

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱ
ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱՅԻ ԻՆՍՏԻՏՈՒՏ

Ավագյան Հովհաննես Ռուբենի

ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ԲԱՐԴ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՈՒՂՂԱԿԻ
ԹՎԱՅԻՆ ՍԻՆԹԵԶ ԵՎ ՄՇԱԿՈՒՄ

Ատենախոսություն

Ա.04.03 – Ռադիոֆիզիկա մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների
թեկնածուի գիտական աստիճանի հայցման համար

Գիտական ղեկավար

Ֆիզ.-մաթ. գիտ. թ. Ա. Ա. Հախումյան

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ 4

ԳԼՈՒԽ 1. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ 9

1.1. Փոքրածավալ ռադիոլոկացիոն համակարգերի տարատեսակները և նրանց նշանակությունը 9

1.1.1. Ռադիոլոկացիոն կայանների նշանակությունը 9

1.1.2. Ռադարների զարգացումն ու կիրառությունները: 10

1.1.3. Հիմնական ֆունկցիաները 12

1.1.4. Անընդհատ գործողության ռադարներ 13

1.1.5. ՀՄԱԳ ռադարներ, առավելություններ և թերություններ 14

1.2. ԳՀՄ ռադարները և նրանց էներգետիկ պոտենցիալը 19

1.2.1. Ռադարային հավասարման էությունը 19

1.2.2. Առավելագույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն 19

1.2.3. Նվազագույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն 21

1.2.4. Հայտնաբերման առավելագույն հեռավորություն 21

1.2.5. Ռադարային հավասարման ստացումը կլատերի առկայության պարագայում 22

1.2.6. Ռադարային ազդանշանների տիպերը 23

1.2.7. Կլատերի հայտնաբերման գործակից, էֆեկտիվ սպեկտրալ խտություն և հայտնաբերման հեռավորությունը կլատերի առկայության պարագայում 25

1.3. ԳՀՄ ազդանշանների ձևավորման եղանակները բազմանպատակային հայտնաբերման համար 28

1.4. Դյուրակիր ռադարային համակարգի կառուցվածքը և նախագծումը 33

1.4.1. Աշխատանքի սկզբունքը 33

1.4.2. Ալիքատարաձեղքային անտենային ցանց 37

1.4.3. Գեներատորների փուլային աղմուկների գնահատումը 40

1.4.4. Ուժեղարարների ընտրություն 43

| | |
|---|------------|
| ԳԼՈՒԽ 2. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ԹՎԱՑԻՆ ՄՇԱԿՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐ ԵՎ ԱԼԳՈՐԻԹՄՆԵՐ | 45 |
| 2.1. Թիրախների հայտնաբերում և մշակում..... | 45 |
| 2.1.1. Ազդանշանների մշակման անհրաժեշտությունը, թիրախներ և կլատեր | 45 |
| 2.1.2. Բազմակի թիրախների դետեկտում..... | 47 |
| 2.2. Շարժվող թիրախների ընտրություն | 50 |
| 2.2.1. Տեղային օբյեկտներից անդրադարձած հզորության ճնշում..... | 50 |
| 2.2.2. Դոպլերյան զտման միջոցով կլատերի ճնշման ալգորիթմ..... | 56 |
| 2.3. Տատանողական շարժումով պայմանավորված ազդանշանների զտում | 59 |
| 2.4. Միջինացում և ոչ ստացիոնար երևույթների ճնշում | 66 |
| 2.4.1. Բջջային միջինացման ալգորիթմ | 66 |
| 2.4.2. Միջինացում ըստ անսամբլի..... | 71 |
| 2.4.3. Տարածական միջինացում..... | 78 |
| 2.5. Հաշվողական ռեսուրսների գնահատում | 79 |
| ԳԼՈՒԽ 3. ԻՐԱԿԱՆԱՑՎԱԾ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆՔՆԵՐ | 81 |
| 3.1. Ալգորիթմների կիրառման արդյունքներ և դրանց համեմատություններ | 81 |
| 3.2. Ցածր միջանկյալ հաճախությամբ ընդունման եղանակի կիրառումը ԳՀՄ ռադարների նկատմամբ..... | 90 |
| ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ | 97 |
| ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ | 98 |
| ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ | 99 |
| ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ | 100 |

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 կիրառություններում օգտագործվող ռադիոլոկացիոն կայանների (ՌԼԿ) զարգացումը: Նման համակարգերը կիրառվում են անվտանգության, հսկման, նավերի և ավտոմեքենաների հակավթարային և այլ համակարգերում, ինչպես նաև սկսել են մեծ հետաքրքրություն առաջացնել՝ հանդիսանալով ախտորոշման և փլատակների տակ կենդանի մարդկանց հայտնաբերման նպատակով կիրառվող գործիքներ [1-2]: Այսպիսի համակարգերում ազդանշանների մշակման առավել թեթև ու արդյունավետ եղանակների օգտագործումը էականորեն բարելավում է դրանց հուսալիությունը և կատարողականությունը:

Ժամանակակից ռադիոլոկացիոն համակարգերում կիրառվում են ազդանշանների մշակման հզոր և արդյունավետ եղանակներ, որոնք պահանջում են թանկարժեք սարքավորումներ և մեծ հաշվողական ռեսուրսներ: Վերջինիս հետևանքով նման համակարգերը դառնում են խոշոր, էներգատար և թանկարժեք, ինչը սահմանափակում է նրանց կիրառությունների ոլորտը, այնինչ, կան մի շարք ոլորտներ, որտեղ փոքր և դյուրակիր ռադարների կիրառումը կլինեի խիստ ցանկալի: Դյուրակիր ռադարները, շատ հաճախ՝ ելնելով կիրառման ոլորտներից, հնարավորություն չեն ունենում սնվել ցանցից և ստիպված են սնվել սեփական մարտկոցից: Արդյունքում ստացվում է, որ նման փոքրածավալ, էժան և էներգախնայող համակարգեր ունենալու համար անհրաժեշտ են ազդանշանների մշակման նոր առավել թեթև ալգորիթմներ, որոնք չեն պահանջի թանկարժեք սարքավորումներ ու մեծ հաշվողական ռեսուրսներ, բայց առավելագույնս արդյունավետորեն կլուծեն իրենց առջև դրված խնդիրները:

Ինչպես հայտնի է, ռադարային համակարգի կողմից գրանցված ազդանշանը բաղկացած է ոչ միայն օգտակար, այլ նաև շրջակա միջավայրից անդրադարձած ազդանշանից, խանգարումներից, և այլ աղմուկներից [3]: Շրջակա միջավայրից

անդրադարձած հզորության ճնշումը, աղմուկների ազդեցության նվազեցումը և օգտակար ազդանշանի զտումը՝ ռադիոլոկացիոն համակարգերի ազդանշանների մշակման հանգույցի կարևորագույն գործառնություններից են: Այսպիսի ալգորիթմների ուսումնասիրմանն ու դրանց արդյունավետ համադրությունների բացահայտմանն էլ նվիրված է այս աշխատանքը:

Ատենախոսության նպատակը

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

1. Կառուցել գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլոկացիոն կայան և կատարել լաբորատոր և դաշտային փորձարկումներ համակարգի տեխնիկական հնարավորությունները գնահատելու համար:
2. Ուսումնասիրել համակարգի կատարողականությունը սահմանափակող հիմնական գործոնները, գնահատել նրանց ազդեցությունը համակարգի կատարողականության ու հուսալիության վրա:
3. Մշակել այդ ազդեցությունների դեմ պայքարի՝ հաշվողական քիչ ռեսուրսներ պահանջող, արդյունավետ եղանակներ: Ուսումնասիրել այդ ալգորիթմների հնարավոր համադրությունները առավելագույն արդյունավետություն ապահովելու համար:
4. Առաջարկվող եղանակները կիրառել ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման նկատմամբ: Իրականացնել դաշտային փորձարկումներ ակնկալվող արդյունքները հավաստագրելու համար:

Գիտական նորույթը

1. Առաջարկվել է առանց մոդուլացիայի, անընդհատ գործողության ռադարների համար՝ տատանողական բնույթի շարժումներ կատարող թիրախներից

անդրադարձած ազդանշանի գտման նոր եղանակ՝ հիմնված քառակուսային ընդունիչներում կոմպլեքս ֆուրյեի արագ ձևափոխության (ՖԱՁ) վրա: Այս եղանակի կիրառման շնորհիվ հնարավոր է դառնում տարանջատել համընթաց շարժվող օբյեկտները տասանվող օբյեկտներից:

2. Առաջարկվել է գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) ռադարի համար՝ տեղային օբյեկտներից անդրադարձած հզորության ճնշման նոր եղանակ՝ հիմնված առանց մոդուլյացիայի հատվածում չափված դրայլերյան հաճախության օգտագործման վրա: Այս եղանակը թույլ է տալիս իրականացնել տեղային օբյեկտների նախնական գտում՝ հեշտացնելով թիրախների հայտնաբերման ալգորիթմի հետագա աշխատանքը:
3. Առաջարկվել է գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) ռադարի համար ցածր միջանկյալ հաճախությամբ ընդունման մեթոդ, որը թույլ է տալիս ցածրհաճախային ֆրիկերային հզոր աղմուկներից և հաստատուն բաղադրիչից խուսափելու շնորհիվ մեծացնել ազդանշան աղմուկ հարաբերությունը՝ հետևաբար մեծացնելով հայտնաբերման հեռավորությունը և հավանականությունը:
4. Առաջարկվել է ԱԳ ՌԼԿ-ի ազդանշանների մշակման վերոհիշյալ պարզ եղանակների կիրառման որոշակի հաջորդականություն՝ համակարգի ռեսուրսների արդյունավետ օգտագործման և տեխնիկական պարամետրերի բարելավման համար: Այս եղանակները չեն պահանջում մեծ հաշվողական ռեսուրսներ և կիրառելի են կամայական համանման համակարգում:
5. Նախագծվել և կառուցվել է մոտիկ տիրույթի գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլոկացիոն կայան (ՌԼԿ): Այն գործում է բազմակի թիրախների հայտնաբերման ռեժիմում:

Գործնական արժեքը

1. 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 կամայաական միջավայրում:

2. Ռադիոլուկացիոն կայանի տեխնիկական պարամետրերի բարելավման առաջարկվող եղանակները կարող են կիրառվել անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ներում, ինչը կբարձրացնի նրանց կատարողականությունն ու հուսալիությունը:

Պաշտպանությանը ներկայացվող հիմնական դրույթները

1. Քառակուսային ընդունիչներում կոմպլեքս ՖԱՁ-ի օգնությամբ իրականացվող տատանողական բնույթի շարժումներ կատարող թիրախներից անդրադարձած ազդանշանի գտման նոր եղանակի շնորհիվ կարելի է լավացնել համընթաց շարժվող թիրախների հայտնաբերումը:
2. Տեղային օբյեկտներից անդրադարձած հզորության ճնշման նոր եղանակի շնորհիվ կարելի է էականորեն լավացնել շարժվող և անշարժ օբյեկտների տարանջատումը, և հասնել շարժվող թիրախների հայտնաբերման ալգորիթմների հաշվողական ռեսուրսների նվազեցման:
3. Ցածր միջանկյալ հաճախությամբ (ՑՄՀ) ընդունման շնորհիվ հնարավոր է ազատվել ֆլիկերային հզոր աղմուկների և հաստատուն բաղադրիչի առաջացրած դժվարություններից և մեծացնել համակարգի հայտնաբերման հնարավորությունները:
4. Ազդանշանների մշակման նշված պարզ եղանակների ճիշտ համադրության կիրառման շնորհիվ կարելի է բարձրացնել հաշվողական փոքր ռեսուրսներ ունեցող ՌԼԿ-ի կատարողականությունն ու հուսալիությունը:

Աշխատանքի ներկայացումը

Ատենախոսության հիմնական արդյունքները բազմիցս քննարկվել են Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտի Ազդանշանների մշակման ու ԳԲՀ սարքավորումների լաբորատորիաների սեմինարներում և ներկայացվել միջազգային գիտաժողովում:

Տպագրություններ

Ատենախոսության թեմայով տպագրվել է 5 աշխատանք, որոնցից 3 հոդված և միջազգային գիտաժողովում ներկայացված 2 զեկույց:

Ատենախոսության կառուցվածքը

Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, երեք գլուխներից, եզրակացությունից և 105 հղում պարունակող գրականության ցանկից: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 109 էջ է և պարունակում է 51 նկար:

ԳԼՈՒԽ 1. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ

1.1. Փոքրածավալ ռադիոլոկացիոն համակարգերի տարատեսակները և նրանց նշանակությունը

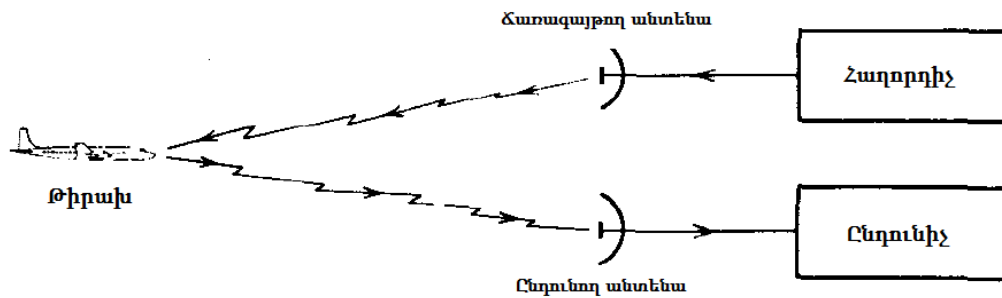
1.1.1. Ռադիոլոկացիոն կայանների նշանակությունը

Ռադիոլոկացիոն կայանը էլեկտրոնիկական սարք է, որի նպատակն է օբյեկտի հայտնաբերումը և տեղորոշումը: Նրա աշխատանքի սկզբունքը կայանում է որոշակի ազդանշանի ճառագայթման և անդրադարձած ազդանշանի դետեկտման մեջ: Ռադիոլոկացիոն կայանները համընդհանուր կերպով ընդունված է անվանել ռադար: «Ռադար» բառը ի սկզբանե եղել է հապավում անգլերեն “radio detection and ranging” արտահայտության, բայց այսօր այդ տեխնոլոգիան այնքան տարածված է, որ այն դարձել է սովորական գոյական:

Ռադիոլոկացիոն կայանները օգտագործվում են մարդու՝ իր շրջապատին հետևելու զգացողության՝ մասնավորապես տեսողական զգացողության, հնարավորությունները ընդարձակելու համար: Ռադարները նպատակ ունեն ոչ թե փոխարինել մարդու աչքին, այլ այն, ինչ աչքը ի վիճակի չէ անել: Դրանք կոչված են փոխարինելու տեսանելիությանը մարդու համար անտեսանելի այնպիսի բնական պայմաններում ինչպիսին են մթությունը, ծուխը, մառախուղը, անձրևը, ձյունը, ինչպես նաև տեսնելու որոշ պատնեշների ու մակերևույթների միջով: Բացի այդ ռադարները ունեն մի առավելության ևս՝ մինչև օբյեկտը եղած հեռավորությունը չափելու հնարավորություն, որը հավանաբար նրանց կարևորագույն հատկություններից է:

Ռադարի պարզագույն տարբերակը՝ պատկերված նկ.1.1-ում, բաղկացած է հաղորդիչ անտենայից, որը ճառագայթում է որոշակի օսցիլյատորի կողմից գեներացված ազդանշանը, ընդունիչ անտենայից և էներգիա գրանցող սարքից՝ ընդունիչից: Ճառագայթված ազդանշանի մի մասը օբյեկտի կողմից վերաճառագայթվում է տարբեր ուղղություններով, և այն բաժինը որը դեպի ետ է անդրադարձել ընդունվում է ռադարի կողմից: Այդ էներգիան հավաքվում է ընդունիչ անտենայով և տրվում ընդունիչին, որտեղ այն ենթարկվում է մշակման թիրախի առկայության փաստը

պարզելու և նրա հեռավորությունն ու հարաբերական արագությունը գնահատելու համար:



Նկ.1.1. Ռադարի աշխատանքի պարզագույն նկարագրություն

Մինչև թիրախը եղած հեռավորությունը որոշվում է այն ժամանակահատվածի չափման միջոցով, որն անհրաժեշտ է ազդանշանին մինչև թիրախը գնալու և հետ վերադառնալու համար: Եթե թիրախի և ռադիոլուկացիոն կայանի միջև կա հարաբերական շարժում, ապա անդրադարձած ազդանշանի կրող հաճախության՝ դոպլերի էֆեկտով պայամանվորված շեղման, չափման շնորհիվ կարելի է հաշվարկել թիրախի հարաբերական արագությունը, որը թույլ է տալիս տարանջատել շարժվող թիրախները անշարժ օբյեկտներից: Ինչ վերաբերվում է ուղղության չափմանը դա սովորաբար իրականացվում է նեղփունջ անտենայով սկանավորման միջոցով:

1.1.2. Ռադարների զարգացումն ու կիրառությունները:

Ռադարների պատմությունը հասնում է մինչև ժամանակակից էլեկտրամագնիսական տեսության վաղ ժամանակաշրջան [4,5]: 1886թ.-ին Հերցը ցուցադրում է էլեկտրամագնիսական ալիքների անդրադարձումը, իսկ 1900թ.-ին հարցազրույցի ժամանակ Տեալան նկարագրում է էլեկտրամագնիսական հայտնաբերման և արագության չափման հասկացությունը: 1903 և 1904 թթ. Գերմանացի ինժեներ Հյուլսմեյերը իրականացնում է ռադիոալիքների անդրադարձումների միջոցով նավերի հայտնաբերման փորձարկումներ, որի գաղափարը հետագայում 1922թ.-ին պաշտպանվում է Մարկոնիի կողմից: Նույն թվականին ԱՄՆ-ի ծովային զիտահետազոտական լաբորատորիայի (ՕԳԼ) աշխատակիցներ Թեյլորի և Յունգի կողմից ցուցադրվում է նավի հայտնաբերումը ռադարի օգնությամբ, և 1930թ.-ին Հայլենդը նույն լաբորատորիայից ռադարի օգնությամբ (թեև պատահաբար)

հայտնաբերում է ինքնաթիռ՝ հիմքն հանդիսանալով ավելի խորացված հետազոտությունների, որոնք հանգեցրեցին 1934թ.-ին ԱՄՆ-ում՝ ներկայումս անընդհատ գործողության (ԱԳ) ռադար անունով հայտնի պատենտի գրանցման:

Ռադարների զարգացումը արագացավ և ընդլայնվեց 1930-ական թվականների կեսերին և վերջում, հիմնականում միմյանցից անկախ զարգանալով ԱՄՆ-ում, Մեծ Բրիտանիայում, Ֆրանսիայում, Գերմանիայում, Ռուսաստանում, Իտալիայում և Ճապոնիայում: Երկրորդ համաշխարհային պատերազմի ավարտին ռադարները, միկոալիքային հաճախությունները և իմպուլսային ազդանշանները ստացան իրենց արժանի գնահատականը:

Վաղ շրջանում ռադարների զարգացումը պայմանավորված էր ռազմական նպատակներով, և մինչ հիմա ռազմական ոլորտը ռադարային տեխնոլոգիաների հիմնական սպառողն ու զարգացնողն է: Ռազմական կիրառությունները ներառում են հսկողություն, կողմնորոշում և զենքերի զեկավարում երկրային, ծովային և օդային սարքերի համար: Ռազմական ռադարները ընդգրկում են հսկայական տիրույթ սկսած հսկայական բալիստիկ հակահրթիռային համակարգերից, վերջացրած բռունցքի չափեր ունեցող տակտիկական հրթիռներ փնտրողներով:

Հիմա ռադարները արձանագրում են կիրառությունների ոլորտի մեծացում: Հիմնականներից են արագության վերահսկման համար ճանապարհային ռատիկանության կողմից կիրառվող ռադարները, ինչպես նաև թենիսի և բեյսբոլի գնդակների արագության չափում: Մեկ այլ տարածում գտած ռադարներից է «գունավոր եղանակային ռադարը», որը մեկն է եղանակային ռադարներից, որոնք առավել բարդ համակարգեր են և կիրառվում են լայնամասշտաբ եղանակային դիտարկումների ու կանխատեսումների համար և մթնոլորտային հետազոտություններում: Ռադարների մեկ այլ՝ բազմաթիվ մարդկանց հետ մեծ առնչություն ունեցող, կիրառության ոլորտներից է օդային երթևեկության կառավարման համակարգերը, որոնց նպատակն է կողմնորոշել ինքնաթիռներին ինչպես թռիչքի ընթացքում, այնպես էլ օդանավակայանի անմիջական մոտակայքում: Ավիացիայում նաև կիրառվում են ռադարներ բարձրության չափման և վտանգավոր եղանակային պայմանների մասին նախազգուշացման համար,

և արդեն սկսել են կիրառվել վատ եղանակային պայմաններում թռիչքուղու պատկերավորման համար: Ռադարները սովորաբար կիրառվում են նաև նավերի կողմից, բախման նախազգուշացման համակարգերում, որոնք սկսել են նույն դերն իրականացնել նաև ավտոմեքենաների և բեռնափոխադրման կազմակերպությունների համար: Տիեզերանավերում և ինքնաթիռներում տեղադրվող ռադարները մեծ դեր են խաղում երկրաբանական հետազոտությունների, միջավայրի հատկությունների, անտառային հատկությունների, տարածքի օգտագործման և աղտոտվածության պատկերավորման մեջ: Չնայած թվարկվածները դեռ ռադարների կիրառության ամբողջ ոլորտները չեն, բայց լիարժեք ցուցադրում է թե կիրառությունների ինչ մեծ տիրույթ են ընդգրկում այս հիասքանչ տեխնոլոգիաները:

1.1.3. Հիմնական ֆունկցիաները

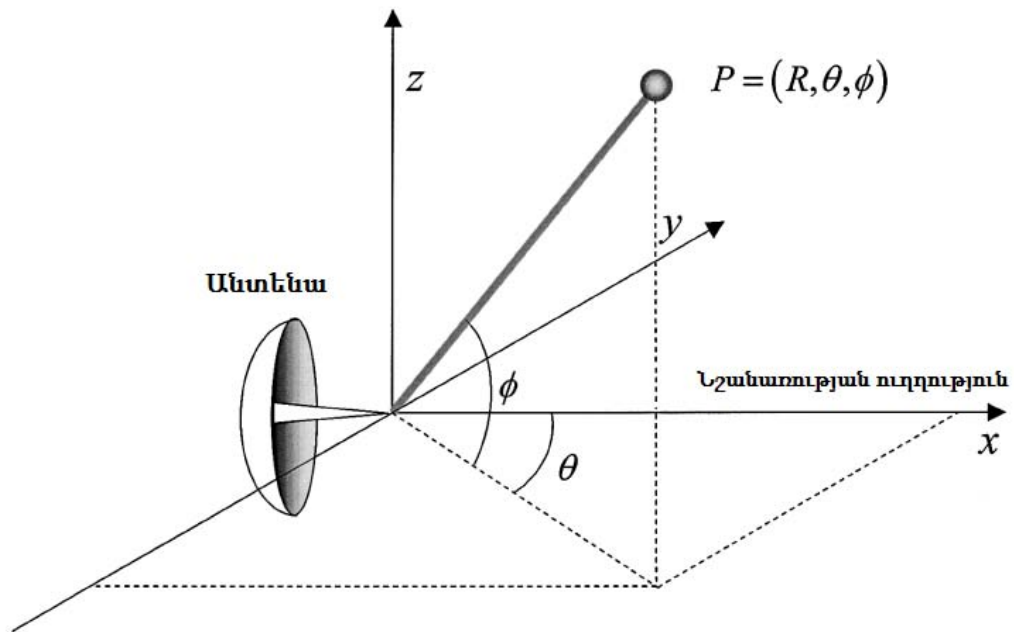
Ռադարի հիմնական խնդիրն է օբյեկտի կամ ֆիզիկական երևույթի հայտնաբերումը: Սա պահանջում է որոշման կայացում, արդյոք տրված պահին ընդունիչի էլքում գոյություն ունի օբյեկտից անդրադարձած ազդանշան, թե պարզապես աղմուկ է: Դետեկտման մասին որոշումը կայացվում է համեմատելով ընդունիչի էլքային ազդանշանի $A(t)$ ամպլիտուդը (որտեղ t -ն նեկայացնում է ժամանակը) $T(t)$ մակարդակի հետ, որը կարող է հաստատվել ապրիորի կերպով, ելնելով ռադարի նախագծից, կամ հաշվարկվել ադապտիվ կերպով՝ ելնելով ընդունված ազդանշանից: Ժամանակը, որը անհրաժեշտ է ազդանշանին մինչև R հեռավորություն տարածվելու և հետ վերադառնալու համար, այսինքն՝ գումարային կերպով $2R$ ճանապարհ անցնելու համար, հավասար է $2R/c$: Ցանկացած տեսակի ռադարի դեպքում հեռավորության չափումը հիմնված է այս սրամաքանության վրա, բայց իմպուլսային ռադարի դեպքում այն առավել քան պարզ է՝ եթե իմպուլսի ճառագայթվելուց որոշակի τ ժամանակ հետո բավարարվում է $y(t) > T(t)$, ապա կարելի է ենթադրել որ առկա է թիրախ՝

$$R = \frac{c\tau}{2} \quad (1.1.1)$$

հեռավորությամբ, որտեղ c -ն լույսի տարածման արագությունն է:

Սովորաբար թիրախը հայտնաբերելուց հետո ցանակալի է հետևել նրա տեղաշարժին կամ արագությանը: Մոնոստատիկ ռադարները որոշում են թիրախի

դիրքը գնդային կոորդինատական համակարգում, որի կենտրոնը համընկնում է անտենայի փուլային կենտրոնի հետ՝ ինչպես պատկերված է նկ. 1.2-ում:



Նկ. 1.2. Թիրախի դիրքի որոշումը գնդային կոորդինատական համակարգում

Այս կոորդինատական համակարգում անտենայի դիտարկման ուղղությունը՝ տվյալ պարագայում X առանցքի դրական ուղղությունը, երբեմն ընդունված է անվանել «նշանառության ուղղություն»: θ –ն կոչվում է ազիմուտային անկյուն, իսկ ϕ –ն բարձրության անկյուն: Ինչպես արդեն նկարագրվեց՝ օբյեկտի R հեռավորությունը անմիջականորեն որոշվում է ճառագայթումից մինչև ընդունում ընկած ժամանակահատվածի միջոցով: Բառձրության և ազիմուտային անկյունները որոշվում են անտենայի ուղվածությունից, քանի որ նորմալ հայտնաբերման համար թիրախը պետք է գտնվի անտենայի գլխավոր թերթիկում: Արագությունը գնահատվում է թիրախից անդրադարձած ազդանշանի դոպլերյան շեղման չափման միջոցով: Դոպլերյան շեղում ապահովում է միայն շառավղային բաղադրիչը, բայց թիրախի դիրքի բազմակի չափումները և շառավղային արագությունը թույլ են տալիս ստանալ թիրախի շարժման նկարագրությունը բոլոր երեք ուղղություններով:

1.1.4. Անընդհատ գործողության ռադարներ

Չնայած որ բոլոր ռադարները իրականացնում են միևնույն ֆունկցիան՝ շարժվող օբյեկտների հայտնաբերում, դրանց հարաբերական արագության ու հեռավորության

չափում, բայց կախված իրենց առջև դրվող խնդիրներից և համակարգերից, որոնցում կիրառվում են, կարող են էականորեն տարբերվել միմյանցից: Ռադարները տարբերվում են չափերով, ճառագայթվող ազդանշանների հաճախականային տիրույթով, ճառագայթման եղանակներով, նրանցում կիրառվող հանգույցների լուծումներով և այլ պարամետրերով:

Ըստ ճառագայթման եղանակների ռադարները լինում են երկու տեսակի՝ իմպուլսային և անընդհատ գործողության (ԱԳ անգ. CW - Continuous Wave): Ի տարբերություն իմպուլսայինների, որոնցում ճառագայթումը իրականացվում է պարբերաբար կրկնվող իմպուլսային ազդանշաններով, ԱԳ ռադարներում ճառագայթումը տեղի է ունենում անընդհատ: Առաջին ռադարները եղել են ԱԳ, բայց հետագայում ի հայտ են եկել իմպուլսային ռադարները: Այդ ժամանակ արդիական հանդիսացող խնդիրների տեսակետից վերջիններս եղել են առավել նպատակահարմար և գնալով զարգացել ու կատարելագործվել են, իսկ ԱԳ ռադարները մնացել են դրանց ստվերում, և միայն վերջին տասնամյակներին, պայմանավորված սանտիմետրական ու միլիմետրական տիրույթի ալիքային և միկրոէլեկտրոնիկական տոխնոլոգիաների զարգացմամբ, նորից հայտնվել են ուշադրության կենտրոնում և ապացուցել, որ մի շարք ժամանակակից խնդիրների լուծման համար կարող են լինել առավել ձեռնտու քան իմպուլսայինները [2]:

1.1.5. ՀՄԱԳ ռադարներ, առավելություններ և թերություններ

ԱԳ ռադարներում հեռավորության որոշման համար լավագույն տարբերակներից է հաճախային մոդուլյացիայի կիրառումը: Գրականության մեջ այդպիսի ռադարները ընդունված է անվանել հաճախային մոդուլյացիայով անընդհատ գործողության (ՀՄԱԳ) ռադարներ: ԳՀց-ային տիրույթի ՀՄԱԳ ռադարները ապահովում են գերազանց էֆեկտիվություն այնպիսի կիրառություններում, որտեղ պահանջվում են ճշգրտություն, կայունություն և հավաստիություն: Ալիքի կարճ երկարության շնորհիվ (24 ԳՀց հաճախությամբ ազդանշանի դեպքում 12մմ) 20-30մ հեռավորությունների վրա կարելի է հասնել 2սմ-ի կարգի ճշգրտությունների: Սա թույլ է տալիս ՀՄԱԳ ռադարներին առավելություն ձեռք բերել այնպիսի կիրառություններում, ինչպիսիք են ցիստերներում

և տարրաներում հեղուկի մակարդակի չափումը, որտեղ առանց հպման, մեծ ճշգրտության չափումներ են պահանջվում:

ՀՄԱԳ ռադարները օգտագործվում են տանկերներում և պահուստային տարրաներում հեղուկի մակարդակը ստուգելու համար, առևտրային և ռազմական ոլորտներում, անօդաչու ինքնաթիռներում, որպես բարձրաչափեր, արտադրությունում, որպես արտադրանքի չափաքանակի վերահսկման ավտոմատացման համակարգեր, և այլուր: Ելնելով չափողական համակարգերի ոչ-հպումային լինելու և միկրոալիքներին բնորոշ հատկություններից, ԳՀց տիրույթում գործող ՀՄԱԳ ռադարները ցուցադրում են գերազանց հատկություններ ընդդեմ փոշու, գոլորշու, ջերմության և այլն: Սա թույլ է տալիս նման սարքերի կիրառումը այնպիսի պայմաններում ինչպիսիք գոյություն ունեն մետաղագործական գործարանների դոմենային վառարաններում:

Շնորհիվ փոքր կամ ֆիքսված հեռավորությունների վրա հեռավորության չափման հատկության ՀՄԱԳ ռադարները կիրառություն են գտել նույնիսկ տրանսպորտային ոլորտում, ի դեմս ավտոմեքենաների հակավթարային նախազգուշացման համակարգերի և ծովային ռադարների: Այլ կիրառությունները ներառում են դրանց օգտագործումը որպես հայտնաբերման և պատկերավորման համար նախատեսված պատերի միջով ներթափանցող ռադարներ, հականերխուժման ավտանգության համակարգեր և մարդկային կենդանության նշանների հայտնաբերման ու չափման սարքեր: Որպես ընդհանրացում կարող ենք ասել, որ ՀՄԱԳ ռադարները գերազանց իրականացնում են հեռավորության առանց հպման չափումներ դժվարին և վտանգավոր իրավիրակներում:

Մեծ ճշգրտություն – Միլիմետրական տիրույթի ՀՄԱԳ ռադարները կարող են ունենալ մեծ ճշգրտություն հեռավորության ու արագության որոշման, և պատկերման կիրառություններում: 20-30մ հեռավորությունների վրա հեշտությամբ կարելի է ապահովել 2սմ-ի կարգի ճշգրտություններ: Առավել է ուլտրաձայնային և ինֆրակարմիր տեխնոլոգիաների նկատմամբ, որոնք կամ չեն կարող չափել հեռավորություն, կամ կարողանում են շատ սահմանափակ հեռավորությունների վրա:

Չափումների արագ թարմացում – Քանի որ ՀՄԱԳ ռադարներում ճառագայթումը տեղի է ունենում անըդհատ, այդ պատճառով չափումների արդյունքները ավելի արագ են թարմանում քան իմուլսայինների դեպքում: Բացի այդ պինդմարմնային էլեկտրոնիկայի շնորհիվ ապահովվում է գրեթե ակնթարթային աշխատանքային սկիզբ, համեմատած իմպուլսային ռադարների որոնք սովորաբար օգտագործում են մագնետրոններ, որի հետևանքով պահանջում են որոշակի ժամանակ աշխատանքային ռեժիմի հասնելու համար:

Եղանակային պայմանների նկատմամբ կայունություն – Կարճալիքային էլեկտրամագնիսական ալիքների ճառագայթման շնորհիվ, միլիմետրական տիրույթի համակարգերը ցուցաբերում են գերազանց աշխատանք անձրևի, խոնավության մառախուղի և փոշու պայմաններում: Կարճալիք ճառագայթում ասելով նկատի ունենք, որ անձրևի կաթիլները, ջրային գոլորշիները և փոշու մասիկները էական պատնեշ չեն հանդիսանում էլեկտրամագնիսական ալիքների անցման համար: Առատ անձրևը բնականաբար պատճառ կհանդիսանա հեռավորության կամ ճշգրտության նվազման: Միլիմետրական տիրույթի համակարգերը գործում են անփոփոխ թե՛ ցերեկը, թե՛ գիշերը: ՀՄԱԳ ռադարները կախվածություն չունեն նաև ջերմաստիճանային տատանումներից և բարձր ջերմաստիճաններից:

Էներգախնայողություն, Էլեկտրական և ճառագայթման ապահովություն – Ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների ՀՄԱԳ ռադարներում ճառագայթվող պիկային հզորությունը անհամեմատ ավելի փոքր է: Սա շատ կարևոր հանգամանք է այն կիրառություններում որոնց դեպքում մարդիկ մոտ են գտնվում ճառագայթող անտենային, այն մեծ ազատություն է տալիս անտենայի տեղադրման վայր ընտրելու հարցում: Քանի որ այս տեխնոլոգիայով աշխատող ռադարները ճառագայթում են անընդհատ, այդ պատճառով նրանք կարողանում են ապահովել էներգիայի բավարար կուտակում նույնիսկ ճառագայթման փոքր պիկային հզորությունների դեպքում: Վերջինս իր հերթին թույլ է տալիս օժանդակող էլեկտրոնիկական շղթաներում ունենալ ավելի քիչ հզորության ծախս, որը նորից նպաստում է էներգախնայողության: Բացի էներգետիկ տեսակետից չափազանց շահավետ լինելուց՝ այս սարքերը ի շնորհիվ

պահանջվող փոքր պիկային հզորությունների և հզորության փոքր ծախսի, նպաստում են միաժամանակ ունենալ նաև առավել ցածր գին և համեմատաբար հեշտ տեխնոլոգիական լուծումներ: Էներգախնայողության այս հատկության շնորհիվ նման համակարգերը դառնում են անփոխարինելի այնպիսի դեպքերում, երբ խնդիր կա դրանք սնել ոչ թե ցանցից, այլ էներգիայի վերջավոր պաշարով աղբյուրներից, օրինակ՝ մարտկոցներից: Սա չափազանց կարևոր պայման է դյուրակիր ռադարների դեպքում, քանի որ վերջիններս սպիտված են սնվել սեփական մարտկոցից, այդ պատճառով խիստ կարիք ունեն լինելու հնարավորինս էներգախնայող:

Թափանցելիության հատկություն – Միլիմետրական տիրույթի ՀՄԱԳ ռադարային համակարգերը կարող են տեղադրվել բազմաթիվ՝ ռադիոհաճախականությունների համար թափանցիկ, նյութերի հետևում: Միլիմետրական ալիքները կարող են թափանցել բազմաթիվ ոչ-մետաղական նյութերի միջով: Այդպիսի նյութերի թվին են պատկանում փայտը, բետոնը, բազմաթիվ պոլիմերներ և կոմպոզիտային նյութեր: Այս հատկության շնորհիվ սարքերը կարող են օգտագործվել այնպիսի կիրառություններում, որտեղ դրանց թաքցնելու կարիք կա՝ անվտանգության, եղանակային կամ գեղագիտական նկատառումներից դուրս գալով, կամ օգտագործվել թաքնված թիրախների հայտնաբերման ու չափման մեջ:

Փոքր չափեր – ՀՄԱԳ ռադարների կարևորագույն առավելություններից է նրա չափերը: Ժամանակակից տեխնոլոգիաների հիման վրա կառուցված ռադարների չափերը հիմնականում պայմանավորված են միկրոալիքային հանգույցի չափերով, և արդյունքում ունենում հարաբերականորեն փոքր չափեր, որն էլ դարձնում է նրանց առավել նախընտրելի այն կիրառությունների համար, որտեղ կան սահմանափակ ծավալի խնդիրներ:

Ինչպես և բոլոր սարքերը, ՀՄԱԳ ռադարները նույնպես, վերոհիշյալ առավելություններից բացի ունեն նաև որոշակի թերություններ:

Գործողության փոքր շառավիղ – Պիկային փոքր հզորության պատճառով ՀՄԱԳ ռադարները աշխատում են ավելի փոքր հեռավորությունների վրա քան իմպուլսայինները: Քանի որ ճառագայթվող ազդանշանը ունի փոքր հզորություն, ապա

ընդունված ազդանշանը կլինի թուլացած՝ պայմանավորված մթնոլորտային էֆեկտներով, ինտերֆերենցիայով և հեռավորությամբ: Այնուամենայնիվ ՀՄԱԳ ռադարները իրենց գործողության տիրույթում համարվում են առաջատար և մրցունակ:

Ենթակա են խանգարման և ինտերֆերենցիայի – Քանի որ ՀՄԱԳ ռադարները հաճախության լայն տիրույթում ճառագայթում են անընդհատ կերպով և միաժամանակ թույլ հզորությամբ, այդ պատճառով այս սարքերը ավելի զգայուն են ինտերֆերենցիայի նկատմամբ, ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների, որոնք նման դեպքերում կարող են մեծացնել ճառագայթվող հզորությունը կամ փոփոխել հաճախությունը: Ռազմական ոլորտում կիրառվելիս էլ ավելի զգայուն են խանգարումների նկատմամբ, ինչպես նաև անընդհատ ճառագայթման պատճառով ենթակա են հայտնաբերման ի տարբերություն իմպուլսայինների որոնք համեմատաբար պասիվ են:

Գրանցում և ստանդարտացում – Քանի որ այս սարքերը հանդիսանում են ռադիոճառագայթիչներ, ապա ինտերֆերենցիաների առաջացումից խուսափելու համար կարող է կարիք ունենան գրանցման և լիցենզավորման համաձայն գործող ստանդարտների:

