

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱ
ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱՅԻ ԻՆՍՏԻՏՈՒՏ

Սիվուլենկո Էդուարդ Ռոբերտի

ԲԻՍՊԵԿՏՐԱԼ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅԱՆ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ
ՀԵՌԱՀԱՂՈՐԴԱԿՑԱԿԱՆ և ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ
ԳՆԱՀԱՏՄԱՆ ՀԱՄԱՐ

Ատենախոսություն

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

Գիտական ղեկավար
Ֆիզ.-մաթ. գիտ. դ. Ա. Ա. Հախումյան

ԱՇՏԱՐԱԿ–2016

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ.....	4
ԳԼՈՒԽ 1. ԲԱՐՁՐ ԿԱՐԳԻ ՍՊԵԿՏՐԱԼ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ.....	9
1.1 Կումուլյանտային ֆունկցիաներ և բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծություն: Երրորդ կարգի կոռելյացիոն ֆունկցիա և բիսպեկտրում:	9
1.1.1 Բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծությունը ռադիոլոկացիոն կայաններում:.....	9
1.1.2 Կապը կումուլյանտային ֆունկցիաների և մոմենտների միջև:.....	10
1.1.3 Կումուլյանտային ֆունկցիաների հատկությունները:	14
1.1.4 Բարձր կարգի սպեկտրներ: Երրորդ կարգի կոռելյացիոն ֆունկցիա և բիսպեկտրում:	15
1.1.5 Բիսպեկտրումի հիմնական հատկությունները:.....	19
1.2 Բիսպեկտրումի և կումուլյանտային ֆունկցիաների հիմնական կիրառությունները:	20
1.2.1 Փուլերի քառակուսային կապվածության սկզբունքը:	20
1.2.2 Գաուսյան աղմուկի ճնշման մեթոդը:	22
ԳԼՈՒԽ 2. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԲԻՍՊԵԿՏՐԱԼ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԸ.....	25
2.1 Աղմուկների և խանգարումների ճնշման եղանակներ:	25
2.1.1 Կլատեր: Հայտնաբերման գործակից: Էֆեկտիվ սպեկտրալ խտություն և ամբողջական մուտքային հզորություն:	25
2.1.2 Ազդանշանի դուրս բերումը աղմուկներից:	28
2.1.3 Նույնականացման խնդրի լուծումը բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով....	31
2.2 Ազդանշանների տարանջատումը բիսպեկտրալ վերլուծությամբ:.....	37
ԳԼՈՒԽ 3. ԱՆԸՆԴՀԱՏ ԳՈՐԾՈՂՈՒԹՅԱՆ ՌԱԴԱՐՆԵՐՈՎ ԿԱՏԱՐՎԱԾ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆՔՆԵՐ:	45
3.1 Անընդհատ գործողության ռադարներ:.....	45
3.2 Ոսումնասիրությունների ժամանակ ստացված արդյունքներ:	47
3.2.1 Կլատերի ուսումնասիրություն:	47
3.2.2 Ընթացող ավտոմեքենայի ուսումնասիրություն:.....	49
3.3. Մարդու շարժման ուսումնասիրությունը:	52

3.3.1. Մարդու շարժման նկարագրությունը:.....	52
3.3.2 Միկրոդոզային երևույթը:.....	55
3.3.3 Վերլուծության արդյունքները:	57
ԳԼՈՒԽ 4: Հաճախային մոդելացիայով աշխատող անընդհատ գործողության նադարներ:	67
4.1 ՀՄԱԳ նադարների առավելությունները և թերությունները:	67
4.2 ՀՄԱԳ նադարի աշխատանքի սկզբունքը:.....	70
4.3 ԳՀՄ ազդանշաններով աշխատող ՀՄԱԳ նադարներ:	72
4.4 ՖԱԶ-ի միջոցով թիրախի հայտնաբերման արդյունքները:	75
4.5 Բարձր կարգի սպեկտրների ներդրումը ԳՀՄ ԱԳ նադարներում:	78
4.6 ԳՀՄ ԱԳ նադարներում բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքների բարելավման ալգորիթմ:.....	88
ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ	91
ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ	93
ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ	94
ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ	95

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

Ատենախոսության արդիականությունը

Ատենախոսությունը վերաբերվում է ներկայումս ամենապահանջված և առաջընթաց ապրող գիտության մի բաժնի, որը գտնվում է արդի տեխնոլոգիաների զարգացման առաջնագծում, այն է՝ ազդանշանների թվային մշակման բնագավառին: Վերջին տարիներին, հատկապես, մեծ ուշադրության են արժանացել ռազմական և քաղաքացիական նպատակներով օգտագործվող ռադիոլուկացիոն կայանները (ՌԼԿ): Այս կայանները օգտագործվում են հսկման, անվտանգության, հակավթարային և այլ համակարգերում [1]: ՌԼԿ-ները իրենց տեղն են գտել և արագընթաց զարգացում են ապրում բժշկության մեջ որպես ախտորոշիչ սարքավորումներ, ինչպես նաև փլատակների տակից որպես որոնողական միջոց օգտագործվող համակարգերում: Հենց նման համակարգերում էլ օգտագործվում են ազդանշանների թվային մշակման ալգորիթմներ, որոնք ավելի են մեծացնում համակարգի կայունությունն ու հուսալիությունը:

Ժամանակակից տեխնոլոգիաների արագընթաց զարգացմանը զուգընթաց ավելանում են նաև մշակվող արդյունքների ծավալները, և հաշվողական տեխնիկայի էներգասպառումը: Նման խոշոր, էներգատար և թանկարժեք ժամանակակից տեխնոլոգիաները ապահովում են արդյունավետ և արագ տվյալների մշակում, բայց և սահմանափակում են որոշ ոլորտներում դյուրակիր ռադարների օգտագործման հնարավորությունը, քանի որ շատ դեպքերում այս համակարգերի սնուցումը կատարվում է իր իսկ մարտկոցի հաշվին: Նման հզոր սարքերի պարագայում ուղակի հնարավոր չի լինի ապահովել անհրաժեշտ սնուցում: Ահա այդ նպատակով էլ անհրաժեշտություն է առաջանում այնպիսի համակարգերի ստեղծման և ալգորիթմների մշակման, որոնք կապահովեն արդյունավետություն՝ առանց հավելյալ էներգետիկ ռեսուրսներ պահաջելու և կլինեն դյուրակիր:

Ինչպես հայտնի է, ռադարային համակարգերում կատարվում է գրանցված ազդանշանի վերլուծություն: Այդ գրանցված ազդանշանը, բացի օգտակար

ազդանշանից, պարունակում է նաև աղմուկներ, խանգարումներ և միջավայրի այլ օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշաններ: Միջավայրից անդրադարձած հզորության ճնշումը, աղմուկների ազդեցության նվազեցումն ու օգտակար ազդանշանի զտումը հանդիսանում են ռադիոլուկացիոն կայանի թվային մշակման հանգույցի կարևորագույն գործառույթը: Տվյալ աշխատանքը նվիրված է հնարավորինս թեթև և արդյունավետ ալգորիթների մշակման:

Ատենախոսության նպատակը

Ատենախոսության նպատակն է հետազոտել ազդանշանների թվային մշակման նոր եղանակ, որը թույլ կտա ազդանշանների մշակումը դարձնել ավել արդյունավետ և բարձրացնել համակարգի աշխատունակությունը: Նշված արդյունքին հասնելու համար ատենախոսությունում դրվել են հետևյալ խնդիրները՝

1. Ուսումնասիրել շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը՝ օգտագործելով անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայանով (ԱԳ ՌԼԿ):
2. Գնահատել գրանցված ազդանշանում առկա աղմուկները: Օգտագործելով նախապես մշակված ալգորիթմները՝ ճնշել այդ աղմուկները:
3. Գրանցված ազդանշանում առկա հաճախականային բաղադրիչների հայտնաբերում՝ հիմնված վերջիններիս մեջ առկա փուլային կապի վրա:
4. Հիմնվելով փուլային կապի առկայության վրա՝ առանձնացնել օգտակար ազդանշանը մնացած ազդանշաններից, որոնց միջև նույնպես հնարավոր է օգտակար ազդանշանից անկախ փուլային կապի առկայություն:
5. Առաջարկվող եղանակները կիրառել ռադիոլուկացիոն ազդանշանների թվային մշակման մեջ: Իրականացնել փորձարկումներ առաջարկվող մեթոդների հավաստիությունը ստուգելու համար:

Գիտական նորույթը

1. Ուսումնասիրվել է տատանողական բնույթի շարժում կատարող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը դյուրակիր ռադարներում՝ օգտագործելով բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծությունը:

2. Փորձնականորեն ցույց է տրված միևնույն սպեկտրն ունեցող երկու տարբեր ազդանշանների միջև թիրախին պատկանող ազդանշանի տարանջատումը բիսպեկտրալ եղանակով:
3. Փորձարկումների շրջանում առաջին անգամ առաջարկվել է մոդուլացված ազդանշանների՝ իրարից տարանջատելու մեթոդ՝ հիմնված բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծության ու փուլային կապվածության վրա:
4. Փորձնականորեն ցույց է տրվել, որ երկկապուղի՝ համափուլ (I) և քվադրատուր (Q) բաղադրիչներով աշխատող ռադիոլկացիոն կայանի գրանցած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքներում ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունն ավելի լավն է, քան նույն ազդանշանի ՖԱՁ-ը:
5. ԳՀՄ անընդհատ ռեժիմում աշխատող ռադիոլկացիոն կայանի միջոցով ցույց է տրվել, որ բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում ստացված ազդանշան աղմուկ հարաբերությունն ավելի լավն է, քան դասական ֆուրյե արագ ձևափոխության (ՖԱՁ) դեպքում:

Գործնական արժեքը

Ատենախոսական աշխատանքի շրջանակներում մշակված ալգորիթմը կիրառվում է անընդհատ գործողության ՌԼԿ-ներում՝ որպես նույնականացման մեթոդ: Ալգորիթմը կարելի է օգտագործել օպտիկայում, պլազմային ֆիզիկայում, ռազմական արդյունաբերությունում և այլն: Շատ կարևոր է ալգորիթմի կիրառությունը բժշկական նպատակներով, հատկապես էլեկտրաէնցաֆալոգրաֆի՝ ուղեղային կաթվածի և էպիլեպսիայի օջախների հայտնաբերման հարցերում:

Պաշտպանությանը ներկայացվող հիմնական դրույթները

1. Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծությունից առաջացած պիկերը հաճախ կարող են համընկնել միջավայրից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծությունից առաջացած պիկերի հետ: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանը տարանջատելու համար օգտագործվում են բարձր կարգի սպեկտրներ: Վերջիններս հնարավորություն են տալիս փուլային կապվածությամբ տարանջատել թիրախից անդրադարձած ազդանշանը:

