frames for adaptive time-frequency analysis and fast reconstruction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58, (5), pp. 2581-96
17. Bölcskei, H.: "Orthogonal frequency division multiplexing based offset-QAM," in H.G. Feichtinger and T. Strohmer (Ed.), "Advances in Gabor Analysis," Birkhäuser, 2003, Boston, MA, pp. 321-52
18. J.-P. Antoine and F. Bagarello, "Localization properties and wavelet-like orthonormal bases for the lowest Landau level," in H.G. Feichtinger and T. Strohmer (Ed.), "Advances in Gabor Analysis" (Birkhäuser, 2003, Boston, MA), pp. 223-58
19. J. Zak, "The kq-representation in the dynamics of electrons in solids," in F.S.H. Ehrenreich and D. Turnbull (Ed.) "Solid State Physics," (Academic, 1972, 27, New York), pp. 1-62.
20. J. von-Neumann, "Mathematical Foundations of Quantum Mechanics" (Princeton University Press, 1955, Princeton)
21. D. Gabor, "Theory of communication," *J. IEE*, 1946, 93, (3), pp. 429-59
22. R. Balian, "Un principe d'incertitude fort en theorie du signal ou en mecanique quantique," *C. R. Acad. Sci., Paris*, 1981, 292, pp. 1357-62
23. F.E. Low, "Complete sets of wave packets" in "A Passion for Physics-Essay in Honour of Geoffrey Chew" (World Scientific, 1985, Singapore)
24. J. Zak, "Orthonormal sets of localized functions for a Landau level," *Journal of Mathematical Physics*, 1998, 39, (8), pp. 4195-4200
25. G.T. Avanesyan, "On exponential localization of magnetic Wannier functions," *J. Phys.: Condens. Matter*, 2004, 16, pp. 2357-69

26. G.T. Avanesyan, "On asymptotic approximations to entire functions," 2008, *J. Phys. A: Math. Theor.* 41, 285203(8pp), 2008
27. H.N. Kritikos and J.H. Cho, "Bargman transforms and phase space filters," *Prog. Electromagn. Res.*, 1997, 17, pp. 45-72
28. I. Daubechies, "Ten Lectures on Wavelets" (Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), 1992, Philadelphia, PA)
29. M. Skolnik, "Radar in the Twentieth Century," *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol.15, Oct.2000, pp.27-43.
30. K.M. Strohm, H.-L. Bloecher, R. Schneider, J. Wenger, "Development of Future Short Range Radar Technology," *European Radar Conference, EURAD-2005*, 6-7 Oct. 2005, Paris, pp.165-168
31. Martin Schneider, "Automotive Radar – Status and Trends," *Proc. of German Microwave Conference, GeMiC2005*, University of Ulm, Germany, 5-7 April, 2005, pp.144-147
32. Moon-Sik Lee, Yong-Hoon Kim, "An Efficient Multitarget Tracking Algorithm for Car Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Apr. 2003, vol.50, no.2, pp.397-399
33. F. Bekkadal, "Novel Radar Technology and Applications," *Proc. of 17th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom-2003)*. 1-3 October 2003, Dubrovnik, Croatia, pp.6-12.
34. H. J. Hansen, R. W. Lindop, D.Majstorovic, "Low-cost mm-wave Doppler/FMCW transceivers for ground surveillance applications," *Proceedings of SPIE*, vol.6035, 2006, pp.60350M
35. C.C. Duarte, B.P. Dorta Naranjo, A.A. Lopez, A.B. del Campo, "CWLFM Radar for Ship Detection and Identification," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.22, no.2, Feb. 2007, pp.22-26
36. A.G. Stove, "Linear FMCW Radar Techniques," *IEE Proceedings-F*, October 1992, vol.139, №5, pp.343-350.
37. Zhaolong Li, Ke Wu, "On the Leakage of FMCW Radar Front-End Receiver," *Proc. of Global Symposium on Millimeter Waves, GSSM 2008*, Nanjing, China, 21-24 April, 2008, pp. 127-130