Նշված հատկությունների շնորհիվ ՀՄԱԳ տեխնոլոգիայով աշխատող ռադարները մեծ կիրառություն են գտել բազմաթիվ ոլորտներում և գնալով կատարելագործվում են: Մրանք հանդիսանում են ժամանակակից սարքավորումներ և առաջիկա ժամանակահատվածում ևս պահպանելու են իրենց առաջատար դիրքերը մի շարք կիրառություններում: Շնորհիվ մի շարք կարևորագույն հատկությունների՝ փոքր չափերի, էներգախնայողության, մեծ ճշգրտության, լավ թափանցելիության և եղանակային պայմանների նկատմամբ մեծ կայունության, այս համակարգերը դառնում են անփոխարինելի այնպիսի դյուրակիր ռադարներում ինչպիսիք են՝ նավերի և ավտոմեքենաների բախման հակավթարային համակարգերը [2,6-19], սահմանամերձ գոտիներում մարդկանց և տեխնիկայի տեղաշարժմանը հետևող, կենսական ակտիվության հայտնաբերման, առողջության վերահսկման անձնական կիրառության [1, 20-24] և այլ ռադարները:

1.2. ԳՀՄ ռադարները և նրանց էներգետիկ պոտենցիալը

1.2.1. Ռադարային հավասարման էությունը

Ռադարային հավասարման նպատակը առավելագույն R_m հեռավորության հաշվարկն է, որի դեպքում դետեկտման ցանկալի մակարդակ կարելի է ապահովել որոշակի ռադարի, թիրախի և միջավայրային պարամետրերի պարագայում: Սկզբում ռադարային հավասարումը դուրս կբերվի մի այնպիսի միջավայրի համար, որում ջերմային աղմուկը հանդիսանում է ինտերֆերենցիայի միակ աղբյուրը, որի նկատմամբ էլ համեմատման արդյունքում պետք է գերակշռի թիրախից անդրադարձած ազդանշանը, բարեհաջող դետեկտման համար [3]: Ռադարային հավասարման ստացումը բաժանվում է երեք քայլերի՝

- Տրված պարամետրերի համար հնարավոր *առավելագույն* ազդանշան-աղմուկ հարաբերության ստացում որպես ֆունկցիա հեռավորությունից:
- *Նվազագույն* ազդանշան-աղմուկ հարաբերության ստացում, որն անհրաժեշտ է հայտնաբերման պահանջներին բավարարելու համար:
- Ստացված արդյունքների համատեղման արդյունքում *առավելագույն* հեռավորության որոշում, որի դեպքում որոշակի ռադարի համար առկա պահանջները կբավարարվեն:

1.2.2. Առավելագույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն

Բազմաթիվ հողվածներում ցուցադրված է, որ ազդանշան-աղմուկ առավելագույն հարաբերությունը՝ $(S/N)_{max}$, ստացվում է, երբ ընդունիչում օգտագործվում է ճառագայթվող ազդանշանի համար համաձայնեցված գոտի: Առաջին քայլի համար փնտրվող E/N_0 արդյունքը սահմանվում է որպես մի իմպուլսի համար հասանելի էներգետիկ հարաբերություն ընդունիչ անտենայի ելքում: Ճառագայթված իմպուլսի էներգիայի E_p խտությունը իզոտրոպ ճառագայթող անտենայից ցանկացած R հեռավորության վրա կլինի՝

$$E_p = \frac{E_t}{4\pi R^2} \quad (1.2.1)$$

որտեղ E_t -ն ճառագայթված իմպուլսի էներգիան է, իսկ $4\pi R^2$ -ին R շառավղով գնդի մակերևույթի մակերեսն է, որի կենտրոնը ռադարն է: τ տևողությամբ և P_t պիկային

հզորությամբ ուղղանկյունաձև իմպուլսի համար $E_t = \tau P_t$: Ուժեղացման G_t գործակցով անտենայի համար էներգիայի խտությունը ճառագայթի առանցքի ուղղության վրա կկազմի՝

$$E_p = \frac{E_t G_t}{4\pi R^2} = \frac{P_t \tau G_t}{4\pi R^2} \quad (1.2.2)$$

σ ցրման էֆեկտիվ մակերես ունեցող թիրախից անդրադառնալուց հետո ռադարի ընդունիչ անտենայի մուտքում ազդանշանի E_a էներգիայի խտությունը կլինի՝

$$E_a = \frac{E_p \sigma}{4\pi R^2} = \frac{P_t \tau G_t \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (1.2.3)$$

Ռադարի A_r էֆեկտիվ մակերեսով անտենայի կոմից ընդունված E ազդանշանը կտրվի հետևյալ քանաձևով՝

$$E = E_a A_r = \frac{P_t \tau G_t A_r \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (1.2.4)$$

Օգտագործելով ընդունիչ անտենայի համար ուժեղացման գործակցի՝

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \quad (1.2.5)$$

քանաձևը, որտեղ λ -ն ալիքի երկարությունն է, ստանում ենք ընդունիչ անտենայի ելքում ազդանշանի հնարավոր առավելագույն էներգիայի համար արտահայտությունը:

$$E = \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.2.6)$$

Մինչև հիմա հաշվի էր առնվում, որ հաղորդչից դեպի անտենա ազդանշանը հաղորդվում է ուղղակի, այսինքն չկան կորուստներ հաղորդիչ-թիրախ-ընդունիչ հատվածում: Ռադիոհաճախային նման կորուստները հաշվի առնելու համար պետք է ներմուծվի L_1 գործակից, արդյունքում ստանալով՝

$$E = \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L_1} \quad (1.2.7)$$

Ընդունիչի, որն ուղղակիորեն միացված է անտենայի ելքին, ազմուկի N_0 սպեկտրալ խտության համար ունենում ենք՝

$$N_0 = k T_s \quad (1.2.8)$$

որտեղ $k = 1.38 * 10^{-23} \text{Ջ/Կ}$ Բոլցմանի հաստատունն է, իսկ T_s -ը ազմկային ջերմաստիճանը:

Համատեղելով (1.2.7) և (1.2.8) արտահայտությունները, առավելագույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերության հզորության համար կունենանք՝

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{max} = \frac{E}{N_0} = \frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L_1} \quad (1.2.9)$$

1.2.3. Նվազագույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն

Երկրորդ արտահայտությունը, որն օգտագործվում է ռադարային հավասարման ստացման մեջ, ցույց է տալիս էներգիաների պահանջվող հարաբերությունը, որն անհրաժեշտ է հայտնաբերման նշանակված ֆունկցիոնալությունը ապահովելու համար: Հայտնաբերումը համարվում է իրականացված մարդ-օպերատորի կողմից, եթե էլեկտրոնա-ալիքային խողովակի դիտման ժամանակ նկատվել են n հաջորդական անդրադարձած իմպուլսներ:

$$V(n) = \frac{E_{min}}{N_0} \quad (1.2.10)$$

որտեղ E_{min} -ը է յուրաքանչյուր ընդունված իմպուլսի նվազագույն էներգիան, որի շնորհիվ n -իմպուլսների խումբը դառնում է տեսանելի էկրանի վրա օպտիմալ դիտման պայմանների դեպքում: $V(n)$ -ը կոչվում է տեսանելիության գործակից:

Իմպուլսների n քանակը տրվում է իմպուլսի կրկնման f_r հաճախության և դիտարկման t_0 ժամանակի արտադրյալի միջոցով:

$$n = f_r t_0 \quad (1.2.11)$$

Ռադարային համակարգերում, որոնցում տեսողական հայտնաբերման փոխարեն օգտագործվում է էլեկտրոնային հայնաբերում, տեսանելիության գործակիցը պետք է փոխարինել *հայտնաբերման գործակցով* $D(n)$:

1.2.4. Հայտնաբերման առավելագույն հեռավորություն

Տեղադրելով (1.2.9)-ում հասանելի E/N_0 մեծությունը հավասար V -ի կամ D -ի պահանջվող արժեքին, կստանանք իմպուլսային ռադարի համար առավելագույն հեռավորության արտահայտությունը՝

$$R_m = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_s V(n) L_1} \right]^{1/4} \quad (1.2.12)$$

տեսողական հայտնաբերման համար, և

$$R_m = \left[\frac{P_t \tau G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_s D(n) L_1} \right]^{1/4} \quad (1.2.13)$$

Էլեկտրոնային հայտնաբերման համար:

Ժամանակակից ռադարների համար հասանելի էներգիայի հեռավորությունից ունեցած կախվածության համար կարող ենք գրել հետևյալ ընդհանրացված բանաձևը՝

$$E = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rd}^2}{(4\pi)^3 R^4 L_t L_\alpha} \quad (1.2.14)$$

Արդյունքում ռադարային հավասարման համար ունենում ենք՝

$$R_m = \left[\frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rd}^2}{(4\pi)^3 k T_s D_x(n') L_t L_\alpha} \right]^{1/4} \quad (1.2.15)$$

1.2.5. Ռադարային հավասարման ստացումը կլատերի առկայության պարագայում

Պարզենք թե ինչ տեսք կունենա այս արտահայտությունը կլատերի առկայության պայմաններում: Կլատեր համարվում է շրջակա միջավայրից անդրադարձած անցանկալի ազդանշանը: Քանի որ ատենախոսության շրջանակներում դիտարկվող խնդրի պայմաններում թիրախ հանդիսանում են մարդածին օբյեկտները, հետևաբար կլատեր համարվելու են մասնավորապես երկրից, ծովից, թռչուններից, միջատների խմբերից, անձրևից և այլ տեղումներից, անդրադարձած ազդանշանները:

Այս դեպքում ռադարային հավասարման ստացման համար անհրաժեշտ է հաշվել ազդանշան-ինտերֆերենցիա հարաբերությունը, բայց այն տարբերությամբ, որ I_0 ինտերֆերենցիայի էներգիան արդեն բաղկացած է ոչ միայն ջերմային աղմուկների N_0 սպեկտրալ խտությունից, այլ նաև կլատերի C_0 էներգիայից, (ընդհանուր դեպքում այս արտահայտությանը ավելանում է նաև նպատակատուղված խանգարումների J_0 էներգիան, որը դիտարկվող խնդրի շրջանակներում հաշվի չի առնվելու):

$$I_0 = N_0 + C_0 = N_0 \left(1 + \frac{C_0}{N_0} \right) \quad (1.2.16)$$

Երբ կիրառվում են կլատերի ճնշման ալգորիթմներ, ապա ճնշված ինտերֆերենցիայի ունեցած ազդեցությունը արտահայտվում է էֆեկտիվ մուտքային C_{0e} սպեկտրալ խտությամբ, որի արդյունքում՝

$$I_{0e} = N_0 + C_{0e} = N_0 \left(1 + \frac{C_{0e}}{N_0} \right) \quad (1.2.17)$$

Ռադարային հավասարման արտածումը այս դեպքում ևս իրականացվում է նույն սկզբունքներով, ինչպես որ նկարագրված է 1.2.1 բաժնում: Ինտերֆերենցիան, որի նկատմամբ համեմատվում է օգտակար ազդանշանը, կարող է պայմանավորված լինել ինչպես թիրախի հեռավորությանն հավասար հեռավորությամբ կլատերով, այնպես էլ այլ հեռավորությամբ կլատերներով: Բնականաբար հիմնական խանգարումը առաջացնում է թիրախի նույն հեռավորությունն ունեցող լուծողականության բջջի կլատերը, բայց պետք է հաշվի առնվեն բոլոր բջջիջները որոնց հեռավորությունները որոշվում են՝

$$R_{ci} = R + iR_u \quad (1.2.18)$$

որտեղ $R_u = ct_r/2 = c/2f_r$, i -ն բջջի միարժեքության ինդեքսն է և բավարարում է $i_{min} \leq i \leq i_{max}$: Այստեղ t_r -ը և f_r -ը համապատասխանաբար իմպուլսի կրկնման պարբերությունն ու հաճախությունն են, i_{min} -ը այն նվազագույն ամբողջ թիվը, որի դեպքում $R_{ci} > 0$, իսկ i_{max} -ը այն մեծագույն ամբողջ թիվն է որի դեպքում R_{ci} հեռավորությամբ բջջիջը կպարունակի կլատեր: Այսպիսով i -րդ միարժեքության բջջին համապատասխանող կլատերի էներգիան ստացվում է (1.2.14) բանաձևում $\sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rdrc}^2$ և L_{aci} մեծությունները փոխարինելով կլատերի համար դրանց համապատասխան մեծություններով, արդյունքում ստանալով՝

$$C_i = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma_{ci} F_{pc}^2 F_{ci}^4 F_{rdrc}^2 i}{(4\pi)^3 R_{ci}^4 L_t L_{aci}} \quad (1.2.19)$$

բանաձև, որտեղ σ_{ci} -ին կլատերի էֆեկտիվ ցրման մակերեսն է, F_{pc} -ն՝ կլատերի համար բևեռացման գործակիցը, F_{ci} -ն՝ կլատերի համար նմուշի տարածման գործակիցը, F_{rdrc}^2 -ն՝ կլատերի համար հեռավորությունից կախված անդրադարձման գործակիցը, L_{aci} -ին՝ կլատերի համար մթնոլորտային մարումները: Կլատերի ամբողջական, մուտքային C_0 էներգիային իրենից ներկայացնում է բոլոր հնարավոր C_i -ների գումար՝

$$C_0 = \sum_i C_i = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 F_{pc}^2}{(4\pi)^3 L_t} \sum_i \frac{\sigma_{ci} F_{ci}^4 F_{rdrc}^2 i}{R_{ci}^4 L_{aci}} \quad (1.2.20)$$

1.2.6. Ռադարային ազդանշանների տիպերը

Ռադարային ազդանշանները բաժանվում են չորս տեսակի, որոնցից յուրաքանչյուրի համար կլատերի առանձին հետազոտություն է պահանջվում:

- Իմպուլսների կրկնման ցածր հաճախությամբ ազդանշաններ

Քանի դեռ մեզ հետաքրքրող թիրախները գտնվում են միարժեքության տիրույթում, կլատերը կարող է ի հայտ գալ առավել հեռավոր տիրույթներում ($i > 0$): Յուրաքանչյուր կլատերից ստացված էներգիան պիտի բազմապատկվի $(R/R_{ci})^4 = R^4/(R + iR_u)^4$ գործակցով, թիրախի R հեռավորությամբ կլատերի համեմատությամբ, և կարող է մասնակցել ինտերֆերենցիային նույնիսկ $i > 0$ դեպքում, նամանավանդ եթե այն չի նվազել R հեռավորությամբ կլատերի նկատմամբ կլատերի լավացման գործակցի կիրառումից:

- Իմպուլսների կրկնման միջին հաճախությամբ ազդանշաններ

Այս ազդանշանների դեպքում ինչպես $R_c < R$, այնպես էլ $R_c \geq R$ տիրույթի կլատերները մասնակցում են ինտերֆերենցիային: Մոտ հեռավորության կլատերների ներդրումները գերազանցում են $R_c = R$ տիրույթի համար այդ նույն մեծությանը խոշոր գործակցով, երբ $(R + i_{min}R_u) \ll R$:

- Իմպուլսների կրկնման բարձր հաճախությամբ ազդանշաններ

Այս ազդանշանները, որոնք ընտրված են դուպլեքսի անճշտություններից խուսափելու համար, առավել գերազանցում են նախորդ կետում դիտարկված ազդանշանների հատկությունը՝ ցուցադրելով առավել մեծ տարածական անճշտություններ և մեծացնելով մուտքային ինտերֆերենցիան, նամանավանդ $R_{ci} \ll R$ տիրույթի կլատերների համար:

- Անընդհատ գործողության ազդանշաններ

Տարածական լուծողունակության բջիջը չմոդուլացված ԱԳ ազդանշանի համար սահմանափակվում է անտենայի ճառագայթով և հասնում է $ct_0/2$ առավելագույն արժեքի, որտեղ t_0 -ն անտենայի ճառագայթի պտտման մի քայլի տևողությունն է: Կլատերի մուտքային էներգիան ցանկացած միջավայրի համար ավելի մեծ է քան նույնը իմպուլսների կրկնման բարձր հաճախությամբ ազդանշանների դեպքում, չնայած որ առանձնացված ճառագայթման և ընդունման անտենաների կիրառումը կարող է ճնշել շատ մոտ տիրույթների կլատերը: ԱԳ ռադարները որոնք ունեն պարբերական փուլային մոդուլյացիա կրկնման t_r տևողությամբ, ստեղծում են R_u

տիրույթների համար նույն տարածական ճշգրտությունները ինչ որ իմպուլսի կրկնման t_r տևողությամբ իմպուլսային ռադարները:

1.2.7. Կլատերի հայտնաբերման գործակից, էֆեկտիվ սպեկտրալ խտություն և հայտնաբերման հեռավորությունը կլատերի առկայության պարագայում

Հայտնաբերման D_x գործակիցը ազդանշանի էներգիայի և գաուսյան սպիտակ աղմուկի սպեկտրի խտության պահանջվող հարաբերությունն է: Կլատերը տարբերվում է աղմուկից երկու հատկություններով: Առաջին՝ այն պատահական չէ մի իմպուլսից մյուսը և հետաքրքիր նրա սպեկտրը բաղկացած է վերջավոր գծերից, և երկրորդ՝ նրա ամպլիտուդային բաշխվածությունը կարող է ավելի մեծ լինել քան ռելեյան բաշխվածությունը: Այսպիսով կլատերի առկայության պարագայում՝ կլատերի հայտնաբերման մեկ այլ՝ D_{xc} գործակից պետք է կիրառվի: D_{xc} -ի և D_x -ի միջև կապը կարելի է արտահայտել

$$D_{xc} = D_x L_{cc} L_{cd} \quad (1.2.21)$$

որտեղ L_{cc} -ն կլատերի կորրելիացիոն կորուստներն են, իսկ L_{cd} -ն՝ կլատերի բաշխվածության կորուստները:

Էֆեկտիվ մուտքային սպեկտրալ I_{oe} խտությունը ձևավորելու համար կլատերի մուտքային C_{oi} բաղադրիչը կարգավորվում է ընդհանուր հայտնաբերման D_x գործակցի հետ օգտագործման համար: i -րդ տիրույթում կլատերի կարգավորման համար կիրառվող բանաձևը հետևյալն է՝

$$C_{oei} = C_i \frac{D_{xc i}}{D_x I_{mi}} = C_i \frac{L_{cci} L_{cdi}}{I_{mi}} \quad (1.2.22)$$

որտեղ I_{mi} -ին կլատերի լավացման գործակիցն է: Չնայաց որ այն կարող է տարբերվել կախված տարբեր տիրույթներից կախված, բայց նրա միջին $\overline{I_m}$ արժեքը կարող է օգտագործվել կլատերի էֆեկտիվ ելքային սպեկտրալ խտության արտահայտման համար՝

$$C_{oe} = \sum_i \frac{C_i L_{cci} L_{cdi}}{I_{mi}} = \frac{C_0 \overline{L_{cc} L_{cd}}}{\overline{I_m}} \quad (1.2.23)$$

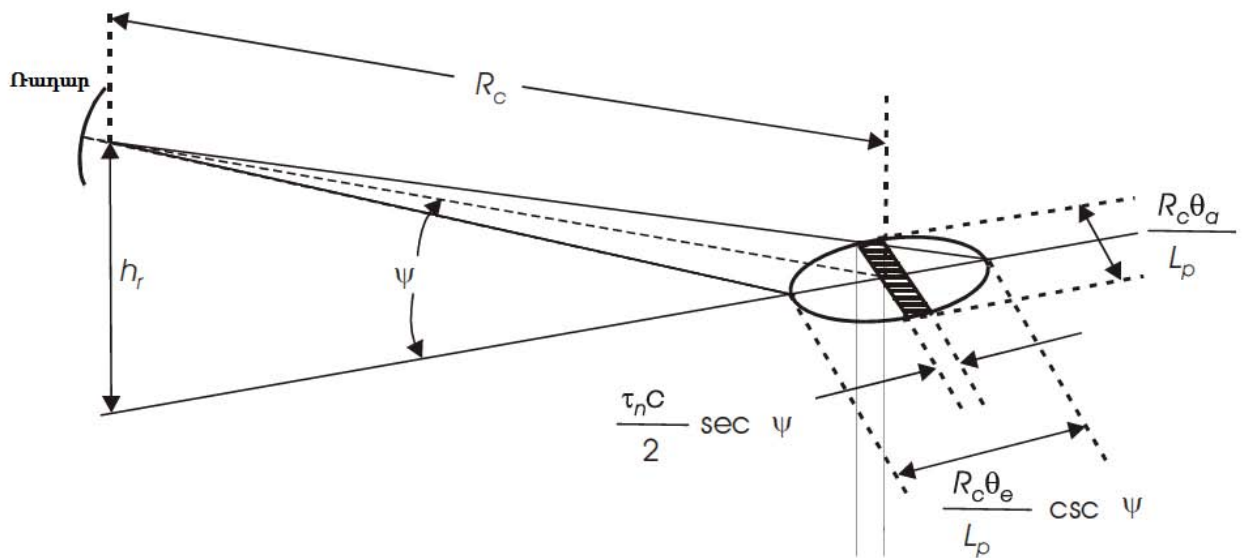
որտեղ C_i -ին որոշվում է (1.2.19) բանաձևով: Վերին գծիկով նշանակումները այդ մեծությունների ամբողջ կլատերային տիրույթով կշռված միջիններն են: Կլատերային

կորուստների համար կլատերի էֆեկտիվ սպեկտրալ խտության կարգավորումների գումարից առաջ իրականացումը և լավացման գործակցի (1.2.23) բանաձևի համաձայն միջինացումը թույլ են տալիս C_{0e} -ն ուղղակիորեն գումարել N_0 -ին և ռադարային հավասարումում հայտնաբերման հեռավորության որոշման համար գումարումը իրականացվում է ընդհանուր D_x մեծությամբ: (1.2.23) բանաձևով որոշվող կլատերի էֆեկտիվ սպեկտրալ խտությունը գումարվում է աղմուկի N_0 սպեկտրալ խտությանը ինտերֆերենցիայի I_{0e} էֆեկտիվ էներգիայի ստացման համար կլատերի և աղմուկի առկայության պարագայում: Մրա շնորհիվ կլատերի առկայության դեպքում հայտնաբերման R_{mc} հեռավորությունը որոշվում է

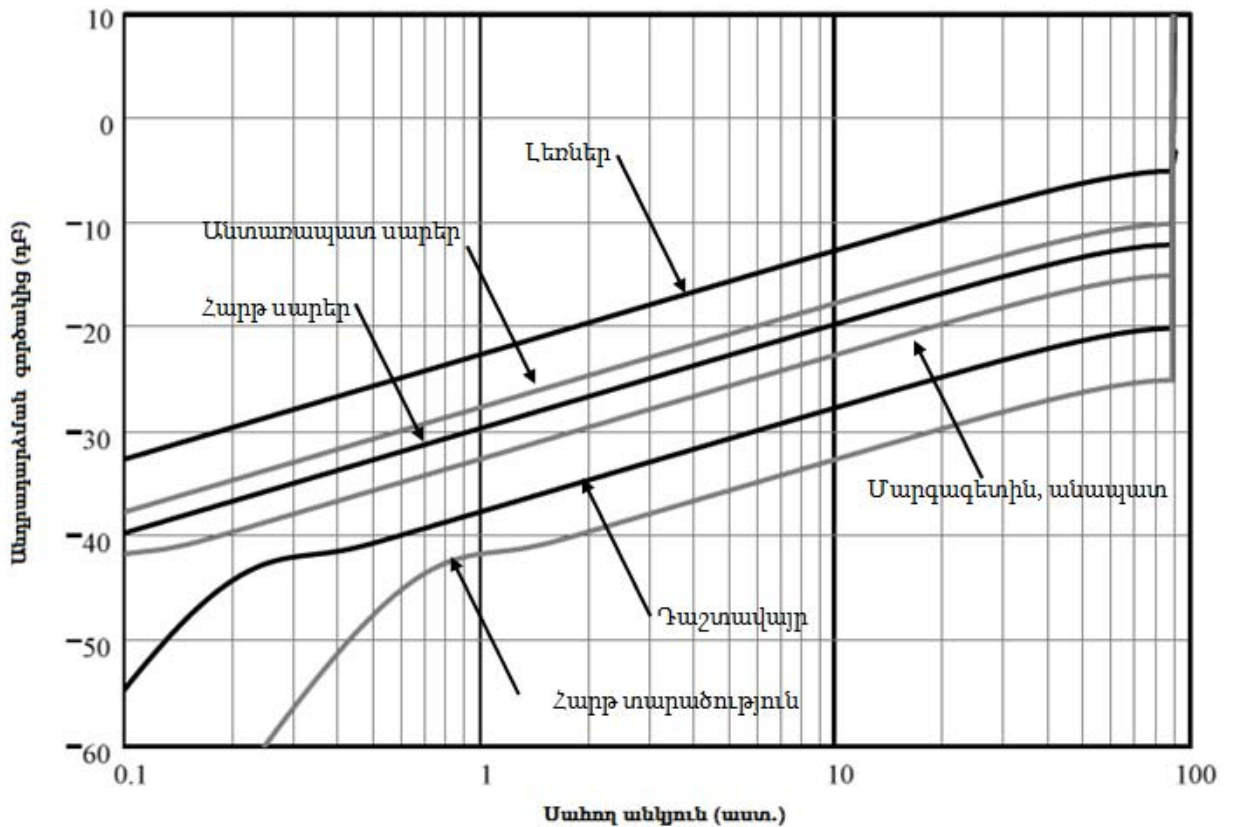
$$R_m = \left[\frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma F_p^2 F_t^2 F_r^2 F_{rdr}^2}{(4\pi)^3 I_{0e} D_x(n') L_t L_\alpha} \right]^{1/4} \quad (1.2.24)$$

արտահայտությամբ, որտեղ $n' = t_0/t_f$ -ը t_f պարբերությունների քանակն է, որոնց համար ոչ-կոհերենտ ինտեգրումը իրականացվում է դիտման t_0 ժամանակահատվածում:

Նկ. 1.3.-ում պատկերված է ռադարի դասավորվածությունը մակերևույթի նկատմամբ: Կլատերի ունեցած ազդեցությունը կախված է ռադարի ճշգրտության տարածական չափից, որը ինչպես տեսնում ենք նկարից կախված է ռադարի մակերևույթի նկատմամբ ունեցած բարձրությունից և սահող ψ անկյունից: Դիտարկվող մակերևույթի անհամասեռության հետևանքով յուրաքանչյուր լանդշաֆտ կունենա իրեն հատուկ կլատեր՝ պայմանավորված այդ լանդշաֆտի համար անդրադարձման գործակցի սահող անկյունից ունեցած կախվածությամբ: Նկ. 1.4.-ում բերված են ամենատարածված ցամաքային մակերևույթի լանդշաֆտների համար անդրադարձման գործակցի սահող անկյունից ունեցած կախվածությունները [3]:



Նկ. 1.3. Ռադարի դասավորվածությունը մակերևույթի նկատմամբ



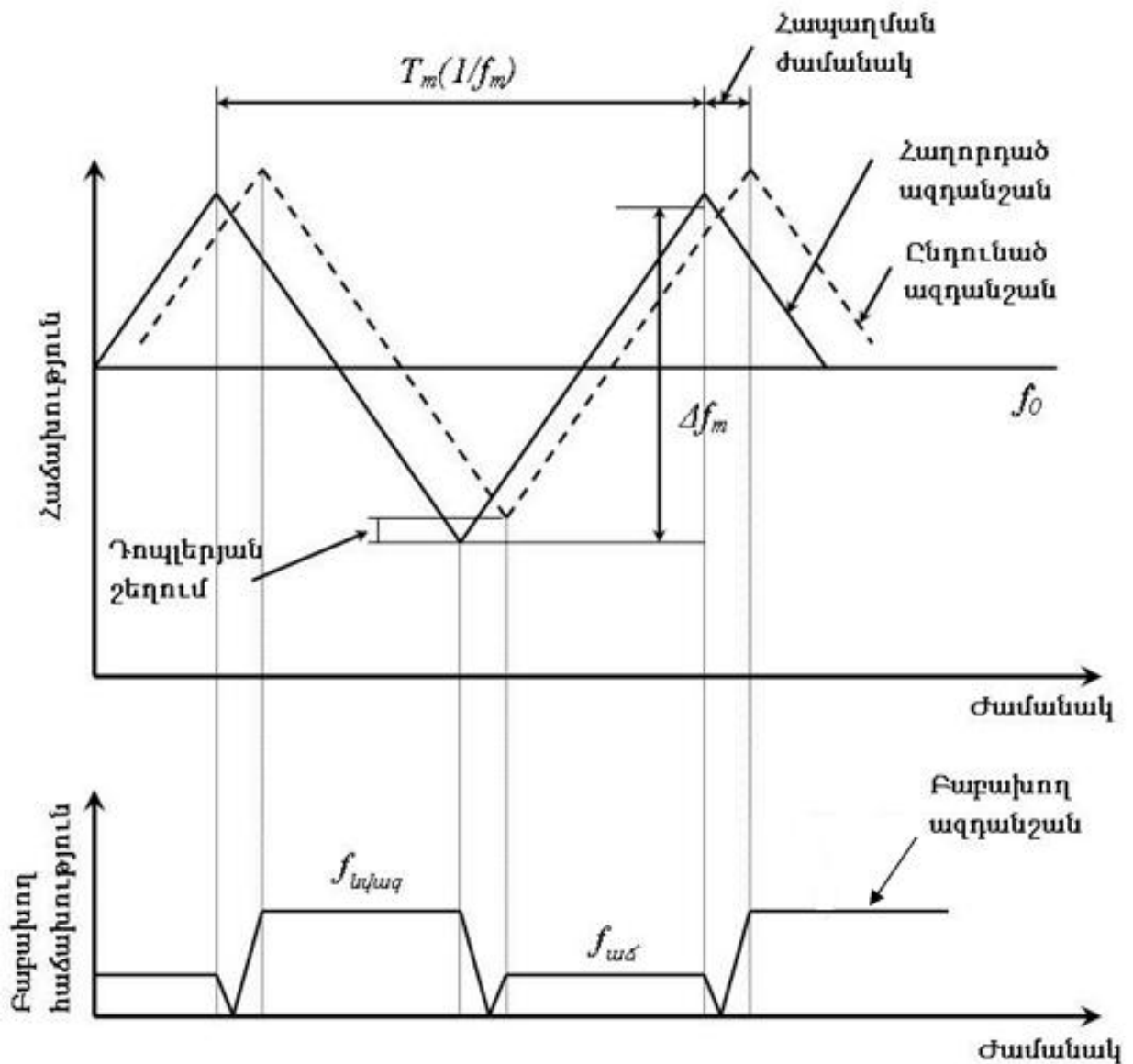
Նկ. 1.4. Անդրադարձման գործակցի կախվածությունը սահող անկյունից տարբեր լանդշաֆտների համար

1.3. ԳՀՄ ազդանշանների ձևավորման եղանակները բազմանպատակային հայտնաբերման համար

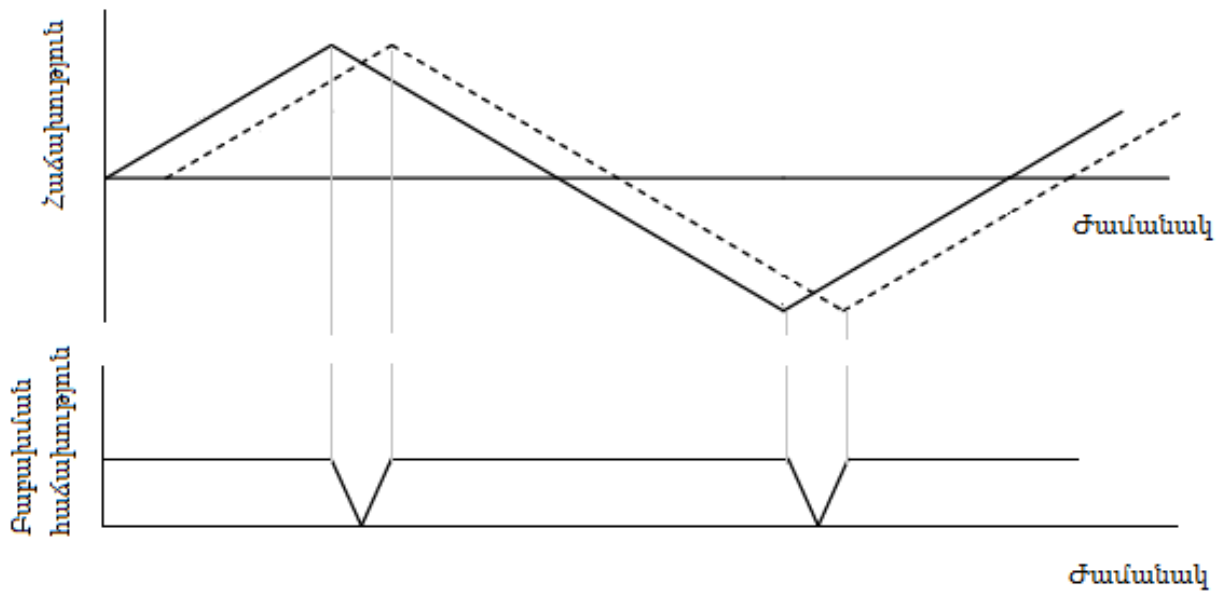
Ինչպես արդեն նշվեց ՀՄԱԳ-ը մի մեթոդ է, որը հնարավորություն է տալիս որոշելու թիրախի հեռավորությունը և հարաբերական շարժման արագության ռադիալ բաղադրիչը [25-30]: Նման համակարգերում ամենատարածված եղանակը գծային հաճախային մոդուլյացիայի (ԳՀՄ) կիրառումն է: ԳՀՄ ԱԳ ռադարի իրականացման պարզագույն տարբերակը մոդուլյատորում սղոցաձև մոդուլացնող ազդանշանի կիրառումն է, որը, ցավոք, թույլ է տալիս միայն ստացիոնար օբյեկտների հեռավորությունների չափում [31-37]: Բայց մեթոդի ամբողջ էությունը բացատրելու համար կղիտարկվի նման ռադարներում մեծ կիրառում գտած եռանկյունային հաճախային մոդուլյացիան, որը թույլ է տալիս և՛ հեռավորության, և՛ արագության որոշում: Այս դեպքում հաճախությունը ժամանակից կախված փոփոխվում է նախապես հայտնի օրենքով: Ինչպես կարելի է եզրակացնել ճառագայթվող ազդանշանը ունի եռանկյան տեսք՝ պատկերված հոծ գծի տեսքով նկ. 1.5-ի վերին հատվածում: Ճառագայթվող ազդանշանը ունի հաստատուն ամպլիտուդ, բայց հաճախությունը փոփոխվում է ժամանակի ընթացքում [38-49]: Եթե ռադարի տեսադաշտում կա անդրադարձնող օբյեկտ, ապա անդրադարձած ազդանշանը կգրանցվի τ ժամանակ հետո: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանը կունենա նկ. 1.5-ում կետագծերով պատկերված տեսքը, որը իրենից ներկայացնում է ճառագայթված ազդանշանը շեղված՝ τ ժամանակով և Դոպլերի էֆեկտով պայմանավորված $f_{դոպլեր}$ հաճախությամբ: Ուշացման τ ժամանակը որոշվում է $\tau = \frac{2R}{c}$ բանձնով: Սակայն, ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների, որոնք թիրախի հեռավորության հաշվարկը իրականացնում են ուշացման ժամանակի չափումով, ԳՀՄ-ԱԳ ռադարներում որոշվում է ճառագայթված և ընդունված ազդանշանների միջև եղած հաճախությունների տարբերությունը, որը հայտնի է որպես բաբախման հաճախություն ($f_{p.h.}$), չափելու համար թիրախի հեռավորությունն ու հարաբերական արագությունը [50-52]:

Անշարժ թիրախի դեպքում բաբախման հաճախությունը ամբողջովին պայմանավորված կլինի թիրախի հեռավորությամբ՝ $f_{p.h.} = f_{հապաղ.}$ որտեղ $f_{հապաղ.}$ -ը

հեռավորությամբ պայմանավորված բարխիման հաճախությունն է: Այս բարխիման հաճախությունը, որպես ֆունկցիա ժամանակից պատկերված է նկ. 1.6-ում: Ինչպես տեսնում ենք, անշարժ թիրախի դեպքում բարխիման հաճախությունը իրենից ներկայացնում է հաստատուն մեծություն, բացառությամբ ազդանշանի շրջման պահերին, որը չափազանց փոքր ժամանակ կազմելու պատճառով գործնականում կարելի է անտեսել:



Նկ. 1.5. ԳՀՄ ԱԳ ռադարի աշխատանքի սկզբունքը



Նկ. 1.6. ԳՀՄ ԱԳ ռադարի ընդունած ազդանշանի հաճախության և բաբախող հաճախության ժամանակից ունեցած կախվածությունը անշարժ թիրախի դեպքում

Եթե հաճախությունը մոդուլացված է Δf_m տիրույթում f_m ($1/T_m$) հաճախությամբ, ապա բաբախման հաճախության համար կունենանք՝

$$f_p = f_{\text{հապաղ.}} = \frac{\Delta f_m}{T_m/2} \tau = \frac{2\Delta f_m}{T_m} \frac{2R}{c} = \frac{4R\Delta f_m}{cT_m} \quad (1.3.1)$$

Որտեղից հեռավորության համար ստանում ենք՝

$$R = \frac{cT_m}{4\Delta f_m} f_p \quad (1.3.2)$$

Մինչև հիմա հետազոտվող թիրախը դիտարկվում էր որպես ստատիկ օբյեկտ: Եթե այս մոտեցումը ընդունելի չէ, այսինքն՝ թիրախը կատարում է որոշակի շարժում, ապա ընդունված ազդանշանը կպարունակի նաև հաճախության դոպլերյան շեղում ի հավելումն τ ժամանակային ուշացումով պայմանավորված հաճախության շեղման: Հաճախության դոպլերյան շեղման հետևանքով ընդունված ազդանշանի գրաֆիկը կտեղաշարժվի վերև կամ ներքև, կախված թիրախի շարժման ուղությունից, ինչպես պատկերված է նկ. 1.5-ի վերին հատվածում: Արդյունքում՝ բաբախող ազդանշանը,

հաճախության մոդուլյացիայի պարբերության մի հատվածում կաճի դոպլերյան շեղման չափով, իսկ մյուսում կնվազի՝ ինչպես պատկերված է նկ. 1.5-ի ստորին հատվածում:

Եթե, օրինակ, թիրախը մոտենում է ռադարին, ապա ԳՀՄ-ի աճող լանջին համապատասխանող ժամանակահատվածում $f_{աճ}$ բաբախող հաճախությունը իրենից կներկայացնի հեռավորությամբ և դոպլերային շեղմամբ պայմանավորված հաճախությունների տարբերություն՝ բանաձև (1.3.3): Նմանապես ԳՀՄ-ի նվազող լանջին համապատասխանող ժամանակահատվածում $f_{նվ}$ բաբախող հաճախությունը իրենից կներկայացնի վերոհիշյալ երկու հաճախությունների գումարը՝ բանաձև (1.3.4): Նշված բանաձևերում ենթադրվում է, որ թիրախի հեռավորությունը և արագությունը ԳՀՄ-ի մի պարբերության ընթացքում մնում են անփոփոխ: Այս ենթադրությունը սովորաբար կապված է ազդանշանի պարբերության կարճության հետ:

$$f_{աճ} = f_{հապաղ} - f_{դոպլեր} \quad (1.3.3)$$

$$f_{նվ} = f_{հապաղ} + f_{դոպլեր} \quad (1.3.4)$$

Ակնհայտ է, որ նմանատիպ պատկեր կստացվի նաև թիրախի հեռանալու դեպքում: Ելնելով (1.3.3) և (1.3.4) բանաձևերից կարող ենք պարզել հեռավորությամբ և դոպլերի էֆեկտով պայմանավորված հաճախային շեղումները: Թիրախի հեռավորությամբ պայմանավորված հաճախային շեղման համար ստանում ենք՝

$$f_{հապաղ} = \frac{f_{աճ} + f_{նվ}}{2} \quad (1.3.5)$$

Իսկ դոպլերի հաճախության համար՝

$$f_{դոպլեր} = \frac{f_{նվ} - f_{աճ}}{2} \quad (1.3.6)$$

Եթե $f_{հապաղ}$ և $f_{դոպլեր}$ մեծությունները ճշգրտորեն հաշվարկված են, ապա հեշտությամբ կարելի է հաշվարկել թիրախի հեռավորությունն ու շառավղային արագությունը: Քանի որ մոդուլյացիայի T_m և Δf_m պարամետրերը հայտնի են, ապա օգտվելով 3 բանաձևից հեռավորության համար կստանանք՝

$$R = \frac{cT_m}{4\Delta f_m} f_{հապաղ} = \frac{cT_m}{8\Delta f_m} (f_{աճ} + f_{նվ}) \quad (1.3.7)$$

Նմանապես արագության համար ստանում ենք՝

$$V = \frac{\lambda}{4} (f_{\text{սլ}} - f_{\text{սճ}}) \quad (1.3.8)$$

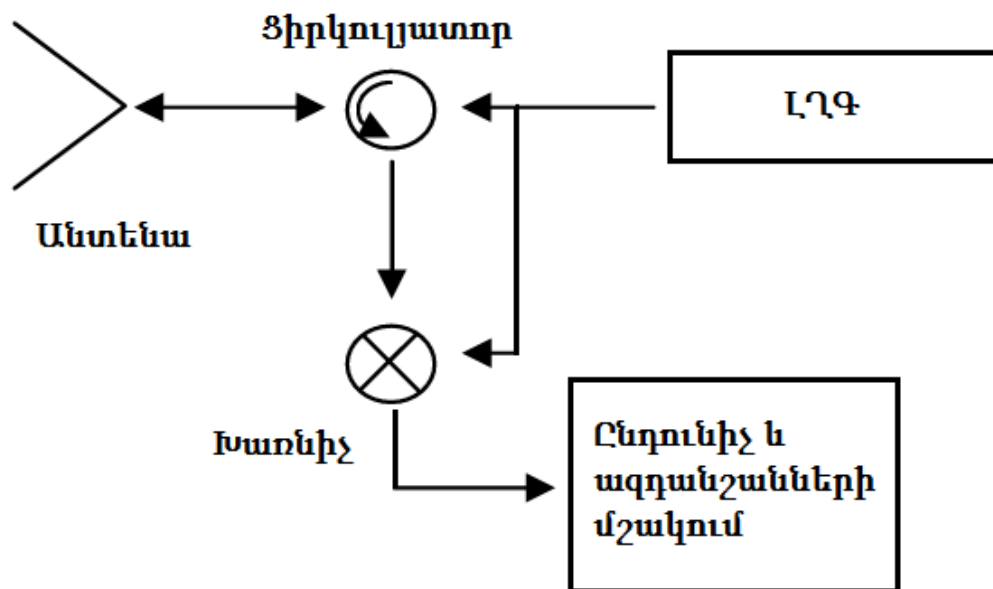
որտեղ λ -ն ճառագայթվող ալիքի երկարությունն է:

Արդյունքները ստանալիս ենթադրվել է, որ $|f_{\text{դուպլեր}}| < f_{\text{հասցադ}}$, և հետևաբար դուպլերյան հաճախությունը սահմանափակվում է $f_{\text{հասցադ}}$ հաճախությամբ: Եթե այս պայմանը չի բավարարվում, ապա հաշվարկներում ստացվում են անճշտություններ: Սա անռանձնակի խնդիր չի հանդիսանում քանի որ միշտ կարելի է $f_{\text{հասցադ}}$ համար ստանալ անհրաժեշտ մեծության՝ համապատասխան կերպով փոփոխելով Δf_m կամ T_m պարամետրերը:

$$\Delta r = c/4\Delta f_m \quad (1.3.9)$$

$$\Delta V = \lambda/2T_m \quad (1.3.10)$$

Այսպիսով՝ այս սեղմ նկարագրությունը ամփոփելու համար ներկայացվում է ԳՀՄ ԱԳ ռադարների աշխատանքի սկզբունքը ցուցադրող պարզագույն բլոկ սխեման՝ պատկերված նկ. 1.7-ում:



նկ. 1.7. ԳՀՄ ԱԳ ռադարի պարզագույն բլոկ սխեման

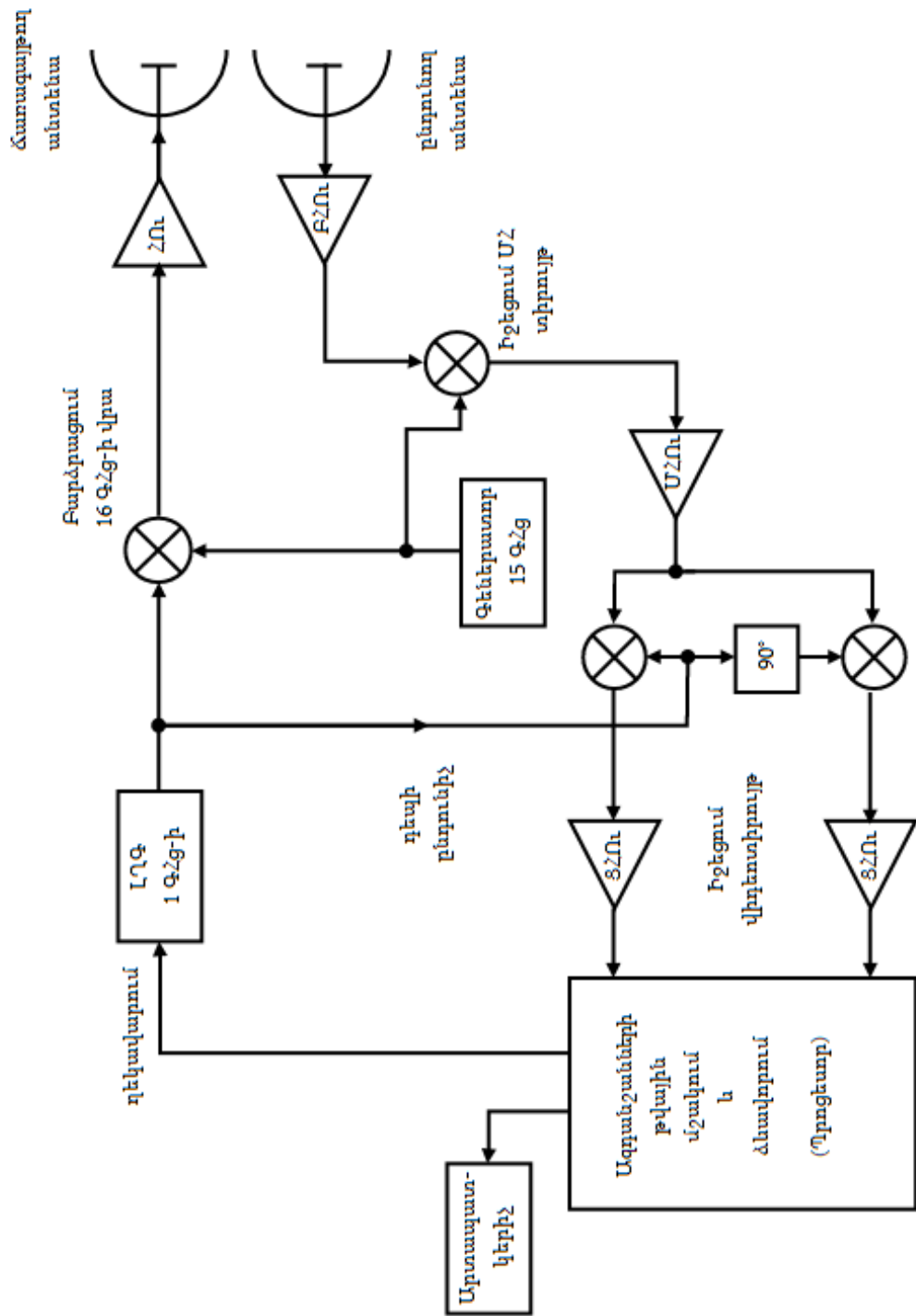
ԼՂԳ-ն լարումով դեկավարվող գեներատորն է, որը փոփոխում է իր հաճախությունը կախված նրա մուտքին տրված լարումից: ԼՂԳ-ի կողմից գեներացված ազդանշանը ճառագայթվում է և միաժամանակ որպես հենակային ազդանշան տրվում

խառնիչին բաբախող ազդանշան ստանալու համար: Այնուհետև բաբախող ազդանշանը ուժեղացվում է և տրվում ազդանշանների մշակման հանգույցին, որտեղ ֆուրյեի արագ ձևափոխության միջոցով որոշվում է բաբախող ազդանշանի հաճախությունը:

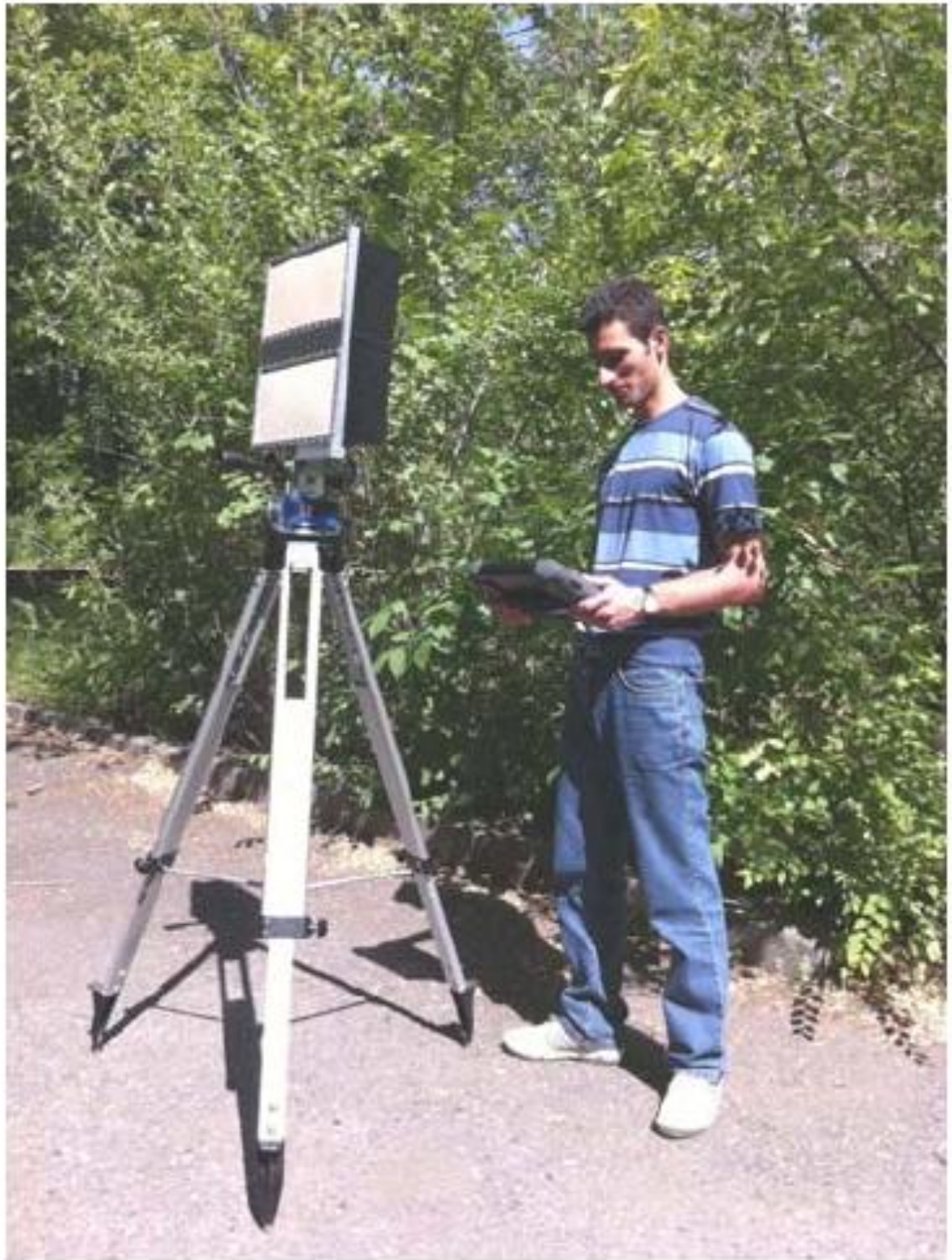
1.4. Դյուրակիր ռադարային համակարգի կառուցվածքը և նախագծումը

1.4.1. Աշխատանքի սկզբունքը

Նախագծված ռադիոլուկացիոն կայանի բլոկ-դիագրամը պարզեցված (առանց ֆիլտրերի) տեսքով ցուցադրված է նկ. 1.8-ում: Այն իրենից ներկայացնում է 2 փուլով հաճախության փոխարկման հաղորդիչ/ընդունիչ: Այդպիսի կառուցվածքը պայմանավորված է մի քանի նկատառումներով, որոնցից առաջինը կապված է փուլային աղմուկների հետ [53-60]: Դոպլերյան փոքր հաճախությունների չափման համար նախատեսված ՌԼԿ-ն, պետք է ունենա հաղորդչի հնարավորինս փոքր փուլային աղմուկներ: 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 մեծագույնի փուլային աղմուկով [61-66]: Այդ նպատակով օգտագործվել են կայունացված դիլեկտրիկ ռեզոնատորներ և որսված շղթայով PLL գեներատոր Lucix LO-149-XB է 15ԳՀց հաճախության վրա ներքին հիմքային գեներատորով, նկարագրվող -96 դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում, և Minicircuits ZX95-1000C VCO -96դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում: Տարբեր հաճախությունների վրա ուժեղացուցիչների մեջ ընդհանուր ուժեղացման բաշխման շնորհիվ, նման կառուցվածքը թույլ է տալիս դինամիկ լայն տիրույթում միաժամանակ հասնել գծայնության ավելի բարձր մակարդակի և 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 [2, 67-71]: Կայանի ընդհանուր տեսքը պատկերված է նկ. 1.9-ում:



Նկ. 1.8. Կառուցված ռադարի բլոկ-սխեման



Նկ. 1.9. Կառուցված ռադարի ընդհանուր տեսքը

Ցիրկուլյատորի կապագերծման սահմանափակ մակարդակի և անտենայի ոչ իդեալական համաձայնեցման պատճառով ընդունիչի մուտքին տեղի է ունենում ազդանշանի էական արտահոսք (մինչև -20դԲ): Հաղորդչի և ընդունիչի միջև կապագերծումը մեծացնելու համար օգտագործվել է ներթափանցած ազդանշանի կոմպենսացիայի այս կամ այն սխեման [72,73]: 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 իրագործել 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 էլքային 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 -38դԲ հաճախությունների աշխատանքային տիրույթում: Հաշվի առնելով ուժեղացման ճանապարհի բարձր զծայնություն ապահովելու անհրաժեշտությունը, նվաճված կապագերծումը սահմանափակում է հաղորդիչի հզորությունը մինչև 20դԲմ և 1մ² ցրաման էֆեկտիվ կտրվածքով (ՅԷԿ) թիրախների հայտնաբերման հեռավորությունը մինչև 1կմ: Նշված բնորոշ թերություններից խուսափելու նպատակով, կառուցված ռադարը իրենից

ներկայացնում է ոչ թե համակցված անտենայով համակարգերին, այլ՝ առանձին հաղորդող և ընդունող անտենաներով համակարգ: Չնայած համակարգի ընդհանուր չափերի մեծացմանը՝ սա էապես նվազեցնում է ներթափանցած հզորության մակարդակը ընդունիչի մուտքում (-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 հայտնաբերման հեռավորության մեծացման ավելի քան 3 անգամ [71]:

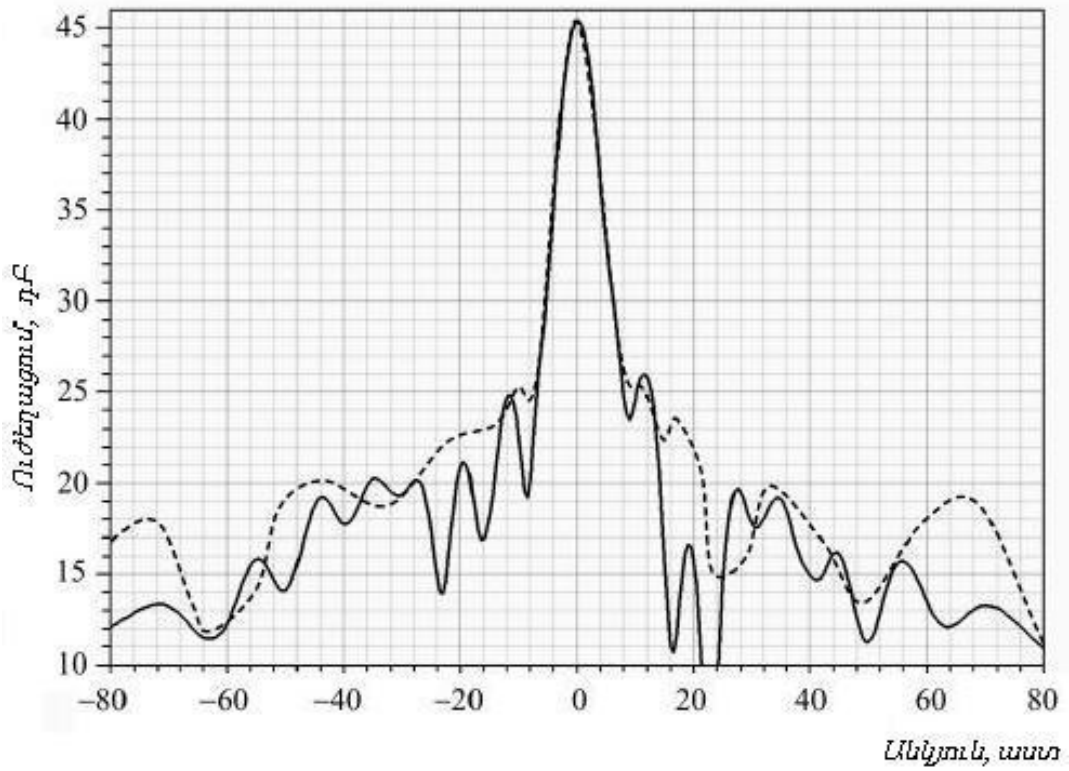
1.4.2. Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանց

Մոտիկ տիրույթի և ցածր հզորությամբ ռադարների անտենաների վրա դրվող հիմնական պահանջներից են բարձր ՕԳԳ-ն, մեծ ուժեղացումը, փոքր երկրաչափական չափերը և հաճախությունների ամբողջ տիրույթի համար անփոփոխ ուղղորդվածության դիագրամը: Այս պահանջները սահմանափակում են մեր քննարկումը միայն հարթ պրոֆիլի ալեհավաքներով [71]: Առավել լայնորեն կիրառվող այդպիսի անտենաներից են ուժեղացման մեծ գործակցով, 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: Միննույն ժամանակ ալիքատարաճեղքային անտենաները լայն գործածում են գտնում ռադարային համակարգերում շնորհիվ բարձր արդյունավետության, մեծ ուժեղացման գործակցի և հարթ երկրաչափական պրոֆիլի: Հաշվի առնելով իրենց վերոհիշյալ հատկությունները, ալիքատարաճեղքային անտենաները հանդիսանում են «արտահերթ թեկնածու» ալեհավաքների շարքի մեջ մոտիկ տիրույթի ՌԼԿ-ներում օգտագործելու համար:

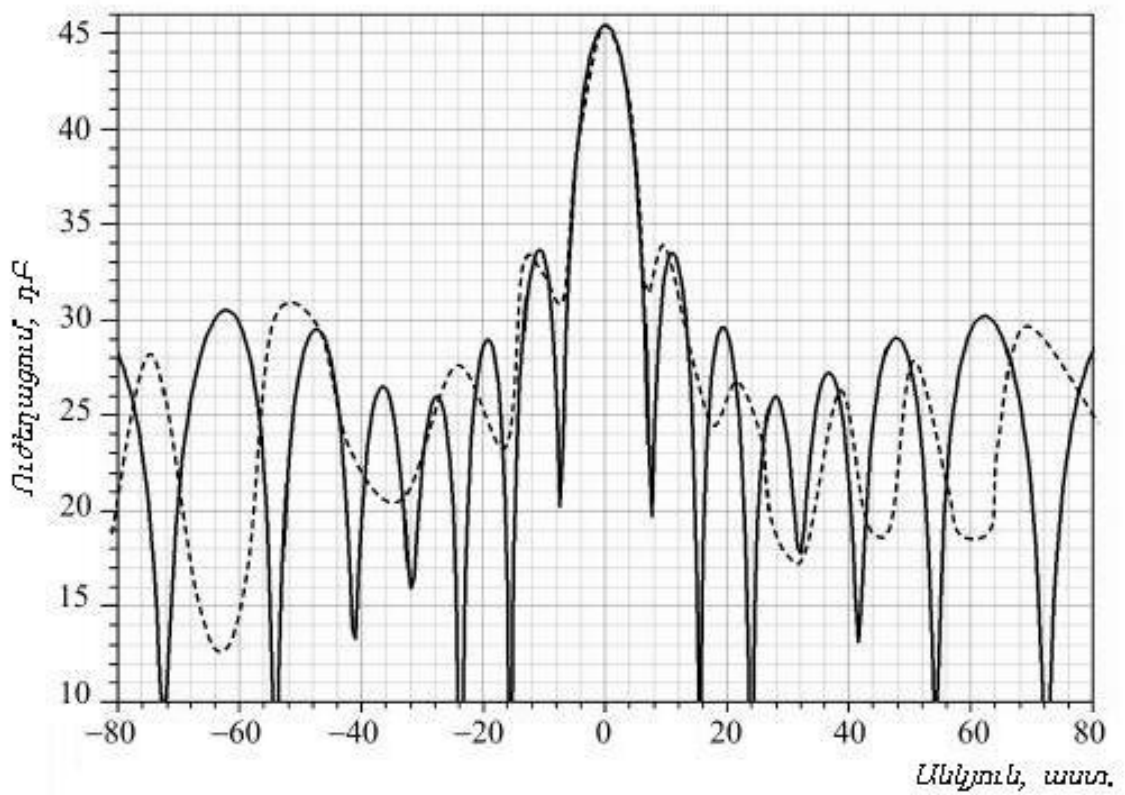
Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանցի նախագծումը սկսվում է անտենայի բացվածքում դաշտի բաշխվածության որոշելուց, այնուհետև ճառագայթող ձեղքերի ամպլիտուդներից անհրաժեշտ ճառագայթի ցանկալի հաստությանը հասնելու,

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 [74], 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, առաջին մոտավորությամբ արդյունքներ ստանալու համար, ամպլիտուդների բաշխվածությունը անտենայի բացվածքում հաշվարկվել է ճեղքերի ամպլիտուդների համար գոյություն ունեցող հայտնի բանաձևերի հիման վրա [75], 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 ՅոԲ համափուլ բաժանիչներից: H- և E- հարթություններում անտենայի ուղղորդվածության դիագրամները ցուցադրված են նկ. 1.10-ում և նկ. 1.11-ում, որտեղ հոծ գծերով ներկայացված են սիմուլյացիայի արդյունքները, իսկ ընդհատ գծերը համապատասխանում են չափված արժեքներին [71]:



Նկ. 1.10. Ալիքատարաճեղքային անտենայի ուղղորդվածության դիագրամները H հարթության մեջ



Նկ. 1.11. Ալիքատարաճեղքային անտենայի ուղղորդվածության դիագրամները E հարթության մեջ

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

1.4.3. Գեներատորների փուլային աղմուկների գնահատումը

Գեներատորների փուլային աղմուկները հանդիսանում են հիմնական գործոններից մեկը, որը սահմանափակում է անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայանի հայտնաբերիչ ներուժը [76,77]: Գեներատորի գեներացրած ազդանշանը կարող է ներկայացվել հետևյալ կերպ.

$$V(t) = \cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (1.4.1)$$

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 [71], ճառագայթվող ազդանշանը կունենան կունենա հետևյալ տեսքը.

$$\begin{aligned} S_{TX}(t) &= V_1(t)V_2(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)) \\ &= \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \end{aligned} \quad (1.4.2)$$

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 դոպլերյան շեղում: Գնահատականի արդյունքները ճիշտ կլինեն նաև ընդհանուր դեպքում: Այսպիսով, ընդունված ազդանշանը կլինի

$$S_{RX}(t) = S_{TX}(t - t_0) = \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \quad (1.4.3)$$

խառնիչից հետո ձևափոխվում է վիդեոշերտի

$$\begin{aligned}
 s(t) &= S_{RX}(t)S_{TX}(t) \\
 &= \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) \\
 &\quad + \varphi_2(t)) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0 + \varphi_1(t) + \varphi_2(t) - \varphi_1(t - t_0) - \varphi_2(t - t_0)) \quad (1.4.4)
 \end{aligned}$$

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

$$s(t) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (1.4.5)$$

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

$$n(t) = \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (1.4.6)$$

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

$$\begin{aligned}
 R_n(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} n(t)n(t + \tau)dt \\
 &= 2R_1(\tau) + 2R_2(\tau) - R_1(\tau + t_0) - R_1(\tau - t_0) - R_2(\tau + t_0) - R_2(\tau - t_0) \quad (1.4.7)
 \end{aligned}$$

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

Կիրառելով Ֆուրյեի ձևափոխություն է ինքնակորելացման ֆունկցիայի նկատմամբ, ստանում ենք ՀՄԽ

$$\begin{aligned}
 L(\omega) &= 2L_1(\omega) + 2L_2(\omega) - L_1(\omega)e^{j\omega t_0} - L_1(\omega)e^{-j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{-j\omega t_0} \\
 &= 2(L_1(\omega) + L_2(\omega))(1 - \cos\omega t_0) \quad (1.4.8)
 \end{aligned}$$

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

$$L(\omega) = \frac{8L_1(\omega)R^2\omega^2}{c^2} \quad (1.4.9)$$

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 գներատորներով կառուցված կայանի հետագա պոտենցիալը և փուլային աղմուկներով սահմանափակված գործողության առավելագույն հեռավորությունը:

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

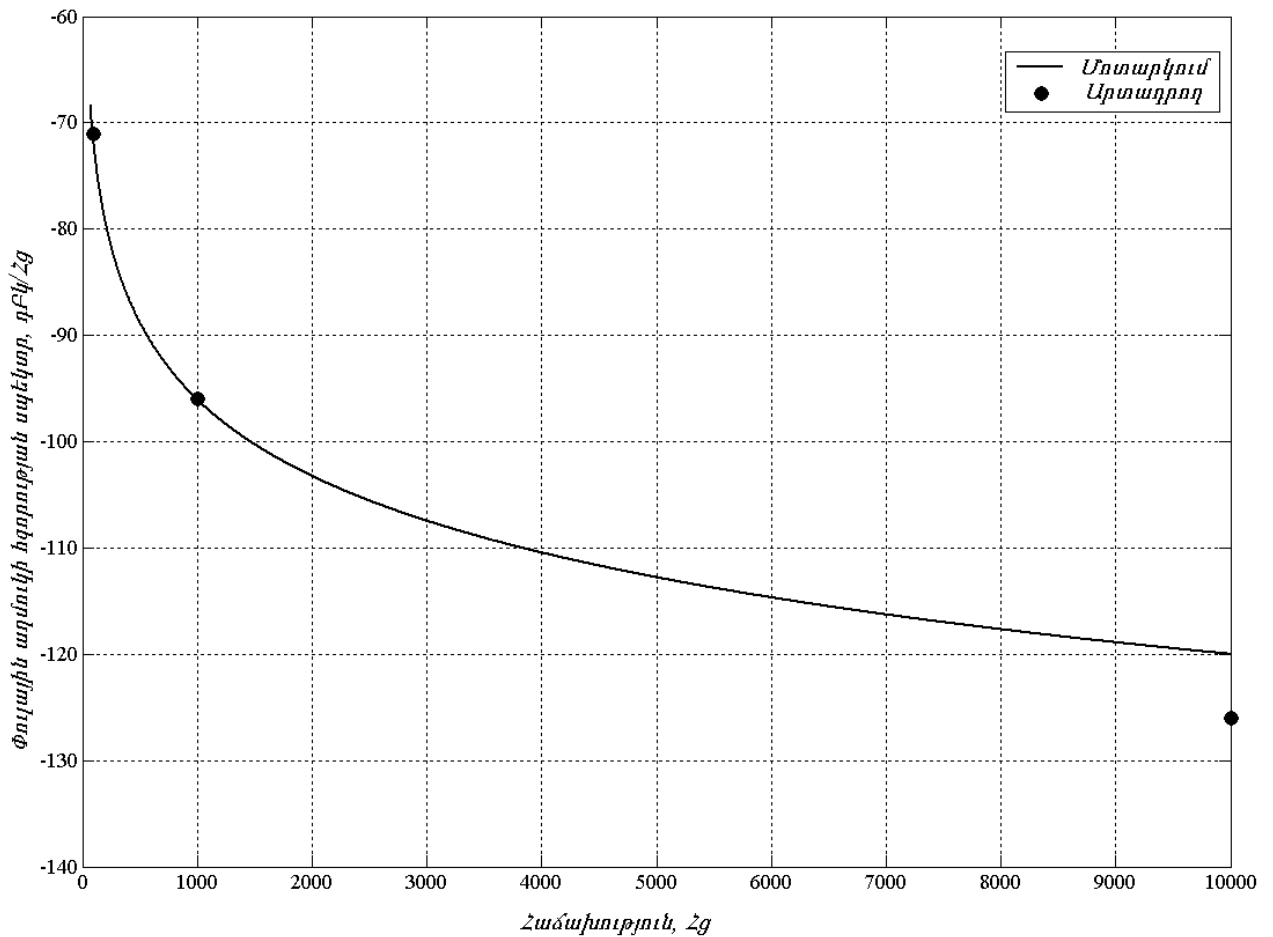
$$L_1(\omega) \sim \omega^\alpha \quad (1.4.10)$$

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. 1.12-ում:

Այս մոտարկումը ըստ հետաքրքրող հաճախային շերտի ինտեգրելուց հետո կատանանք 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

$$N_{\phi_{ուլ}} = -73 \eta F^2 l \quad (1.4.11)$$

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



Նկ. 1.12. Փուլային աղմուկների հզորության սպեկտրը

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 Գ-անի դիոդների վրա, կնվազեցնեք գործողության հեռավորությունը իրենց փուլային աղմուկների մեծացման պատճառով:

1.4.4. Ուժեղարարների ընտրություն

Ռադարային համակարգերում շատ կարևոր դեր է խաղում նաև ուժեղարարների ճիշտ ընտրությունը: Ամբողջ դժվարությունը կայանում է նրանում, որ ռադարային համակարգում օգտագործվող ուժեղարարները պետք է կարողանան բավարարել մի շարք պայմանների, որոնք շատ հաճախ հանդիսանում են հակասական և այդ իսկ պատճառով չափազանց դժվար է իրականացնել: Դիտարկենք մի քանի առանցքային կետեր: Ինչպես գիտենք ռադիոլոկացիոն ազդանշանը բավականին լայնաշերտ

ազդանշան է, քանի որ ընդունված ազդանշանի հաճախությունը կախված է թիրախի ունեցած հեռավորությունից, իսկ հաճախային մոդուլյացիայով անընդհատ գործողության ռադարներում նաև մոդուլյացիայի փոման արագությունից, ընդ որում՝ որքան փոքր է փոման արագությունը այնքան ավելի մեծ է միևնույն հեռավորությանը համապատասխանող հաճախությունը: Այսպիսով ստացվում է որ ուժեղարարը պետք է ունենա թողարկման լայն տիրույթ: Մյուս կողմից, քանի որ գրանցված ազդանշանի հզորությունը հակադարձ համեմատական է հեռավորության չորրորդ աստիճանին, այդ պատճառով շատ արագ թուլանում է և պահանջվող հեռավորությունների վրա հայտնաբերում իրականացնելու համար ուժեղարարը պետք է ունենա նաև ուժեղացման մեծ գործակից: Արդեն իսկ նշված պայմաններից կարելի է նկատել առկա դժվարությունը՝ հեշտ չէ ունենալ ուժեղարար մեծ թողաչկման շերտով և միաժամանակ ուժեղացման մեծ գործակցով: Մեկ այլ խնդիր է ուժեղարարի լանջի թեքությունը: Փոքր հեռավորությամբ թիրխներին համապատասխանելու են փոքր հաճախություններ, իսկ այդ տիրույթում մեծ խանգարում են առաջացնում հաստատուն բաղադրիչը և ֆլիկերային աղմուկները: Միմյանց մոտ գտնվող այդ հաճախությունները տարանջատելու և անցանկալի աղմուկները բավական չափով ճնշելու համար անհրաժեշտ է, որ մեր ուժեղարարը ունենա լանջի մեծ թեքություն: Իսկ ինչպես հայտնի է մեծ թեքությամբ լանջով ուժեղարարը ունենում է երկար անցումային բնութագիր, որը բերելու է ազդանշանի աղավաղմանը:

ԳԼՈՒԽ 2. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ԹՎԱՅԻՆ ՄՇԱԿՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐ ԵՎ ԱԼԳՈՐԻԹՄՆԵՐ

2.1. Թիրախների հայտնաբերում և մշակում

2.1.1. Ազդանշանների մշակման անհրաժեշտությունը, թիրախներ և կլատեր

Ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակումը հիմնվում է այն նույն մեթոդների և հասկացությունների վրա, ինչ-որ կիրառվում է թվային մշակման այլ ոլորտներում, սկսած այնպիսի մոտ ոլորտներից ինչպիսիք են հեռահաղորդակցությունն ու սոնարները, և վերջացրած այնպիսի հեռավոր կիրառություններով ինչպիսիք են ձայնի և պատկերների մշակումը: Գծային գտումը և հայտնաբերման վիճակագրական տեսությունը առանցքային դեր ունեն ռադարների ամենահիմնական խնդրի՝ թիրախների հայտնաբերման հարցում: Ֆուրյե ձևափոխությունները, հիմնված ֆուրյեի արագ ձևափոխության (ՖԱՁ) մեթոդի վրա, համատարած բնույթ ունեն և կիրառվում են ամենուր՝ սկսած համաձայնեցված գոտիների համար փաթույթի արագ հաշվարկից, մինչև դոպլերյան սպեկտրի գնահատում և ռադիոլոկացիոն արտապատկերում: Ժամանակակից մոդելների վրա հիմնված սպեկտրալ գնահատումները և համաձայնեցվող գոտիների մեթոդները կիրառվում են ճառագայթի ձևավորման և խանգարումների դեմ պայքարի համար: Տեսակի ճանաչման մեթոդները կիրառվում են թիրախը շրջակա միջավայրից տարանջատելու և թիրախների նույնականացման խնդիրներում:

Միաժամանակ ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման համակարգերը ունեն որոշակի յուրահատկություններ, որոնց հետևանքով վերջիններս առանձնանում են ազդանշանների մշակման այլ ոլորտներից: Ռադարային ազդանշանները ունեն շատ մեծ դինամիկ տիրույթ՝ մի քանի տասնյակ դեցիբել, որոշ դեպքերում այն կարող է հասնել նույնիսկ 100դԲ-ի: Այսպիսով՝ ուժեղացման ղեկավարման սխեմաները ընդհանուր են, և կողմնակի թերթիկների ղեկավարումը հաճախ վճռական դեր է խաղում երբ թույլ ազդանշանները կարող են թաքնված լինել կողմնակի ուժեղ ազդանշանի պատճառով:

Նշված դատողությունները հաստատում են, որ գործունյա ռադար ունենալու համար միայն տեխնիկական մասը դեռ բավարար չէ, անհրաժեշտ է նաև ունենալ լավ

ծրագրային ապահովում, մասնավորապես՝ ընդունված ազդանշանի մշակման էֆեկտիվ ալգորիթմներ և մեթոդներ: Ազդանշանների մշակման արդյունավետ ալգորիթմներ ունենալու համար նախևառաջ պետք է հասկանալ գոյություն ունեցող խնդիրները:

ՀՄԱԳ ռադարների աշխատանքի սկզբունքի նկարագրությունում արված դիտարկումներում և դուրսբերումներում ընդունվում էր, որ ռադարի գործողության տեսադաշտում կա միայն մեկ անդրադարձնող օբյեկտ: Իհարկե, եթե այդպես լիներ, ապա վերոհիշյալ դատողությունները բնականաբար բավարար կլինեին խնդիրը լուծելու համար, բայց ակնհայտ է, որ նման դիտարկումը մեղմ ասած իրատեսական չի: Ցակնացած պարագայում էլ, անկախ նրանից թե ինչ պայմաններում և ինչ նպատակներով է օգտագործվում համակարգը, միշտ էլ լինում են այլ օբյեկտներ և բնածին խանգարումներ, որոնք ունենում են իրենց ներդրումը, այդպիսով բարդացնելով խնդրի լուծումը:

Կախված կիրառման նպատակներից օբյեկտներն ու խանգարումները լինում են տարբեր, բացի այդ խնդիրը բարդանում է նաև այն դեպքում, երբ առկա են մի քանի թիրախներ: Ընդ որում արժե նշել, որ շատ հաճախ կարող է մի խնդրի շրջանակներում թիրախ հանդիսացող օբյեկտը այլ խնդրի դեպքում հանդիս գալ որպես խանգարման աղբյուր: Դիտարկենք մի քանի օրինակներ: Օրինակ, օդային թիրախների համար նախատեսված ռադարներում, այսինքն՝ այն համակարգերում, որոնց խնդիրն է հայտնաբերել որևիցե թռչող օբյեկտ՝ ինքնաթիռ, ուղղաթիռ, և այլն, ամպերը և հեռավոր սարերը հանդիս են գալիս որպես խանգարող օբյեկտներ, քանի որ նրանք ևս անդրադարձնում են ռադարի կողմից ճառագայթված ազդանշանը: Եղանակային ռադարներում գրանցվում է ամպերի առկայությունը և տեղաշարժը, որը ցույց է տալիս քամու առկայությունն ու ուժգնությունը: Սրանցում ամպերը հանդիսանում են թիրախ, չնայած որ նախորդ օրինակում նրանք հանդիսանում էին խանգարում: Այս ռադարների համար խանգարում են հանդիսանում օդի տուրբուլենտ հոսքերը, թռչող օբյեկտները և այլն: Ծովային ռադարներում, որոնց համար թիրախ են հանդիսանում լողացող նավերը, ծովի ալիքներն են ունենում իրենց բացասական ներդրումը: Երկրային ռադարների դեպքում, որոնց նպատակն է հայտնաբերել երկրի մակերևույթով շարժվող