2. Միևնույն կրողն ունեցող երկու տարբեր մոդուլացիաներ, որոնք միախառնված են միմյանց հետ՝ տարանջատելու համար կիրառվող բարձր կարգի սպեկտրները, հնարավորություն են տալիս իրարից զատելու մոդուլացիայի տեսակները՝ իրարից առանձնացնելով համապատասխան մոդուլացիայի տեսակների պատկանող պիկերը:
3. Անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն կայաններում բիսպեկտրալ վերլուծությունը հնարավորություն է տալիս գրանցված ազդանշանից տարանջատելու այն պիկերը, որոնք պատկանում են թիրախին: Թիրախի իրանից, ձեռքերից և ոտքերից անդրադարձած ազդանշանները կոհերենտ են, քանի որ ծնված են միևնույն աղբյուրից: Հենց կոհերենտությունն է թույլ տալիս թիրախին պատկանող բաղադրիչները տարանջատել գրանցված ազդանշանից:
4. Առաջարկված է ազդանշանների մշակման «պատուհանային» մեթոդ, որի միջոցով հնարավոր է տարանջատել օգտակար ազդանշանը գրանցված ողջ ազդանշանից և կատարել միայն առանձնացված հատվածի բիսպեկտրալ գնահատում՝ նվազեցնելով մշակման համար հախսատեսված ժամանակը:
5. Գծային հաճախամոդուլված (ԳՀՄ) ՌԼԿ-ներում բիսպեկտրալ վերլուծության ներդրումը նույնպես շատ մեծ դեր է կատարում օգտակար ազդանշանի հայտնաբերման համար: Հատկապես արդյունքներն ավելի արտահայտիչ են դառնում միջին քառակուսային շեղման արժեքի հանելուց հետո, որի օգնությամբ ավելի արտահայտիչ են դառնում պիկերը, ճնշվում են աղմուկները, իսկ փուլի մասին ինֆորմացիայի պահպանման շնորհիվ հնարավոր է դառնում դուրս բերել թիրախին պատկանող բաղադրիչները:

Աշխատանքի ներկայացումը

Ատենախոսության հիմնական դրույթները բազմիցս քննարկվել են Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտի Ազդանշանների մշակման և ԳԲՀ սարքավորումների լաբորատորիաների սեմինարներում և ներկայացվել միջազգային գիտաժողովներում:

Տպագրություններ

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

Ատենախոսության կառուցվածքը:

Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, 4 գլուխներից, եզրակացությունից և 116 հղում պարունակող գրականության ցանկից: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 107 էջ է և պարունակում է 57 նկար:

ԳԼՈՒԽ 1. ԲԱՐՁՐ ԿԱՐԳԻ ՍՊԵԿՏՐԱԼ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ

1.1 Կոմույամտային ֆունկցիաներ և բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծություն:

Երրորդ կարգի կոռելյացիոն ֆունկցիա և բիսպեկտրում:

1.1.1 Բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծությունը ռադիոլոկացիոն կայաններում:

Ռադիոլոկացիոն կայանները օգտագործվում են շատ վաղուց: Դրանք սարքավորումներ են, որոնք նախատեսված են տեղորոշման և հայտնաբերման խնդիր լուծելու համար: Վերջիններիս աշխատանքը հիմնված է տեղային օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանի վերլուծության վրա: Վերջին տարիներին՝ շնորհիվ տեխնոլոգիաների արագ զննության աճին, հնարավոր եղավ ռադիոլոկացիոն կայանները օգտագործել նաև բժշկության մեջ և աղետային գոտիներում՝ փլատակների տակ մարդկանց հայտնաբերման համար [2-6]: Ռադիոլոկացիոն կայաններն կրում են մեկ ընդհանուր անվանում՝ ռադար: <<Ռադար>> բառը անգլերեն հապավում է և բացվում է որպես՝ “radio detection and ranging” [7-13]: Սակայն վերջին տարիներին ռադարների դասը այնքան է ընդարձակվել, որ վորջիններիս շարքին են դասվում ոչ միայն ռադիոլոկացիոն, այլ նաև այլ տիպի կայաններ ևս: Օրինակ՝ վիզուալ տեսահսկման համակարգերը ներկայումս համարվում են օպտիկական ռադարներ, որոնք չափում են լույսի ինտենսիվությունը՝ տալով հսկայական ինֆորմացիա տեսահսկվող տարածքի մասին: Նման սարքեր են նաև ինֆրակարմիր ռադարները, որոնք գրանցում են էներգիան ինֆրակարմիր տիրույթում: Ռադարների շարքին են դասվում նաև ուլտրաձայնային ռադարները, որոնք նախատեսված են փոքր հեռավորությունների վրա չափումներ կատարելու համար:

Վերոնշյալ ռադարների գրանցած ազդանշանների վերլուծություններն կատարվում են տարբեր եղանակներով: Ամենից տարածված և մեծ հետաքրքրություն ներկայացնող վերլուծություններից է սպեկտրալ վերլուծությունը ռադիոլոկացիոն կայաններում, որը հիմնված է Ֆուրիե արագ ձևափոխության (ՖԱՁ) վրա: Ներկայումս սպեկտրալ վերլուծությունից բացի օգտագործվում է նաև բիսպեկտրալ վերլուծությունը,

որը նույնպես հիմնված է Ֆուրիե ձևափոխության վրա: Այս պարագայում Ֆուրիե ձևափոխություն կատարվում է երկչափանի տիրույթում: Բիսպեկտրալ վերլուծությունը դասվում է բարձր կարգի սպեկտրների շարքին և ընդգրկված է բարձր կարգի վիճակագրական վերլուծության մեջ:

Բարձր կարգի վիճակագրական վերլուծությունն ու բարձր կարգի սպեկտրները անցած դարի 80-ական թվականներին են միայն լուրջ ուշադրության արժանացել՝ որպես դասական սպեկտրալ-կոռելյացիոն լուծումների այլընտրանքային տարբերակ [14-22]: Վերջիններս իրենց լայն կիրառություններն են ստացել օպտիկայում, աստղագիտությունում, սոնարներում, ռադարներում, կենսաբժշկական տարբեր սարքավորումներում, հեռահաղորդակցությունում և հարակից այլ ոլորտներում՝ շնորհիվ համակարգչային տեխնոլոգիաների արագընթաց աճին: Այդ աճը հնարավորություն տվեց կատարել բազմաչափանի տվյալների վերլուծություններ: Աշխատանքում կիրառված բիսպեկտրալ տեխնոլոգիան իրենից ներկայացնում է եռաչափ տվյալների վերլուծություն:

Բիսպեկտրալ վիճակագրական վերլուծության հաճախակի կիրառումն ազդանշանների թվային մշակման բնագավառում պայմանավորված է ոչ միայն համակարգչային տեխնոլոգիաների արագընթաց աճով, այլ նաև բարձր կարգի սպեկտրների և բիսպեկտրալ վերլուծության հատկություններով, որոնք էականորեն տարբերվում են դասական սպեկտրալ-կոռելյացիոն վերլուծության հատկություններից: Այդ հատկություններից են՝ կայունությունը սիմետրիկ հավանականային խտության ֆունկցիայով զրո միջին ունեցող աղմուկների նկատմամբ, փուլի մասին ինֆորմացիայի պահպանումը և այլն:

1.1.2 Կապը կումուլյանտային ֆունկցիաների և մոմենտների միջև:

Հզորության կամ էներգետիկ սպեկտրի դասական նկարագիրը հայտնի է շատ վաղուց ու իր լայն կիրառությունն է գտել անհայտ ազդանշանը հաճախականային տիրույթում նկարագրելու խնդիրներում: Ֆուրիե ձևափոխությամբ ստացված էներգետիկ սպեկտրն տեղեկություն չի պարունակում հետազոտվող պատահական

ազդանշանի հաճախականային կոմպոնենտների վիճակագրորեն անկախ լինելու մասին: Այս պարագայում էներգետիկ սպեկտրում ստացված վիճակագրորեն անկախ հաճախականային բաղադրիչները որևէ տեղեկություն չեն պարունակում այդ հաճախությունների փուլային կապվածության մասին: Եթե նկարագրվող պատահական պրոցեսում ստացված հաճախականային բաղադրիչները վիճակագրորեն անկախ են, ապա սպեկտրալ վերլուծությունը սպառնիչ պատասխան է տալիս այդ պրոցեսի մասին:

Թվային մշակաման բազմաթիվ խնդիրներում հանդիպում են բազմաթիվ դեպքեր, երբ հետազոտվող պրոցեսը պարունակում է կոռելացված բազմաթիվ սպեկտրալ բաղադրիչներ: Այդպիսի կոռելյացիոն կապվածության ուսումնասիրությունները թույլ կտան ավելի մանրամասն հասկանալու, խորությամբ վերլուծելու և նկարագրելու փուլային կապվածության երևույթը, որը դասական սպեկտրալ նկարագրության դեպքում անվերադարձ կորում է:

Վերոնշյալ խնդրի լուծման, ազդանշանների թվային մշակման և վերլուծության համար շատ օգտակար և խոստումնալի գործիք է հանդիսանում կոմպլեքսային ֆունկցիաներով՝ բարձր կարգի կորելյացիոն ֆունկցիաներով և սպեկտրներով ազդանշանի նկարագրությունը: Վերոնշյալ դասական սպեկտրալ նկարագրության հետ համեմատ այս մեթոդի կիրառումը ազդանշանների թվային մշակման բնագավառում ունի մի շարք առավելություններ: Մանրամասն քննարկենք այդ առավելությունները [23-26]:

$\{X(i), i = 1, 2, 3 \dots\}$ իրական, դիսկրետ, ստացիոնար պրոցեսի համար r -րդ կարգի $c_x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1})$ կոմպլեքսային ֆունկցիան մաթեմատիկորեն որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$c_x^{(r)} = c_x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1}) = -j^r \left[\frac{\partial^r \ln \theta(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r)}{\partial \omega_1 \partial \omega_2 \dots \partial \omega_r} \right]_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_r = 0} \quad (1.1.1)$$

որտեղ $\theta(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r) = \langle \exp[j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2 + \dots + \omega_r x_r)] \rangle_x$ բազմաչափ բնութագրական ֆունկցիան է, $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r$ հաճախություններն են, $j = \sqrt{-1}$, $\langle \dots \rangle_x$ ՝ միջինացումը ըստ ասամբլի, իսկ $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1}$ ժամանակային շեղումներն են:

(1.1.1) բանաձևն իրենից ներկայացնում է հավանականային բաշխման բնութագրական ֆունկցիա և կարելի է ներկայացնել որպես $\ln \theta(\omega)$ ֆունկցիայի Թեյլոր շարքի գործակիցներ: Այն ներկայացվում է հետևյալ կերպ.