38. J.B. Mead, and R.E. McIntosh, "Millimeter-Wave Polarimetric Radars," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 03, 1990, pp.391–450.
39. S. Costanzo, I. Venneri, G. Di Massa, and G. Amendola, "Hybrid Array Antenna For Broadband Millimeter-Wave Applications," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 83, 2008, pp.173–183.
40. M. Skolnik, "Role of Radar in Microwaves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.3, March 2002, pp.625-632
41. G.M. Brooker, "Understanding Millimetre Wave FMCW Radars," *Proc. of 1st International Conference on Sensing Technology*, Palmerston North, New Zealand, 21-23 November, 2005, pp.152-157
42. H.-J.Lam, J.Bornemann, "Ultra-Wideband Printed-Circuit Array Antenna for Medical Monitoring Applications," *Proc of IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2009. ICUWB 2009*, Vancouver, BC, 9-11 September, 2009, pp.506-510
43. K.-M.Chen, Y.Huang, J.Zhang, and A.Norman, "Microwave Life-Detection Systems for Searching Human Subjects Under Earthquake Rubble or Behind Barrier," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2000, vol.27, pp.105-114
44. O.Boric-Lubecke, V.M.Lubecke, A.Host-Madsen, D.Samardzija, and K.Cheung, "Doppler Radar Sensing of Multiple Subjects in Single and Multiple Antenna Systems," *Proc. of 7th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2005*, 28-30 September 2005, Serbia and Montenegro, vol.1, pp.7-11
45. D.Samardzija, O.Boric-Lubecke, A.Host-Madsen, V.M.Lubecke, T.Sizer II, A.D.Droitcour, G.T.A.Kovacs, "Applications of MIMO Techniques to Sensing of Cardiopulmonary Activity," *Proc. of International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005, IEEE/ACES*, 3-7 April, 2005, pp.618-621
46. D.Nguyen, S.Yamada, B.-K.Park, V.Lubecke, O.Boric-Lubecke, and A.Host-Madsen, "Noise Considerations for Remote Detection of Life Signs with Microwave Doppler Radar," *Proc. of 29th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, 23-26 August, 2007. Lyon, France, pp.1667-1670

47. D.C.W. Low, K.W. Chang, R. Lin, E.W. Lin, H. Wang, M. Biedenbender, G.S. Dow, and B.R. Allen, "A single-chip W-band transceiver with front-end switching receiver for FMCW radar applications," in *IEEE Microwave Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp. Dig.*, June 1995
48. K.W. Chang, H. Wang, G. Shreve, J.G. Harrison, M. Core, A. Paxton, M. Yu, C.H. Chen, and G.S. Dow, "Forward-looking automotive radar using a W-band single-chip transceiver," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, July 1995, pp. 1659–1668.
49. M. Vossiek, T.v. Kerssenbrock, and P. Heide, "Novel nonlinear FMCW radar for precise distance and velocity measurements," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1998, pp.511–514.
50. A.G. Stove, "Modern FMCW Radar – Techniques and Applications," *First European Radar Conference, EURAD*, 2004.
51. E.V. Appleton and M.A.F. Bame, "On Some Direct Evidence for Downward Atmospheric Reflection of Electric Rays," *Proc. Royal Soc. (A)*, vol.109, 1925, pp.621-41
52. G.G. Breit and M.A. Tuve, "A Test of the Existence of the Conducting Layer," *Phys. Rev.* vol.28, September 1926, pp.554-575
53. D.G. Luck, "FMCWRadar," 1946.
54. D.E. Banick, "FWCW Radar Signals and Digital Processing," *NOM Technical Report ERL 283-WPL 26*, 1973.
55. K.L. Fuller, "AVOID - Short Range High Definition Radar," *Wireless World*, March 1971, pp.110-13.
56. R.W. Lindop, "A Fast Fourier Transform Processor Using Shift Registers," in *Mullard Research Laboratories An. Rev.*, 1975, pp.42-45
57. H.D. Griffiths, "New Ideas in FM Radar," *Electronics & Commun. Eng. J.*, vol.2, no.5, October 1990, pp.85-194.
58. A.G. Stove, A.L. Hume, P.R. Williams and C.J. Baker, "Monostatic LPI Radar Architectures," in *Proc. NATO RTO Meeting on Passive and LPI (Low Probability of Intercept) Radio Frequency Sensors'*, Warsaw 2001.
59. D.G.C. Luck, "Frequency modulated radar" *McGraw-Hill*, 1949.