օբյեկտներին՝ տրանսպորտային միջոց, հետիոտն, և այլն, խանգարում է հանդիսանում երկրի մակերևույթը իր ռելեֆով և բուսականությամբ հանդեձ: Սարերը, ծառերը, կառույցները, անշարժ տեխնիկան և այլ մեծ ու փոքր առարկաները անդրադարձնում են ռադարի ճառագայթումը, որի արդյունքում ընդունված ազդանշանը իրենից ներկայացնում է յուրաքանչյուր օբյեկտից անդրադարձած ազդանշանների վերադրում և հետևաբար ինֆորմացիա է պարունակելու բոլոր այդ օբյեկտների մասին [78-93]:

2.1.2. Բազմակի թիրախների դետեկտում

Ինչպես արդեն դիտարկվեց 1.3 ենթագլխում, յուրաքանչյուր թիրախից անդրադարձած ազդանշան իր մեջ պարունակում է հաճախային շեղումներ, որոնք հավասար են հապաղման և դոպլերյան շեղումների հաճախությունների գումարին կամ տարբերությունը, ԳՀՄ ազդանշանի աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում: Մեկ թիրախի արագության և հեռավորության որոշելու խնդիրը ակնհայտ է. հաճախության աճելու և նվազելու պարբերությունների ընթացքում հաջորդաբար չափվում և թվայնացվում են ընդունված ազդանշանները, իսկ այնուհետև ՖՍԶ-ի միջոցով հաշվարկվում են դրանց սպեկտրերը: Սպեկտրալ պատկերներից յուրաքանչյուրում առկա են լինելու պիկային արժեքներ՝ պայմանավորված թիրախներով: Մեկ թիրախի առկայության դեպքում այդպիսի պիկային արժեքները յուրաքանչյուր սպեկտրում մեկ հատ են: Թիրախի հեռավորությունն ու արագությունը հեշտությամբ որոշվում են (1.3.7) և (1.3.8) բանաձևերի օգնությամբ:

Բազմակի թիրախների առկայության դեպքում յուրաքանչյուր սպեկտրի մեջ առաջանում են թիրախների քանակին հավասար պիկային արժեքներ՝ մեկական յուրաքանչյուր թիրախի համար: Այս դեպքում ևս թիրախներից յուրաքանչյուրի հեռավորությունն ու արագությունը որոշվում են թիրախին համապատասխանող հաճախությունների գույգի միջոցով՝ ինչպես և մեկ թիրախի խնդրի դեպքում: Սակայն, սպեկտրալ վերլուծության արդյունքում ստացվում են միայն հաճախային պատկերները, իսկ հաճախային պիկերի միջև համապատասխանության հարցը մնում է անորոշ և անհրաժեշտ է այդ բազմություններից ձևավորել ճիշտ գույգեր:

N թիրախների առկայության դեպքում յուրաքանչյուր սպեկտրում առկա կլինեն N հաճախային պիկեր, որոնցից համադրությունների ձևավորման արդյունքում ստանում ենք հնարավոր գույգերի $N \times N$ մատրից՝

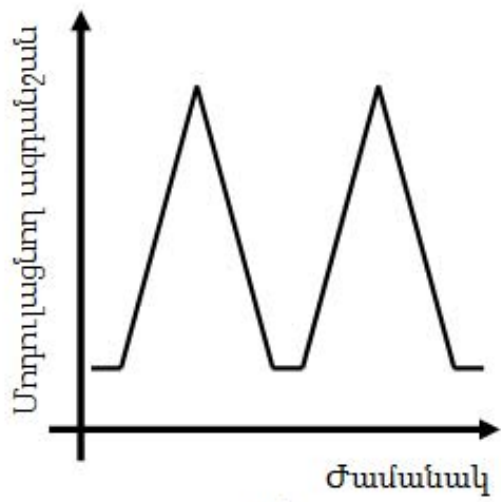
$$\begin{bmatrix} (f_{w\delta_1}, f_{v\lambda q_1}) & (f_{w\delta_1}, f_{v\lambda q_2}) & \cdots & (f_{w\delta_1}, f_{v\lambda q_n}) \\ (f_{w\delta_2}, f_{v\lambda q_1}) & (f_{w\delta_2}, f_{v\lambda q_2}) & \cdots & (f_{w\delta_2}, f_{v\lambda q_n}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (f_{w\delta_n}, f_{v\lambda q_1}) & (f_{w\delta_n}, f_{v\lambda q_2}) & \cdots & (f_{w\delta_n}, f_{v\lambda q_n}) \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

Յուրաքանչյուր հաճախային գույգի, համաձայն (1.3.7) և (1.3.8) բանաձևերի, համապատասխանում է հեռավորության/արագության որոշակի արժեքներ: Արդյունքում, ստացվում է, որ ունենք $N \times N$ թիրախներ համապատասխան հեռավորություններով և արագություններով, ինչպես ցուցադրված է ստորև՝

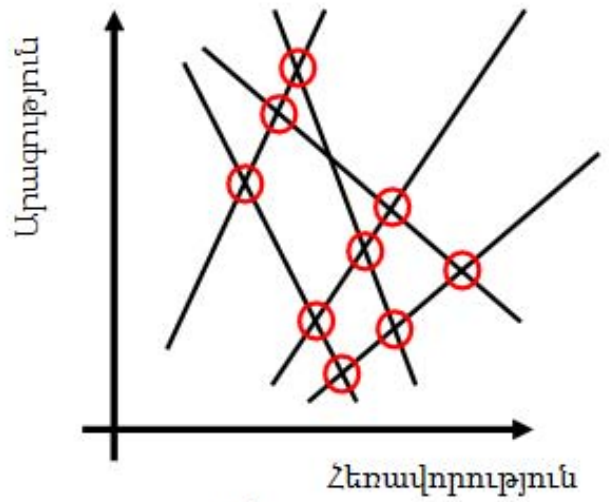
$$\begin{bmatrix} (r_{11}, v_{11}) & (r_{12}, v_{12}) & \cdots & (r_{1n}, v_{1n}) \\ (r_{21}, v_{21}) & (r_{22}, v_{22}) & \cdots & (r_{2n}, v_{2n}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (r_{n1}, v_{n1}) & (r_{n2}, v_{n2}) & \cdots & (r_{nn}, v_{nn}) \end{bmatrix} \quad (2.1.2)$$

Այս գույգերից միայն N հատն է համապատասխանում իրական թիրախների, իսկ մնացածը հանդիսանում են կեղծ թիրախներ:

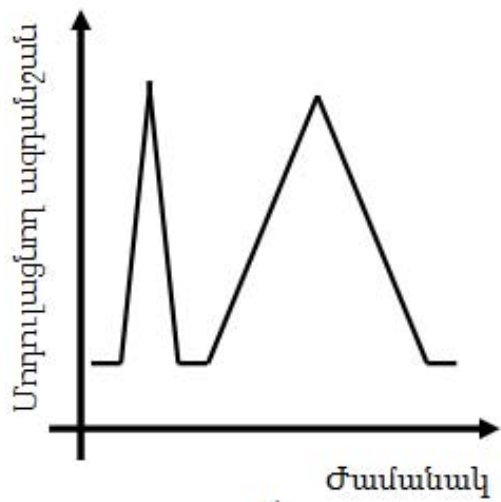
Ինչպես ցույց է տրված [86,87] հոդվածներում այս խնդիրը կարելի է լուծել փոփոխական պարբերություններով ԳՀՄ-ի կիրառման օգնությամբ: Նշված եղանակը թույլ է տալիս տարանջատել իրական թիրախները կեղծերից: Մոդուլացնող ազդանշանը իրենից ներկայացնում է տարբեր տևողություններով երկու հաջորդական պարբերություններ (նկ. 2.1 գ): Այս դեպքում յուրաքանչյուր եռանկյան համար ստացվում են տարբեր մատրիցաներ՝ բաղկացած իրական և կեղծ թիրախներից: Քանի որ իրական թիրախների հեռավորություններն ու արագությունները կախված չեն մոդուլացնող ազդանշանի ընտրությունից, ապա նրանց համապատասխան անդամները առկա կլինեն երկու մատրիցաներում, իսկ կեղծ թիրախներին համապատասխանող անդամները կտարբերվեն միմյանցից՝ մոդուլացնող ազդանշանների պարբերությունների հետ կապված լինելու պատճառով: Սա հնարավորություն կտա առանձնացնել իրական թիրախները և լուծել բազմաթիրախ հայտնաբերման խնդիրը: Բայց խնդրի ամբողջ բարդությունը կայանում է նրանում, որ այդ գործողությունները բավականաչափ ծանր են և պահանջում են մեծ հաշվողական ռեսուրսներ:



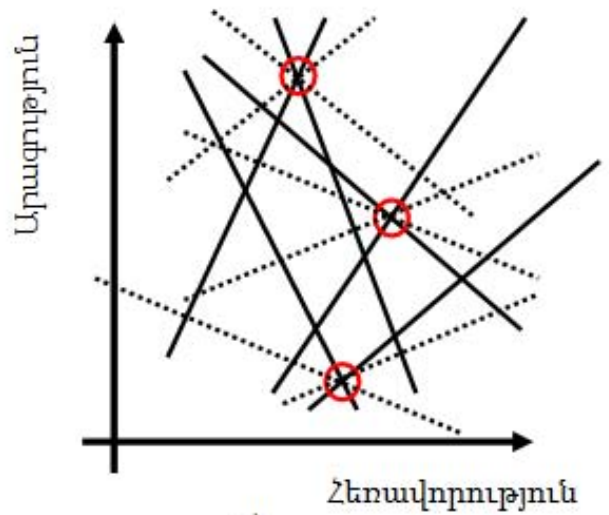
ա)



բ)



գ)



դ)

Նկ. 2.1. Բազմաթիրախ խնդրի էությունը և դրա լուծման եղանակը, ա) և գ) – մոդուլացնող ազդանշանների տեսքեր, բ) և դ) – արագություն-հեռավորություն կախվածությունները համապատասխանաբար ա) և գ) մոդուլացնող ազդանշանների պարագայում

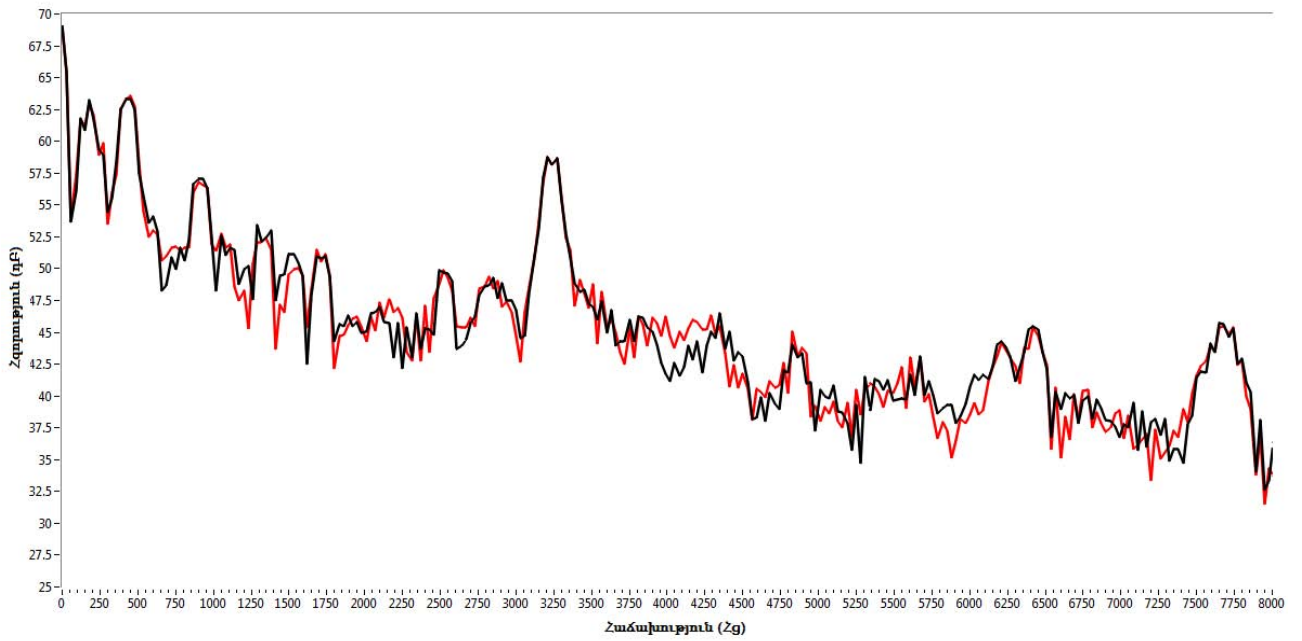
2.2. Շարժվող թիրախների ընտրություն

2.2.1. Տեղային օբյեկտներից անդրադարձած հզորության ճնշում

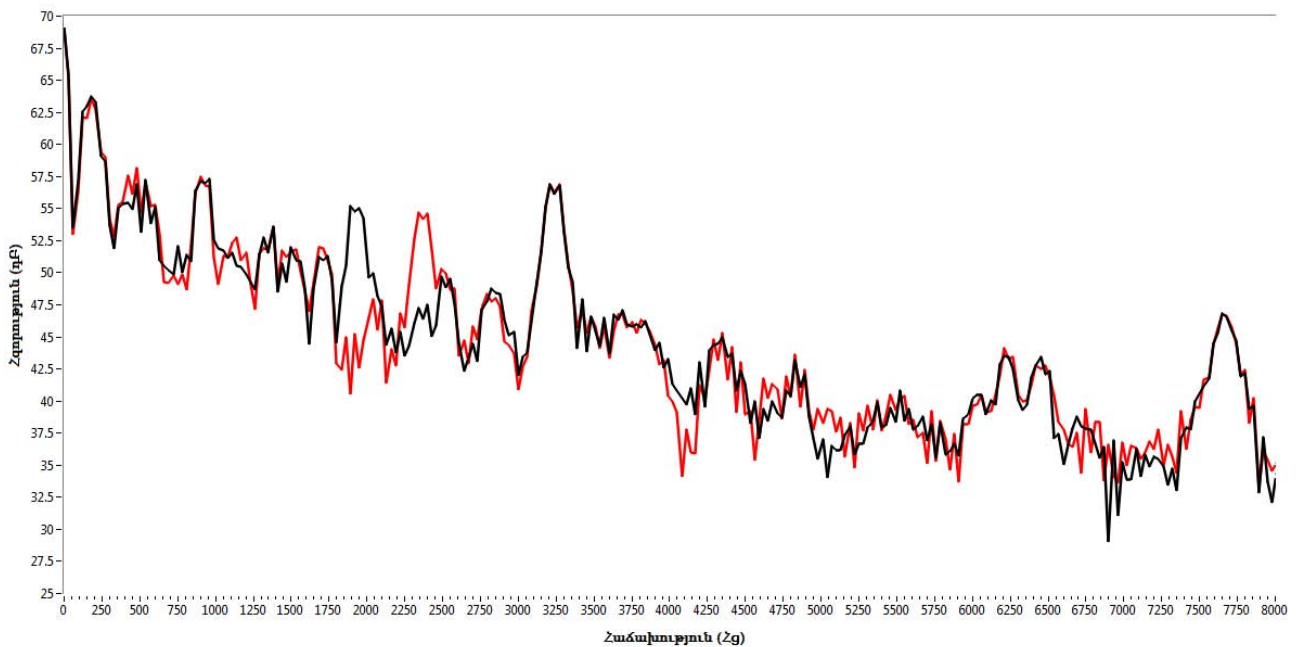
Ինչպես արդեն նշվեց ռադարի գործողության տեսադաշտում գտնվող ցանկացած օբյեկտ, որը ունի ոչ զրոյական անդրադարձման գործակից, կունենա իր ներդրումը ընդունված ազդանշանում: Արդյունքում բարախող հաճախությունը տեղեկություն կպարունակի ոչ թե մեկ, այլ բազմաթիվ օբյեկտների մասին: Նկ. 2.2-ում և 2.3-ում պատկերված են ընդունիչի ելքում ստացվող արդյունաբար ազդանշանի սպեկտրների օրինակներ համապատասխանաբար շարժվող թիրախի բացակայության և առկայության դեպքերում:

Դժվար չէ նկատել, որ սպեկտրները բավականին հարուստ են, այսինքն պարունակում են ոչ թե մեկ կամ մի քանի, այլ բազմաթիվ պիկային արժեքներով հաճախություններ: Բնականաբար հասկանալի է, որ այդ պիկային արժեքներով հաճախություններից շատ քչերն են համապատասխանում շարժվող օբյեկտների, իսկ մնացած գերակայող քանակությունը համապատասխանում է շրջակա միջավայրին: Քանի որ ռադարների հիմնական խնդիրը շարժվող թիրախների հայտնաբերումն է ու հեռավորության չափումը, ապա ստացվում է, որ ռադիոլուկացիոն համակարգի ազդանշանների մշակման հանգույցի կարևորագույն խնդիրներից է շարժվող թիրախների տարանջատումը շրջակա անշարժ միջավայրից՝ կլատերից:

Այդ խնդիրը լուծվում է տարբեր եղանակներով, կախված ռադարի տեսակից և կիրառության ոլորտից: Իմպուլսային ռադարներում ամենատարածվածը «շարժվող թիրախների ընտրության» ալգորիթմն է, որի էությունը կայանում է հետևյալում՝ վերցվում են որոշակի հեռավորության համար հաջորդական իմուլսների դեպքում գրանցված ազդանշանները և անցկացվում բարձրհաճախային ֆիլտրով: Արդյունքում հաստատուն բաղադրիչները, որոնք պայմանավորված են շրջակա անշարժ միջավայրով կճնշվեն: Շատ պարզ, ցածր՝ սովորաբար առաջին կամ երկրորդ կարգի թվային գոիչներ են կիրառվում ժամանակային տիրույթի այն ընտրույթների համար, որոնք համապատասխանում են որոշակի հեռավորության, բայց հաջորդական իմպուլսների արձագանքների [94]:



Նկ. 2.2. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտրը թիրախի բացակայության պարագայում (միմիայն կլատեր)



Նկ. 2.3. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտրը թիրախի առկայության պարագայում (կլատեր և թիրախ)

Սա իհարկե շատ հեշտ և արդյունավետ տարբերակ է, բայց ունի մի կարևոր պայման՝ այս ալգորիթմի կիրառման համար խիստ պարտադիր է, որպեսզի ճառագայթվող ազդանշանը լինի կոհերենտ: Իմպուլսային ռադարների մեծամասնությունում ապահովվում է ճառագայթվող ազդանշանի բավականին մեծ կոհերենտություն, բայց ոչ իմպուլսայիններում կոհերենտության պայմանը միշտ չէ որ ապահովվում է: Սա նշանակում է, որ ոչ-կոհերենտ ռադարների դեպքում այս ալգորիթմի կիրառումը դառնում է անհնար: Ատենախոսությունում դիտարկվում է ոչ-կոհերենտ ԳՀՄ-ԱԳ ռադարներում ազդանշանների թվային մշակումը, այդ պատճառով ակնհայտ է, որ այս դեպքում «շարժվող թիրախների ընտրություն» ալգորիթմի կիրառումը անօգուտ է:

Խնդրի լուծման միակ ճանապարհը ընդունած ազդանշանում կլատերի հետագա ճնշումն է, որի համար օգտագործվում են տարբեր եղանակներ [86,88]: Այդ ալգորիթմների իրականացման համար պահանջում են ազդանշանների մշակման հզոր և թանկարժեք սարքավորումներ, ինչը բարձրացնում է համակարգի ինքնարժեքը, դարձնելով այն ոչ արդյունավետ: [71] աշխատանքում առաջարկվում է պարզ և էֆեկտիվ եղանակ միջավայրից անդրադարձած ազդանշանների ճնշման համար: Այն իրականացվել և փորձարկվել է ներկայումս մշակվող համակարգի նախատիպում և փորձարկումների առաջին փուլում ապացուցել է իր էֆեկտիվությունը:

Հիմնական գաղափարը կայանում է հետևյալում: Ենթադրվում է, որ մեկ չափման ժամանակահատվածի ընթացքում միջավայրը չի փոխվում կամ փոխվում է աննշան, ինչը չի կարող անդրադառնալ վերջնական արդյունքների վրա, հետևաբար շրջապատող միջավայրից անդրադարձած ազդանշանները ունենալու են միայն ժամանակային հապաղման հետևանքով առաջացած հաճախային շեղումներ: ԳՀՄ-ի աճման և նվազման հատվածներում կստանանք նույն հաճախային բաղադրիչները, այսինքն միջավայրով պայմանավորված պիկերը կունենան միևնույն հաճախությունը, այնինչ շարժվող թիրախներով պայմանավորվածները՝ տարբեր: Սա շատ հարմար հանգամանք է, որը թույլ է տալիս երկու պարբերությունների սպեկտրալ պիկերի համեմատությամբ գտնել և վերացնել կլատերով պայմանավորված կեղծ թիրախները:

Սակայն խնդիրը մի փոքր 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 հաճախության աճելու և նվազելու հատվածներում կունենան միևնույն հաճախությամբ սպեկտրալ պիկեր, բազմակի թիրախների դեպքում զգալիորեն մեծանում է: Անհնար է դառնում միայն պիկերի հաճախությունները մշակելով հայտնաբերել անշարժ օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները: Սակայն պիկերի ամպլիտուդների մշակումը հնարավորություն է տալիս շրջանցել այս դժվարությունը:

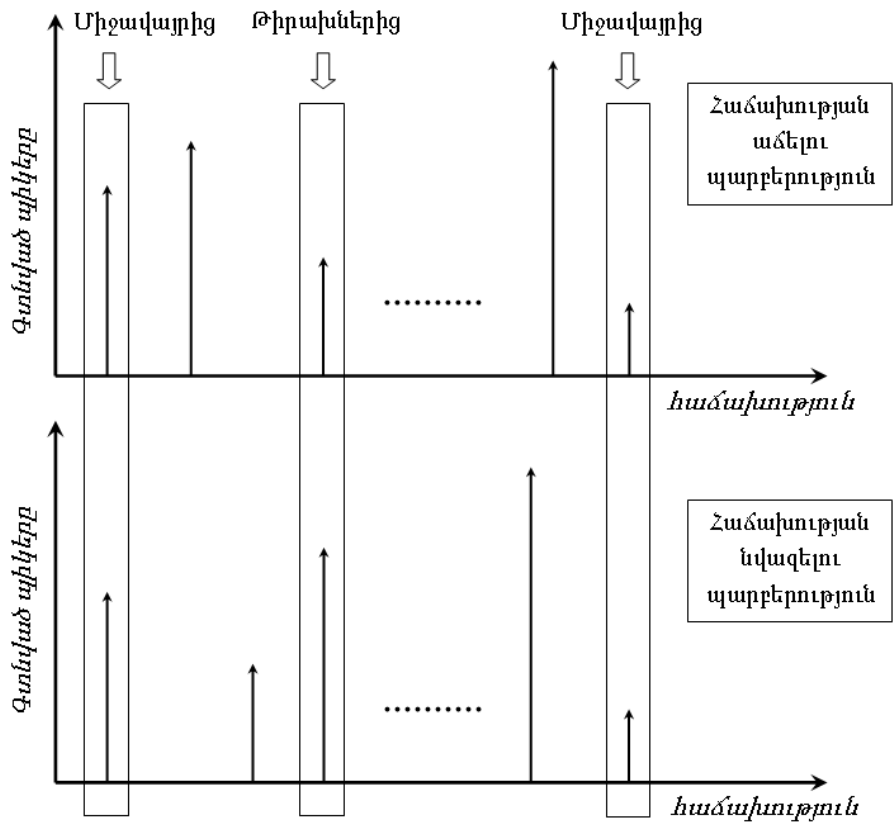
Թիրախներից և օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները բացի հաճախային շեղումից իրենց մեջ կրում են ևս մեկ փոփոխություն՝ տարածման մարումները: Համաձայն (1.2.24) բանաձևի, սրանք շատ արագ մեծանում են հեռավորության մեծացմանը զուգընթաց, որի հետևանքով ընդունված ազդանշանները կարելի է դասակարգել ըստ հեռավորության գոտիների: Եթե ընդունենք, որ բոլոր թիրախները ունեն գրեթե նույն ցրման էֆեկտիվ մակերեսը, ապա տարբեր հեռավորությամբ թիրախներից անդրադարձած ազդանշանները էականորեն կտարբերվեն իրարից, ինչը բնականաբար ազդեցությաուն կունենա նաև սպեկտրալ բաղադրիչների ամպլիտուդների վրա: Ստացվում է, որ եթե բազմաթիվ թիրախների խնդրի դեպքում համեմատել նաև պիկերի ամպլիտուդները, ապա կլատերի համար երկու սպեկտրում էլ կունենանք միևնույն հաճախությամբ և միևնույն ամպլիտուդով բաղադրիչներ, իսկ տարբեր հեռավորությամբ թիրախների համար, նույնիսկ հաճախությունների պատահական համընկման դեպքում, պիկերի ամպլիտուդները կտարբերվեն էականորեն: Նկ. 2.2-ում բերված է կլատերից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրի օրինակ: Շարժվող թիրախների բացակայության պայմաններում չափվել են հաճախության աճի և նվազման ժամանակ ընդունած ազդանշանների սպեկտրները: Ինչպես և սպասվում էր, երկու սպեկտրների մեջ պիկերի մեծամասնությունը համընկնում է և ըստ հաճախությունների, և ըստ ամպլիտուդների: Այս եղանակը թույլ է տալիս կատարել կեղծ թիրախների նախնական գտում:

Ալգորիթմի աշխատանքի չափորոշիչ պայմանը նկարագրվում է հետևյալ արտահայտությամբ՝

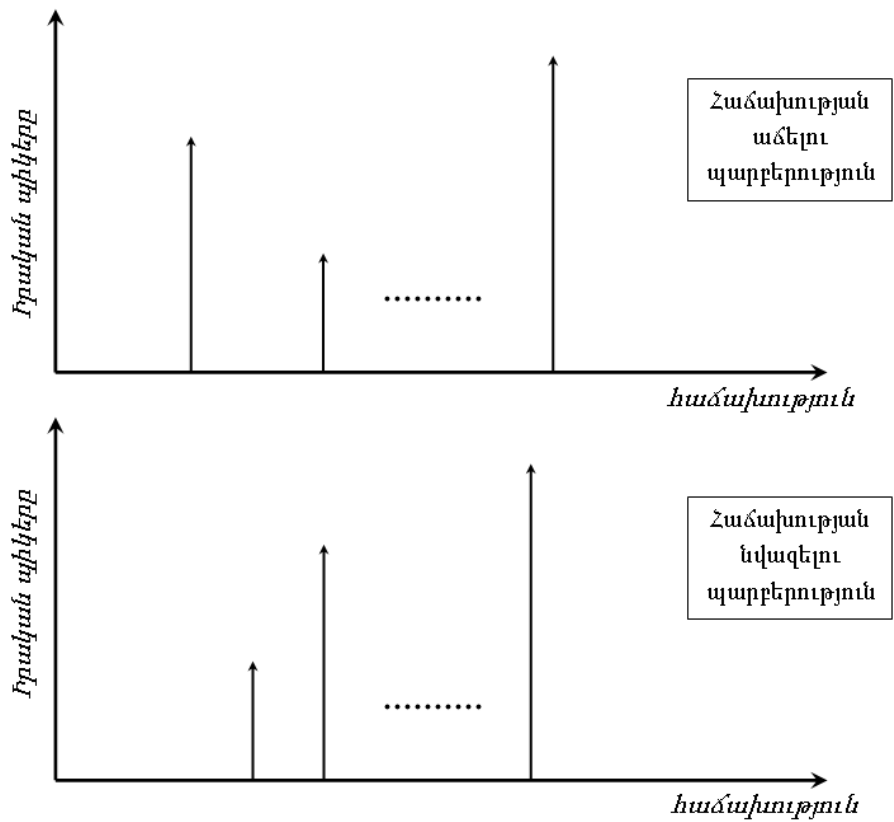
$$էթե \begin{cases} |f_{w\delta,i} - f_{wq,j}| < \delta f \\ |A_{w\delta,i} - A_{wq,j}| < \delta A \end{cases}, \text{ ապա } A_{w\delta,i} = A_{wq,j} \equiv 0 \quad (2.2.1)$$

որտեղ, i -ն և j -ն համապատասխանաբար ԳՀՄ-ի աճման և նվազման ժամանակ գրանցված, ալգորիթմի հերթական քայլում դիտարկվող պիկերի ինդեքսներն են, իսկ δf -ը և δA -ն ճշգրտության չափերն են, և դրանց մեծություններից է կախված պայմանի խստության աստիճանը: Ինչպես երևում է արտահայտությունից բոլոր այն պիկերը, որոնք բավարարում են պայմանին կորոյացվեն, և արդյունքում կլատերով պայմանավորված մի շարք պիկեր դուրս կգան հետագա դիտարկումից, դրանով իսկ զգալի թեթևացնելով համակարգի ընդհանուր աշխատանքը: Իրականացման էֆեկտիվությունը պայմանավորված է այդ ազդանշանների բավականին մեծ հզորությամբ, 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 գրոյացման ենթակա բոլոր պիկերը: Այս հանգամանքից խուսափելու համար էլ (2.2.1) պայմանում մեծությունների հավասարության փոխարեն կիրառված է նմանության չափանիշ, որը իրենից ներկայացնում է արժեքների տարբերության գնահատում: Սակայն այդ տարբերությունների թույլատրելի արժեքների համար ինչ-որ հաստատուն շեմ դնելը կլինի ոչ ճիշտ, քանի որ 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 δA -ն ոչ թե հաստատուն, այլ հարաբերական մեծություն է, և կախված է դիտարկվող ամպլիտուդների արժեքներից: Նկ. 2.4 –ում և 2.5 –ում պատկերված է այս ալգորիթմի իրականացման սկզբունքը:



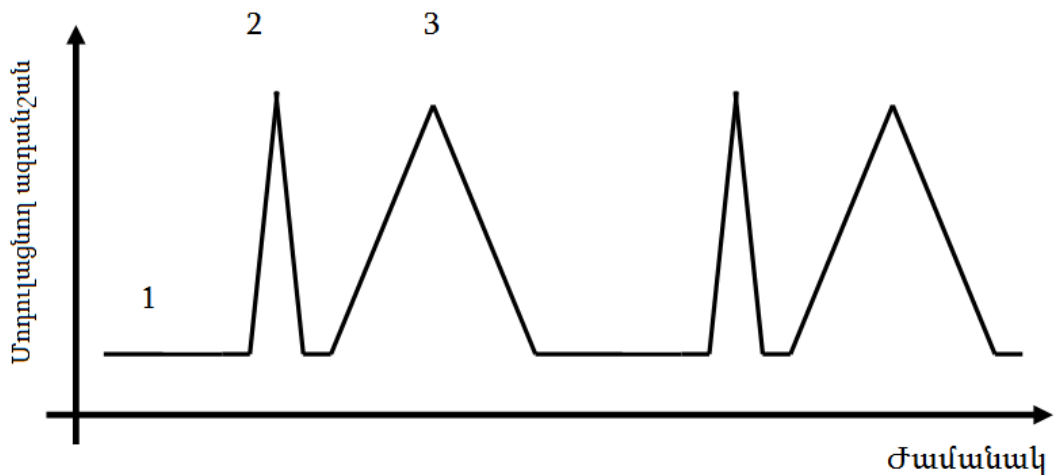
Նկ. 2.4. Երկու սպեկտրներում հայտնաբերված պիկային արժեքների համեմատություն ըստ հաճախության և ըստ ամպլիտուդի և միջավայրից անդրադարձած ազդանշանների գտում



Նկ. 2.5. Իրական թիրախներով պայմանավորված սպեկտրալ պիկերը

2.2.2. Դոպլերյան զտման միջոցով կլաստերի ճնշման ալգորիթ

Ատենախոսության թեմայի շրջանակներում դիտարկված է կլաստերի ճնշման մեկ այլ՝ դոպլերյան զտման ալգորիթ: Ալգորիթի էությունը կայանում է հետևյալում՝ դիտարկվող ռադարային համակարգում կիրառվում է եռապարբերանի համակցված ազդանշան, որը բաղկացած է մեկ հատված դոպլերյան մոնոքրոմատիկ ազդանշանից և երկու հաջորդական ԳՀՄ հատվածներից: Ինչպես արդեն բացատրվել է նախորդ ալգորիթի նկարագրությունում, ԳՀՄ հատվածի կիրառման հիմնական նպատակը թիրախի հեռավորության չափում է, քանի որ ինչպես հայտնի է առանց հաճախային մոդուլյացիայի մաքուր դոպլերյան ազդանշանի կիրառման դեպքում հնարավոր է չափել միայն թիրախի շառավղային արագությունը: ԳՀՄ ազդանշանի աճման և նվազման պարբերությունների արդյունքում ընտրվում են հաճախային զույգեր, որոնց միջոցով համաձայն (1.3.7) և (1.3.8) բանաձևերի որոշվում են թիրախի հեռավորությունն ու արագությունը: Երկրորդ ԳՀՄ հատվածը անհրաժեշտ է կեղծ զույգերի զտման համար: Իրական զույգերի հայտնաբերման այս մեթոդը մեծ քանակի զույգերի դեպքում կպահանջի մեծ հաշվողական ռեսուրսներ, որոնք գնի և էներգետիկ ծախսի տեսակետից անհամատեղելի են նախորդք նշված պայմաններով՝ էժան, դյուրակիր և քիչ էներգատար ռադար ունենալու պահանջի հետ:



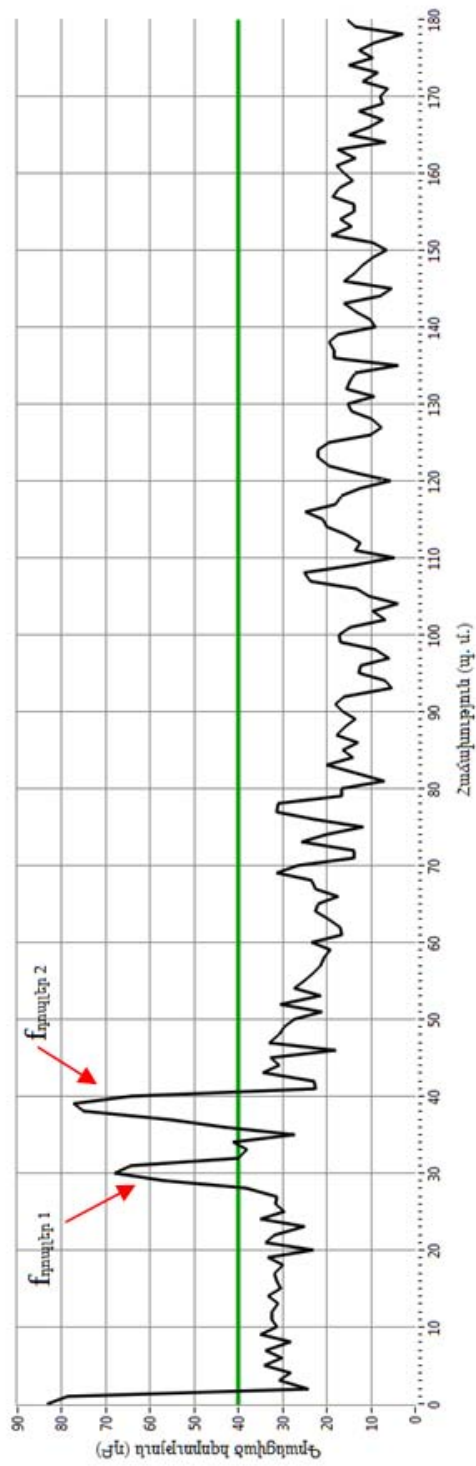
Նկ. 2.6. Մոդուլացնող եռապարբերանի ազդանշանի տեսքը

Այսպիսով կարիք կա մինչև իրական գույգերի հայտնաբերման ալգորիթմի կիրառումը իրականացնել նախնական գտում: Քանի որ առանց մոդուլյացիայի ազդանշանի դեպքում ընդունված ազդանշանում ներդրում են ունենում միայն շարժվող թիրախները, այդ պատճառով կլատերի ունեցած ազդեցությունը այս հատվածում անհամեմատ ավելի քիչ է քան ΦZU հատվածների դեպքում: Մա թույլ է տալիս առավել մեծ ճշգրտությամբ և հավաստիությամբ հայտնաբերել շարժական թիրախներին և չափել նրանց արագությունները: Հենց այս առավելությունն էլ օգտագործվում է դոպլերյան գտման ալգորիթմում:

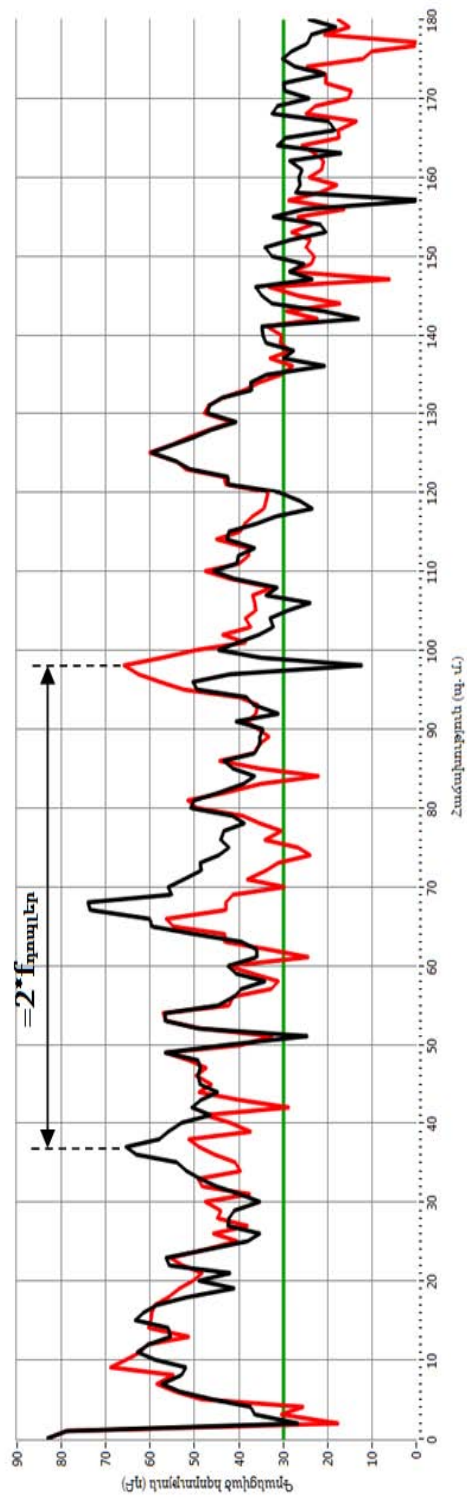
Համաձայն (1.3.6) բանաձևի ΦZU հատվածում հաճախության աճման և նվազման պարբերությունների ընթացքում գրանցված, իրական թիրախին համապատասխանող հաճախային գույգը պետք է ունենա $2f_{\eta_{ուղեր}}$ տարբերություն: Ալգորիթմի աշխատանքը նկարագրվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$2f_{\eta_{ուղեր}} - \varepsilon_f < |f_{աճi} - f_{նվազj}| < 2f_{\eta_{ուղեր}} + \varepsilon_f \quad (2.2.2)$$