$$\ln \theta(\omega) = \sum_{r=1}^{\infty} \frac{c_x^{(r)}}{r!} (j\omega)^r \quad (1.1.2)$$

$\{X(i), i = 1, 2, 3 \dots\}$ ստացիոնար պրոցեսը կարելի է նկարագրել նաև $m_x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1})$ մոմենտների միջոցով, որոնք էապես տարբերվում են (1.1.1) բանաձևով որոշվող կումուլյանտային ֆունկցիաներից: $m_x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1})$ մոմենտները որոշվում են հետևյալ բանաձևով՝

$$\begin{aligned} m_x^{(r)} &= m_x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1}) = \langle x(i)x(i+\tau_1) \dots x(i+\tau_{r-1}) \rangle_x = \\ &= -j^r \left[\frac{\partial^r \theta(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r)}{\partial \omega_1 \partial \omega_2 \dots \partial \omega_r} \right]_{\omega_1=\omega_2=\dots=\omega_r=0} \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

Կումուլյանտային ֆունկցիայի գործակիցների նման (1.1.3) բանաձևից $\theta(\omega)$ բնութագրական ֆունկցիայի գործակիցների ընդհանուր տեսքը կարելի է ներկայացնել Թեյլոր շարքի միջոցով՝ հետևյալ բանաձևի տեսքով.

$$\theta(\omega) = 1 + \sum_{r=1}^{\infty} \frac{m_x^{(r)}}{r!} (j\omega)^r \quad (1.1.4)$$

(1.1.1) բանաձևով որոշվող կումուլյանտային ֆունկցիայի և (1.1.3) բանաձևով որոշվող մոմենտների միջև կապերը, երբ ժամանակային շեղումները հավասար են զրոյի՝ $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_{r-1} = 0$, տրվում են հետևյալ բանաձևերով՝

$$\begin{aligned} c_x^{(1)} &= m_x^{(1)} = \langle x(i) \rangle \\ c_x^{(2)} &= m_x^{(2)} - \left(m_x^{(1)} \right)^2 \\ c_x^{(3)} &= m_x^{(3)} - 3m_x^{(1)}m_x^{(2)} + 2\left(m_x^{(1)} \right)^3 \\ c_x^{(4)} &= m_x^{(4)} - 3\left(m_x^{(2)} \right)^2 - 4m_x^{(1)}m_x^{(3)} + 12\left(m_x^{(1)} \right)^2 m_x^{(2)} - 6\left(m_x^{(1)} \right)^4 \\ &\dots \end{aligned} \quad (1.1.5)$$

Զրո միջինով պրոցեսի համար, երբ $m_x^{(1)} = \langle x(i) \rangle = 0$ (1.1.5) բանաձևային ներկայացումները ընդունում են հետևյալ տեսքը՝

$$\begin{aligned}
c_x^{(1)} &= m_x^{(1)} = 0 \\
c_x^{(2)} &= m_x^{(2)} = \langle x(i) \rangle^2 = \sigma^2 \\
c_x^{(3)} &= m_x^{(3)} = \langle x^3(i) \rangle \\
c_x^{(4)} &= m_x^{(4)} - 3(m_x^{(2)})^2 = \langle x^4(i) \rangle - 3(\sigma^2)^2
\end{aligned}
\tag{1.1.6}$$

.....
 որտեղ σ^2 -ն դիսպերսիան է [14-26]:

Վերոնշյալ (1.1.5) և (1.1.6) բանաձևերը հաշվի առնելով $\{X(i), i = 0, 1, 2, \dots, I - 1\}$ զրո միջինով՝ $\langle x(i) \rangle = 0$, դիսկրետ պրոցեսի համար կոմուլյանտային ֆունկցիայի և մոմենտների միջև կապը կտրվեն հետևյալ բանաձևերով՝

$$\langle x(i)x(i+k) \rangle = m_x^{(2)}(k) = c_x^{(2)}(k) \tag{1.1.7}$$

$$\langle x(i)x(i+k)x(i+l) \rangle = m_x^{(3)}(k, l) = c_x^{(3)}(k, l) \tag{1.1.8}$$

$$\begin{aligned}
&\langle x(i)x(i+k)x(i+l)x(i+m) \rangle = \\
&= m_x^{(4)}(k, l, m) = c_x^{(4)}(k, l, m) + c_x^{(2)}(k)c_x^{(2)}(m-l) \\
&+ c_x^{(2)}(k)c_x^{(2)}(m-k) + c_x^{(2)}(m)c_x^{(2)}(l-k)
\end{aligned}
\tag{1.1.9}$$

որտեղ m , l , և k -ն տեղափոխության ինդեքսներն են:

(1.1.7) բանաձևը արտահայտում է երկրորդ կարգի կոմուլյանտի և մոմենտի միջև կապը, որն իրենից ներկայացնում է դասական ավտոկորելյացիոն ֆունկցիան: Բանաձևից տեսնում ենք նաև, որ երկրորդ կարգի կոմուլյանտային ֆունկցիան հավասար է երկրորդ կարգի մոմենտին: Համանման ձևով (1.1.8) բանաձևում ներկայացվում է կապը երրորդ կարգի կոմուլյանտային ֆունկցիայի և երրորդ կարգի մոմենտի միջև, որն այս պարագայում հանդիսանում է երրորդ կարգի ինքնակորելյացիոն ֆունկցիան: Ինչպես հետևում է բանաձևից՝ վերջիններս նույնպես հավասար են: (1.1.9) բանաձևում ներկայացված է կապը չորրորդ կարգի կոմուլյանտային ֆունկցիայի և չորրորդ կարգի մոմենտի միջև, որոնք այս պարագայում արդեն իրար հավասար չեն:

1.1.3 Կոմուլյանտային ֆունկցիաների հատկությունները:

Կոմուլյանտային ֆունկցիաների օգտագործումը բազմաթիվ խնդիրներում պայմանավորված է վերջիններիս հատկություններով [14-28]: Այդ հատկություններից են՝

- 1) եթե $x_i, i = 1, 2, \dots, K$ կամայական փոփոխականների հաջորդականություն է, իսկ $a_i = 1, 2, \dots, K$ ընդունում են հաստատուն արժեքներ, ապա՝

$$c(a_1 x_1, \dots, a_K x_K) = \left(\prod_{i=1}^K a_i \right) c(x_1, \dots, x_K) \quad (1.1.10)$$

- 2) կամայական փոփոխականների ինդեկսային տեղափոխելիության հատկությունը՝

$$c(x_1, \dots, x_K) = c(x_{i_1}, \dots, x_{i_K}) \quad (1.1.11)$$

որտեղ $(i_1, \dots, i_K)$ -ն իրենից ներկայացնում է $(1, \dots, K)$ ինդեկսների տեղափոխություն:

- 3) կոմուլյանտների արգումենտային ադետիվության հատկությունը՝

$$c(x + y, z_1, \dots, z_K) = c(x, z_1, \dots, z_K) + c(y, z_1, \dots, z_K) \quad (1.1.12)$$

ինչը նշանակում է, որ կոմուլյանտային ֆունկցիաների արգումենտային գումարը հավասար է առանձին արգումենտներով կոմուլյանտների գումարին:

- 4) ցանկացած α հաստատունի համար տեղի ունի հետևյալ պայմանը՝

$$c(x_1 + \alpha, \dots, x_K) = c(x_1, \dots, x_K) \quad (1.1.13)$$

- 5) ցանկացած x_i և y_i անկախ փոփոխականների համար, որտեղ $i = 1, 2, \dots, K$ ճիշտ է հետևյալ հավասարությունը՝

$$c(x_1 + y_1, \dots, x_K + y_K) = c(x_1, \dots, x_K) + c(y_1, \dots, y_K) \quad (1.1.14)$$

Քննարկենք $z_i = x_i + n_i$ պրոցեսը, որտեղ $i = 1, 2, \dots, K$ և x_i ու n_i անկախ փոփոխականներ են: Հաշվի առնելով կոմուլյանտների վերը թվարկված հատկություններից վերջինը՝ (1.1.14) բանաձևից կստանանք՝

$$C_z^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) = C_x^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) + C_n^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) \quad (1.1.15)$$

Եթե վերոնշյալ պրոցեսներից որևիցե մեկը՝ օրինակ n_i -ն Գաուսին աղմուկ է, ապա $K \geq 3$ կոմպլյանտից սկսած բոլոր հաջորդ կոմպլյանտները նույնաբար հավասար են զրոյի, այսինքն՝ $C_n^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) = 0$, երբ ≥ 3 [20-28]: Այս հանգամանքը հաշվի առնելով՝ (1.1.15) հավասարումը կգրենք հետևյալ կերպ՝

$$C_z^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) = C_x^{(K)}(l_1, \dots, l_{K-1}) \quad (1.1.16)$$

(1.1.16) հավասարումը ցույց է տալիս, որ երրորդ և նրանից ավելի բարձր կարգ ունեցող կոմպլյանտներն անտարբեր են և կայուն Գաուսյան աղմուկի նկատմամբ: Ազդանշանների թվային մշակման տեսանկյունից (1.1.16) հավասարումը թույլ է տալիս Գաուսյան աղմուկով հարուստ միջավայրից ստացված ազդանշանից դուրս բերել ոչ Գաուսյան կամ օգտակար ազդանշանը՝ այդ ամենով բարձրացնելով ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունը:

1.1.4 Բարձր կարգի սպեկտրներ: Երրորդ կարգի կոռելյացիոն ֆունկցիա և բիսպեկտրում:

Ազդանշանների թվային մշակման բնագավառում բիսպեկտրալ վերլուծության օգտագործման հիմնական պատճառը կայանում է նրանում, որ բիսպեկտրալ խտության կամ երրորդ կարգի սպեկտրների գնահատումը, հակառակ էներգետիկ սպեկտրալ գնահատմանը, բացի այն, որ ավելի լավ է նկարագրում ուսումնասիրվող պրոցեսի վիճակագրական բնութագրերը, այլ նաև թույլ է տալիս հայտնաբերել սպեկտրալ բաղադրիչների միջև գոյություն ունեցող կապը և վերականգնել Ֆուրիե ձևափոխությունում առկա սպեկտրալ կոմպոնենտների միջև եղած փոփոխական կապը [29-31]: Այսինքն՝ էներգետիկ սպեկտրի և բիսպեկտրումի միջև հիմնական տարբերությունը փոփոխական ինֆորմացիայի պահպանումն ու այդ ինֆորմացիայի վերականգնման հնարավորությունն է: Այս հատկության շնորհիվ է բիսպեկտրալ վերլուծությունն ավելի ու ավելի լայն տարածում ստանում ազդանշանների թվային մշակման բնագավառում:

Կամայական $\{x(i)\}$ պրոցեսի համար r -երորդ կարգի սպեկտրալ խտությունը՝ $C_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{r-1})$, կարելի է հաշվել՝ կատարելով $c_x^r(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1})$ կունուլյանտի բազմաչափ Ֆուրիե ձևափոխություն՝

$$C_x^{(r)}(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{r-1}) = \sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{\tau_{r-1}=-\infty}^{+\infty} c_x^r(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{r-1}) e^{[-j(\omega_1\tau_1 + \dots + \omega_{r-1}\tau_{r-1})]} \quad (1.1.17)$$

Օգտվելով (1.1.17) բանաձևից կարող ենք հաշվել էներգետիկ սպետրը (երբ $r = 2$)՝

$$P_x(\omega) = \sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty} c_x^{(2)}(\tau) \exp[-j(\omega\tau)], \quad (1.1.18)$$

բիսպեկտրումը (երբ $r = 3$)՝

$$B_x(\omega_1, \omega_2) = \sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{\tau_2=-\infty}^{+\infty} c_x^{(3)}(\tau_1, \tau_2) \exp[-j(\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2)], \quad (1.1.19)$$

և տրիսպեկտրումը (երբ $r = 4$)՝

$$T_x(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = \sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{\tau_2=-\infty}^{+\infty} \sum_{\tau_3=-\infty}^{+\infty} c_x^{(4)}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \exp[-j(\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2 + \omega_3\tau_3)] \quad (1.1.20)$$

(1.1.19) բանաձևով ներկայացված բիսպեկտրումը թվային տեխնոլոգիաներում հիմնականում կիրառվում է օգտակար ազդանշանի գաուսյան աղմուկից դուրս բերելու համար [25-30]: Այս պնդումը ճիշտ է բոլոր այն դեպքերի համար, երբ գրանցված ազդանշանում առկա է զրո միջինով հավանականության խտություն ունեցող աղմուկ: Այս հատկությունը կայունություն է ապահովում ռադարներում գաուսյան ինտերֆերենցի, աստղագիտական ու ստորջրյա ակուստիկ և կենսաբժշկական, ինչպես նաև օպտիկական և պատկերների թվային վերականգնման համակարգերում ազդանշանների բիսպեկտրալ վերլուծության վրա հիմնված գտման տեխնոլոգիաներում: Բիսպեկտրալ վերլուծությունը շատ ճշգրիտ և զգայուն գործիք է հանդիսանում ուսումնասիրվող պրոցեսի գաուսյան բաշխումից ունեցած դեֆեկտի հայտնաբերման և չափելու համար, այսինքն թույլ է տալիս ուսումնասիրել համակարգի

ոչ գաուսայնությունը: Այս հատկությունը մեծ նշանակություն կարող է ունենալ կենսաբժշկական ախտորոշման, ստորջրյա ակուստիկ համակարգերում, մեքենաների ախտորոշման համակարգերում և ոչ դեստրուկտիվ համակարգերում աղմկանման ազդանշանների ուսումնասիրման համար:

Բիսպեկտրումի հատկությունները ուսումնասիրելու համար դիտարկենք $\{x^{(m)}(i)\}$ իրական արժեքներով վերջավոր $i = 0, \dots, I - 1$ ընտրույթներով դիսկրետ ստացիոնար պրոցես, որի համար իրականացվել է $m = 1, 2, \dots, M$ վերջավոր թվով անկախ $x^{(m)}(i)$ իրականացում [28-30]: Ինքնակոռելացիոն $R_x(k)$ ֆունկցիան, որը երկրորդ կարգի վիճակագրական ֆունկցիա է և հանդիսանում է ֆունկցիա մեկ փոփոխականից պայմանականորեն նշանակենք հետևյալ կերպ՝

$$R_x(k) = \left\langle \sum_{i=0}^{I-1} [x^{(m)}(i) - E][x^{(m)}(i+k) - E] \right\rangle_{\infty}, \quad (1.1.21)$$

որտեղ $k = -I + 1, \dots, I - 1$ տեղափոխման ցուցիչն է, $\langle \dots \rangle_{\infty}$ միջինացումն է ըստ անսամբլի անվերջ թվով իրականացումների դեպքում: Այսինքն եթե $M \rightarrow \infty$, ապա $E = \langle \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} x^{(m)}(i) \rangle_{\infty}$ իրենից ներկայացնում է միջին արժեքը, իսկ $R_x(0) = \sigma_x^2 = \langle \sum_{i=0}^{I-1} [x^{(m)}(i) - E]^2 \rangle_{\infty}$ ՝ դիսպերսիան է: (1.1.21) բանաձևով ներկայացված ինքնակոռելացիոն $R_x(k)$ ֆունկցիան օժտված է սիմետրիայի հատկությամբ, այն է՝ $R_x(k) = R_x(-k)$: Օգտվելով Վիններ-Խինչինի թեորեմից՝ սպեկտրալ $P_x(p)$ խտությունը կարող ենք հաշվել՝ օգտվելով Ֆուրիե դիսկրետ ուղիղ ձևափոխությունից՝

$$P_x(p) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} R_x(k) \exp(-j2\pi kp), \quad (1.1.22)$$

կամ

$$P_x(p) = \langle X^{(m)}(p) X^{*(m)}(p) \rangle_{\infty}, \quad (1.1.23)$$

$p = -I + 1, \dots, I - 1$ հաճախության ընտրույթի թիվն է, $X^{(m)}(p) = \sum_{i=0}^{I-1} x^{(m)}(i) \exp(-j2\pi ip)$ m -երրորդ իրականացման Ֆուրիե դիսկրետ ձևափոխությունն է, իսկ $*$ ցույց է տալիս կոմպլեքս համալուծը: (1.1.23) բանաձևից ելնելով ևս մեկ անգամ հարկ է նշել, որ սպեկտրալ խտությունում ֆուրիե փուլային սպեկտրալ ինֆորմացիան կորում է կոմպլեքս համալուծի պատճառով:

Վերոնշյալ եղանակով հնարավոր է սահմանել նաև եռակի կամ երրորդ կարգի ինքնակոռելացիոն ֆունկցիա՝ $R_x(k, l)$, որը երրորդ կարգի վիճակագրական ֆունկցիա է և հանդիսանում է ֆունկցիա երկու փոփոխականներից՝

$$R_x(k, l) = \langle \sum_{i=0}^{I-1} [x^{(m)}(i) - E][x^{(m)}(i+k) - E][x^{(m)}(i+l) - E] \rangle_{\infty}, \quad (1.1.24)$$

որտեղ $k = -I + 1, \dots, I - 1$ և $l = -I + 1, \dots, I - 1$ անկախ տեղափոխման ցուցիչներ են: Երրորդ կարգի ինքնակոռելացիոն ֆունկցիան օժտված է սիմետրիաներով, որոնք շատ կարևոր են ազդանշանների թվային մշակման խնդիրներում: Սիմետրիաները հետևյալն են՝

$$R_x(k, l) = R_x(l, k) = R_x(l - k, -k) = R_x(k - l, -l) = R_x(-k, l - k) \quad (1.1.25)$$

Բիսպեկտրումը հանդիսանում է (1.1.24) բանաձևով վորոշվող երրորդ կարգի ինքնակոռելացիոն ֆունկցիայի դիսկրետ ֆուրիե ձևափոխություն: Ի տարբերություն սպեկտրալ խտության՝ բիսպեկտրումը կամ բիսպեկտրալ խտությունը կոմպլեքս արժեքներով ֆունկցիա է՝ $\dot{B}_x(p, q)$, երկու p և q անկախ հաճախականություններից և ինչպես նշվեց որոշվում է երրորդ կարգի ինքնակոռելացիոն ֆունկցիայի երկչափանի դիսկրետ ֆուրիե ձևափոխությունից՝

$$\dot{B}_x(p, q) = \sum_{k=-I+1}^{I-1} \sum_{l=-I+1}^{I-1} R_x(k, l) \exp[-j2\pi(kp + lq)], \quad (1.1.26)$$

կամ կարող ենք ներկայացնել նաև հետևյալ կերպ՝

$$\begin{aligned} \dot{B}_x(p, q) &= \langle \dot{X}^{(m)}(p) \dot{X}^{(m)}(q) \dot{X}^{*(m)}(p + q) \rangle_{\infty} \\ &= \langle \dot{X}^{(m)}(p) \dot{X}^{(m)}(q) \dot{X}^{(m)}(-p - q) \rangle_{\infty} \end{aligned} \quad (1.1.27)$$

որտեղ $\dot{B}_x(p, q) = |\dot{B}_x(p, q)| \exp[j\gamma_x(p, q)]$, $|\dot{B}_x(p, q)|$ և $\gamma_x(p, q)$ համապատասխանաբար բիսպեկտրալ մագնիտուդն (բիմագնիտուդ) և բիսպեկտրալ փուլն (բիփուլ) են, իսկ p -ն և q -ն՝ երկու անկախ հաճախություններ:

Համեմատելով սպեկտրալ խտության (1.1.23) և բիսպեկտրումի (1.1.27) բանաձևերը տեսնում ենք, որ սպեկտրալ $P_x(p)$ խտությունը միևնույն p հաճախության երկու կոմպլեքս համալուծ ֆունկցիաների արտադրյալի միջինացումն է ըստ անսամբլի,

իսկ բիսպեկտորալ $\dot{B}_x(p, q)$ խտությունը երեք $p, q, -p - q$ տարբեր հաճախություններից երեք կոմպլեքս ֆունկցիաների արտադրյալի միջինացումն է ըստ անսամբլի:

1.1.5 Բիսպեկտորումի հիմնական հատկությունները:

Բիսպեկտորումի լայն կիրառությունը բխում է վերջինիս և եռակի ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիայի հատկություններից [20-31]: Այդ հատկություններից կարևորագույններից են՝

- 1) զրո միջինով ստացիոնար Գաուսյան պրոցեսի համար եռակի ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիան և բիսպեկտորումը զրո են՝

$$R_x(k, l) = 0, \quad \dot{B}_x(p, q) = 0 \quad (1.1.28)$$

- 2) զրո սիմետրիայով դետերմինիստական ազդանշանի համար եռակի ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիան և բիսպեկտորումը զրո են: Օրինակ, պարզ $x(i) = A_0 \cos(2\pi f t_i)$ (f -ը այս օրինակի համար ընտրված կամայական հաճախություն է) հարմոնիկ տատանման համար եռակի ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիան և բիսպեկտորումը զրո են: Սակային ազդանշանում մի փոքր ոչ զծային խոտորում կամ ինչ-որ հաստատուն կոմպոնենտ առաջանալու դեպքում եռակի ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիայի և բիսպեկտորումի առժեքները տարբերվում են զրոյից: Այս հատկությունը կարող է շատ զգայուն գործիք հանդիսանալ ազդանշանում ոչ զծային խոտորումների հայտնաբերման և չափելու համար:

- 3) բիսպեկտորումը 2π պարբերությամբ պարբերական ֆունկցիա է՝

$$\dot{B}_x(p, q) = \dot{B}_x(p + 2\pi, q + 2\pi) \quad (1.1.29)$$

- 4) ի տարբերություն սպեկտրալ խտության՝ որը ինֆորմացիա է պարունակում միայն ազդանշանի Ֆուրիե սպեկտրի ամպլիտուդի մասին, բիսպեկտորումը հնարավորություն է տալիս ինֆորմացիա ստանալ Ֆուրիե սպեկտրի ինչպես ամպլիտուդի, այնպես էլ փուլի մասին: Այս հատկությունը հետևում է (1.1.26) և (1.1.27) բանաձևերից:

5) խիստ կարևոր է ազդանշանի ժամանակային շեղման դեպքում բիսպեկտրումի ինվարիանտության հատկությունը, որը հետևում է (1.1.27) բանաձևից: Այս հատկությունը կարելի է բացատրել հետևյալ բանաձևով՝

$$\begin{aligned}\dot{B}_{x\tau}(p, q) &= \dot{X}_{\tau}(p)\dot{X}_{\tau}(q)\dot{X}_{\tau}(-p - q) = \\ &= \dot{X}(p)\dot{X}(q)\dot{X}(-p - q)e^{(-j2\pi\tau p)}e^{(-j2\pi\tau q)}e^{[-j2\pi\tau(-p-q)]} = \\ &= \dot{B}_x(p, q)\end{aligned}\quad (1.1.30)$$

որտեղ $\dot{X}_{\tau}(p) = \dot{X}(p) \exp(j2\pi\tau)$ պրոցեսի Ֆուրիե ձևափոխությունն է, որը ժամանակային տիրույթում τ արժեքով շեղված է: (1.1.30) արտահայտությունից հետևում է, որ համապատասխանաբար u' պրոցեսի $X^{(m)}(i)$ բնօրինակի, u' նրանից τ շեղումով $X^{(m)}(i - \tau)$ կրկնօրինակի բիսպեկտրումները նույնն են: Այս հատկությունը օգտակար է անդրադարձած ազդանշանի վերականգման խնդիրը լուծելու համար:

1.2 Բիսպեկտրումի և կոմուլյանտային ֆունկցիաների հիմնական կիրառությունները:

1.2.1 Փուլերի քառակուսային կապվածության սկզբունքը:

Ազդանշանների թվային մշակման տեխնոլոգիաներում մեծ կիրառություն ունեն արագ Ֆուրիե ձևափոխությունն ու սպեկտրալ վերլուծությունը: Սակայն կոռելյացիոն ֆունկցիան և սպեկտրալ վերլուծությունը տալիս են միայն ազդանշանի ամպլիտուդային բնութագիրը, որը կողմնակի ազդանշանների առկայության դեպքում բավարար չէ: Շարժվող օբյեկտից անդրադարձած ինֆորմացիայի մասին ավելի հիմնովին պատկերացում կազմելու համար անհրաժեշտ են լրացուցիչ տվյալներ, որպեսզի այդ ինֆորմացիան լինի ամբողջական: Նման ինֆորմացիայի աղբյուր կարող է հանդիսանալ փուլային ինֆորմացիան: Սակայն ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծությունը փուլային ինֆորմացիա չի պարունակում. այն կույր է փուլային ինֆորմացիայի տեսանկյունից: Այդ ինֆորմացիան հնարավոր է ստանալ բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծությամբ՝ տվյալ պարագայում բիսպեկտրումի միջոցով [32-38]:

Փուլային կապվածության սկզբունքն ավելի լավ հասկանալու համար դիտարկենք հետևյալ օրինակը: Ենթադրենք ունենք ազդանշան, որը պարունակում է երկու հարմոնիկ սինուսոիդալ ազդանշան: Ազդանշանի տեսքը բերված է ստորև՝

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (1.2.1)$$

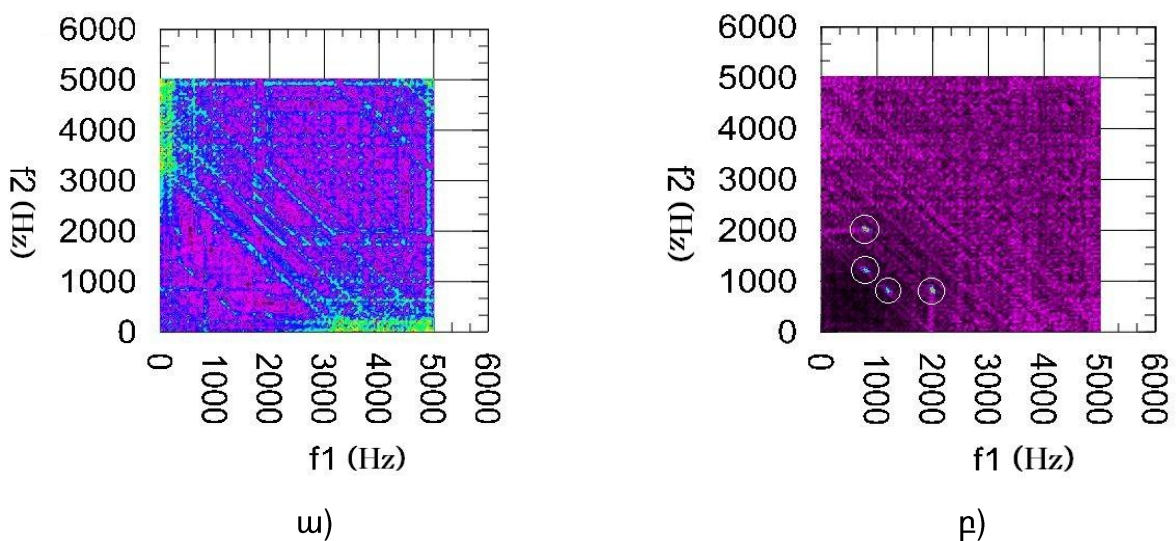
(1.2.1) բանաձևով բերված ազդանշանն ենթադրենք անցնում է ոչ գծային համակարգով՝

$$h(t) = ax^2(t) \quad (1.2.2)$$

որտեղ a -ն զրոյից տարբեր հաստատուն մեծություն է: (1.2.2) բանաձևով սահմանված համակարգով անցնելուց հետո ելքում $x(t)$ ազդանշանը կպարունակի հարմոնիկ կոմպոնենտներ՝ $(2\omega_1, 2\varphi_1)$, $(2\omega_2, 2\varphi_2)$, $(\omega_1 + \omega_2, \varphi_1 + \varphi_2)$ և $(\omega_1 - \omega_2, \varphi_1 - \varphi_2)$: Այս ֆենոմենը, որը ցույց է տալիս փուլային կապը, կոչվում է փուլերի քառակուսային կապի մեթոդ: Եթե գրանցվել է բարդ ազդանշան, որը իրենից ներկայացնում է համապատասխանաբար (ω_1, φ_1) , (ω_2, φ_2) և (ω_3, φ_3) հարմոնիկ ազդանշանների գումար, ապա տվյալ ազդանշանները կհամարվեն փուլային կապված միմիայն եթե՝

$$\omega_3 = \omega_1 + \omega_2, \quad \varphi_3 = \varphi_1 + \varphi_2, \quad (1.2.3)$$

Ստորև պատկերված նկարում բերված է օրինակ, որտեղ երևում է ազդանշանների փուլային կապվածություն (նկար 1):



Նկար 1.1 ա) փուլային կապի բացակայություն, բ) փուլային կապի առկայություն:

Նկար 1.1-ից պարզ երևում է, որ այն դեպքում, երբ փուլային կապ առկա չէ՝ բիսպեկտորալ վերլուծությունը ցույց է տալիս աղմկային ֆոն, իսկ փուլային կապի առկայության դեպքում բիսպեկտորալ վերլուծությունից հետո փուլային կապը արտահայտվում է համապատասխան հաճախությունների գումարի վրա պիկի հայտնվելով [39-41]:

Վերոնշյալ փուլային կապվածության սկզբունքը նույնությամբ գործում է նաև k հատ սինուսոիդ պարունակող ազդանշանի համար՝

$$x(t) = \sum_{i=1}^k A_i \exp(j(\omega_i t + \varphi_i)) \quad (1.2.4)$$

Պիկեր կառաջանան այն կետերում, որոնց համար ճիշտ կլինի (1.2.2) պայմանը: (1.2.3) պայմանը շատ մեծ նշանակություն ունի, քանի որ շարժվող օբյեկտից անդրադարձած ազդանշանը իրենից ներկայացնում է մի քանի ազդանշանների գումար, որոնք առաջացել են միևնույն աղբյուրից:

1.2.2 Գաուսյան աղմուկի ճնշման մեթոդը:

Ինչպես արդեն նշվեց՝ կոմպլեքսային ֆունկցիաների գլխավոր հատկություններից է Գաուսյան աղմուկի նկատմամբ վերջիններիս կայունությունը, որը ցուցադրված է (1.1.16) բանաձևում: Բիսպեկտորալ եղանակով գդանշանների թվային մշակման մեջ Գաուսյան աղմուկի ճնշման հատկությունը ամենաառանցքայինն է: Այն թույլ է տալիս ճնշել Գաուսյան աղմուկը [42-49]:

Գաուսյան աղմուկի ճնշման երևույթն ավելի ակնհայտ տեսնելու համար օգտվենք կոմպլեքսային ֆունկցիայի (1.1.2) և բնութագրական ֆունկցիայի (1.1.4) բանաձևերից: Այդ երկու բանաձևերից հետևում է, որ կապը բնութագրական և կոմպլեքսային ֆունկցիաների միջև լոգարիթմական է:

Հավանականության տեսությունում X պատահական մեծության $\theta_x(\eta)$ բնութագրական ֆունկցիա կամ բնութագրական ֆունկցիայի $p(x)$ բաշխում ընդունված է համարել $e^{j\eta x}$ ֆունկցիայի միջին արժեքը, այսինքն՝

$$\theta_x(\eta) = M(e^{j\eta x}), \quad (1.2.5)$$

որտեղ η իրական փոփոխական է: Տրված $p(x)$ հավանականության խտության դեպքում $e^{j\eta x}$ -ի միջին արժեքը հնարավոր է որոշել հետևյալ բանաձևով՝

$$\theta_x(\eta) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\eta x} p(x) dx, \quad (1.2.6)$$

(1.2.6) բանաձևի աջ մասը իրենից ներկայացնում է $p(x)$ հավանականության խտության Ֆուրիե ձևափոխությունը: Այսինքն՝ եթե հայտնի է X պատահական մեծության բնութագրական ֆունկցիան, ապա օգտագործելով Ֆուրիե հակադարձ ձևափոխություն՝ (1.2.6)-ից հնարավոր է գտնել $p(x)$ հավանականության խտությունը՝

$$p(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \theta_x(\eta) e^{-j\eta x} d\eta, \quad (1.2.7)$$