60. J.W. Cooley, and J.W. Tukey, "An Algorithm for the Machine Calculation of Fourier Series," *Math. Comput.*, 1965,19, pp.297-301
61. K.L. FULLER, "To See and Not Be Sean", *IEE Proc. F, Commun., Radar & Signal Process.*, 1990, 137, pp.1-10
62. M.A. Gonzalez, J. Grajal, A. Asensio, D. Madueno, L. Requejo, "A Detailed Study and Implementation of an RPC for LFM-CW Radar," *3rd European Radar Conference (EuRAD 2006)*, Manchester, 13-15 Sept., 2006, pp.327-330
63. Kaihui Lin, Yuanxun Ethan Wang, Cheng-Keng Pao, Yi-Chi Shih, "A Ka-Band FMCW Radar Front-End with Adaptive Leakage Cancellation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.54, no.12, Dec. 2006, pp.4041-4048
64. D. Marsh, "Radar Reflects Safer Highways," *EDN Europe*, March 2003, pp.21,22,24-28.
65. A.G. Stove and W. Chodynieski, "Radar Sensor for AICC," *in Proceedings of Autorech'93, Seminar 9*, 1993.
66. Y.D. Shirman, S.P. Leshchenko and V.M. Orlenko, "Advantages and Problems of Wideband Radar," *Proc. IEEE Int. Radar Conf Radar 2003*, 2003, pp.15-21.
67. B.O. As, "The PILOT, A Quiet Naval Tactical Radar," *in Proc. Radarcon 90*, Adelaide, 1990, pp.165-171, published by DSTO.
68. A.G. Stove, "Radar and ESM: The Current State of The LPI Battle," *in Proc. Electro-Magnetic Remote Sensing (EMRS) Defence Technology Centre (DTC) First Annual Technical Conference*, May 2004, paper A14.
69. M. Lax, "Classical noise. V. noise in self-sustained oscillators," *Phys. Rev.*, vol.CAS-160, 1967, pp.290-307.
70. R. Kubo, "A stochastic theory of line-shape and relaxation," *Fluctuation, Relaxation and Resonance in Magnetic Systems* (edited by D. Ter Haar), Oliver and Boyd, Edinburgh, 1962.
71. R. Kubo, "Stochastic Liouville equations," *Journal of Mathematical Physics*, vol.4, no.2, February 1963, pp.174-183.
72. R.L. Stratonovich, *Topics in the Theory of Random Noise*, vol.II, Gordon and Breach, 1967.

73. D. Ham and A. Hajimiri, "Virtual damping and Einstein relation in oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.38, no.3, March 2003, pp.407-418.
74. D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proc. IEEE*, vol.54, Feb. 1966, pp.329-330.
75. B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.31, no.3, pp.331-343, March 1996.
76. J.A. McNeill, "Jitter in ring oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.32, no.6, June 1997, pp.870-879.
77. W. A. Edson, "Noise in oscillators," *Proceedings of IRE*, vol.48, August 1960, pp.1454-1466.
78. Ma, H. H., X. H. Tang, F. Xiao, and X. J. Zhang, "Phase noise analysis and estimate of millimeter wave PLL frequency synthesizer," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol.26, no.2, Feb. 2005, pp.271-278.
79. Zhang, Y. H., Y. Fan, and Z. D. Wu, "Phase noise in millimeter wave phase-locked loop with mixer," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol.28, Mar. 2007, pp.299-304.
80. C.J. Grebenkemper, "Local oscillator phase noise and its effect on receiver performance," *WJ Tech. Notes 1981*, 1981, pp.1-13.
81. B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.31, no.3, 1996, pp.331-343.
82. R.S. Raven, "Requirements on master oscillators for coherent radar," *IEEE Proceedings*, vol.54, no.2, Feb. 1966, pp.237-243
83. Г.Аванесян, А.Мужикян, "Методы гильбертова пространства в теории сигналов," *Третье российско-армянское совещание по математической физике, комплексному анализу и смежным вопросам*, Цахкадзор, Армения, 4-8 октября, 2010, с.30-33
84. N. Levanon, E. Mozeson, "Radar Signals," *Wiley-IEEE Press*, 2004.
85. R. Calderbank, S. Howard, B. Moran, "Waveform Diversity in Radar Signal Processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.26, no.1, Jan. 2009, pp.32-41

86. C.R. Berger, B. Demissie, J. Heckenbach, P. Willett, Shengli Zhou, "Signal Processing for Passive Radar Using OFDM Waveforms," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol.4, no.1, Feb. 2010, pp.226-238
87. S. Sen, M. Hurtado, A. Nehorai, "Adaptive OFDM Radar for Detecting a Moving Target in Urban Scenarios," *Waveform Diversity and Design Conference*. 2009 International. 8-13 Feb. 2009. P. 268 – 272. Kissimmee. FL.
88. C.R. Berger, B. Demissie, J. Heckenbach, P. Willett, Shengli Zhou, "Signal Processing for Passive Radar Using OFDM Waveforms," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol.4, no.1, Feb. 2010, pp.226-238
89. M. Skolnik, "Radar Handbook," 3rd edition. *McGraw-Hill*. 2008.
90. Г.Аванесян, А.Ахумян, А.Мушикян, "Применение точного математического представления в частотно-временной плоскости к обработке сигналов доплеровской импульсной РЛС," *Электромагнитные волны и электронные системы*, т.16, №4, 2011, с.22-24
91. A.Hakhoumian, S.Martirosyan, A.Muzhikyan, V.Nikoghosyan, N.Poghosyan, T.Poghosyan, K.Rustamyan and T.Zakaryan, "Light-Weight Short-Range Ku-Band CW-LFM Radar," *Proc. of International Conference 'The Technique of Microwave and THz Waves and its Application in Biomedical and Radar Technologies and in Remote Sensing' (IRPhE'2010)*, Ashtarak-Aghveran, Armenia, 23-25 September, 2010, pp.87-90
92. A.Muzhikyan, A.Hakhoumian, S.Martirosyan, V.Nikoghosyan, N.Poghosyan, T.Poghosyan, K.Rustamyan, and T.Zakaryan, "Short-Range Ku-Band Hybrid-Mode CW-LFM Radar" *Proc. of 11-th International Radar Symposium (IRS-2010)*, Vilnius, Lithuania, 16-18 June, 2010, pp.478-481
93. I.V. Komarov, S.M. Smolskiy, "Fundamentals of Short-Range FM Radar," *Artech House*, 2003
94. P.D.L. Beasley, A.G. Stove, B.J. Reits, "Solving the Problems of a Single Antenna Frequency Modulated CW Radar," *IEEE International Radar Conference*, 1990, pp.391-395.