որտեղ i -ն և j -ն համապատասխանաբար ΦZU -ի աճման և նվազման պարբերությունների ընթացքում գրանցված, դիտարկվող պիկերի ցուցիչներն են $0 \leq i, j \leq n_1, n_2$, որտեղ n_1 -ը և n_2 -ը համապատասխանաբար այդ պարբերությունների ընթացքում գրանցված պիկերի քանակները, իսկ ε_f -ը ճշգրտության շրջակայք է, որը անհրաժեշտ է, քանի որ իդեալական հավասարություն կարող է տեղի չունենալ (սովորաբար այն ընդունվում է հավասար հաճախության մեկ նվազագույն քայլին): Ալգորիթմը բաղկացած է հետևյալ տրամաբանական քայլերից՝ առանց մոդուլյացիայի, մոնիթորմատիկ ազդանշանի ճառագայթման ժամանակահատվածում ընդունված ազդանշանի սպեկտրի մշակման արդյունքում պարզվում են առկա հաճախության դոպլերյան շեղումների մեծությունները և քանակը, այնուհետև ստացվում են ΦZU հատվածում աճման և նվազման պարբերությունների ընթացքում ընդունված ազդանշանների սպեկտրալ պիկերը, և յուրաքանչյուր դոպլերյան շեղման համար հայտնաբերվում այդ շեղմանը համապատասխան ΦZU հատվածի բոլոր հնարավոր գույգերը: Ալգորիթմի աշխատանքի սկզբունքը պատկերավոր կերպով ցուցադրված է նկ. 2.7-ում և նկ. 2.8-ում:



նկ. 2.7. Մոնոքրոմատիկ ճառագայթման դեպքում գրանցված ազդանշանի սպեկտր (դրավերյան հաճախությաններ)



նկ. 2.8. ԳՀՄ-ի աճման և նվազման պարբերությունների համար ստացված ազդանշանների սպեկտրեր

Այս ալգորիթմի հիմնական առավելություններից մեկն էլ այն է, որ սա չի հակասում կլաստերի ճնշման ալգորիթմին, այսինքն կարող է օգտագործվել թե՛ որպես այլընտրանքային ալգորիթմ, և թե՛ որպես հավելյալ: Վերջին տարբերակը առավել նպատակահարմար է, քանի որ թույլ է տալիս իրականացնել իրական գույգերի լրացուցիչ գտում մինչև վերջնական ալգորիթմի կիրառումը՝ ապահովելով առավել քիչ քանակի գույգեր, հետևաբար նաև քիչ հավասարումներ: Սա շատ կարևոր է, քանի որ ինչպես արդեն նշվեց վերջնական ալգորիթմը ամենաձանրն է ռեսուրսների տեսակետից, այսինքն ինչքան քիչ հավասարումներ վեջին փուլում, այնքան ավելի էներգախնայող համակարգ: Ալգորիթմի մյուս առավելությունը կայանում է նրանում, որ նրա արդյունքում ունենում ենք որոշակի պիկային գույգեր: Սա ևս էականորեն թեթևացնում է համակարգի աշխատանքը, քանի որ մինչ նրա կիրառումը պետք է դիտարկվեին $N \times N$ պիկային գույգեր, իսկ այս դեպքում դրանց մեծամասնությունը արդեն իսկ բացակայում է:

2.3. Տատանողական շարժումով պայմանավորված ազդանշանների գտում

Առանց մոդուլյացիայի ԱԳ ռադարները հիմնականում օգտագործվում են շարժվող թիրախների հայտնաբերման և շտապվղային արագության չափման համար: Ինչպես գիտենք այդ չափման հիմքում ընկած է դոպլերի երևույթը, համաձայն որի մոտեցող օբյեկտից անդրադարձած ազդանշանը կունենա ճառագայթվածից ավելի մեծ հաճախություն, իսկ հեռացող օբյեկտի համար ավելի փոքր հաճախություն: Արդյունքում խառնիչի ելքում ունենում ենք հաճախություն, որի մեծությունը համեմատական է թիրախի արագությանը, իսկ նշանը կախված է շարժման ուղղությունից [95]: Բայց, քանի որ թե՛ դրական, և թե՛ բացասական հաճախություններին համապատասխանում է մի ֆիզիկական հաճախություն, ապա խնդիր է առաջանում պարզելու թիրախի շարժման ուղղությունը: Սա առանց մոդուլյացիայի ԱԳ ռադարներում հաճախ հանդիպող խնդիրներից է, և երբեմն հանդիսանում է խիստ կարևոր: Բայց եթե համակարգը պարունակում է քառակուսային ընդունիչ, ապա այդ խնդիրը կարելի է հեշտությամբ լուծել կոմպլեքս ՖԱՁ-ի օգնությամբ: Փորձերը ցույց են տալիս, որ քառակուսային ընդունիչի առկայության դեպքում կոմպլեքս ՖԱՁ-ի ելքում ստացվող ապեկտրը խիստ

կախված է թիրախի շարժման ուղղությունից: Մոտեցող թիրախներին համապատասխանող հաճախային պիկերը տեղակայվում են հաճախությունների դրական հատվածում, իսկ հեռացողների դեպքում՝ բացասական հատվածում: Այս հանգամանքը բացի թիրախի շարժման ուղղություն որոշելուց, ունի մի շատ կարևոր կիրառություն ևս: Այն թույլ է տալիս ճնշել շրջակա միջավայրի շարժումներով պայմանավորված խանգարումները: Մոտակա ծառերը, ճյուղերը և այլ օբյեկտներ չնայած հանդիսանում են անշարժ օբյեկտներ, բայց իրականում կարող են կատարել որոշակի տատանումներ և մտցնել խոտորումներ ընդունված ազդանշանի սպեկտրում: Վերջինիս արդյունքում հեռավոր թիրախը կարող է չհայտնաբերվել այդ տատանումների ֆոնում: Այս եղանակի շնորհիվ հնարավոր է էականորեն ճնշել նման խանգարումները՝ մեծացնելով թիրախի հայտնաբերման հավանականությունը և միաժամանակ պարզել նրա շարժման ուղղությունը:

Դիտարկենք տատանվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը: Ճառագայթվող ազդանշանի համար ունենք հետևյալ տեսքը՝

$$T_x(t) = Ae^{i\varphi_{t_x}(t)} \quad (2.3.1)$$

որտեղ փուլը՝

$$\varphi_{t_x}(t) = \omega t \quad (2.3.2)$$

իրենից ներկայացնում է հարմոնիկ տատանման փուլ:

Համապատասխանորեն, անդրադարձած ազդանշանը կունենա հետևյալ տեսքը՝

$$R_x(t) = Be^{i\varphi_{r_x}(t)} \quad (2.3.3)$$

որտեղ

$$\varphi_{r_x}(t) = \int \omega(t)dt = \omega t + \int \omega_D(t)dt + \psi \quad (2.3.4)$$

Անդրադարձած ազդանշանի ամպլիտուդը և փուլը կախված են բազմաթիվ պրամետրերից մասնավորապես՝ թիրախի ցրման էֆեկտիվ մակերեսով, հեռավորությամբ և այլն: Հաճախության դոպլերյան շեղումը որոշվում է՝

$$\omega_D(t) = \frac{2v(t)}{\lambda} = \frac{2v_m \cos(\Omega t)}{\lambda} \quad (2.3.5)$$

Փուլի համար կստացվի՝

$$\varphi_{r_x}(t) = \omega t + \left(\frac{2v_m}{\lambda}\right) \int \cos(\Omega t) dt = \omega t + \left(\frac{2v_m}{\lambda\Omega}\right) \sin(\Omega t) \quad (2.3.6)$$

Արդյունքում անդրադարձած ազդանշանի համար ստանում ենք՝

$$R_x(t) = B e^{i\omega t} e^{i(2v_m/\lambda\Omega) \sin(\Omega t)} \quad (2.3.7)$$

Հեշտությամբ կարելի է նկատել, որ տատանվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը նույնական է հաճախամոդուլված ազդանշանի հետ, որի մոդուլյացիայի ինդեքսը պայմանավորված է $2v_m/\lambda$ մեծությամբ՝

$$\beta = \frac{2v_m}{\lambda} \quad (2.3.8)$$

Երկրորդ արտադրիչը կարելի է ներկայացնել ֆուրյե շարքի տեսքով՝

$$e^{i\beta \sin(\Omega t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{in\Omega t} \quad (2.3.9)$$

որտեղ՝

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{i\beta \sin(\Omega t)} e^{-in\Omega t} dt \quad (2.3.10)$$

Կատարելով փոփոխականի փոխարինում՝ $\xi = \Omega t = \frac{2\pi}{T} t$ կստանանք՝

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{i(\beta \sin \xi - n\xi)} d\xi = J_n(\beta) \quad (2.3.11)$$

որտեղ $J_n(\beta)$ -ն առաջին տիպի n -րդ կարգի Բեսսելի ֆունկցիան է: Օգտագործելով այս արդյունքը ստանում ենք՝

$$e^{i\beta \sin(\Omega t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{in\Omega t} \quad (2.3.12)$$

Հետևաբար, ընդունված ազդանշանի համար ունենում ենք՝

$$R_x(t) = B e^{i\omega t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{2v_m}{\lambda}\right) e^{in\Omega t} \quad (2.3.13)$$

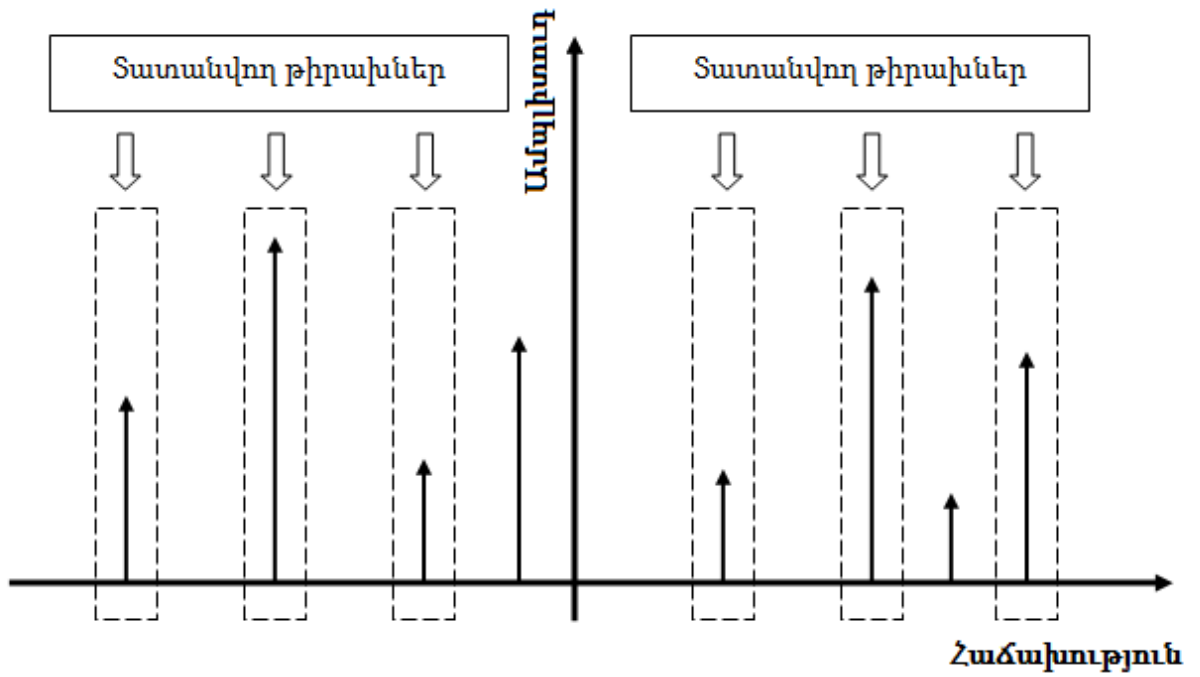
Իսկ խառնիչի ելքում ստացվող ցածրհաճախային ազդանշանի համար կունենանք՝

$$S(t) = B \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{2v_m}{\lambda}\right) e^{in\Omega t} \quad (2.3.14)$$

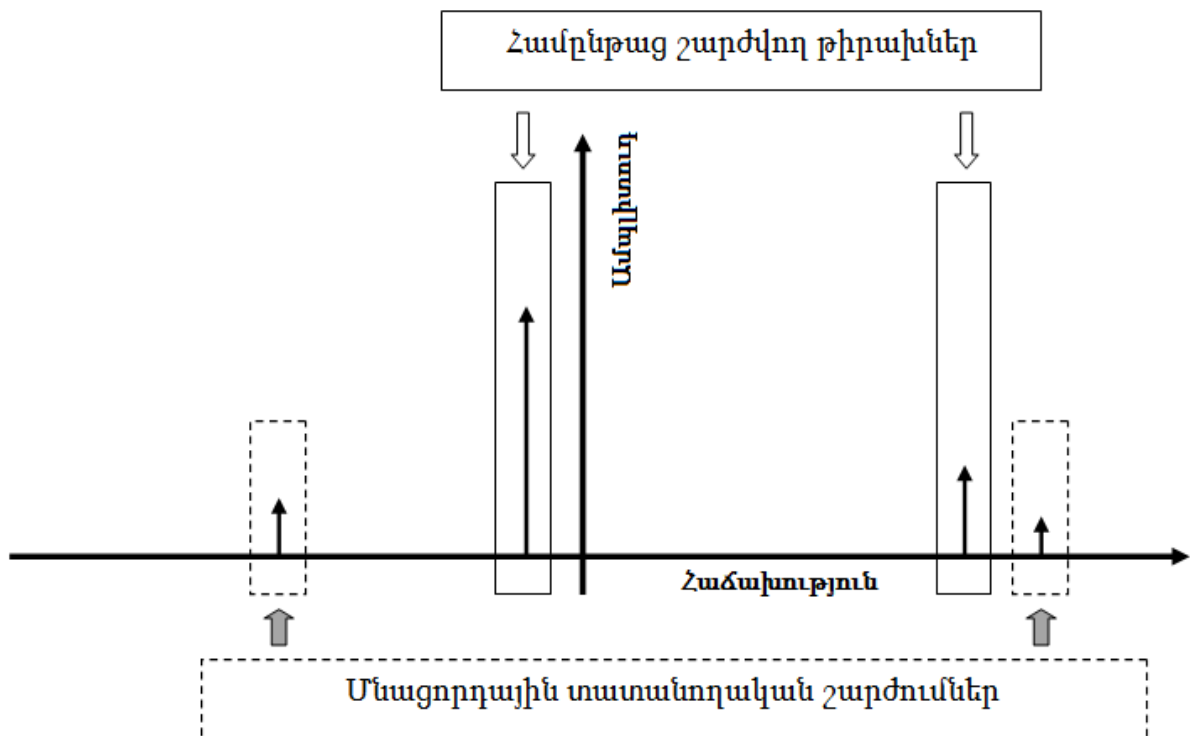
Հենց սրանով էլ բացատրվում է պարբերական բնույթի սպեկտրը, որի տեսքը պատկերված է նկ. 2.13-ում:

Ինչպես արդեն նշվեց մոտեցող և հեռացող թիրախներին համապատասխանող հաճախությունները կգտնվեն տարբեր տիրույթներում: Քանի որ խանգարում առաջացնող օբյեկտները կատարում են տատանողական շարժումներ, այսինքն չափման ընտացքում նրանք պարբերաբար մոտենում և հեռանում են, ապա արդյունքում ընդունված ազդանշանի սպեկտրում նրանց համապատասխանող հաճախությունները կլինեն համաչափ, այսինքն՝ կունենան միևնույն բացարձակ արժեքը, բայց տեղակայված կլինեն հաճախությունների ինչպես դրական, այնպես էլ բացասական տիրույթներում: Այնինչ իրական թիրախները, որոնք չափման ամբողջ ընթացքում շարժվելու են մի ուղղությամբ կունենան հաճախություն այդ տիրույթներից միայն մեկում: Արդյունքում կատարելով համեմատություն հաճախությունների այդ տիրույթներում հայտնաբերված պիկերի միջև կարող ենք տարանջատել տատանողական շարժում կատարող թիրախները համընթաց շարժվող թիրախներից: Իսկ համաչափ հաճախություններով բաղադրիչների ամպլիտուդների նկատմամբ կիրառելով պարզագույն հանման գործողություն, կարելի է հասնել տատանողական շարժումով պայմանավորված պիկերի ամպլիտուդների էական նվազման:

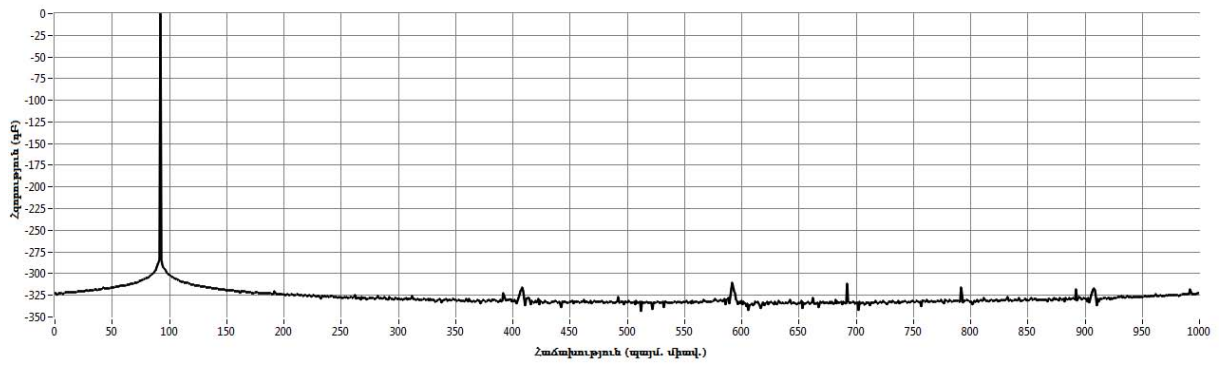
Ալգորիթմի աշխատանքի սկզբունքը ցուցադրված է նկ. 2.9-ում և նկ. 2.10-ում: Դիտարկվող ալգորիթմի արդյունավետությունը ցուցադրելու համար իրականացրած է սիմուլյացիա, և արդյունքները ցուցադրված են նկ. 2.11- 2.18-ում: Նկ 2.11-ում պատկերված է անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը մոտեցող թիրախի համար, որի դոպլերյան շեղումը կազմում է 92Հց, նկ 2.12-ում՝ ազդանշանի սպեկտրը հեռացող թիրախի համար, որի դոպլերյան շեղումը կազմում է 50Հց: Ինչպես տեսնում ենք թե՛ մոտեցող, և թե՛ հեռացող թիրախները ունեն բաղադրիչ հաճախությունների միայն մի կիսաառանցքում: նկ. 2.13-ում պատկերված է տատանվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը, իսկ նկ. 2.14-ում՝ ազդանշանի սպեկտրը, երբ ռադարի տեսադաշտում են գտնվում վերը նշված բոլոր թիրախները և առկա է նաև որոշակի հզորությամբ գաուսյան աղմուկ:



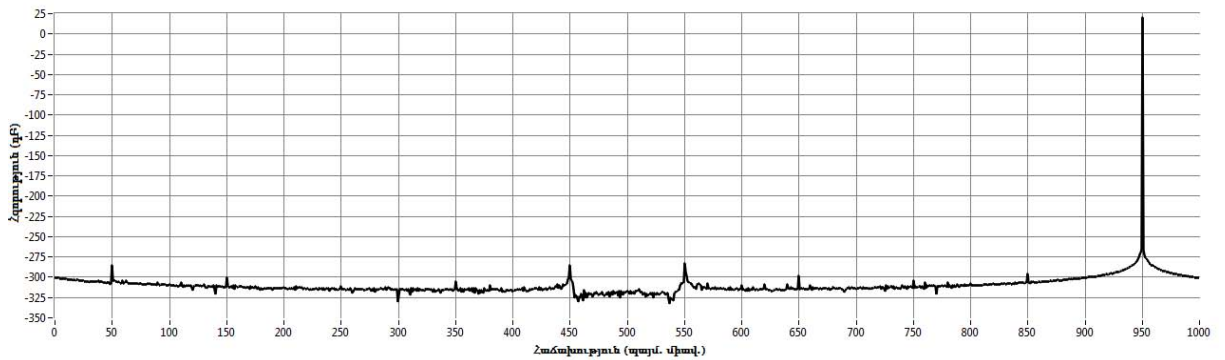
Նկ. 2.9. Դոպլերյան ազդանշանի սպեկտրալ պիկային արժեքներ տատանողական և համընթաց շարժվող թիրախների առկայության պարագայում, մինչև ալգորիթմի կիրառումը



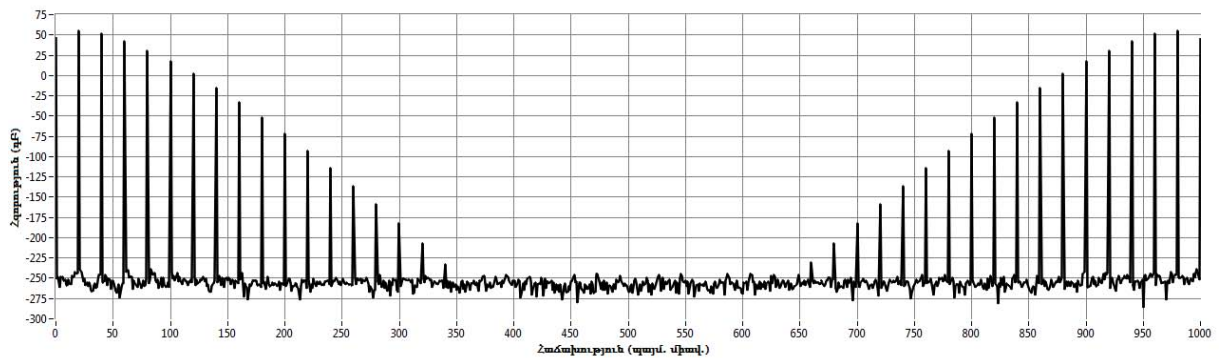
Նկ. 2.10. Դոպլերյան ազդանշանի սպեկտրալ պիկային արժեքներ տատանողական և համընթաց շարժվող թիրախների առկայության պարագայում, ալգորիթմի կիրառումից հետո



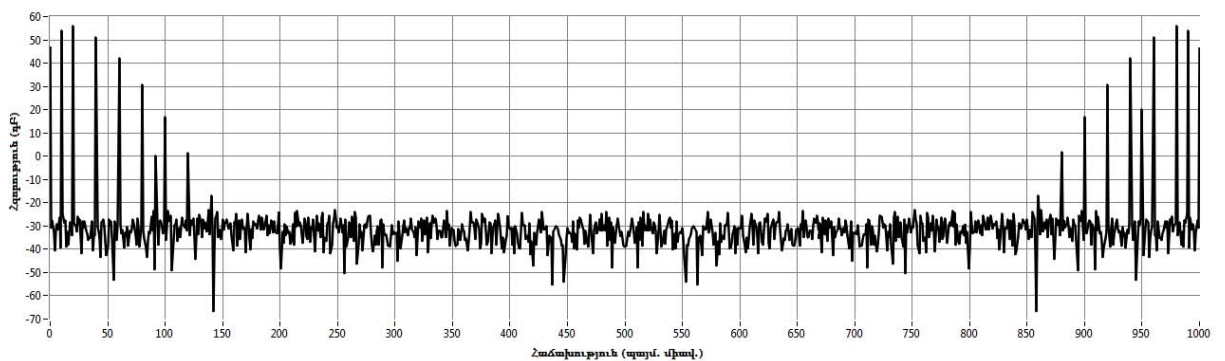
Նկ. 2.11. Ազդանշանի սպեկտր՝ 92 Հց դրույլերյան հաճախությամբ մոտեցող թիրախի



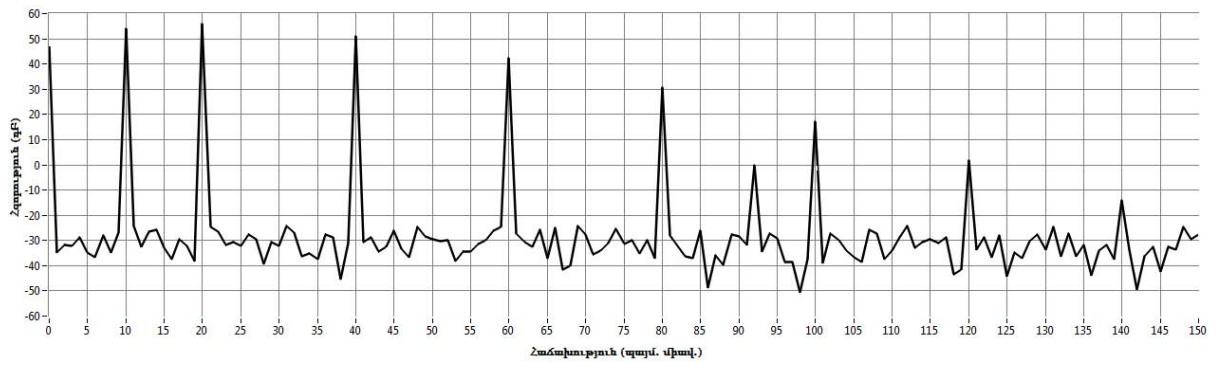
Նկ. 2.12. Ազդանշանի սպեկտր՝ 50 Հց դրույլերյան հաճախությամբ հեռացող թիրախի



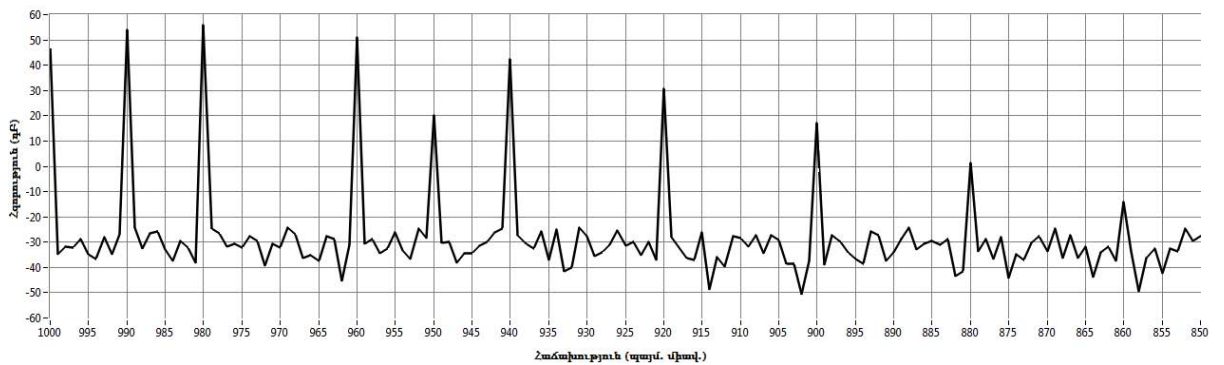
Նկ. 2.13. Ազդանշանի սպեկտր՝ տատանողական շարժվող թիրախի



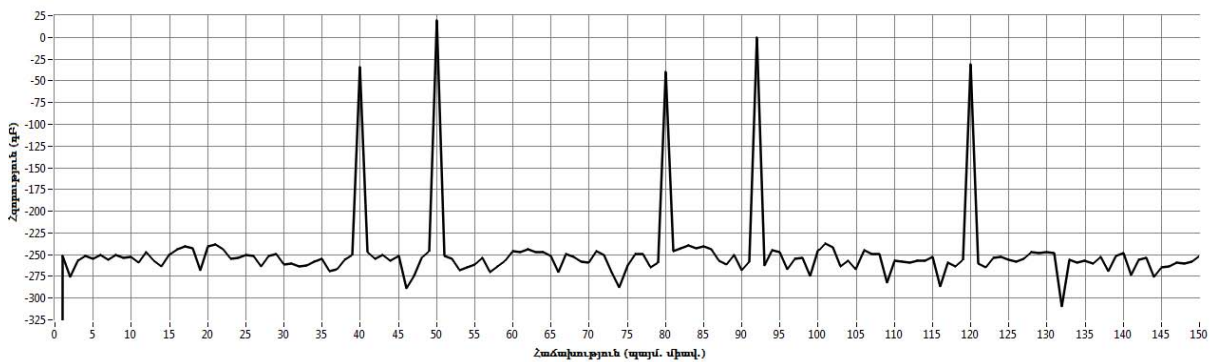
Նկ. 2.14. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտր՝ մոտեցող, հեռացող, տատանվող թիրախների և գաուսյան սպիտակ աղմուկի համատեղ առկայության պարագայում



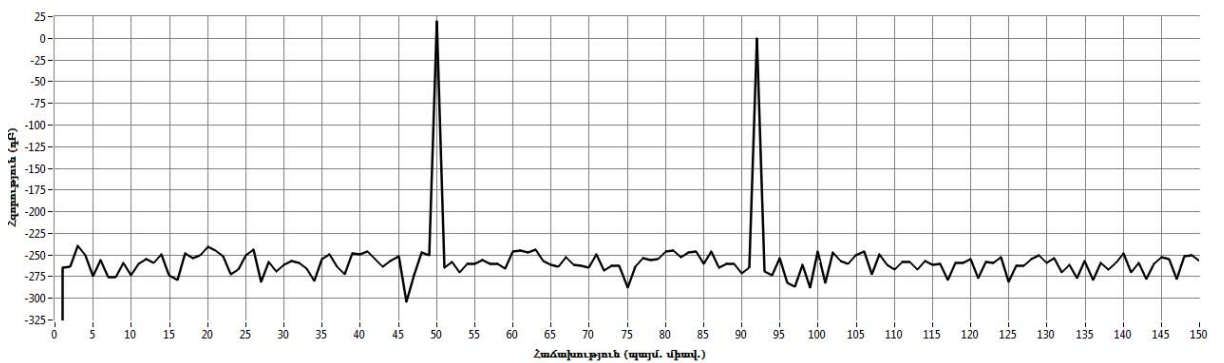
Նկ. 2.15. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտրը (սպեկտրի ձախ մասը)



Նկ. 2.16. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտրը (սպեկտրի աջ մասը շրջված ուղղությամբ)



Նկ. 2.17. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտրը ալգորիթմի կիրառման արդյունքում



Նկ. 2.18. Արդյունարար ազդանշանի սպեկտր ալգորիթմի կիրառման արդյունքում՝ աղմուկի բացակայության պարագայում

2.4. Միջինացում և ոչ ստացիոնար երևույթների ճնշում

2.4.1. Բջջային միջինացման ալգորիթմ

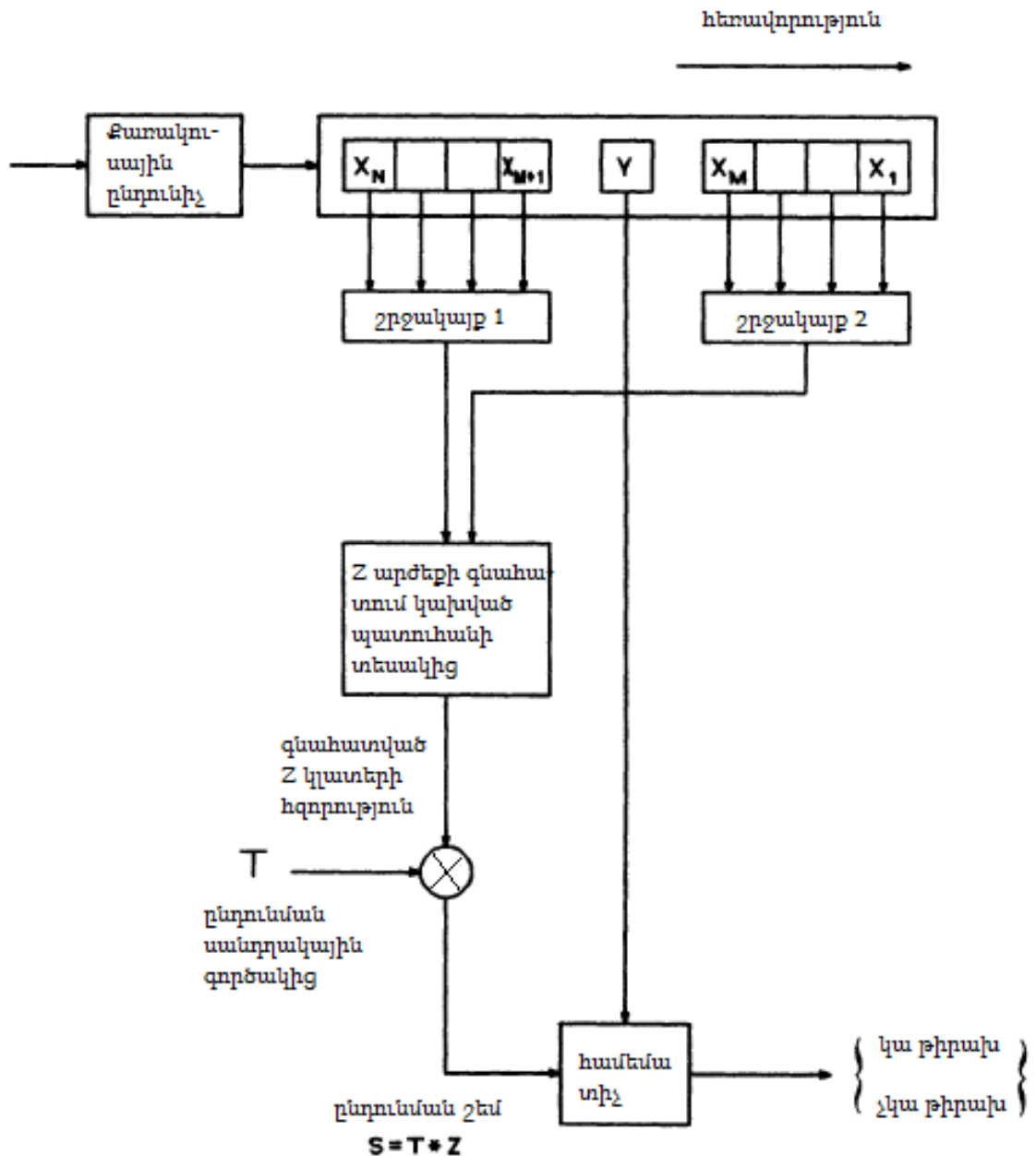
Շրջակա միջավայրից անդրադարձած հզորության ճնշման եղանակներից է նաև «բջջային միջինացմամբ» կեղծ տազնապի մակարդակի որոշումը: Մովորաբար՝ ինչպես նաև մինչ այս մեր կողմից դիտարկված դեպքերում, թիրախների հայտնաբերումը իրականացվում է որոշակի հաստատուն մակարդակի հետ համեմատությամբ: Եթե թիրախի հաճախային պիկի հզորությունը ավելի մեծ է քան նշված մակարդակը, ապա այն կդիտարկվի որպես թիրախ, հակառակ դեպքում՝ ոչ: Բայց այս եղանակի դեպքում չափազանց մեծ են կեղծ թիրախի հայտնաբերման և իրական թիրախի բացթողման հավանականությունները, քանի որ առնվազն ազատ տարածության մարումների հետևանքով ընդունված ազդանշանի սպեկտրալ բաղադրիչների հզորությունները էապես կախված կլինեն թիրախների հեռավորություններից: Մոտ օբյեկտների համար կատարվեն մեծ հզորություններ, իսկ հեռավորների համար փոքր, արդյունքում՝ հաստատուն մակարդակով հայտնաբերման պարագայում մոտ հեռավորությունների խոտորումները կարող են հաղթահարել այդ մակարդակը և ընկալվել որպես թիրախներ, իսկ հեռավոր թիրախները հնարավոր է հայտնվեն այդ մակարդակից ցածր և չդիտարկվեն:

Բայց սա դեռ խնդրի միայն մի կողմն է, և միայն մի փոքր մասն է կազմում առկա դժվարությունների: Խնդիրը գլխավորապես կայնում է նրանում, որ ցանկացած բջջում որտեղ փնտրվում է թիրախը, ֆոնային տեսքով առկա է նաև կլատեր: Նման ռադիոլոկացիոն համակարգերի հիմնական խնդիրներից է կլատերի դեմ պայքարը, քանի որ թիրախների հայտնաբերման հետ կապված դժվարությունների մեծամասնությունը պայմանավորված է դրանով: Ինչպես արդեն նշվել է կլատեր համարվում են միջավայրի անդրադարձմամբ պայմանավորված բոլոր այն ազդանշանները, որոնք կապված չեն դիտարկվող խնդրի շրջանակներում թիրախ համարվող օբյեկտների հետ: Մինչ այս արդեն քննարկել ենք կլատերի դեմ պայքարի մի քանի եղանակներ, որոնք ցուցաբերում են բավականաչափ լավ արդյունքներ և միաժամանակ չեն պահանջում հաշվողական մեծ ռեսուրսներ, հզոր ու թանկ

սարքավորումներ, որը, ինչպես արդեն նշվել էր, մեր առջև դրված խնդրի շրջանակներում համարվում է կարևորագույն պահանջներից մեկը: Կլաստերի ճնշման առաջին ալգորիթմում ամպլիտուդների համեմատություն կատարելիս հարկ է ի նկատի ունենալ, որ մի շարք հանգամանքների պատճառով, մասնավորապես՝ ոչ իդեալական չափումներ և միջավայրի փոփոխություններ, ենթադրյալ հավասար ամպլիտուդները որոշակիորեն կտարբերվեն միմյանցից: Հենց այս հանգամանքից ելնելով էլ (2.2.1) չափորոշիչ պայմանում ընտրվում է ճշգրտության δA շրջակայք, որից փոքր ամպլիտուդների տարբերությունների դեպքում պիկերը կհամարվեն կեղծ:

Այս ամենի պատճառը այն է, որ այդ կլաստերը ոչ թե հաստատուն ու անփոփոխ մեծություն է ամեն մի բջջի համար, այլ տարածա-ժամանակային փոփոխություններով ստախոստիկ պրոցես: Բոլոր այս դիտողությունները հանգեցնում են հարմարվող վարքով դետեկտում և ազդանշանների մշակում ունենալու գաղափարին: Այն կաշխատի հայտնաբերման ոչ թե հաստատուն, այլ փոփոխական մակարդակով, նպատակ ունենալով հայտնաբերում իրականցնել տեղային վերցված կլաստերի պայմաններում՝ պայմանավորված տարբեր հեռավորության բաշխվածություններով, ինտենսիվություններով և անկայունություններով: Դետեկտման ընթացակարգի առաջին քայլով իրականացվում է որոշակի ֆոնային ազդանշանի անհայտ վիճակագրական պարամետրի գնահատում՝ ազդանշանը հստակեցված պատուհանային տիրույթում վերլուծման միջոցով: Պատուհանը կողմնորոշված է ռադարի կողմից հետազոտվող բջջի ըստ հեռավորության բաշխվածության մոտակա տիրույթում: Ընդունման մեթոդի ընդհանուր գործելակերպը ցուցադրված է նկ. 2.19.-ում, որտեղ սահող պատուհանը բաժանված է երկու մասի՝ դիտարկվող բջջի նկատմամբ առաջնային և հետին հատվածներից: Ընդ որում նախատեսված են որոշ պաշտպանական բջիջներ իրական թիրախի առկայության դեպքում սեփական ազդեցությունը մեղմելու համար [96,97]: Պատուհանում եղած բոլոր տվյալները օգտագործվելու են ֆոնային կլաստերի անհայտ վիճակագրական պարամետրի և հայտնաբերման հարմարվող մակարդակի գնահատման համար: Իրականում կլաստերը պատահական մեծությունների կամայականորեն բաշխված հաջորդականություն չէ, այլ կարող է լինել աղբյուր