Մասնավորապես, $p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2})$ նորմալ բաշխման դեպքում (1.2.6) բանաձևով որոշվող բնութագրական ֆունկցիայի համար կստանանք հետևյալ արդյունքը՝ $\theta_x(\eta) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}) \exp(j\eta x) dx$: Եթե պատահական պրոցեսի միջին արժեքը հավասար չէ զրոյի և հավանականության խտությունը՝ $p(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma_x^2})$, ապա գաուսյան աղմուկի բնութագրական ֆունկցիան դառնում է $\theta_x(\eta) = \exp(jx\eta - \frac{\sigma_x^2 \eta^2}{2})$: Քանի որ կապը բնութագրական և կոմուլյանտային ֆունկցիաների միջև լոգարիթմական է, ապա գաուսյան աղմուկի կոմուլյանտային ֆունկցիայի համար կգրենք՝

$$\ln \theta_x(\eta) = jx\eta - \frac{\sigma_x^2 \eta^2}{2}, \quad (1.2.8)$$

հենց (1.2.8) բանաձևն էլ հանդիսանում է գաուսյան աղմուկի կոմուլյանտային ֆունկցիան: (1.1.2) բանաձևով որոշվող կոմուլյանտային ֆունկցիայի շարքը ներկայացնենք առանձին գումարելիների տեսքով: Այսինքն այն կարող ենք գրել հետևյալ ձևով՝

$$\ln \theta_x(\eta) = j\eta c_x^{(1)} + \frac{(j\eta)^2}{2!} c_x^{(2)} + \frac{(j\eta)^3}{3!} c_x^{(3)} \dots, \quad (1.2.9)$$

Համեմատելով (1.2.8) և (1.2.9) հավասարումները՝ ստանում ենք հետևյալ արդյաունքները՝

$$\begin{aligned} c_x^{(1)} &= x, \\ c_x^{(2)} &= \sigma_x^2 \\ n \geq 3, c_x^{(n)} &= 0 \end{aligned} \tag{1.2.10}$$

(1.2.10) հավասարումներից ակնհայտ երևում է, որ երրորդ կարգի և ավելի բարձր կումուլյանտների արժեքները նույնաբար հավասար են զրոյի: Այսինքն, գաուսիան աղմուկը կարող է ունենալ ամենաշատը երկրորդ կարգի կումուլյանտ: Քանի որ բիսպեկտրալ վրլուծությունում օգտագործվում են երրորդ կարգի կումուլյանտային առնչություններ, ապա այստեղից հետևում է, որ բիսպեկտրումը անտարբեր է գաուսյան աղմուկի նկատմամբ: Այն ամբողջությամբ ճնշվում է: Սա (1.1.3) բաժնում ներկայացված կումուլյանտային ֆունկցիաների հատկություններից թերևս ամենակարևորներից մեկն է [50-51]: Այս հատկությունը հնարավորություն է տալիս ազդանշանների թվային մշակման մեթոդներում աղմուկների ճնշման միջոցով ավելի ճշգրիտ արդյունքներ ստանալ: Կումուլյանտային ֆունկցիաների վերոնշյալ հատկությունը օգտագործվում է նաև այս աշխատանքում:

ԳԼՈՒԽ 2. ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԲԻՍՊԵԿՏՐԱԼ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԸ

2.1 Աղմուկների և խանգարումների ճնշման եղանակներ:

2.1.1 Կլատեր: Հայտնաբերման գործակից: Էֆեկտիվ սպեկտրալ խտություն և ամբողջական մուտքային հզորություն:

Ինչպես արդեն նշվեց (1.2.2) բաժնում՝ բարձր կարգի սպեկտրները կայուն են գաուսյան աղմուկի նկատմամբ: Սակայն բացի գաուսյան աղմուկից գրանցված ազդանշանում հայտնվում են նաև կլատերներ: Կլատերը շրջապատից անդրադարձած անցանկալի ազդանշանն է [52-55]: Քանի որ աշխատանքի հիմնական ուղղվածությունը մարդու հայտնաբերման խնդիրն է, ապա կլատեր կհամարվեն տեղական բոլոր օբյեկտներից՝ հատկապես ծառերից, երկրից, ծովից, թռչուններից և այլ օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշանները:

Կլատերի առկայության պարագայում ռադարային հավասարման ստացման համար անհրաժեշտ է հաշվի առնել ազդանշան-ինտերֆերենցիա հարաբերությունը այն պայմանով, որ I_0 ինտերֆերենցիոն էներգիան իր մեջ է ներառում ջերմային աղմուկների N_0 սպեկտրալ խտությունը և կլատերի C_0 էներգիան (հնարավոր են նաև նպատակաուղղված J_0 խանգարումներ, սակայն տվյալ խնդրի պայմաններում այն հաշվի չի առնվում):

$$I_0 = N_0 + C_0 = N_0 \left(1 + \frac{C_0}{N_0}\right), \quad (2.1.1)$$

Կլատերի ճնշման ալգորիթներ կիրառելիս ճնշված ինտերֆերենցիայի ունեցած ազդեցությունը արտահայտվում է էֆեկտիվ մուտքային C_{0e} սպեկտրալ խտությամբ. այսինքն՝

$$I_{0e} = N_0 + C_{0e} = N_0 \left(1 + \frac{C_{0e}}{N_0}\right), \quad (2.1.2)$$

Ինտերֆերենցիան, որի նկատմամբ դիտարկում ենք օգտակար ազդանշանը, կարող է պայմանավորված լինել և՛ թիրախի հեռավորությունն ունեցող կլատերով, և՛ տարբեր հեռավորություններով պայմանավորված կլատերներով: Հիմնական խանգարումներ

կառաջացնեն այն կլատերները, որոքն ունեն նույն հեռավորությունը՝ ինչ թիրախը: Այս դեպքում պետք է հաշվի առնել այն բոլոր կլատերները, որոնք բավարարում են հետևյալ պայմանին՝

$$R_{ci} = R + iR_u, \quad (2.1.3)$$

որտեղ $R_u = \frac{ct_r}{2} = \frac{c}{2f_r}$, $i_{\min} < i < i_{\max}$ բջջի միարժեքության ինդեկսն է, f_r և t_r համապատասխանաբար իմպուլսի կրկնման հաճախությունն ու պարբերությունն են, $i_{\min}$ այն մինիմալ ամբողջ թիվն է, որի դեպքում $R_{ci} > 0$, իսկ $i_{\max}$ այն թիվը, որի դեպքում R_{ci} հեռավորությամբ բջիջը կպարունակի կլատեր: Այսպիսով, i -րդ բջիջի կլատերի էներգիայի համար կստանանք հետևյալ արտահայտությունը՝

$$C_i = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2 \sigma_{ci} F_{pc}^2 F_{ci}^4 F_{rdrc\ i}^2}{(4\pi)^3 R_{ci}^4 L_t L_{ac\ i}}, \quad (2.1.4)$$

որտեղ σ_{ci} -ն կլատերի էֆեկտիվ ցրման մակերեսն է, λ - ն ալիքի երկարությունն է, F_{pc} -ն կլատերի համար բևեռացման գործակիցն է, G_t և G_r համապատասխանաբար ընդունիչ և հաղորդիչ անտենաների ուժեղացման գործակիցներն են, $F_{rdrc\ i}$ կլատերի համար հեռավորությունից կախված անդրադարձման գործակիցն է, F_{ci} ՝ կլատերի համար նմուշի տարածման գործակիցը, $L_{ac\ i}$ ՝ կլատերի համար մթնոլորտային մարումները: Կլատերի ամբողջական C_0 մուտքային էներգիան կորոշվի հետևյալ բանաձևով՝

$$C_0 = \sum_i C_i = \frac{P_{av} t_f G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 L_t} \sum_i \frac{\sigma_{ci} F_{pc}^2 F_{ci}^4 F_{rdrc\ i}^2}{R_{ci}^4 L_{ac\ i}}, \quad (2.1.5)$$

Հայտնաբերման խնդիրներում շատ կարևոր դեր է կատարում հայտնաբերման D_x գործակիցը, որը պահանջվող հարաբերությունն է ազդանշանի էներգիայի ու գառայան աղմուկի սպեկտրալ խտության: Կլատերը երկու հիմնական հատկություններով տարբերվում է աղմուկից. մեկ իմպուլսից մյուսը այն պատահական չէ, այսինքն՝ վերջինիս սպեկտրը կազմված է վերջավոր գծերից և այն կարող է ռելեյան բաշխվածությունից ավելի բարձր ամպլիտուդային բաշխվածություն ունենալ [56-59]: Ելնելով այս հատկություններից՝ անհրաժեշտ է ներմուծել կլատերի հայտնաբերման D_{xc}

գործակից: Կապը հայտնաբերման D_x և D_{xc} գործակիցների միջև կարելի է ներկայացնել հետևյալ ձևով՝

$$D_{xc} = D_x L_{cd} L_{cc}, \quad (2.1.6)$$

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

Մուտքային էֆեկտիվ I_{oe} սպեկտրալ խտությունը ձևավորելու համար կլատերի մուտքային C_{oe} բաղադրիչը հայտնաբերման D_x գործակցի հետ կարգավորվում է օգտագործման համար: i -րդ տիրույթի համար կլատերի կարգավորման բանաձևը կլինի՝

$$C_{oei} = C_i \frac{D_{xc i}}{D_x I_{m i}} = C_i \frac{L_{cd i} L_{cc i}}{I_{m i}}, \quad (2.1.7)$$

որտեղ $I_{m i}$ -ն կլատերի բարելավման գործակիցն է : Վերջինս տարբեր տիրույթների համար տարբեր է, բայց նրա $\overline{I_m}$ միջին արժեքը հնարավոր է օգտագործել կլատերի էֆեկտիվ ելքային սպեկտրալ խտության դուրս բերման համար՝

$$C_{oe} = \sum_i C_i \frac{L_{cd i} L_{cc i}}{I_{m i}} = C_0 \frac{\overline{L_{cd} L_{cc}}}{\overline{I_m}}, \quad (2.1.8)$$

որտեղ C_i -ն որոշվում է (2.1.4) բանաձևով, իսկ վերին գծով մեծությունները կշռված միջիններ են ամբողջ կլատերային տիրույթով:

Հայտնաբերման խնդիրներում կլատերների և աղմուկների ճնշումը շատ կարևոր է՝ օգտակար ազդանշանն ամբողջությամբ դուրս բերելու համար: Այդ իսկ պատճառով օգտագործվում են կլատերի ճնշման ալգորիթմներ [60]: Ցանկացած դեպքում նման ալգորիթմների կիրառությունն իր դրական դերն ունի ռադարների աշխատանքում: Բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծության ներդրումը նման համակարգերում հնարավորություն կտա ավելի լավ ճնշել աղմուկներն և հայտնաբերման խնդիրներում հասնել ավելի բարձր արդյունավետության. բացի արդյունավետությունից կբարձրանա նաև ռադարային համակարգի աղմկակայունությունը:

2.1.2 Ազդանշանի դուրս բերումը աղմուկներից:

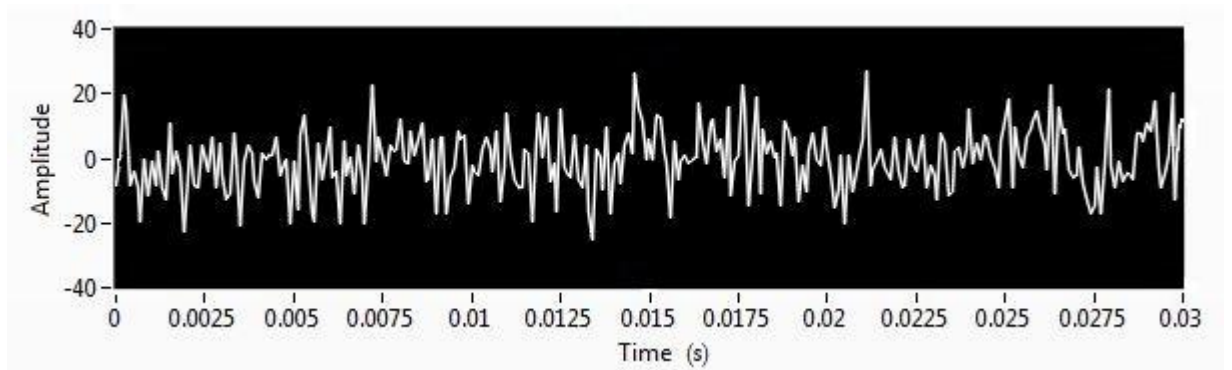
Գաուսյան աղմուկի ճնշման եղանակները այդքան էլ բազմազան չեն [61-65]: Նման եղանակներից է նաև աղմուկների ճնշումը բարձր կարգի սպեկտրների միջոցով: Բարձր կարգի սպեկտրները աղմկակայուն են: Գաուսյան և զրոյական միջին արժեք ունեցող աղմուկները բիսպեկտրալ և ավելի բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծության դեպքում զրոյանում են [66-70]: Վերջինս 1.1.3 բաժնում նրկայացված է որպես կումուլյանտային ֆունկցիայի հատկություն, իսկ ապացույցը տրված է 1.2.2 բաժնում:

Ավելի հստակ աղմուկների ճնշումը ներկայացնելու համար ուսումնասիրենք շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը՝

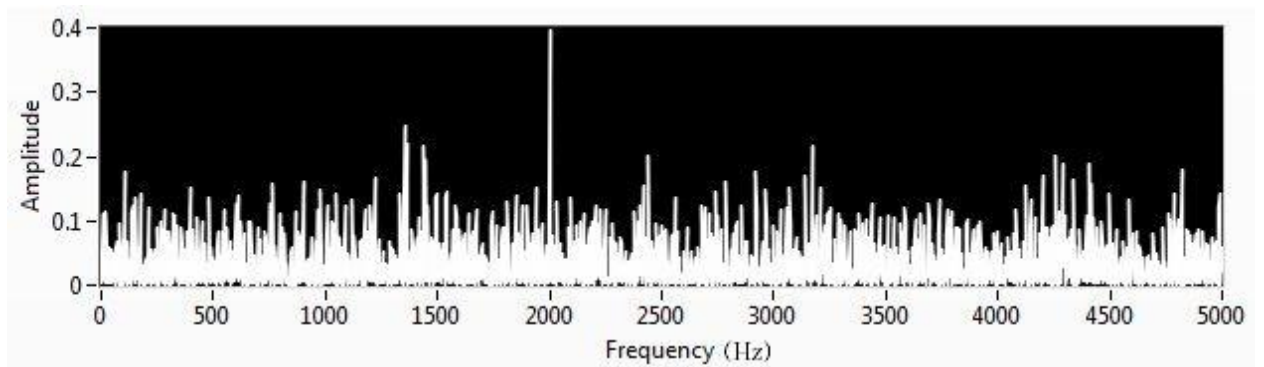
$$R(t) = S(t) + N(t), \quad (2.1.9)$$

որտեղ $S(t)$ –ն օգտակար ազդանշանն է, իսկ $N(t)$ –ն՝ աղմուկները: Շարժվող թիրախը ունի ծանրության կենտրոն, որի նկատմամբ շարժվում են մարմնի մնացած մասերը: Թիրախի ձեռքերը ծանրության կենտրոնի նկատմամբ կատարում են տատանողական շարժում: Այդ տատանումները նման են փոփոխական երկարությամբ մաթեմատիկական երկու ճոճանակների շարժման, որոնք հակափուլ են մեկը մյուսի նկատմամբ: Տատանումները տեղի են ունենում միևնույն հաճախությամբ: Տատանումների հետևանքով առաջանում են դոպլերյան շեղումներ, որոնք ժամանակի ընթացքում փոփոխում են իրենց ուղղությունը: Այստեղից հանգում ենք այն եզրակացությանը, որ մարդու շարժումը առաջին կարգի մոտավորությամբ հնարավոր է ներկայացնել որպես ամպլիտուդային մոդուլյացիա: Այսինքն, եթե մարդու ծանրության կենտրոնը շարժում է V_1 արագությամբ, որն իր հերթին առաջ է բերում ω_1 հաճախությամբ դոպլեր շեղում, ապա ձեռքերը կավելացնեն ևս մեկ արագություն՝ V_2 , առաջացնելով ω_2 հաճախությամբ դոպլերյան շեղում: Ստացվում է մեկ կրող հաճախություն և երկու կողային հաճախություններ ինչպես ամպլիտուդային մոդուլյացիայի դեպքում:

(2.1.9) ներկայացված ազդանշանի ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը ներկայացված են ստորև՝ համապատասխանաբար նկար 2.1-ում և նկար 2.2-ում: Այս օրինակի դեպքում գաուսյան աղմուկի ստանդարտ դեկիացիան՝ $\sigma = 10$:

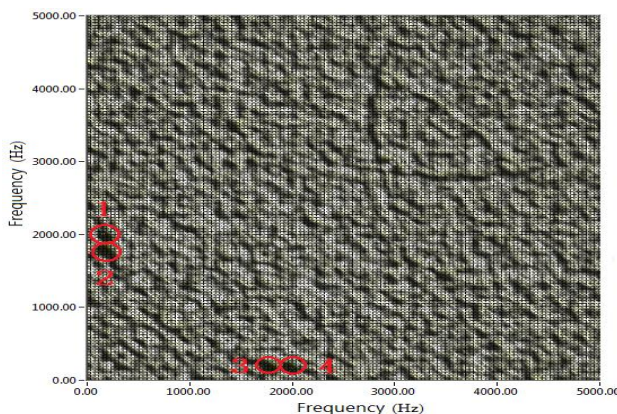


Նկար 2.1: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի ժամանակային բնութագիր $\sigma = 10$ դեպքում:

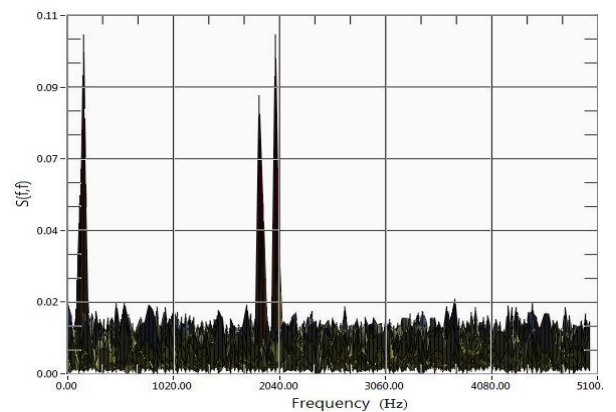


Նկար 2.2: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը $\sigma = 10$ դեպքում:

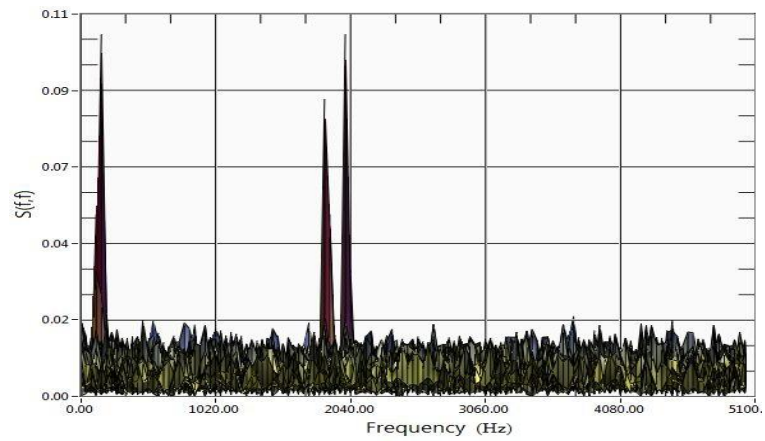
Դատելով նկար 2.2-ից հնարավոր չէ ասել, թե որտեղ են գտնվում փնտրվող ազդանշանի պիկերը: Իսկ դրա պատճառը աղմուկների բարձր մակարդակն է: Փնտրվող օգտակար ազդանշանի բաղադրիչների մեջ առկա է փուլային կապվածություն, որը բխայեկտրալ եղանակի միջոցով հնարավոր է հայտնաբերել, ինչպես նկարագրված է 1.2.1-ում բաժնում: Ինչ վերաբերում է գաուսյան աղմուկին այն ուղակի կգրոյանա՝ համաձայն 1.2.2 բաժնի:



1)