95. M.A. Gonzalez, Jesus Grajal, Alberto Asensio, Diego Madueno, Laureano Requejo, "A Detailed Study and Implementation of an RPC for LFM-CW Radar," *Proceedings of the 3rd European Radar Conference*, September 2006, Manchester, pp.327–330.
96. H.G. Booker, "Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials," *J. IEE*. 1946. P. 620–626.
97. A.A. Oliner, "The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide, Parts I and II," *IRE Trans. Antennas Propagat*, 1957, vol.AP-5, pp.4–20.
98. Th.H. Lee, A. Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, March 2000, vol.35. №3.
99. T. Wu, X.H. Tang and F. Xiao, "Research on the Coherent Phase Noise of Millimeter-Wave Doppler Radar," *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2008, vol.5, pp.23–34.
100. Wang Wenqin, Cai Jinsye, "Research on the Applications of Automotive Collision Warning Technologies," *AET'2004 Proceedings*, Beijing, May, 2004, pp.172- 176
101. W. Wang, "An Approach for Multiple Moving Targets Detection and Velocity Estimation," *Proc. of IEEE Conf. on Radar*, 24-27 April 2006, pp.749–753.
102. W. Wang, J. Cai, and Y. Yang, "A Novel Method to Identify Multi-target by Transformable Periods LFM Waveform," *Proc. of International Conference on Communications. Circuits and Systems*, 2005, vol.2, pp.744–747.
103. D.F. DeLong and E.M. Hofstetter, "On the Design of Optimum Radar Waveforms for Clutter Rejection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.13 no.3, 1967, pp.454–463.
104. D.F. DeLong and E.M. Hofstetter, "The Design of Clutter-Resistant Radar Waveforms with Limited Dynamic Range," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.15, no.3, 1969, pp.376–385.
105. K.M. Strohm, H.-L. Bloecher, R. Schneider, J. Wenger, "Development of Future Short Range Radar Technology," *European Radar Conference, EURAD-2005*, 6-7 Oct. 2005, Paris, pp.165-168

106. А.Ахумян, А.Айрапетян, Т.Закарян, Р.Мартirosян, С.Мартirosян А.Мужикян, В.Никогосян, Н.Погосян, Т.Погосян, К.Рустамян, “Малая РЛС Ku-диапазона с непрерывным ЛЧМ-сигналом,” *Электромагнитные волны и электронные системы*, т.16, №2, 2011, с.43-48
107. I. Bradari, G.T. Capraro, M.C. Wicks, and P. Zulch, “Signal Processing and Waveform Selection Strategies in Multistatic Radar Systems,” *Proc. of Waveform Diversity and Design Conference*, Pisa, Italy, June 2007, pp. 307–311.
108. А.Мужикян, “Локализация целей в радиолокационной станции постоянного действия с составным модулирующим сигналом,” *Известия НАН РА*, т.46, №4, 2011, с.273-277
109. A.Nakhomian, T.Zakaryan, A.Muzhikyan and V.Nikoghosyan, “Compact High Performance Algorithm for Convolutional Decoder,” *Transactions of IIAP of NAS of RA, Mathematical Problems of Computer Science*, vol.35, 2011, pp.137-139
110. M. Hosemann, R. Habendorf and G. Fettweis, “Hardware-Software Codesign of A 14.4mbit - 64 State Viterbi Decoder For An Application-Specific Digital Signal Processor,” *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*, 27-29 Aug. 2003 , pp. 45-50
111. M. Röder and R. Hamzaoui, “Fast Tree-Trellis List Viterbi Decoding,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.54, no.3, March 2006, pp.453-461
112. J.Campos, R.Cumplido, “A Runtime Reconfigurable Architecture for Viterbi Decoding,” *3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Sept. 2006, pp.1-4