տարաբնույթ ֆիզիկական աղբյուրների: Հետևաբար պատուհանի չափը պետք է ընտրվի տիպիկ կլատերային բաշխվածության մասին ընդհանուր գիտելիքներից ելնելով: Օդային վերահսկողության ռադարներում պատուհանի բջիջների N քանակը ընտրվում է 16 – 32 տիրույթում: Որոշակիության համար դիրարկվում են մի քանի մոդելներ, բայց մենք կսահմանափակվենք մեկ մոդելով, այն է՝ թիրախի հայտնաբերումը աղմուկում:



Նկ. 2.19. Բջջային միջինացման ալգորիթմի բլոկ սխեման

Այս դեպքում ենթադրվում է ֆոնային կլատերը կարող է նկարագրվել վիճակագրական մոդելով, որտեղ պատուհանի տարբեր բջիջները պարունակում են վճիկագրորեն անկախ նույնական էքսպոնենցիալ բաշխվածությամբ պատահական փոփոխականներ՝ $\{X_1, \dots, X_N\}$: էքսպոնենցիալ բաշխվածությամբ կլատերային փոփոխականների բաշխվածության ֆունկցիան նկարագրվում է՝

$$p_0(x) = \frac{1}{\mu} e^{-\frac{x}{\mu}}, \quad x \geq 0 \quad (2.4.1)$$

Այս իդեալական իրավիճակում ենթադրվում է, որ μ -ն հայտնի պարամետր է, որը նկարագրում է էքսպոնենցիալ բաշխվածությամբ պատահական փոփոխականների սպասվող արժեքը: Կեղծ տազնապի $P_{q.un.}$ հավանականությունը կախված է միայն աղմուկի և կլատերի վիճակագրությունից և որոշակի S շեմային մակարդակից և անալիտիկորեն հաշվվում է

$$P_{q.un.} = \int_S^{\infty} p(x) dx \quad (2.4.2)$$

$$S = T\mu \quad (2.4.3)$$

Բանաձևերով: S շեմային մակարդակի T գործակիցը նկարագրվելու է կեղծ տազնապի տրված $P_{q.un.}$ հավանականությամբ և այս դեպքում կարող է անալիտիկորեն հաշվվել հետևյալ բանաձևով՝

$$T = \ln \frac{1}{P_{q.un.}} \quad (2.4.4)$$

Կայուն թիրախի ամպլիտուդի վիճակագրությունը նկարագրվելու է Ռայսի բաշխվածությամբ՝

$$p_1(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma_0^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma_0^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma_0^2}\right), & x \geq 0 \\ 0, & \text{այլ դեպքերում} \end{cases} \quad (2.4.5)$$

Այսպիսով համասեռ միջավայրում կայուն թիրախի հայտնաբերման P_h հավանականությունը կլինի՝

$$P_h = \int_{T\mu}^{\infty} p_1(x) dx \quad (2.4.6)$$

Բոլոր ռադարային դետեկտող համակարգերի գլխավոր նպատակը կեղծ տազնապի հաստատուն հարաբերության հաստատումն է՝ հաշվի առնելով, որ բջիջը գրեթե միշտ պարունակում է կլատեր և ադմուկ, և միայն հազվադեպ թիրախից անդրադարձած ազդանշան: Դիտարկվող օրինակի համար մոդելը զարգացվել է Նեյմանի և Պիռսոնի կողմից, բայց իրական ռադարային կիրառություններում ադմուկի և կլատերի միջին հզորության մակարդակը՝ μ -ն, անհայտ է և դետեկտման գործընթացում առաջին քայլը դրա գնահատումը պետք է լինի: Այս խնդրի լուծման համար դիտարկվում են ազդանշանների և ադմուկների տարբեր մոդելներ և խնդիրը լուծում այդ մոդելների համար: Այստեղ կդիտարկվի միայն այն մոդելը, որն առավելագույն է համապատասխանում ատենախոսության շրջանակներում դիտարկվող խնդրի կարգավիճակին: Սա համընկնում է մինչ այս դիտարկված մոդելի հետ միայն այն տարբերությամբ, որ կլատերի և ադմուկի գումարային հզորության միջին մակարդակը անհայտ է: Այս դեպքում, վիճակագրական տեսակետից ելնելով, ազդանշանների մշակման ամենաօպտիմալ եղանակը՝ դիտարկվող պատուհանում ընդգրկված ազդանշանների ամպլիտուդների նկատմամբ պարզագույն թվաբանական միջինի հաշվման օգնությամբ կլատերի հզորության մակարդակի գնահատումն է:

$$Z = \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \right] \quad (2.4.7)$$

Z թվաբանական միջինը ունի հիանալի գնահատման կարողություն, քանի որ՝

$$E \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \right] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E[X_i] = \mu \quad (2.4.8)$$

և ի հավելումն սրան ցույց է տալիս դիսպերսիայի նվազագույն գնահատականը՝

$$Var \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \right] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Var[X_i] = \frac{1}{N} \mu^2 \quad (2.4.9)$$

Արդյունքում կեղծ տազնապի հավանականությունը տրվում է՝

$$P_{q.u.} = P(Y \geq T_{R.U.}Z) = (1 + T_{R.U.})^{-N} \quad (2.4.10)$$

Սա շատ լավ լուծում է բոլոր այն դեպքերում, երբ դիտարկվող միջավայրը կարելի է համարել համասեռ: Այս եղանակի կիրառման արդյունքները, երբ $N = 16$ ներկայացված են 3.1 գլխում:

2.4.2. Միջինացում ըստ անսամբլի

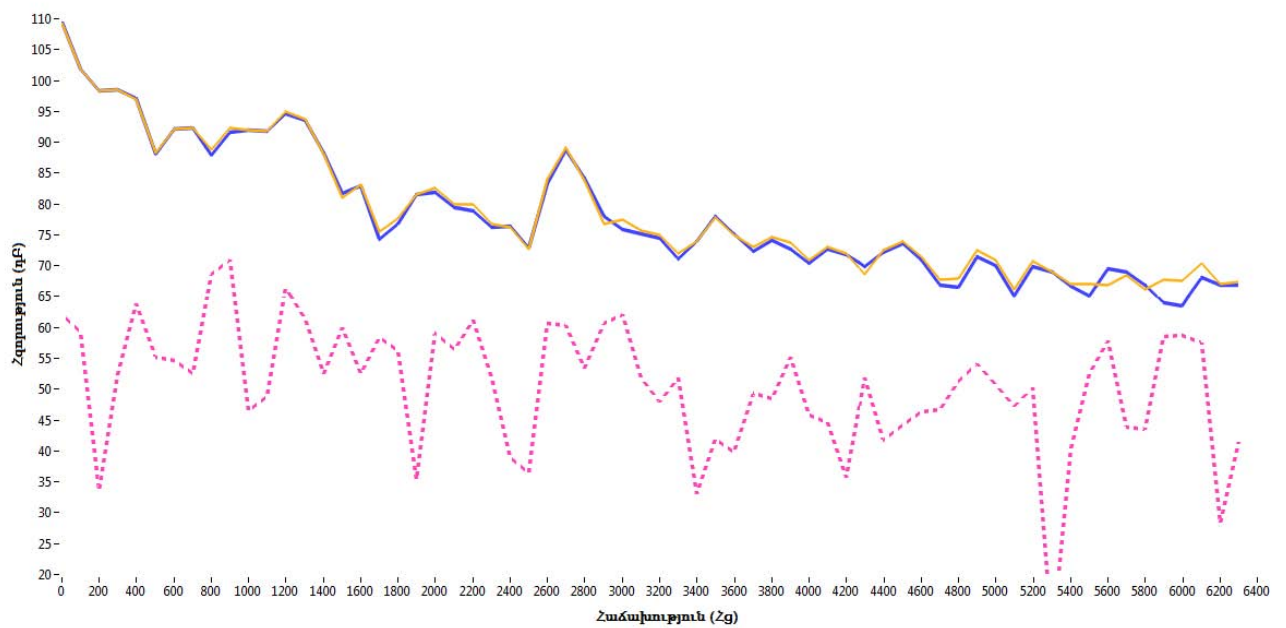
Տեղային օբյեկտների ճնշման ալգորիթմը ցուցադրում է բավականաչափ լավ արդյունքներ, քանի որ այն չափազանց պարզ է, հեշտ իրականացնելի և թույլ է տալիս ազատվել բոլոր այն անշարժ օբյեկտներին պատկանող կեղծ, միևնույն հաճախությամբ սպեկտրալ պիկերից, որոնք հաճախային մոդուլյացիայի աճման և նվազման պարբերությունների ընթացքում ունեն հավասար ամպլիտուդներ: Բայց ինչպես արդեն նշվեց ամպլիտուդների համեմատություն կատարելիս հարկ է ի նկատի ունենալ, որ մի շարք հանգամանքների պատճառով, մասնավորապես՝ ոչ իդեալական չափումներ և միջավայրի փոփոխություններ, ենթադրյալ հավասար ամպլիտուդները որոշակիորեն կտարբերվեն միմյանցից: Հենց այս հանգամանքից էլնելով էլ (2.2.1) չափորոշիչ պայմանում ընտրվում է ճշգրտության δA շրջակայք, որից փոքր ամպլիտուդների տարբերությունների դեպքում պիկերը կհամարվեն կեղծ: Այսպիսով ստացվում է, որ δA մեծությունից է կախված կեղծ տազնապի կամ թիրախի բացթողման հավանականությունը, քանի որ δA -ի փոքր արժեքների դեպքում մի շարք անշարժ օբյեկտներին համապատասխանող պիկեր կարող են չբավարարել (2.2.1) պայմանին և չճնշվել, իսկ մեծ արժեքների դեպքում վտանգ կարող է սպառնալ անդրադարձման փոքր գործակցով թիրախներին, որոնց համար հիշյալ պայմանը կարող է բավարարվել և արդյունքում այդ իրական թիրախները կարող են ճնշվել, դիտարկվելով որպես կեղծ:

Նշված ենթադրությունը ամբողջովին իրատեսական է, և այդ մասին վկայում է [98] հոդվածը: Իր հոդվածում Բ. Սկյարը դիտարկում է հեռահաղորդակցության համակարգերում օգտագործվող ազդանշանների հնարավոր մարումները և թուլացումները պայմանավորված մի շարք հանգամանքերով, մասնավորապես՝ ազդանշանի բազմաճառագայթային տարածումով: Բայց բացի այն, որ ազդանշանի տարածումը բազմաճառագայթային է, այն իր հերթին փոփոխվում է ևս ժամանակից կախված, որն էլ հանգեցնում է նման ոչ-ստացիոնարության:

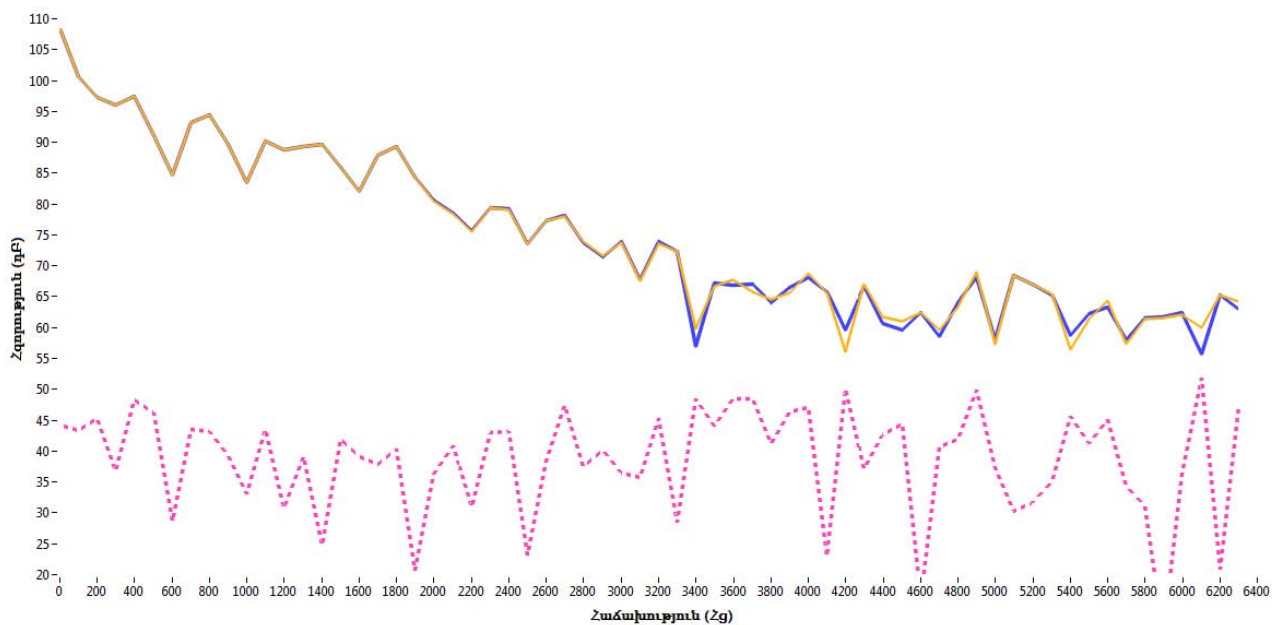
Քանի որ ըստ էության ռադիոլոկացիոն ազդանշանը ոչնչով չի տարբերվում հեռահաղորդակցական ազդանշանից, ապա նշված մարումները և աղավաղումները նաև առկա են այս դեպքում: Ատենախոսության թեմայի շրջանակներում իրականացվել են բազմաթիվ չափումներ և տվյալների գրանցում: Վերջիններիս մշակման արդյունքում նկատվել է, որ միջավայրի փոփոխությունը զգալի ազդեցություն է ունենում գրանցվող ազդանշանի ճշգրտության վրա: Չնայած որ, ինչպես նշվեց անաջին գլխում այս համակարգերը առանձնանում են եղանակային պայմանների նկատմամբ մեծ կայունությամբ, այնուամենայնիվ, կատարված փորձերը ցույց են տալիս, որ եղանակային պայմանները կարող են անուղղակի ազդեցություն ունենալ ռադարի աշխատանքի վրա:

Փորձի շրջանակներում գրանցվել են շրջակա միջավայրից անդրադարձած ազդանշանները տարբեր եղանակային պայմաններում: Օրինակի համար, նկ. 2.20–ում և նկ. 2.21–ում պատկերված են միմյանց հաջորդող պարբերությունների բարձրացող լանջերի (նմանատիպ արդյունք ստացվում է նաև իջնող լանջերի դեպքում) ընթացքում գրանցված ազդանշանների սպեկտրներ համապատասխանաբար սովորական պայմաններում՝ առանց ձյան ծածկույթի և ձյան 10սմ հաստությամբ շերտով ծածկված շրջակայքի: Նկարների համեմատությունից ակնհայտորեն երևում է, որ ձյան ծածկույթի առկայության դեպքում հիշյալ երկու սպեկտրների միջև եղած տարբերությունը անհամեմատ ավելի քիչ է, քան նույնը սովորական պայմաններում:

Ելնելով մինչ այս ասված փաստերից, դիտարկվող տարբերությունը կարելի է մեկնաբանել հետևյալ ենթադրությամբ՝ քանի որ ազդանշանի բազմաճառագայթ տարածման դեպքում միջավայրի փոքր փոփոխությունները ձևափոխում են ազդանշանը, իսկ նոր տեղացած ձյունը հնարավորինս պակասեցնում է միջավայրի փոքր ու արագ փոփոխությունները՝ խոտերի, ծառերի, ճյուղերի, օդի տաք հոսքի և այլ շարժումները, բացի այդ հանդիսանալով լավ կլանիչ նպաստում է բազմաճառագայթային տարածման վերացմանը և արդյունքում ունենում ենք ազդանշանի սովորական, ուղղագիծ տարածում, ինչի արդյունքում գրանցված ազդանշանը դառնում է առավել կայուն:



Նկ. 2.20. Միմյանց հաջորդող պարբերությունների բարձրացող լանջերի ընթացքում գրանցված ազդանշանների սպեկտրեր և դրանց տարբերությունը (կլատեր սովորական պայմաններում)

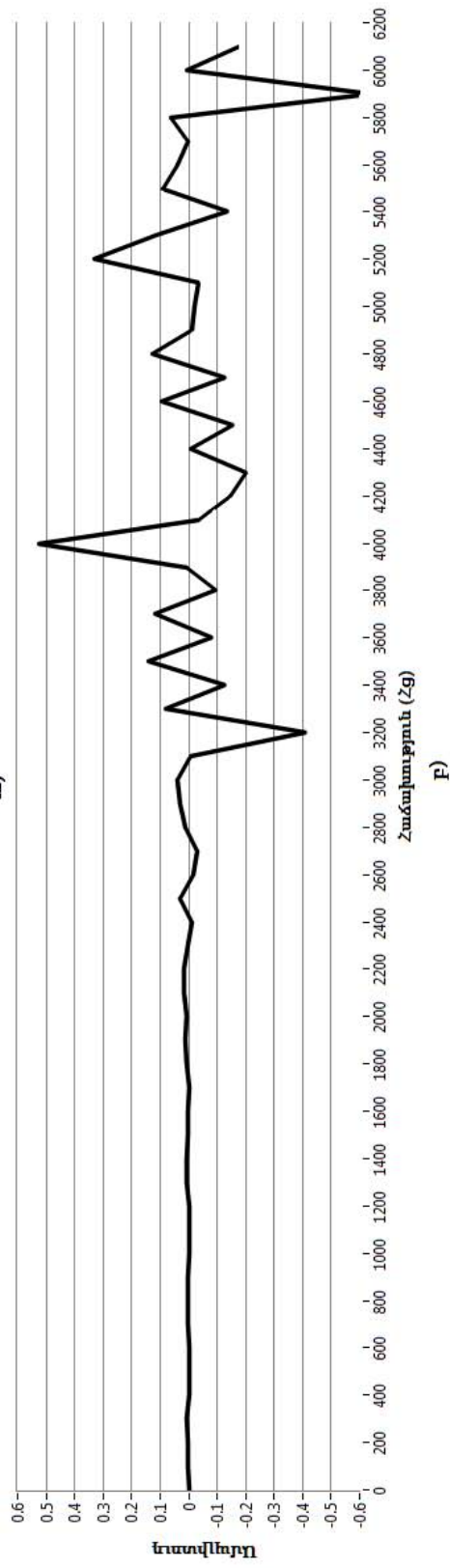
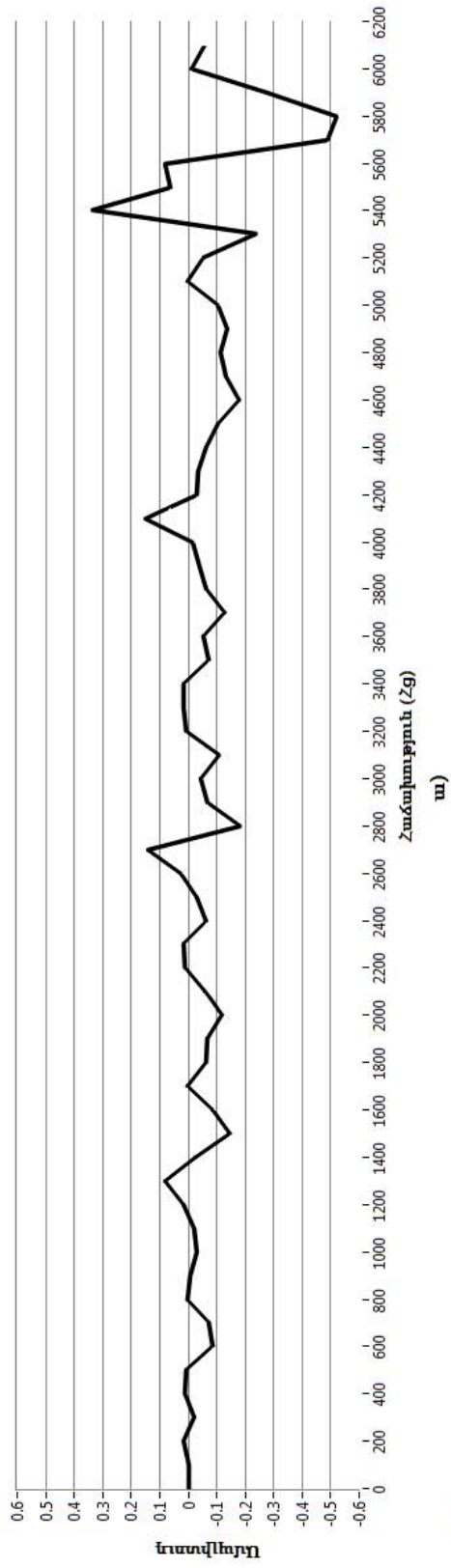


Նկ. 2.21. Միմյանց հաջորդող պարբերությունների բարձրացող լանջերի ընթացքում գրանցված ազդանշանների սպեկտրեր և դրանց տարբերությունը (կլատեր ծածկված ձյան 10սմ շերտով)

Հասկանալու համար թե ինչ ազդեցությունների է բերում ձյան շերտի առկայությունը, և դրա հետևանքով դիտվող սպեկտրալ փոփոխություններին քանակական բացատրություն տալու համար ներմուծենք $I(f)$ նույնականացման ֆունկցիայի հասկացողություն, որը սահմանվում է որպես

$$I(f) = \frac{S_1(f)}{S_2(f)} \quad (2.4.11)$$

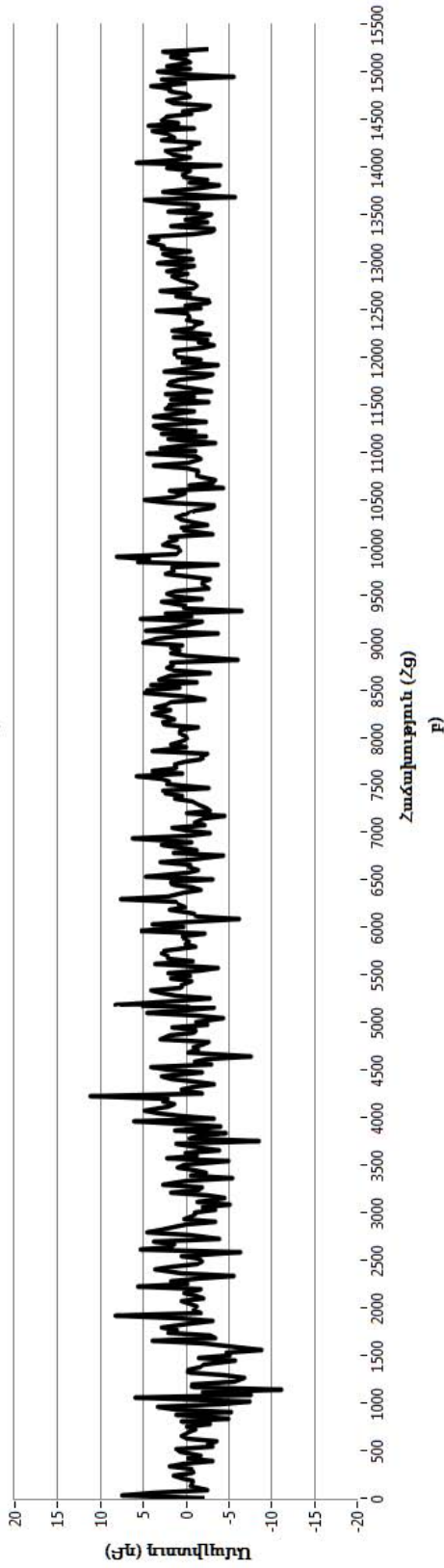
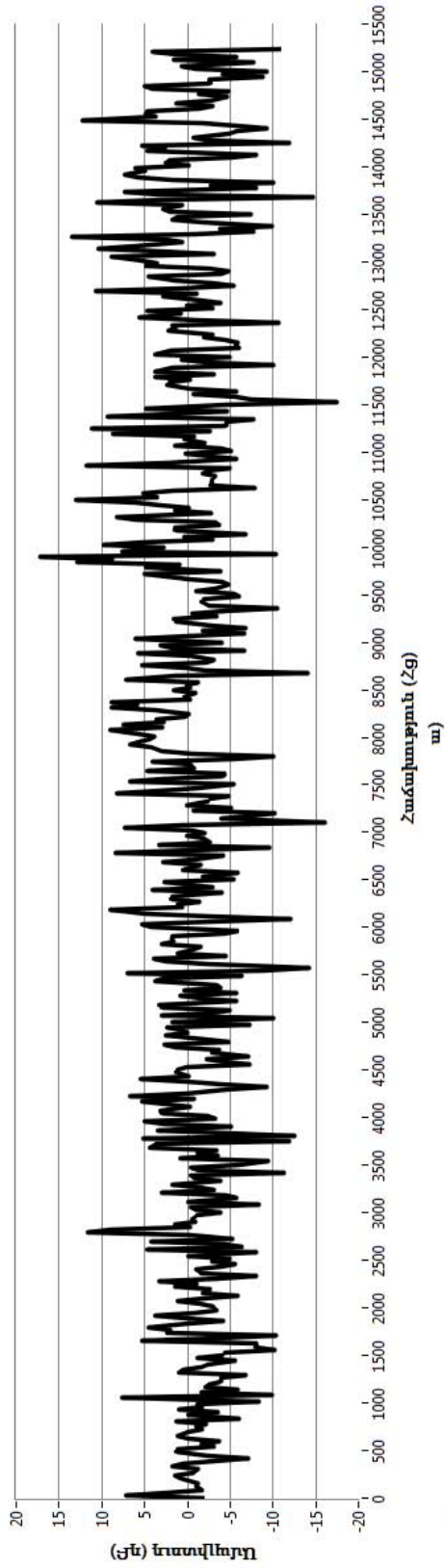
Որտեղ $S_1(f)$ –ը և $S_2(f)$ –ը ընդունիչի էլքում ստացվող ազդանշանների հզորության սպեկտրներն են: Այս մեծությունը ցույց է տալիս, թե որքանով են դիտարկվող սպեկտրերը համընկնում միմյանց հետ և իդեալական դեպքում այս մեծությունը պետք է հավասար լինի 1-ի: Նկ. 2.22–ում պատկերված է նույնականացման ֆունկցիան ձյունով ծածկված և առանց ձյան պայմաններում գրանցված ազդանշանների համար: Չնայած որ սպեկտրի բարձրհաճախային տիրույթում էական փոփոխություններ չկան, ցածրհաճախային հատվածում նկատվում է զգալի բարելավում [67,68]: Ինչպես գիտենք, ցածր հաճախությունները համապատասխանում են մոտ հեռավորություններից անդրադարձած ազդանշաններին, և արդեն նշվել էր, հզորությունը հակադարձ համեմատական է հեռավորության չորրորդ աստիճանին, հետևաբար սպեկտրում մոտ օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները ունենալու են անհամեմատ ավելի մեծ կշիռ քան հեռավոր օբյեկտներից անդրադարձածները: Նկատվող երևույթը բացատրվում է հենց դրանով՝ մոտակա տիրույթից անդրադարձած հզոր ազդանշանների համար տարածումը հանդիսանում է գրեթե ուղղազիծ և ստացիոնար, այնինչ հեռավոր գոտիներից անդրադարձող ազդանշանները ավելի մեծ ճանապարհ անցնելու հետևանքով՝ չնայած ձյան ծածկույթի մտցրած դրական ազդեցությանը, հասցնում են ենթարկվել փոփոխությունների: Ստացվում է, որ սպեկտրների անհամապատասխանության մեջ մեծ դեր են խաղում միջավայրի ոչ-ստացիոնարությամբ պայմանավորված երևույթները և բարձրհաճախային տիրույթում դրանց ունեցած ներդրումը առավել մեծ է: Բնականաբար, հասկանալի է, որ այդ երևույթը կարող է բերել անցանկալի կեղծ տազնապի, մասնավորապես փոքր անդրադարձման էֆեկտիվ մակերեսով թիրախների հայտնաբերման ռեժիմում, այսինքն՝ երբ հայտնաբերման շեմը ընտրվում է հնարավորինս ցածր:



Նկ. 2.22. Սմանության ֆունկցիա ՓՀՄ հաջորդական աճման պարբերություններում չափված ազդանշանների սպեկտրերի,
 ա – սովորական պայմաններում, բ – ձյան շերտով ծածկված պայմաններում

Քանի որ նշված պրոցեսները ոչ-ստացիոնար են, ապա նրանցով պայմանավորված ազդանշանների սպեկտրալ տատանումները կունենան նույն հատկությունները ինչ որ պատահական պրոցեսները: Ստացվում է, որ նման երևույթների ունեցած ազդեցությունների դեմ կարելի է պայքարել նույն եղանակներով ինչպես որ պայքարում են աղմկային երևույթների դեմ:

Ելնելով կատարված փորձերից կարող ենք անել պնդել, որ այդպիսի երևույթներով պայմանավորված ազդանշանը պատահական բնույթի է և շատ արագ փոփոխվում է, քանի որ նույնիսկ երկու հաջորդական պարբերությունների ընթացքում գրանցված ազդանշանների այդ փոփոխությունները կապված չեն միմյանց հետ: Մյուս կողմից գիտենք, որ իրական թիրախով և օբյեկտներով պայմանավորված ազդանշանները ունեն բավականաչափ մեծ ստացիոնարություն: Նրանց կայունության ժամանակահատվածը շատ ավելի մեծ է քան մոդուլացվող ազդանշանների կրկնման պարբերությունը: Այդ մասին վկայում են նաև իրականացված բազմաթիվ փորձերը և դիտարկումները: Այսպիսով՝ ստացվում է, որ բազմաթիվ իրականացումների կուտակման արդյունքում օբյեկտներով պայմանավորված ազդանշանների արդյունարար էներգիան պետք է աճի, քանի որ այն հաստատուն է մի պարբերությունից մյուսը, իսկ պատահական պրոցեսներով պայմանավորված ազդանշանները պետք է չեզոքացնեն միմյանց՝ առաջացնելով իրենցով պայմանավորված ազդանշանի էներգիայի նվազում, սա հանգեցնելու է ավելի հարթ սպեկտրի, որտեղ ցանկացած սպեկտրալ բաղադրիչ հզորությունը պայմանավորված է լինելու տվյալ տիրույթի օբյեկտով կամ ստացիոնար կլատերով, որի դեմ պայքարի մեթոդները արդեն դիտարկվել են աստենախոսության նախորդ գլուխներում: Այս եղանակը իրենից ներկայացնում է ըստ անսամբլի միջինացում, այն բավականաչափ նման է իմպուլսային ռադարների կողմից կիրառվող «շարժվող թիրախների հայտնաբերման» ալգորիթմին, բայց այն տարբերությամբ, որ այս դեպքում էներգիայի կուտակում իրականացվում է ազդանշանի սպեկտրալ բաղադրիչների համար, քանի որ կոհերենտության բացակայության պայմաններում այլ տարբերակ հնարավոր չէ: Նկ. 2.23–ում պատկերված է նույնականացման ֆունկցիան ազդանշանների սպեկտրերի միջինացված և չմիջինացված դեպքերում:



Նկ. 2.23. Նամանուրյան ֆունկցիա ՊՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանների սպեկտրերի, ա – առանց միջինացման, բ – միջինացված 5 հաջորդական պարբերություններում

2.4.3. Տարածական միջինացում

Առաջարկվում է պատահական բնույթ կրող նշված երևույթների դեմ պայքարի երկու այլ տարբերակներ ևս, իսկ թե սրանցից որը կլինի առավել օգտակար և նախընտրելի կախված է առաջադրվող խնդրի հանգամանքներից և պահանջներից:

[99,100] հոդվածներում իրականացված են փորձարկումներ կենսական օրգանների ակտիվության հետազոտության, դրանց հիվանդությունների ախտորոշման և փլատակների տակ կենդանի մարդկանց հայտնաբերման նպատակով: Դիտարկված է ազդանշանների՝ սրտի և շնչառական շարժումներով պայմանավորված սպեկտրալ բաղադրիչների կախվածությունները ճառագայթող և ընդունող անտենաների կազմած տարբեր անկյուններից, այն դեպքում երբ հետազոտվող անձնավորությունը անշարժ է և չի փոփոխում իր դիրքը անտենաների նկատմամբ: Ինչպես նաև դիտարկված է նույն մեծությունների կախվածությունը անտենաների նկատմամբ մարմնի ունենցած փոխդասավորվածությունից՝ անշարժ անտենաների դեպքում: Իրականացված փորձարկումների արդյունքում ստացված տվյալները ցույց են տալիս, որ իզոտրոպ ճառագայթող թիրախներից՝ օրինակ սրտից, անդրադարձած ազդանշանները նման փոփոխությունների նկատմամբ ցուցաբերում են անհամեմատ մեծ կայունություն և գրեթե չեն ենթարկվում փոփոխությունների, քան անիզոտրոպ ճառագայթող կամ այլ պատահական երևույթներով պայմանավորված ազդանշանները, որոնց կրած փոփոխությունները անհամեմատ ավելի մեծ են:

Հայտնի է, որ $\lambda/2$ -ից մեծ չափով միմյանցից հեռացված անտենաները կարելի է համարել անկախ: Կատարելով ենթադրություն, որ միմյանցից ոչ շատ (մինչև 2մ) հեռացված անտենաների համար դիտարկվող թիրախները կարելի է համարել իզոտրոպ ճառագայթիչ և համեմատելով դրանք վերոհիշյալ փորձերի արդյունքների հետ առաջարկվում է դիտարկել ռադիոլոկացիոն համակարգ, որտեղ ընդունող անտենաները ունեն տարածական բաշխվածություն: Այսպիսով՝ եթե երկու տարածականորեն բաշխված ընդունող անտենաներով իրականացնել դիտարկում և կատարել դրանցով գրանցված ազդանշանների սպեկտրերի համեմատություն, ապա կտեսնենք, որ թիրախով պայմանավորված սպեկտրալ պիկը կլինի կայուն, իսկ ֆոնային

կլաստերի տեսքերը որոշակիորեն կտարբերվեն միմյանցից: Ելնելով նշված դատողություններից կարելի է պնդել, որ նման եղանակով ընդունման արդյունքում եթե իրականացվի գրանցված ազդանշանների սպեկտրների միջինացում, ապա այն թույլ կտա էականորեն նվազեցնել միջավայրի ոչ-ստացիոնարությամբ պայմանավորված ստախոստիկ երևույթների ազդեցությունը և կհանգեցնի ազդանշան-կլաստեր հարաբերակցության մեծացման, որը ինչպես արդեն նշվեց խիստ կարևոր է համկարգի հայտնաբերման հնարավորությունների մեծացման համար:

Գոյություն ունեն իրավիճակներ, որոնց պարագայում ընդունող անտենաների տարածական բաժանում իրականացնելը նպատակահարմար կամ իրագործելի չէ, քանի որ դրա հետևանքով զգալիորեն կմեծանան համկարգի չափերը կամ մի շարք այլ պատճառներով: Այսպիսի դեպքերում կարելի է տարածական բաժանման փոխարեն իրականացնել ռադիոլոկացիոն համկարգի փոքր ամպլիտուդով բայց մեծ արագությամբ ճոճում, որը ըստ էության ունենում է նույն ազդեցությունը ինչ-որ տարածական բաժանումը, քանի որ ստախոստիկ երևույթները նույնիսկ իրավիճակի շատ փոքր փոփոխությունների դեպքում ունենում է ակնհայտ տարբերություններ ի համեմատ թիրախային ազդանշանների: Այս եղանակը մեծ արդյունավետությամբ կարելի է օգտագործել այն համկարգերում, որտեղ տարածքի սկանավորումը իրականացվում է էլեկտրանային եղանակով, որովհետև այն շատ արագ է և հեշտ իրականացնելի, քան թե մեխանիկական պտույտով համկարգերում:

2.5. Հաշվողական ռեսուրսների գնահատում

Քանի որ մեր առջև դրված խնդիրը կայանում էր հնարավորինս քիչ հաշվողական ռեսուրսներով մեծ էֆեկտիվություն ստանալու մեջ, ապա կարիք կա իրականացնելու վերոհիշյալ ալգորիթմների համար պահանջվող հաշվողական ռեսուրսների գնահատում: Այսպիսով, եթե ԳՀՄ յուրաքանչյուր եռանկյան աճող և նվազող լանջերում հայտնաբերված պիկերի քանակը նշանակենք N -ով, ապա, կստանանք, որ բազմակի թիրախների դետեկտման ալգորիթմում հեռավորության և արագության հաշվման նպատակով կատարվում է $(N \times N)$ գործողություններ յուրաքանչյուր եռանկյան համար, որից հետո իրականացվում է ստացված արդյունքերի համեմատություն, և արդյունքում

ստացվում է, որ մի ամբողջական ցիկլում կատարված գործողությունների քանակը հավասար է $(3 \times N \times N)$: Բացի այդ հարկ է նշել որ այս գործողությունները կատարվում են վերջնական համակարգչում և կոտորակային թվերի հետ: Կոտորակային թվերը զբաղեցնում են 3-8 անգամ ավելի մեծ հիշողության ծավալ, քան ամբողջ թվերը, իսկ համակարգիչը՝ պայմանավորված ծրագրային ապահովմամբ, աշխատում է 2-3 կարգ ավելի փոքր արագագործությամբ: Յուրաքանչյուր եռանկյան համար համընկնող պիկերի գտման ալգորիթմում իրականացվում են N քանակի համեմատություններ ըստ հաճախության և ըստ ամպլիտուդի, արդյունքում ստացվում է առավելագույնը $(2 \times N)$ գործողություններ: Դոպլերյան գտման ալգորիթմում քանի որ յուրաքանչյուր պիկի համար համընկնումներ հնարավոր են միայն 2 կետերում, ապա յուրաքանչյուր եռանկյան ժամանակ կատարված գործողությունների քանակը ստացվում է $(2 \times N)$ հայտնաբերված յուրաքանչյուր դոպլերյան հաճախության նամար: Եթե հայտնաբերված դոպլերյան հաճախությունների քանակը նշանակենք $N_{դոպլ.}$ –ով, ապա կստանաք $(2 \times N \times N_{դոպլ.})$: Ըստ անսամբլի և տարածության միջինացման ալգորիթմներից յուրաքանչյուրը իրականացնում է $(2 \times N)$ գումարման գործողություններ, իսկ բջջային միջինացման ալգորիթմի կատարած գործողությունների քանակը կախված պատուհանի $N_{պատ.}$ չափից և ստացվում է $(2 \times N \times N_{պատ.})$: Այսպիսով այս ալգորիթմների հաջորդական կիրառման դեպքում մի ամբողջական ցիկլում կատարված գործողությունների առավելագույն քանակի համար ստացվում է $(2 \times 2 \times N \times (1 + N_{դոպլ.} + 1 + 1 + N_{պատ.}))$ մեծությունը: Օգտագործելով դիտակվող խնդրի պարամետրերը՝ $N_{դոպլ.}$ -ի առավելագույն քանակը 12, որը համապատասխանում է 12 թիրախների և $N_{պատ.} = 16$ գործողությունների առավելագույն քանակի համար ստացվում է $(4 \times N \times 31)$, որից հետո նոր կիրառվում է բազմակի թիրախների դետեկման ալգորիթմը մնացած զույգերի համար: Պետք է նշել, որ այս հաշվարկների ժամանակ հաշվի չառնվեց այն հանգամանքը, որ յուրաքանչյուր ալգորիթմի կիրառումից հետո դիրարկվող պիկերի քանակը պակասում է (փորձնական տվյալներով մոտ 20-60%): Այսպիսով նույնիսկ հաշվի չառնելով համակարգչի փոքր արագագործությունը և վերջին ճշգրտումները, այս եղանակը իրեն լիարժեքորեն արդարացնում է սկսած $N = 40$ -ից, որը առավել քան իրատեսական է:

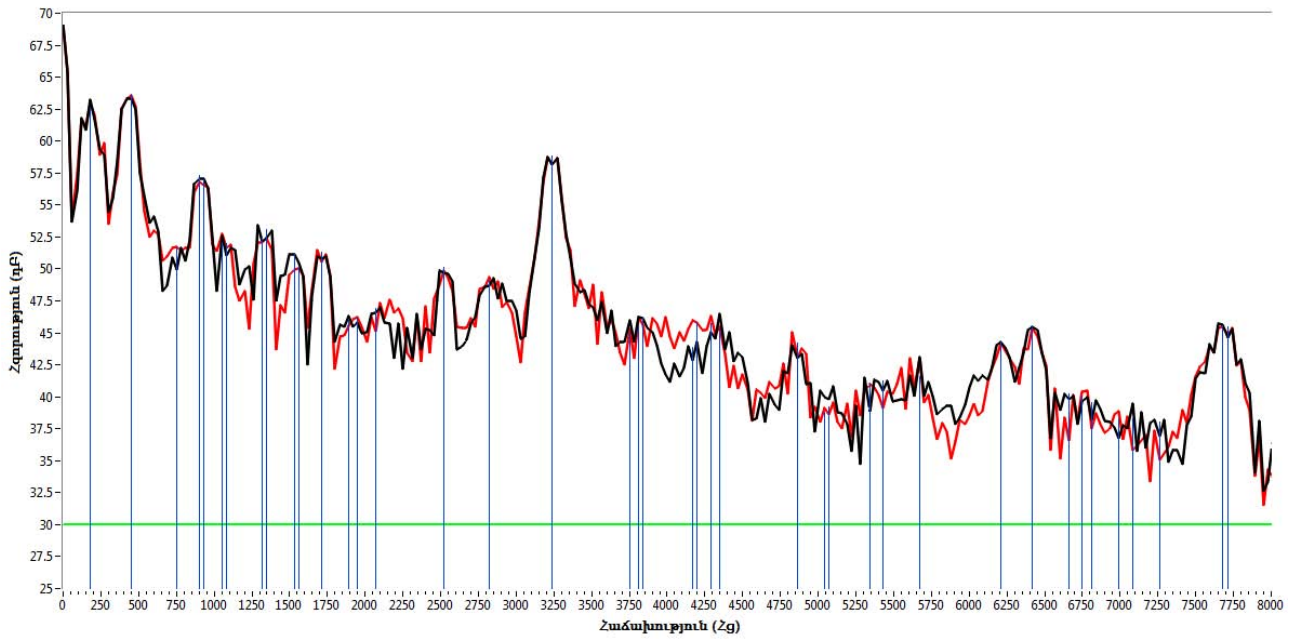
ԳԼՈՒԽ 3. ԻՐԱԿԱՆԱՑՎԱԾ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆՔՆԵՐ

3.1. Ալգորիթմների կիրառման արդյունքներ և դրանց համեմատություններ

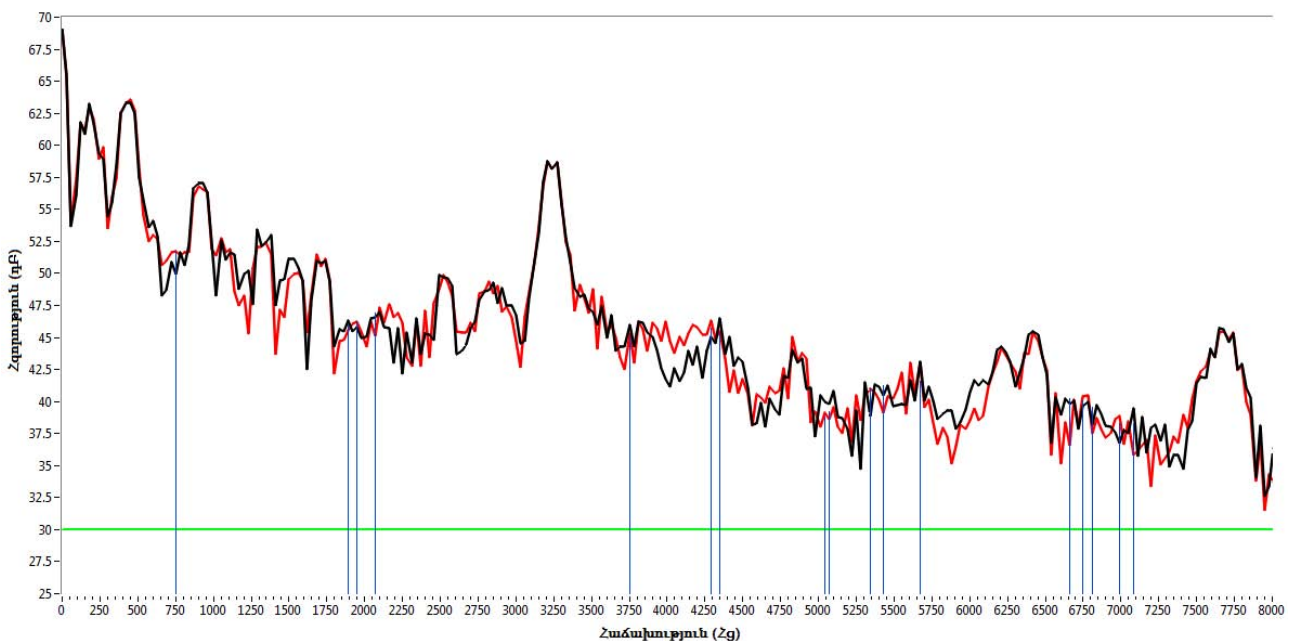
Այս գլուխը ամբողջովին նվիրված է մինչև 3 կմ գործողության շառավիղ ունեցող, շարժվող հետիոտների և տրանսպորտային միջոցների հայտնաբերման, հեռավորության և արագության չափման համար նախատեսված, մեր կողմից նախագծված և կառուցված ԳՀՄ-ԱԳ, կոմպակտ և դյուրակիր ռադարային համակարգի միջոցով իրականացված հետազոտությունների, այդ հետազոտությունների ընթացքում գրանցված ազդանշանների և վերջիններիս մշակման հետևանքով ստացված արդյունքներին ու դրանց քննարկմանը:

Այստեղ դիտարկված են նշված ռադարային համակարգով դաշտային չափումների ժամանակ գրանցված ազդանշանների սպեկտրալ ներկայացումներ և այդ ազդանշանների նկատմամբ կիրառված, մինչև այս մեր կողմից երկրորդ գլխում քննարկված ալգորիթմների ու եղանակների արդյունքներ: Ներկայացված են որոշ ալգորիթմների կիրառման արդյունքների համեմատություններ, որոնք ակնառու կերպով ցուցադրում են այդ ալգորիթմների առաջարկման ժամանակ կատարված ենթադրությունների իսկությունն ու կիրառման առավելությունները: Ցուցադրված են այդ ալգորիթմների որաշակի համադրության կիրառման արդյունքում առաջացած փոփոխությունները և քննարկված են դրանց ունեցած ազդեցությունները ընդհանուր համակարգի պոտենցիալի վրա:

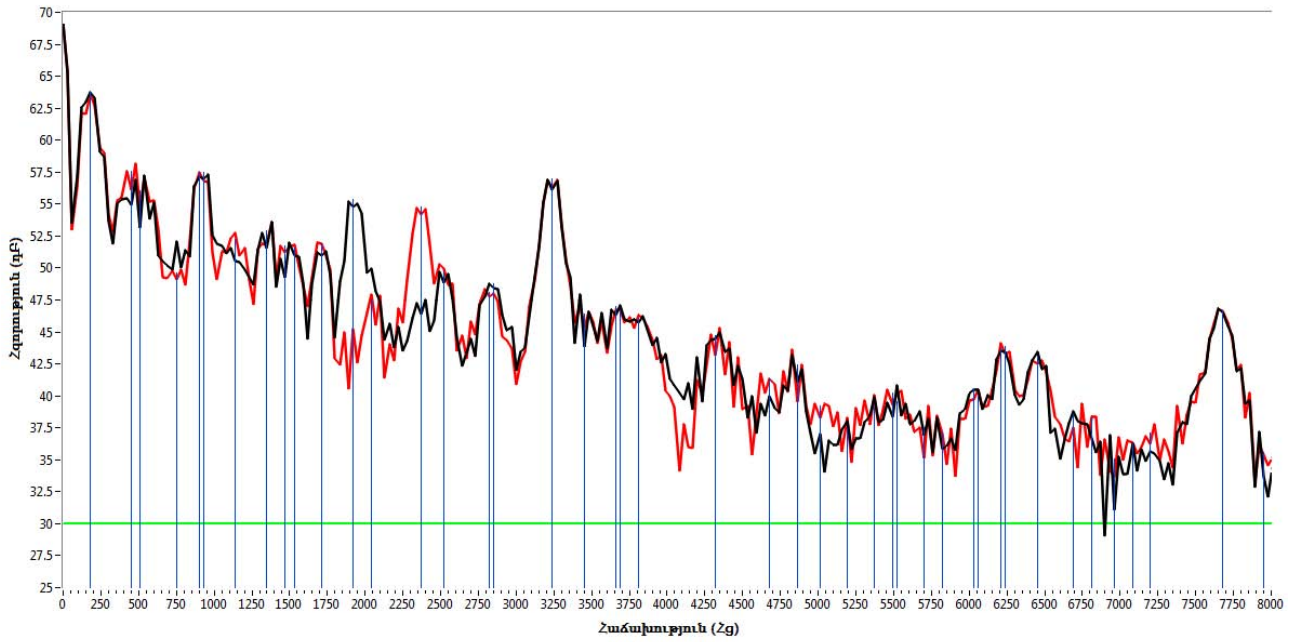
Նկ. 3.1-3.4-ում ցուցադրված են ԳՀՄ պարբերությունների աճման և նվազման հատվածների ժամանակ գրանցված ազդանշանների սպեկտրալ ներկայացումները թիրախի առկայության ու բացակայության իրավիճակներում, դրանցում հայտնաբերված պիկերը և այդ պիկերի համեմատությունը մինչև ալգորիթմի կիրառումը և դրա կիրառումից հետո: Բոլոր այս նկարներում սև և կարմիր գծերով ցուցադրված են գրանցված ազդանշանի սպեկտրերը համապատասխանաբար ԳՀՄ աճման և նվազման հատվածներում, կանաչ հորիզոնական գիծը ցուցադրում է պիկերի հայտնաբերման մակարդակը, իսկ կապույտ ուղղահայաց գծերը ցուցադրում են գրանցված կամ զտումից հետո մնացած պիկերի հաճախությունները և քանակը:



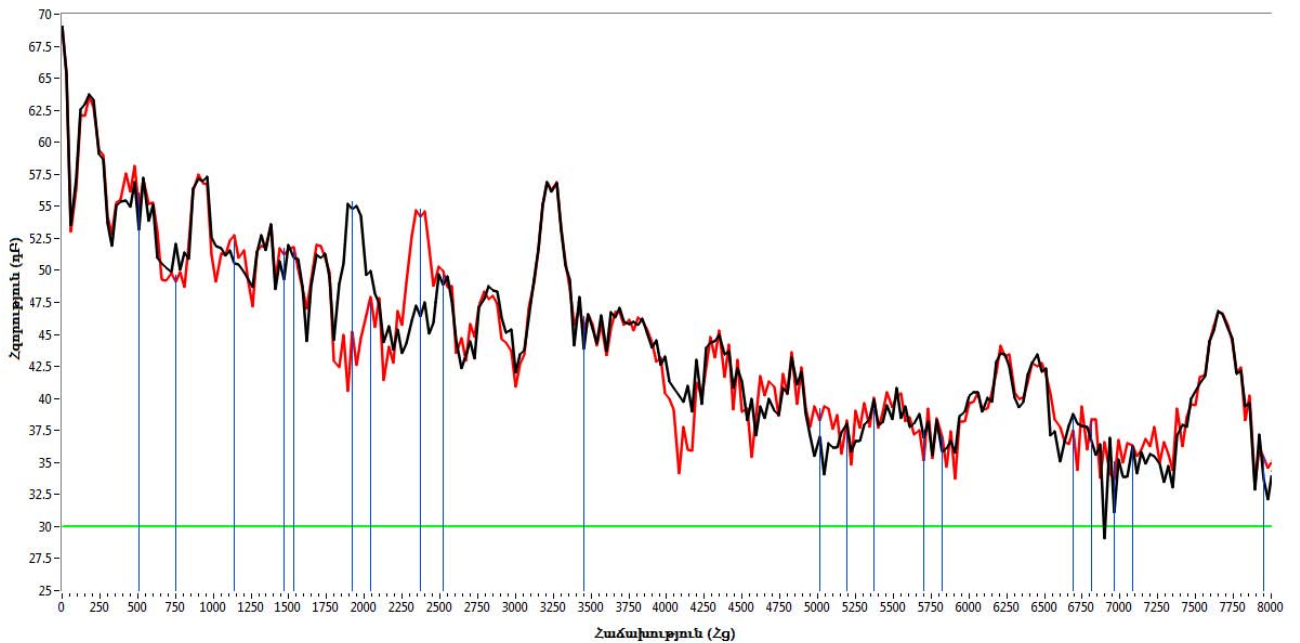
Նկ. 3.1. Թիրախի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերը և դրանցում հայտնաբերված պիկերը



Նկ. 3.2. Թիրախի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերը և դրանցում հայտնաբերված պիկերը ՀՊԶ ալգորիթմի կիրառումից հետո



Նկ. 3.3. Թիրախի առկայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերը և դրանցում հայտնաբերված պիկերը

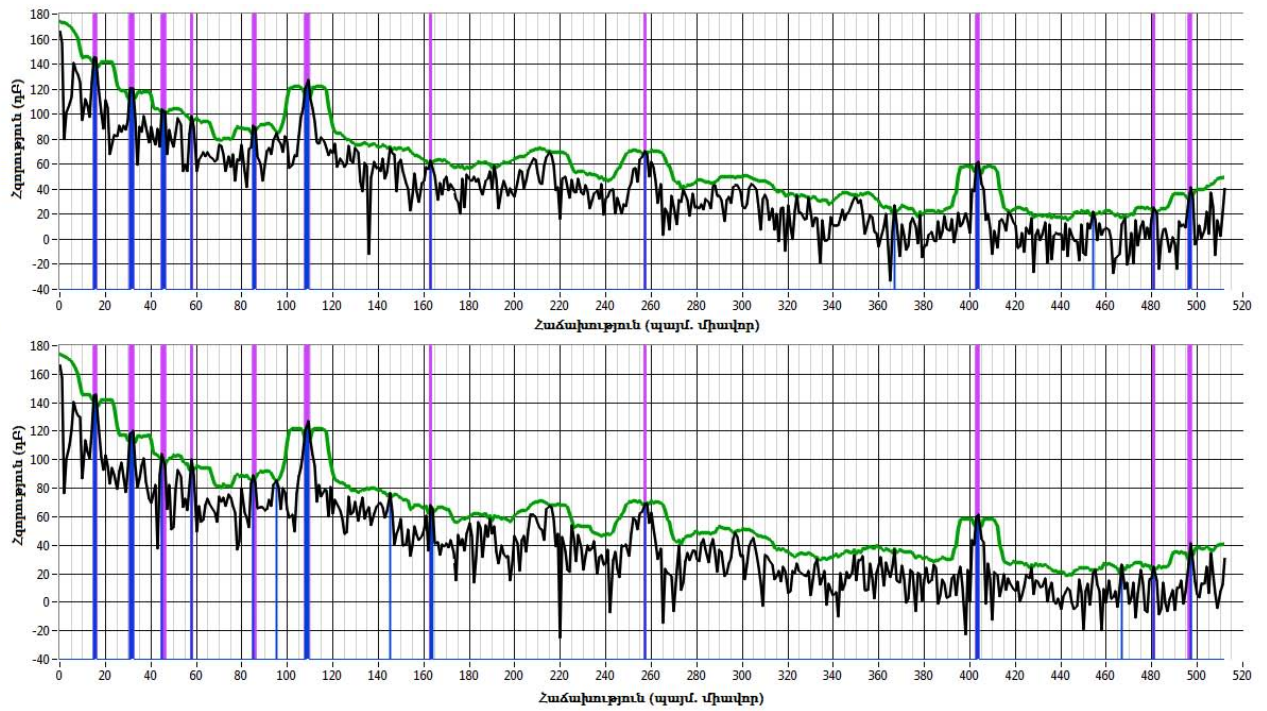


Նկ. 3.4. Թիրախի առկայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերը և դրանցում հայտնաբերված պիկերը ՀՊՁ ալգորիթմի կիրառումից հետո

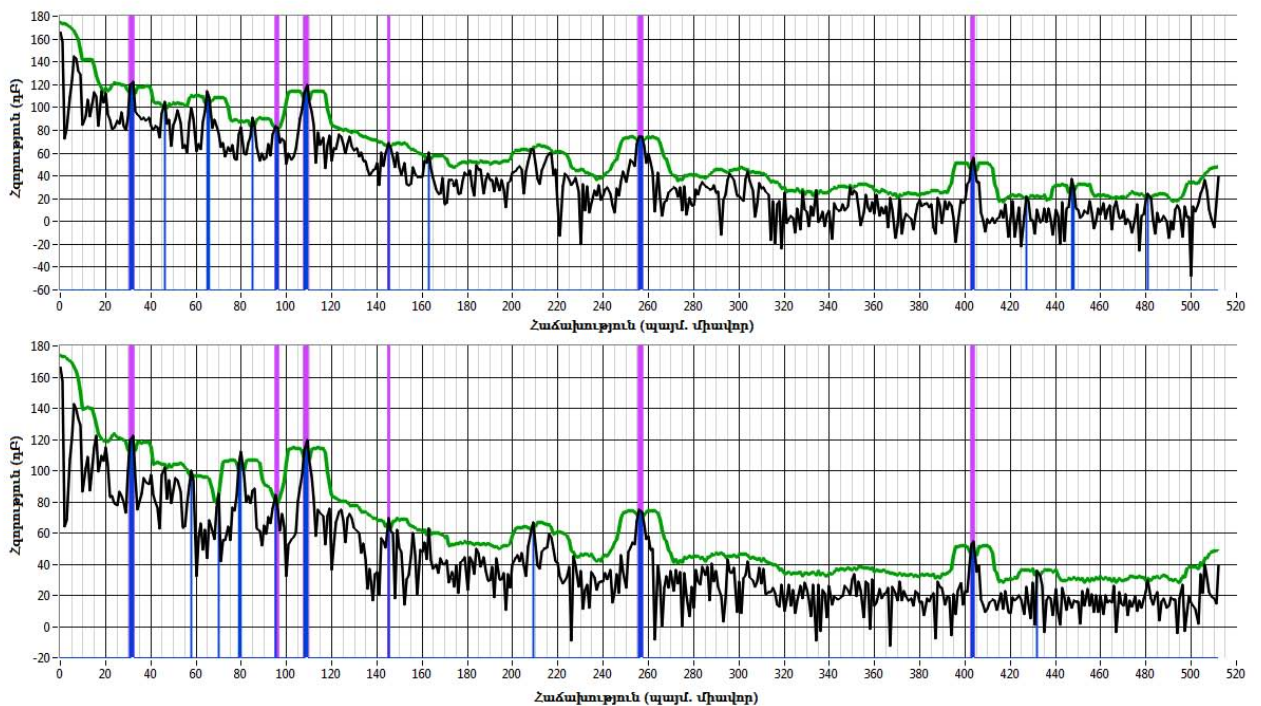
Ինչպես տեսնում ենք այս նկարներում պիկերի հայտնաբերումը իրականացված է հաստատուն շեմի նկատմամբ և գրանցվել են բավականաչափ շատ պիկեր: Չնայած կիրառված ՀՊԶ ալգորիթմի շնորհիվ գրանցված պիկերի զգալի քանակ գրոյացվում և դուրս է գալիս հետագա քննարկումից, բայց, այնուամենայնիվ, դրանց սկզբնական մեծ քանակությունը կարող է խղրահարույց լինել: Գրանցված պիկերի նման մեծ քանակության պատճառը հայտնաբերման շեմի ցածր մակարդակն է, բայց մյուս կողմից եթե այդ մակարդակը ընտրվի ավելի բարձր, ապա գրանցված պիկերի քանակը կլինի զգալիորեն քիչ, բայց միաժամանակ կմեծանա հեռավոր գոտում գտնվող և ցրման փոքր էֆեկտիվ մակերես ունեցող թիրախի բացթողման հավանականությունը, քանի որ նրա ունեցած հզորությունը կարող է չբավարարել հաղթահարելու հայտնաբերման շեմը:

ՀՊԶ ալգորիթմի միջոցով գտված պիկերի քանակը կախված է այն հանգամանքից, թե որքանով են հայտնաբերված պիկերը համապատասխանում իրական օբյեկտներին և նրանից, թե (2.2.1) արտահայտությունում ինչ արժեքներ են ընտրված δf և մասնավորապես δA մեծությունների համար: δA -ի համար մեծ արժեքների ընտրությունը թույլ է տալիս ապահովել շատ քանակի պիկերի գտում, բայց մեծացնում է թիրախի բացթողման հավանականությունը, քանի որ ցրման փոքր էֆեկտիվ մակերես ունեցող թիրախի համար կարող է պատահել (2.2.1) չափորոշիչ պայմանի բավարարում: Կատարված հետազոտությունները ցույց են տալիս, որ ՀՊԶ ալգորիթմի կիրառման արդյունքում սովորաբար դիտվում է ի սկզբանե հայտնաբերված պիկերի քանակի 30-80% գտում կախված վերոհիշյալ պայմանից: Առաջադրված խնդրի շրջանակներում պահանջվող կեղծ տազնապի հավանականության համար հաշվարկվել են նշված մեծությունները և այդ մեծությունների կիրառման արդյունքում ստացվել են 40-60% պիկերի գտում: Սա իհարկե լավ ցուցանիշ է, բայց դեռ բավարար չէ, առավել ևս որ կարելի է այն լավացնել այլ ալգորիթմների կիրառման շնորհիվ:

Նկ. 3.5-ում և նկ. 3.6-ում ցուցադրված են այդ նույն սպեկտրերը, դրանցում հայտնաբերված և ՀՊԶ ալգորիթմի կիրառման շնորհիվ գտված պիկերը 2.4.1 բաժնում նկարագրված բջջային միջինացման ալգորիթմի կիրառման դեպքում:



Նկ. 3.5. Թիրախի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերում բջջային միջինացմամբ շեմի հաշվարկման դեպքում հայտնաբերված և ՀՊԶ ալգորիթմի կիրառուման արդյունքում համընկած պիկերը

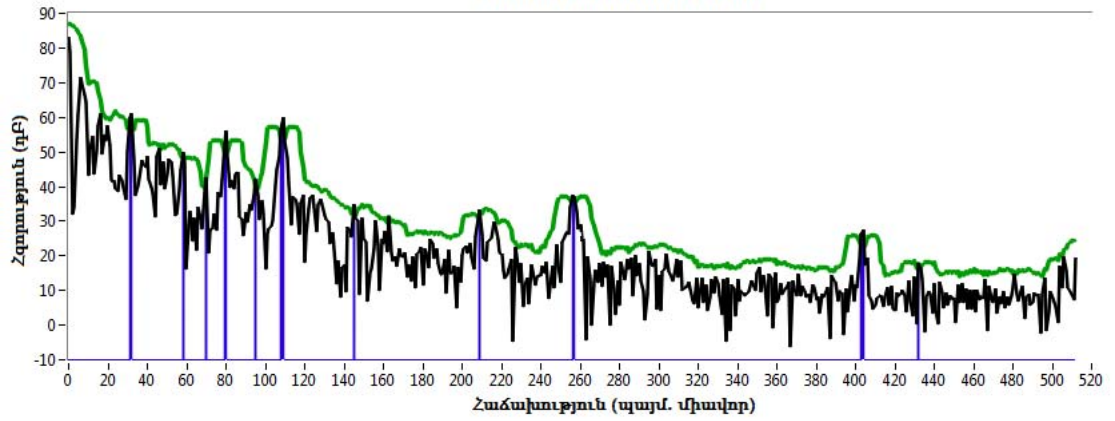
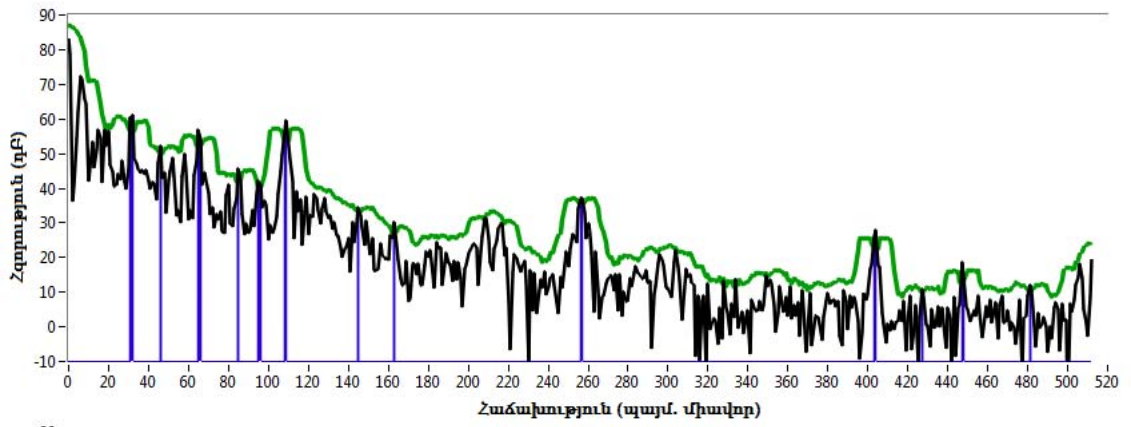


Նկ. 3.6. Թիրախի առկայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրերում բջջային միջինացմամբ շեմի հաշվարկման դեպքում հայտնաբերված և ՀՊԶ ալգորիթմի կիրառուման արդյունքում համընկած պիկերը

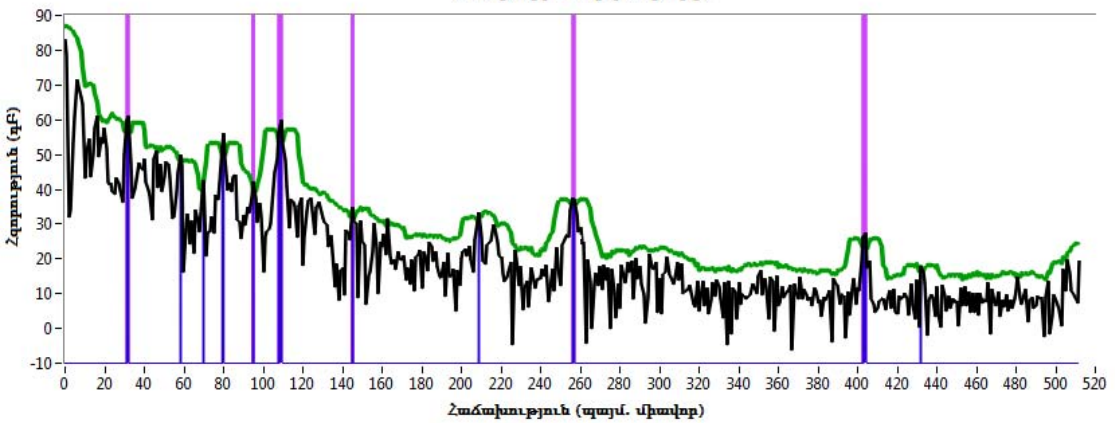
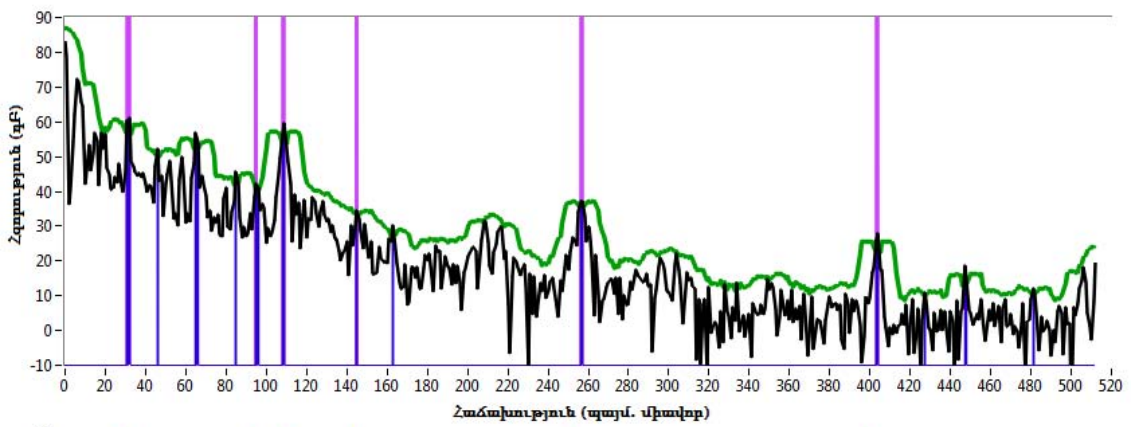
Նկ. 3.5–3.10-ում ԳՀՄ պարբերության աճման և նվազման հատվածների ընթացքում գրանցված ազդանշանները, ինչպես նաև դրանցից յուրաքանչյուրում հայտնաբերված պիկերը պատկերված են համապատասխանաբար նկարի վերին և ստորին հատվածներում: Ինչպես և նախորդ նկարներում, այստեղ ևս կապույտ գույնով ցուցադրված են հայտնաբերված պիկերը, այսինքն նրանք, որոնք հաղթահարել են հայտնաբերման շեմը: Կանաչ գծով պատկերված է հայտնաբերման շեմը, որն այս դեպքում հաշվարկված է բջջային միջինացման ալգորիթմի կիրառման շնորհիվ: Ինչպես տեսնում ենք, այն ունի հարմարվող բնույթ, որի շնորհիվ հաճախությունների ցածր տիրույթում՝ որտեղ ազդանշանները, պայմանավորվա լինելով մոտ օբյեկտներից անդրադարձումներով, ավելի հզոր են այն ավելի մեծ է, իսկ հաճախությունների բարձր տիրույթում՝ որտեղ ազդանշանները, պայմանավորվա լինելով հեռավոր օբյեկտներից անդրադարձումներով, ավելի թույլ են այն ավելի փոքր է: Իր հարմարվող բնութագրի շնորհիվ է նաև, որ շատ պիկային արժեքներ, որոնք պայմանավորված են կլատերային ֆոնով և ունեն լայնաշերտ բնույթ չեն կարողանում գերազանցել շեմը, իսկ թիրախներին համապատասխանող նեղշերտ պիկերը կարողանում են: Մանուշակագույն գծերը ցուցադրում են այն պիկերը որոնց համար բավարարվել է ՀՊԶ ալգորիթմի (2.2.1) չափորոշիչ պայմանը:

Այս եղանակով հայտնաբերման շեմի ընտրության շնորհիվ էականորեն պակասում են կլատերի ֆոնյին բնույթով պայմանավորված պիկերը, բայց ստացված արդյունքը կարելի է ավելի լավացնել, եթե ՀՊԶ ալգորիթմից հետո կիրառվի դոպլերյան զտման եղանակը:

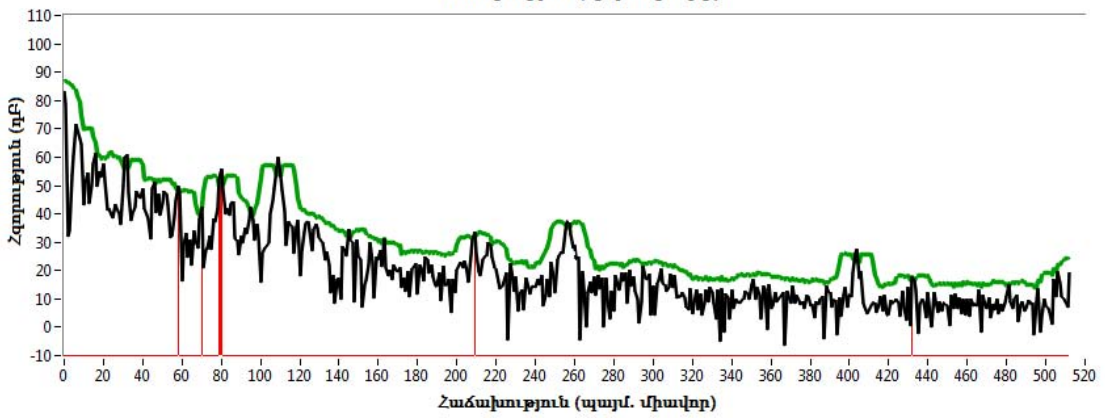
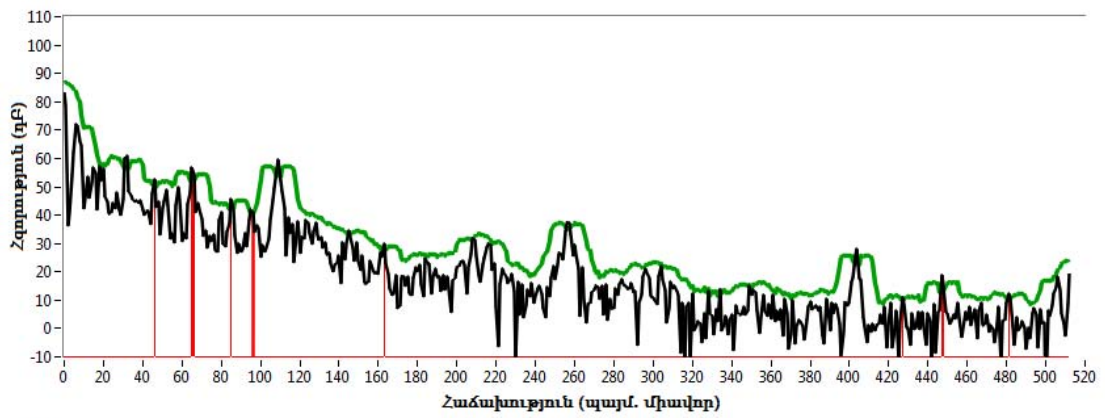
Նկ. 3.7–3.10-ում ցուցադրված են առաջարկված ալգորիթմների կիրառման որոշակի հաջորդականությունը, որը ըստ իրականացված հշվարկների և գնահատումների ապահովում է կեղծ թիրախների առավելագույն քանակով ճնշում, չպահանջելով ծանր ալգորիթմներ, մեծ հաշվողական ռեսուրսներ ունեցող թանկարժեք և էներգատար պրոցեսորներ և միաժամանակ ապահովելով առավել սահուն՝ կեղծ տազնապի և թիրախի բացթողման փոքր հավանականություններով, հայտնաբերում: Ցուցադրված նկարները համապատասխանում են թիրախի առկայության դեպքին:



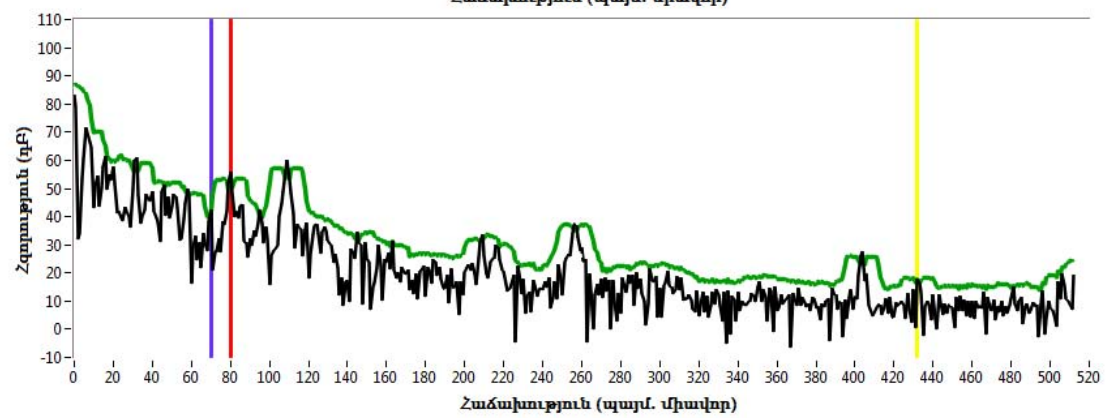
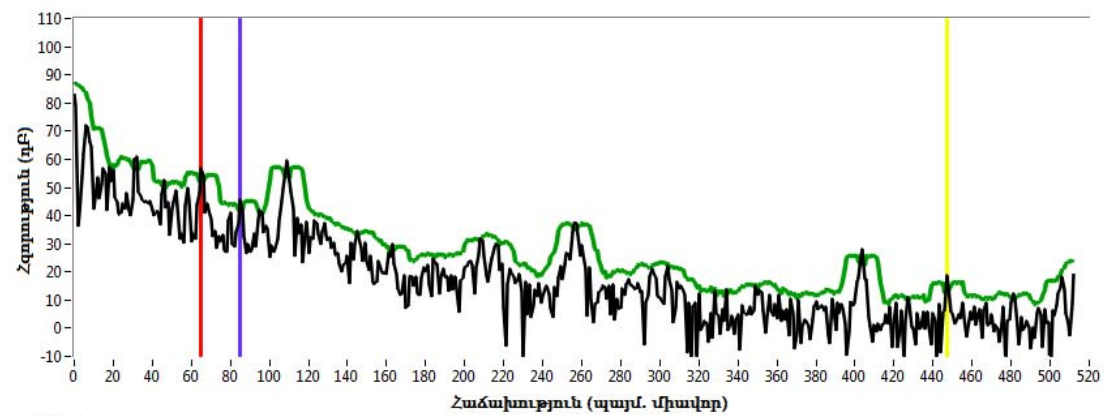
Նկ. 3.7. Բջջային միջինացման շեմի հաշվարկում և պիկերի հայտնաբերում



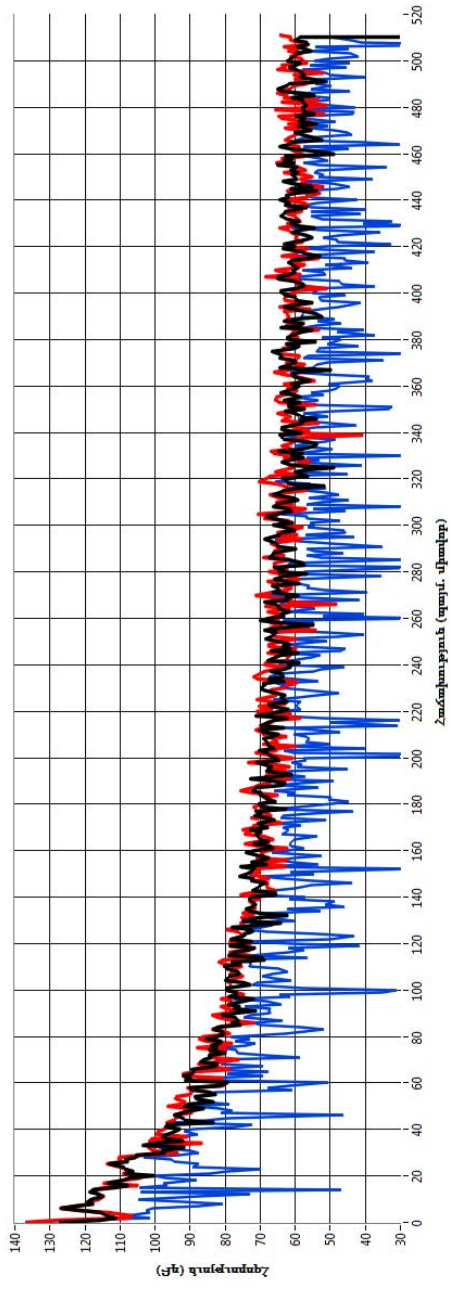
Նկ. 3.8. Հայտնաբերված պիկերի գտում ՀՊԶ ալգորիթմի օգնությամբ



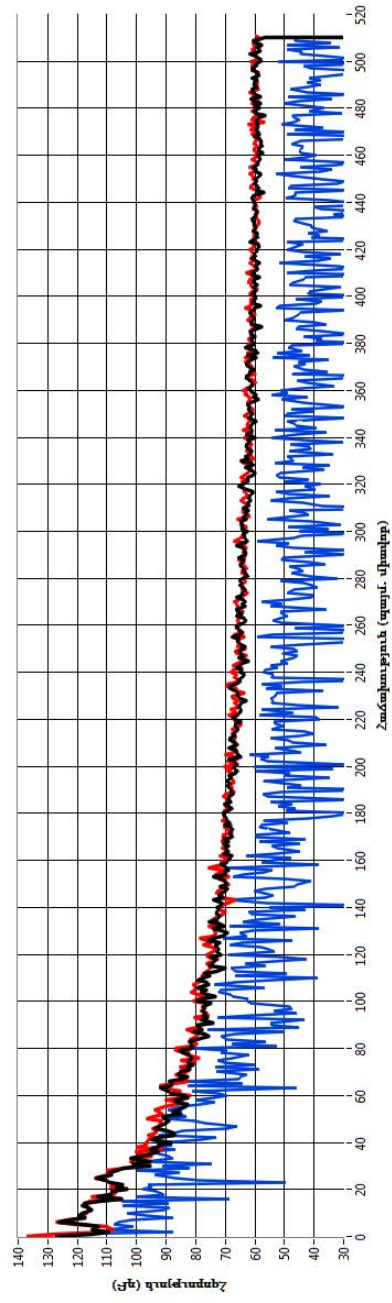
Նկ. 3.9. ՀՊԶ ալգորիթմի արդյունքում մնացած պիկերը



Նկ. 3.10. Մնացորդային պիկերից դոպլերյան զտման ալգորիթմի օգնությամբ հաճախային գույզերի ձևավորում



նկ. 3.11. Թիրիսի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ագրանջանի սպեկտրերը և դրանց տարբերությունը առանց անսամբլային միջինացման



նկ. 3.12. Թիրիսի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ագրանջանի սպեկտրերը և դրանց տարբերությունը անսամբլային միջինացման ժամանակ

Նկ. 3.11-ում և նկ. 3.12-ում ցուցադրված են ԳՀՄ պարբերության աճման և նվազման հատվածների ընթացքում գրանցված ազդանշանների սպեկտրերը և դրանց տարբերությունը առանց միջինացման և ըստ անսամբլի միջինացման դեպքում: Սպեկտրների տարբերությունը պատկերված է կապույտ գծով:

3.2. Ցածր միջանկյալ հաճախությամբ ընդունման եղանակի կիրառումը ԳՀՄ ռադարների նկատմամբ

Ինչպես արդեն նշվել է ԱԳ ռադարներում կարևորագույն խնդիրներից է դոպլերյան հաճախությունների հավաստի և ճշգրիտ գրանցումը, իսկ դրա համար անհրաժեշտ է որպեսզի դիտարկվող թիրախի համար ազդանշան աղմուկ հարաբերությունը լինի համակարգի հայտնաբերման սահմաններում: Ինչպես գիտենք հաճախության դոպլերյան շեղումը որոշվում է $f_{դոպլեր} = \frac{2v}{\lambda}$ բանաձևով, որտեղից ակնհայտ երևում է, որ ցածր հաճախությունների կիրառման և փոքր արագությունների դեպքում դոպլերյան շեղումը կարող է ստացվել բավականաչափ փոքր: Մոնոխրոմատիկ ազդանշանի օգտագործման դեպքում մեծ արագությամբ թիրախների հայտնաբերման կամ հարաբերականորեն բարձր հաճախությունների կիրառման դեպքում էական դժվարություններ չկան, բայց լինում են այնպիսի խնդիրներ, որոնց դեպքում հարկավոր է հայտնաբերել փոքր արագությամբ շարժվող թիրախներ, կամ ինչ-որ պատճառներից ելնելով պետք է կամ նպատակահարմար է օգտագործել համեմատաբար ցածր հաճախություններ և հենց այս դեպքերում է, որ ի հայտ են գալիս որոշակի դժվարություններ: Ըստ էության խնդիրը չի տարբերվում նաև ԳՀՄ ազդանշան օգտագործելու դեպքից, պարզապես այս դեպքում ցածր հաճախությունների ստացումը պայմանավորված է լինելու արդյունաբար հաճախությամբ, որը կազմված է հեռավորությամբ ու դոպլերյան շեղումով պայմանավորված հաճախություններից: Այս դժվարությունների հաղթահարումը չափազանց կարևոր դեր ունի մի շարք խնդիրներում:

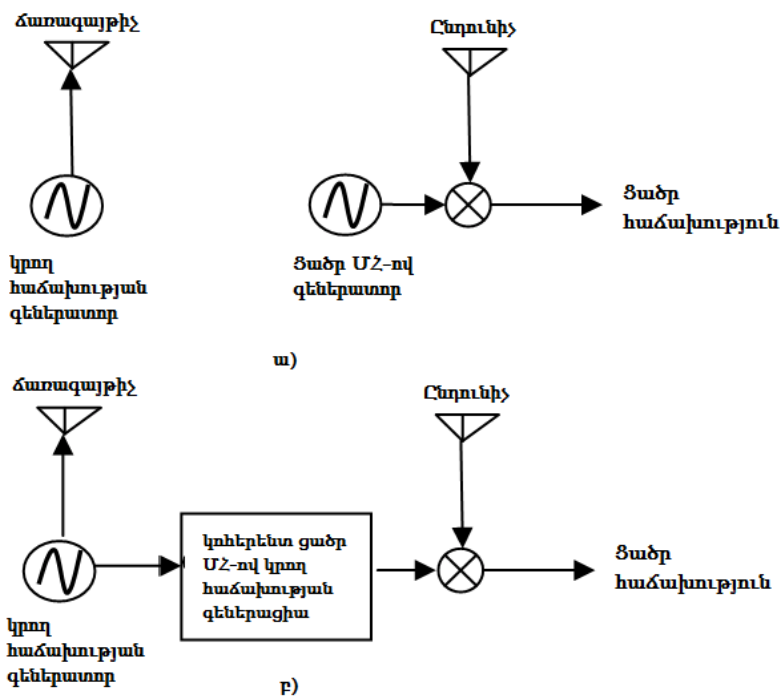
Ատենախոսության թեմայի շրջանակներում դիտարկվող ռադիոլոկացիոն կայանի նպատակն է երկրային շարժվող թիրախների հայտնաբերումը, մասանվորապես՝ մարդկանց և մեքենաների: Մեքենաների դեպքում խնդիրը խիստ չի, բայց դանդաղ

շարժվող մարդկանց դեպքում դոպլերյան հաճախությունը ստացվում է բավականաչափ փոքր: Մեկ այլ կարևորագույն կիրառություններից, որոնց դեպքում առաջանում է նման խնդիր, ռադարների միջոցով կատարվող կենսաբանական դիտարկումներն են: [99,100] աշխատանքներում մեր կողմից իրականացվել են ԱԳ ռադարների օգնությամբ մարդու սրտի և շնչառական ակտիվության հետազոտություններ: Այդ հետազոտությունները հիմքում ընկած են մարդու ներքին օրգանների՝ մասնավորապես սրտի, մեխանիկական շարժումների գրանցման շնորհիվ դրանց առողջական վիճակի վերաբերյալ ուսումնասիրությունները: Օրգանների մեխանիկական շարժումների ոչ մեծ արագությունների պատճառով դիտարկվող դոպլերյան շեղման հաճախությունները ևս ստացվում են բավականաչափ փոքր:

Նշված դժվարությունների պատճառ է հանդիսանում ֆիլիերային կամ ինչպես այլ կերպ են անվանում՝ վարդագույն աղմուկը: Հայտնի է, որ ֆիլիերային աղմուկների սպեկտրալ խտության բաշխվածությունը ունի հաճախությունից հակադարձ համեմատական՝ $1/f$, կախվածություն, այսինքն որքան ցածր է հաճախությունը այնքան ավելի մեծ է սպեկտրալ խտությունը: Խնդիրը հանգում է մեծ ֆիլիերային աղմուկների պարագայում դոպլերյան շեղման փոքր հաճախությունների հայտնաբերմանն ու չափմանը, և հենց սրանով էլ պայմանավորված են բոլոր դժվարությունները [101-103]: Ֆիլիերային աղմուկից խուսափել հնարավոր չէ, հետևաբար պետք է, որևէ կերպ, չափումները տեղափոխել առավել բարձր հաճախությունների տիրույթ: Ատենախոսությունում առաջարկվում է մի մեթոդ, որը թույլ է տալիս իրականացնել նշված տեղափոխությունը առանց համակարգի պարամետրերի էական փոփոխությունների: Առաջարկվող մեթոդի էությունը շարադրված է ստորև:

Հասկանալի է, որ եթե իրականացվում է ազդանշանի տեղափոխություն դեպի առավել բարձր հաճախությունների տիրույթ, ապա դա նշանակում է, որ ընդունիչի մուտքում առկա ազդանշանի հաճախությունը բաղկացած է լինելու ոչ միայն չափված դոպլերյան հաճախությունից, այլ նաև հավելյալ հաճախությունից, որն էլ հենց ապահովում է ֆիլիերային աղմուկներից խուսափելու համար իրականացվող այդ տեղաշարժը: Ակնհայտ է, որ այդ ավելացումը ընդունիչում իրականացնելը անիմաստ է,

հետևաբար այն պետք է իրականացվի հաղորդիչում: Հաղորդիչում հաճախության բարձրացումը դա նույն մոդուլյացիան է, բայց սովորաբար մոդուլյացիայի ժամանակ սպեկտրը հարստանում է և օգտագործել այն դոպլերյան հաճախության չափման համար հնարավոր չի: Բայց սպեկտրի հարստացումից կարելի է շատ հեշտ խուսափել, եթե իրականացվի հայելային բաղադրիչի ճնշմամբ բալանսային ամպլիտուդային մոդուլյացիա և արդյունքում կստացվի նույն մոնոխրոմատիկ ազդանշանը միայն թե շեղված ω_{if} հաճախությամբ: Այս դեպքում ամենակարևոր հանգամանքներից մեկն էլ այն է, որ ստացված նոր ազդանշանը կոհերենտ է կրող հաճախության գեներատորի ազդանշանի հետ, և հենց դրա շնորհիվ է որ կարելի է իրականացնել դոպլերյան հաճախության չափում՝ այդ նույ գեներատորը օգտագործելով ընդունիչում հաճախության իջեցման համար: Այս եղանակի օգնությամբ ω_{if} հաճախության ընտրության շնորհիվ կարելի է ընդունված ազդանշանը տեղափոխել ցանկացած տիրույթ, որը նպատակահարմար կլինի կոնկրետ խնդրի պարագայում [104,105]: Նկ. 29-ում պատկերված է ցածր միջակայակ հաճախությամբ ընդունման համակարգի կառուցվածքային սկզբունքը և դրա կոհորենտ տարբերակը:



Նկ. 3.13. ՑՄՀ-ով ընդունման համակարգի կառուցվածքային սկզբունքը

ա – առանց կոհերենտության ապահովման, բ – կոհերենտության ապահովման դեպքում

Ենթադրվում է, որ ընդունվող ազդանշանը կրում է որոշակի ինֆորմացիա ω_{rf} հաճախության շուրջ, այսինքն ունի հետևյալ տեսքը՝

$$r(t) = A(t) \cos(\omega_{rf}t + \varphi(t)) \quad (3.2.1)$$

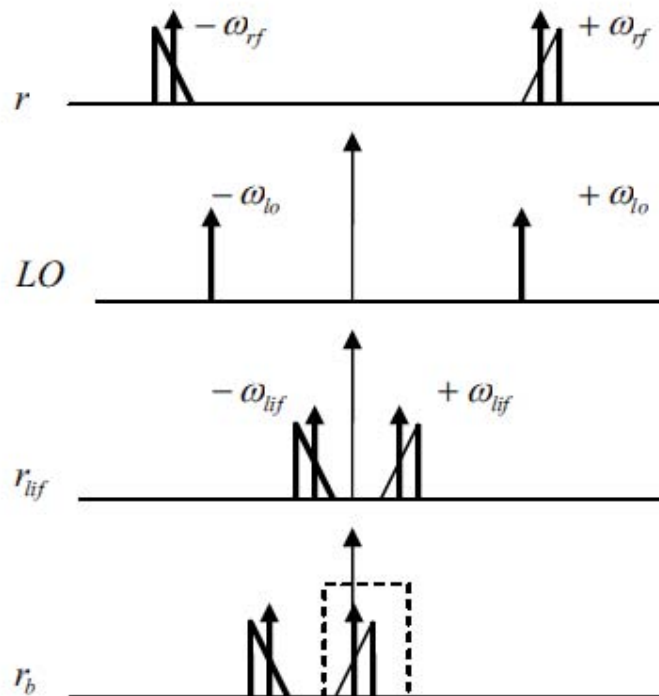
Խառնիչի էլքում, որի մի մուտքին տրվում է այս ազդանշանը, իսկ մյուսին հենակային ω_{lo} հաճախությունը

$$\omega_{lo} = \omega_{rf} - \omega_{lif} \quad (3.2.2)$$

կստանանք՝

$$\begin{aligned} r_{lif}(t) &= r(t) \cos(\omega_{lo}t) \\ &= \frac{1}{2}A(t) \cos(\omega_{lif}t + \varphi(t)) + \frac{1}{2}A(t) \cos((2\omega_{rf} - \omega_{lif})t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

որտեղ երկրորդ բաղադրիչը բարձրհաճախային ազդանշան է, որը մեզ չի հետաքրքրում, և հետևաբար գտվելու խառնիչի էլքում տեղադրված ցածրհաճախային գոիչով: Սրանից հետո, քանի որ ω_{lif} -ը ընտրել էինք բավականաչափ ցածր, արդեն ունենում ենք ցածրհաճախային ազդանշան, որը կարելի է թվայնացնել ստանալու համար անհրաժեշտ $A(t)$ և $\varphi(t)$ մեծությունները:



Նկ. 3.14. ՑՄՀ-ով ընդունման եղանակի սկզբունքի ներկայացումը հաճախային տիրույթում

Արդյունքում ստանում ենք՝

$$r_b(t) = \frac{1}{2}A(t) \cos(\omega_{lif}t + \varphi(t)) e^{-i\omega_{lif}t} = \frac{1}{8}A(t)e^{i\varphi(t)} + \frac{1}{8}A(t)e^{-2i\omega_{lif}t - i\varphi(t)} \quad (3.2.4)$$

որտեղ առաջին անդամը մեզ հետաքրքրող ինֆորմացիան է, իսկ երկրորդից կարելի է հեշտությամբ ազատվել գոտիչի միջոցով: Այս եղանակի աշխատանքի սկզբունքը ակնառու կերպով ցուցադրված է նկ 3.14-ում:

Ինչպես արդեն նշվեց ուղիղ ձևափոխման հետ համեմատած ՑՄՀ ընդունման եղանակը ունի մի շարք առավելություններ, բայց դրա իրականացման ժամանակ ի հայտ են գալիս որոշակի դժվարություններ: Իրականում հայելային ուղղու ճնշումը ունենում է վերջավոր չափ, որը բնականաբար ունենալու է իր բացասական ազդեցությունը: Այդ ճնշման չափը բնութագրվում է IRR գործակցով՝

$$IRR = \frac{\text{Օգտակար ազդանշանի մակարդակ}}{\text{Հայելային ուղղու ազդանշանի մակարդակ}} \quad (3.2.5)$$

Քանի որ Հայելային ուղղու ճնշման դեպքում երբեք հնարավոր չէ ունենալ իդեալական հավասար ամպլիտուդներով և 90° -ով շեղված ազդանշաններ, ապա արդյունքում ունենալու ենք հայելային ուղղու որոշակի չկոմպենսացված ազդանշան, որի արդյունքում ճնշման գործակիցը կունենա հետևյալ տեսքը՝

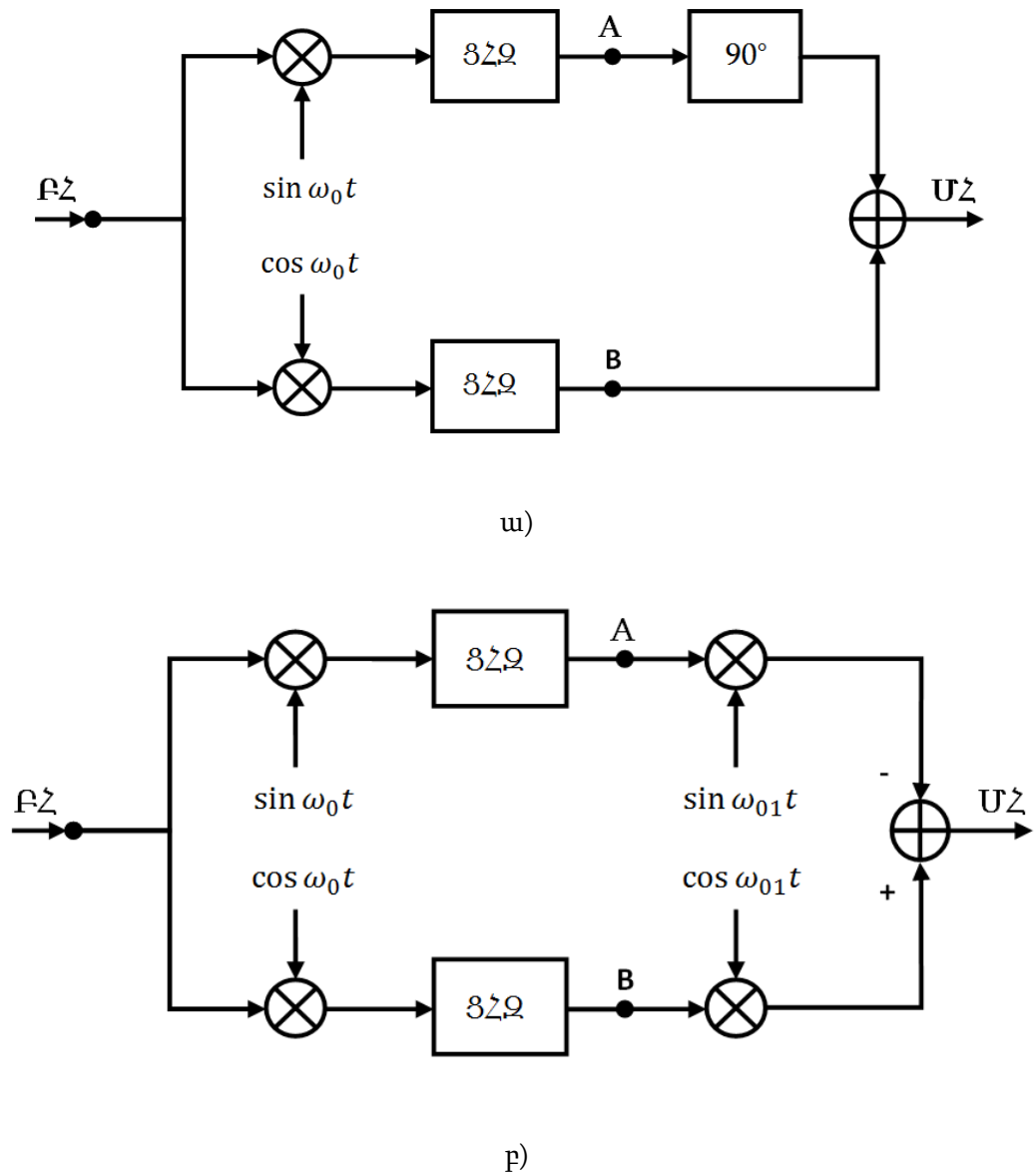
$$IRR = \frac{1 + a(1 + \Delta) \cos \theta + (1 + \Delta)^2}{1 - a(1 + \Delta) \cos \theta + (1 + \Delta)^2} \quad (3.2.6)$$

որտեղ Δ -ով և θ -ով նշանակված են համապատասխանաբար ամպլիտուդային և փուլային շեղումները: Սրանց փոքր մեծությունների դեպքում արտահայտությունը ընդունում է հետևյալ տեսքը՝

$$IRR = \frac{4}{\Delta^2 + \theta^2} \quad (3.2.7)$$

Սովորական հեռահաղորդակցական համակարգերում IRR գործակցի համար մոտավորապես ստացվում է 1000 (60դԲ) արժեքը: Իդեալական դեպքում հայելային ուղղու ազդանշանի մակարդակը հավասար է 0-ի հետևաբար IRR գործակցի համար ստացվում է ∞ : Հայելային ուղղու 60դԲ ճնշում ապահովելու համար անհրաժեշտ է, որ $\theta < 0,1^\circ$, իսկ սովորական ինտեգրալ սխեմայում նման մեծության դժվար է հասնել:

Հարտլիի և Վեյվերի կոմից առաջարկված սխեմաների օգնությամբ կարելի է հասնել 30-35դԲ ճնշման: Այդ սխեմաները պատկերված են նկ. 3.15-ում:



Նկ. 3.15. Հայելային ուղղու ճնշման սխեմաներ, ա – Հարտլիի եղանակ, բ – Վեյվերի եղանակ

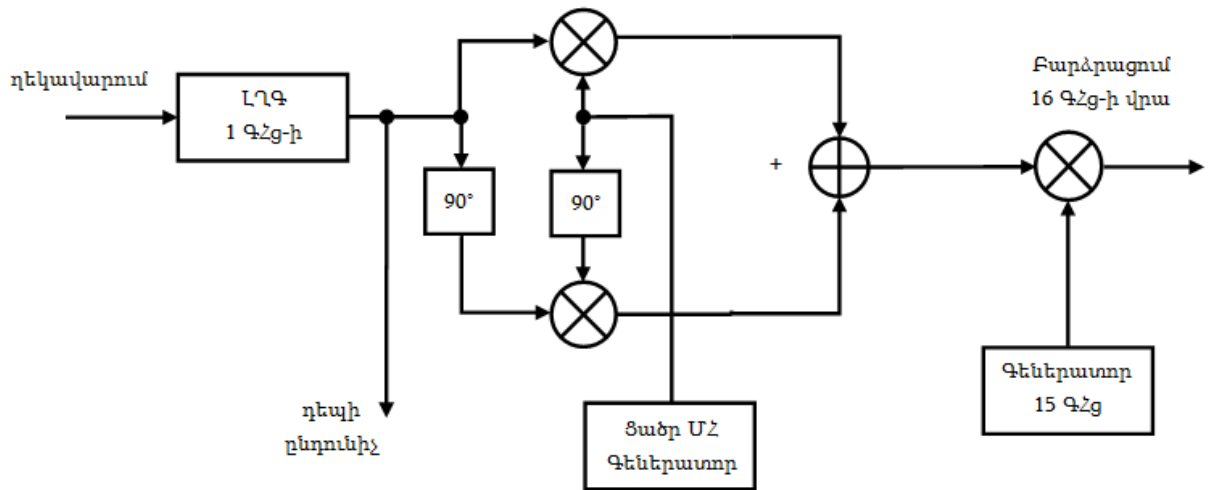
Ավտոմատ կերպով տրամաչափման համար կարելի է օգտագործել բացասական հետադարձ կապով շղթա, որը դեկավարվելով փուլային շեղման ազդանշանով կմտցնի լրացուցիչ ճնշում: փուլային շեղման ազդանշանը հաշվվում է

$$V_{\theta} = AV_{h.m} \sin \frac{\theta}{2} \quad (3.2.8)$$

բանաձևով, որտեղ A -ն յուրաքանչյուր քառակուսային շղթայի ուժեղացման նոմինալ գործակիցն է, իսկ $V_{h.m}$ -ն հայելային ուղղու սինուսոիդալ ազդանշանի

ամպլիտուդը: Այս եղանակի կիրառման արդյունքում կարելի է հասնել 17-57 դԲ-ով ավելի ճնշման:

Այս եղանակի իրականացման համար մեր կողմից նախագծված ռադարի՝ նկ. 1.8-ում պատկերված սխեմայում իրականացվել է նկ. 3.16-ում պատկերված ավելացումը:



Նկ. 3.16. Ռադարի բլոկ սխեմայի ՑՄՀ-ով ընդունման եղանակի իրականացման համար պատասխանատու հատվածը

ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Նախագծվել, կառուցվել և փորձարկվել է բազմակի թիրախների հայտնաբերման ռեժիմում գործող մոտիկ տիրույթի գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության (ԳՀՄ-ԱԳ) իրական ռադիոլուկացիոն կայան (ՌԼԿ):
2. ԱԳ ՌԼԿ-ում ԳՀՄ և մոնոքրոմատիկ հատվածներով եռապարբերանի համակցված ազդանշանի օգտագործումը նպաստում է կեղծ թիրախների նախնական գտմանը և հաճախային զույգերի ձևավորմանը, ինչը թույլ է տալիս խնայել համակարգի հաշվողական և հետևաբար նաև էներգետիկ ռեսուրսները:
3. Մոնոքրոմատիկ ազդանշանի կիրառման ժամանակ քառակուսային ընդունիչների օգտագործման և կոմպլեքս ֆուրյեի արագ ձևավորության իրականացման շնորհիվ կարելի է տատանողական բնույթի շարժումները առանձնացնել համընթաց շարժումներից:
4. ԱԳ ՌԼԿ-ում միջինացման ալգորիթմների կիրառումը թույլ է տալիս նվազեցնել ոչ ստացիոնար կլատերով պայմանավորված սպեկտրալ ֆլուկտուացիաները և փոքրացնել դրանց պատճառով գրանցվող կեղծ տազնապի հավանականությունը:
5. Ազդանշանների մշակման նշված պարզ եղանակների ճիշտ համադրության կիրառման շնորհիվ կարելի է բարձրացնել հաշվողական փոքր ռեսուրսներ ունեցող ՌԼԿ-ի կատարողականությունն ու հուսալիությունը:
6. Ցածր միջանկյալ հաճախությամբ ընդունման շնորհիվ հնարավոր է ազատվել ֆլիկերային հզոր աղմուկների և հաստատուն բաղադրիչի առաջացրած դժվարություններից և մեծացնել համակարգի հայտնաբերման հնարավորությունները:

ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ

| | |
|------|--------------------------------------|
| ՌԼԿ | ռադիոլուկացիոն կայան |
| ԱԳ | անընդհատ գործողության |
| ՀՄ | հաճախային մոդուլացիա |
| ԳՀՄ | գծային հաճախային մոդուլացիա |
| ՖԱԶ | Ֆուրյեի արագ ձևափոխություն |
| ԼՂԳ | լարումով ղեկավարվող գեներատոր |
| ՄՀ | միջանկյալ հաճախություններ |
| ՄՀՈւ | միջանկյալ հաճախությունների ուժեղարար |
| ԲՀՈւ | բարձր հաճախությունների ուժեղարար |
| ՑՀՈւ | ցածր հաճախությունների ուժեղարար |
| ՑՄՀ | ցածր միջանկյալ հաճախություններ |
| ՀՊԶ | համընկնող պիկերի գտում |

ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ

Խորին շնորհակալություն եմ հայտնում իմ անմիջական ղեկավար՝ պարոն Արսեն Հախումյանին, իմ մեջ գիտության նկատմամբ սեր սերմանելու, այս աշխատանքի ղեկավարությունը ստանձնելու և դրա իրականացման ընթացքում իր բազմամյա փորձով կիսվելու, արժեքավոր գիտելիքների և դիտողությունների համար: Մեծ շնորհակալություն եմ հայտնում ազդանշանների թվային մշակման լաբորատորիայի ղեկավար՝ պարոն Տիգրան Զաքարյանին, ով մեծ օգնություն է ցուցաբերել այս ստենախոսության աշխատանքի իրականացման հարցերում, ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիայի ղեկավար՝ Նուբար Պողոսյանին, ինչպես նաև ԱԹՄ և ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիաների մյուս աշխատակիցներին գիտական, քննարկումների, սեմինարների և հաճելի ու տրամադրող աշխատանքային միջավայր ստեղծելու համար:

Իմ մեծ երախտագիտությունն եմ հայտնում ծնողներիս և ընկերներիս, ովքեր միշտ աջակցել, ոգեշնչել և քաջալերել են ինձ դժվար պահերին, ուղղակի և անուղղակի կերպով օգնել են հասնելու իմ առջև դրված նպատակի իրականացմանը:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. R.L.Yadava, “RF/Microwaves in Bio-Medical Applications”, *Proc. of 8th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC-2003)*, 18-19 Dec. 2003, pp. 81-85
2. I. V. Komarov, S. M. Smolskiy, “Fundamentals of Short-Range FM Radar”, *Artech House*, August 30, 2003.
3. D.K. Barton, “Radar Equations for Modern Radar”, *Artech House*. November 30, 2012.
4. S. S. Swords, “Technical history of the Beginings of RADAR”, *Peter Peregrinus Ltd.*, London, 1986.
5. M. I. Skolnik, “Introduction to Radar Systems”, Third Edition, *McGraw-Hill*, New York, 2001
6. Kaihui Lin, “Light Weight Millimeter Wave FMCW Radar System”, *University of California*, Los Angeles, 2007
7. M. Skolnik, “Radar in the Twentieth Century,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol.15, Oct.2000, pp.27–43.
8. 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
9. Martin Schneider, “Automotive Radar – Status and Trends,” *Proc. of German Microwave Conference, GeMiC2005*, University of Ulm, Germany, 5-7 April, 2005, pp.144-147
10. 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
11. 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.

12. 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
13. 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
14. A.G. Stove, "Linear FMCW Radar Techniques," *IEE Proceedings-F*, October 1992, vol.139, N°5, pp.343-350.
15. 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
16. J.B. Mead, and R.E. McIntosh, "Millimeter-Wave Polarimetric Radars," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 03, 1990, pp.391-450.
17. 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.
18. M. Skolnik, "Role of Radar in Microwaves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.3, March 2002, pp.625-632
19. 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
20. 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
21. 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

22. 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
23. D.Smardzija, 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
24. 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
25. 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
26. 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.
27. 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.
28. A.G. Stove, "Modern FMCW Radar – Techniques and Applications," *First European Radar Conference, EURAD*, 2004.
29. 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

30. 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
31. D.G. Luck, "FMCWRadar," 1946.
32. D.E. Banick, "FWCW Radar Signals and Digital Processing," *NOM Technical Report ERL 283-WPL 26*, 1973.
33. K.L. Fuller, "AVOID - Short Range High Definition Radar," *Wireless World*, March 1971, pp.110-13.
34. R.W. Lindop, "A Fast Fourier Transform Processor Using Shift Registers," in *Mullard Research Laboratories An. Rev*, 1975, pp.42-45
35. H.D. Griffiths, "New Ideas in FM Radar," *Electronics & Commun. Eng. J.*, vol.2, no.5, October 1990, pp.85-194.
36. 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.
37. D.G.C. Luck, "Frequency modulated radar" *McGraw-Hill*, 1949.
38. J.W. Cooley, and J.W. Tukey, "An Algorithm for the Machine Calculation of Fourier Series," *Math. Comput.*, 1965,19, pp.297-301
39. K.L. FULLER, "To See and Not Be Sean", *IEE Proc. F, Comun., Radar & Signal Process.*, 1990, 137, pp.1-10
40. 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
41. 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
42. D. Marsh, "Radar Reflects Safer Highways," *EDN Europe*, March 2003, pp.21,22,24-28.
43. A.G. Stove and W. Chodynieski, "Radar Sensor for AICC," in *Proceedings of Autotech'93 Seminar 9*, 1993.

44. 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.
45. B-O. As, "The PILOT, A Quiet Naval Tactical Radar," in *Proc. Radarcon 90*, Adelaide, 1990, pp.165-171, published by DSTO.
46. 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.
47. N. Levanon, E. Mozeson, "Radar Signals," *Wiley-IEEE Press*, 2004.
48. 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
49. 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
50. 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.
51. B. J. Donnet and I. D. Longstaff, "Combining MIMO radar with OFDM communications", In *Radar Conference, 2006. EuRAD 2006. 3rd European*, pp. 37-40.
52. M. Skolnik, "Radar Handbook," 3rd edition. *McGraw-Hill*. 2008.
53. 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.
54. J.A. McNeill, "Jitter in ring oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.32, no.6, June 1997, pp.870-879.
55. W. A. Edson, "Noise in oscillators," *Proceedings of IRE*, vol.48, August 1960, pp.1454-1466.
56. 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.

57. 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.
58. C.J. Grebenkemper, "Local oscillator phase noise and its effect on receiver performance," *WJ Tech. Notes 1981*, 1981, pp.1–13.
59. Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators", *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* 33, no. 2 (1998), pp.179-194.
60. R.S. Raven, "Requirements on master oscillators for coherent radar," *IEEE Proceedings*, vol.54, no.2, Feb. 1966, pp.237–243
61. M. Lax, "Classical noise. V. noise in self-sustained oscillators," *Phys. Rev.*, vol.CAS-160, 1967, pp.290-307.
62. 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.
63. R. Kubo, "Stochastic Liouville equations," *Journal of Mathematical Physics*, vol.4, no.2, February 1963, pp.174-183.
64. R.L. Stratonovich, *Topics in the Theory of Random Noise*, vol.II, Gordon and Breach, 1967.
65. 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.
66. D. B. Leeson, "A simple model of feedback oscillator noise spectrum," *Proc. IEEE*, vol.54, Feb. 1966, pp.329-330.
67. H. Avagyan, "A Clutter Reduction Algorithm in Non-Coherent LFM CW Radars", *Transactions of IIAP of NAS of RA, Mathematical Problems of Computer Science*, vol. 39, pp. 66-71, 2013
68. A. Hakhoumian, T. Zakaryan, N. Poghosyan, H. Avagyan, E. Sivolenko, and Kh. Tovmasyan, "Reduction of the Clutter in Non-Coherent LFM CW Radars", *Proceedings of*

69. 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
70. 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
71. Ա. Մուժիկյան, "Ռադիոլոկացիոն Ազդանշանների Ձեվավորման և Մշակման Արդյունավետ Եղանակների Հետազոտումը", Աշտարակ 2011.
72. 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.
73. J. Grajal, A. Asensio and L. Requejo, "From a high-resolution LFM-CW shipborne radar to an airport surface detection equipment", In Radar Conference, 2004, Proceedings of the IEEE, pp. 157-160.
74. H.G. Booker, "Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials," *J. IEE*. 1946. P. 620-626.
75. 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.
76. Th.H. Lee, A. Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, March 2000, vol.35. №3.

77. 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.
78. D. E. Kreithen, S. D. Halversen, and G. J. Owirka, "Discriminating targets from clutter," *Lincoln Lab. J.*, 1993, vol. 6 no.1, pp. 25–52.
79. J. B. Billingsley, "Low-Angle Radar Land Clutter: Measurements and Empirical Models", *William Andrew Publishing, Inc.*, New York, 2002
80. Keith D. Ward, Robert J. A. Tough, and Simon Watts, "Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance", *The Institution of Engineering and Technology*, London, 2006
81. M. Sekine, and Y. Mao, "Weibull Radar Clutter", *Peter Peregrinus Ltd.*, London, 1990.
82. G. P. Kulemin, "Millimeter-wave Radar Targets and Clutter", *Artech House Inc.*, Norwood, 2003
83. G. Davidson, H. D. Griffiths, and S. Ablett, "Statistical Analysis Of High Resolution Land Clutter", *RADAR 2002*, 15-17 Oct. 2002, pp. 434-438
84. Z. Zhang, Z. Cao, and T. Zhang, "Analysis and simulation of land and rain clutter for PRC CW radar at X-band", *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings*, Apr 1999, vol. 146, no. 2, pp. 101-106.
85. Wang Wenqin, Cai Jinsye, "Research on the Applications of Automotive Collision Warning Technologies," *AET'2004 Proceedings*, Beijing, May, 2004, pp.172- 176
86. 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.
87. 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.
88. 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.

89. 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.
90. David J. McLaughlin and V. Chandrasekar, "Short wavelength technology and the potential for distributed networks of small radar systems", In Radar Conference, 2009 IEEE, pp. 1-3.
91. 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
92. 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.
93. А.Мужикян, "Локализация целей в радиолокационной станции постоянного действия с составным модулирующим сигналом," *Известия НАН РА*, т.46, №4, 2011, с.273-277
94. J. A. Richards, "Fundamentals of Radar Signal Processing", McGraw Hill Professional, 2005
95. H. Avagyan, A. Hakhoumian, H. Hayrapetyan, N. Pogosyan, and T. Zakaryan, "Portable Non-Contact Microwave Doppler Radar For Respiration And Heartbeat Sensing", *Armenian Journal of Physics*, 2012, vol. 5, no. 1, pp. 8-14,
96. H. Rohling, "Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, July 1983, vol. AES-19, no. 4, pp. 608-621.
97. H. Rohling, "Some Radar Topics: Waveform Design, Range CFAR and Target Recognition", *Advances in Sensing with Security Applications*, Springer, 2006, vol. 2, pp. 293-322.

98. B. Sclar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization", *Communications Magazine, IEEE*, Jul 1997, vol. 35, no. 7, pp. 90-100.
99. H. Avagyan, A. Hakhoumian, H. Hayrapetyan, N. Poghosyan, and T. Zakaryan, "Novel Method of Cardiac Activity Extraction in L-Band CW Radars", *Armenian Journal of Physics*, 2013, vol. 6, no. 2, pp. 92-96.
100. H. Avagyan, A. Hakhoumian, H. Hayrapetyan, N. Poghosyan, and T. Zakaryan, "Method Of Cardiac Activity Extraction In L-Band CW Radars", *Proceedings of International Conference on Microwave and THz Technologies and Wireless Communications (IRPhE'2012)*, October 16-17, 2012, Yerevan, Armenia, pp. 201-206
101. L.B. Oliveira, J.R. Fernandes, I.M. Filanovsky, C.J.M. Verhoeven, M.M. Silva, "Analysis and Design of Quadrature Oscillators", *Springler*, July 14, 2008, pp. 176.
102. A.Mehrotra, and A. L. Sangiovanni-Vincentelli, "Noise Analysis of Radio Frequency Circuits", *Springer*, 2004.
103. Andrei Grebennikov, "RF and Microwave Transistor Oscillator Design", *John Wiley & Sons*, 2007.
104. Ke-Lin Du, and M. N. S. Swamy, "Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies", *Cambridge University Press*, 2010.
105. M. Helfenstein, and G. S. Moschytz, "Circuits and Systems for Wireless Communications", *Springer*, 2000