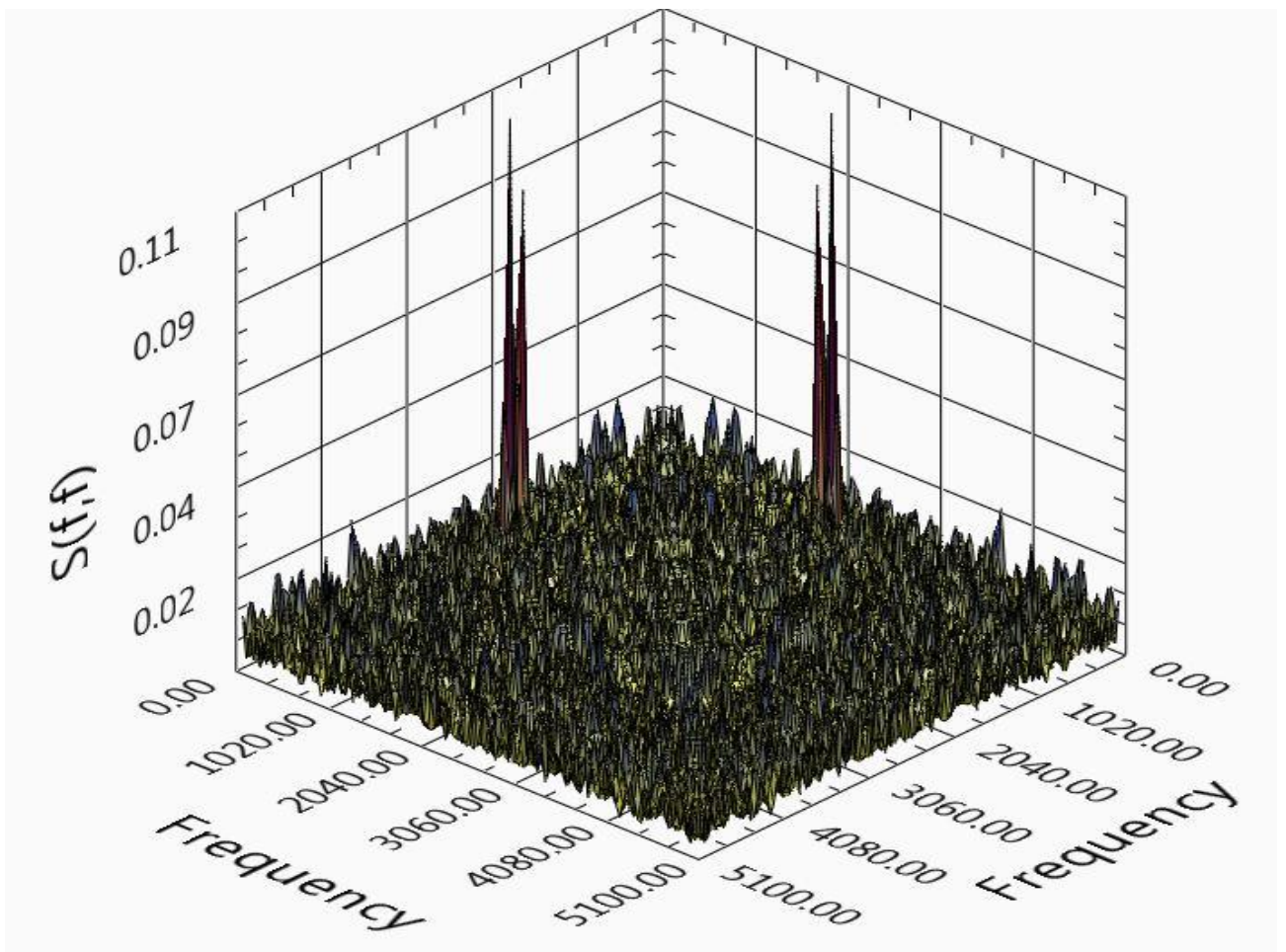


2)



3)

Նկար 2.3: Գրանցված ազդանշանի դուրս բերումը աղմուկներից. 1) պատկերումը վերից՝ XOY հարթությունում, 2) և 3) պատկերումը համապատասխանաբար XOZ և YOZ հարթություններում:



Նկար 2.4: Բիսպեկտրալ եղանակով աղմուկներից դուրս բերված ազդանշանի եռաչափ ներկայացումը:

$\sigma = 10$ դեպքում բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում օգտակար ազդանշանի բարձրությունը մոտավորապես ստացվում է հինգ անգամ ավելի բարձր աղմուկների մակարդակից: Փուլային կապվածություն առկա է $f_c = 2000 \text{ Հգ}$, որը այս խնդրում հանդիսանում է կրող հաճախություն և $f_m = 150 \text{ Հգ}$ ՝ մոդուլող հաճախություններից ստացված հաճախություններում: Ինչպես հայտնի է՝ ամպլիտուդային մոդուլացիայի դեպքում սպեկտրում առաջանում են երեք հաճախություններ՝ կրող հաճախությունը և տարբերային ու գումարային հաճախությունները: Տվյալ խնդրի դեպքում՝ $f_c = 2000 \text{ Հգ}$, $f_1 = 2000 - 150 = 1850 \text{ Հգ}$ և $f_2 = 2000 + 150 = 2150 \text{ Հգ}$: Փուլային կապը վառ տեսանելի է նկար 2.3-ի 1), 2) և 3) նկարներից: Պիկեր առաջանում են՝ $(150 \text{ Հգ}, 1850 \text{ Հգ})$, $(150 \text{ Հգ}, 2000 \text{ Հգ})$, $(1850 \text{ Հգ}, 150 \text{ Հգ})$ և $(2000 \text{ Հգ}, 150 \text{ Հգ})$ հաճախային զույգերի գումարային հաճախության կետերում: Նկար 2.3-ի 1)-ում այդ հաճախականային զույգերի հատման կետերում առաջացած պիկեր ներկայացված են համապատասխանաբար 1-ից 4 թվերի տեսքով: Նկար 2.4-ում ներկայացված է աղմուկներից դուրս բերված ազդանշանի եռաչափ ներկայացումը: Պատկերված պիկերը առաջացել են ազդանշանի բաղադրիչների միջև առկա փուլային կապվածության շնորհիվ:

Ստացվում է, որ եթե ունենք ազդանշան, որի մակարդակը ավելի ցածր է աղմկային ֆոնից և հնարավոր չէ հայտնաբերել ավանդական սպեկտրալ վերլուծության միջոցով, ապա բիսպեկտրալ եղանակով այն հեշտությամբ կարելի է դուրս բերել աղմուկների միջից՝ շնորհիվ այդ ազդանշանում առկա բաղադրիչների միջև եղած փուլային կապի: Բացի այդ, հիմնվելով բիսպեկտրալ վերլուծության հիմնական հատկության վրա, ազդանշանի հետ գրանցված ազմուկներն բավականին ճնշվում են:

2.1.3 Նույնականացման խնդրի լուծումը բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով

Բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծությունը բազմաթիվ առավելություններ և ավելի լայն հնարավորություններ է տալիս՝ քան ավանդական սպեկտրալ վերլուծությունը: Նախորդ դեպքում ցույց տրվեց բիսպեկտրալ եղանակի աղմկակայունությունը: Բիսպեկտրալ վերլուծությամբ օգտակար ազդանշանը դուրս բերվեց աղմուկների

միջից, մինչդեռ սպեկտրալ վերլուծության դեպքում պատկերը մնում էր անհասկանալի. կա՞րդյոք օգտակար ազդանշան, թե՛ ոչ:

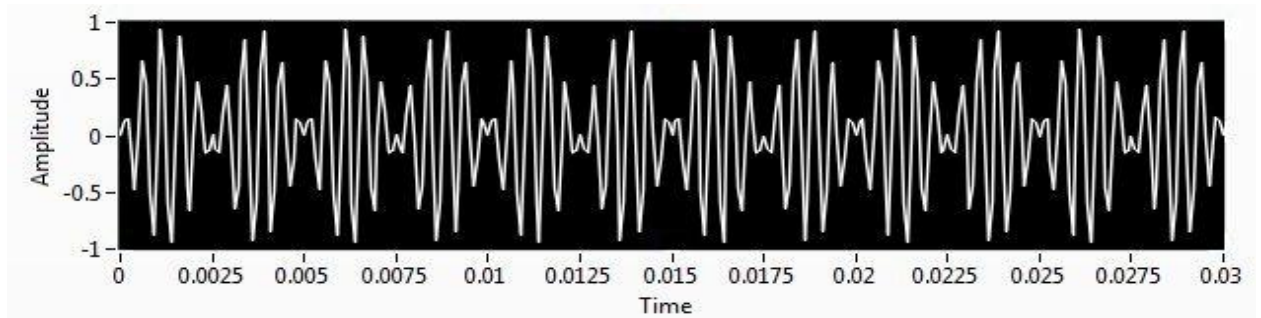
Արդեն բազմիցս նշվեց՝ ի տարբերություն սպեկտրալ վերլուծության, որում փուլի մասին տեղեկությունն ուղակի կորչում էր, բիսպեկտրալ եղանակում այն առանցքային դեր է կատարում:

Կլատերից անդրադարձած ազդանշանը կարող է լինել բազմաբնույթ և բազմատեսակ: Կարող է այնպես լինել, որ կլատերից անդրադարձած ազդանշանը սպեկտրում պարունակի նույն հաճախային բաղադրիչներն՝ ինչ օգտակար ազդանշանը: Տարբերակել այդ ազդանշանների պատկանելությունը, իհարկե, անհնար է:

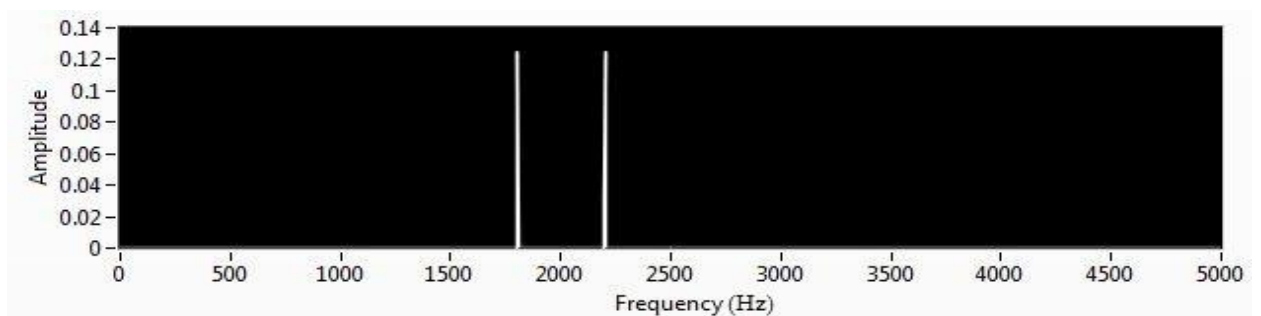
Արագացումով շարժվող թիրախի խնդիրներում տեղի է ունենում սպեկտրի կոռելյացիա: Սպեկտրում առաջանում են պիկեր, որոնք ստացվում են մարմնից և ձեռքերից ու ոտքերից անդրադարձած ազդանշանների միջև առկա փուլային կապի շնորհիվ: Այդ ազդանշանների միջև առկա է կոհերենտություն՝ այսինքն առաջացել են միևնույն աղբյուրից: Բացի այդ, հնարավոր է գրանցվեն ազդանշաններ, որոնց սպեկտրալ վերլուծությունը կտա նույն արդյունքը՝ ինչ արագացումով շարժվող թիրախի դեպքում: Նման դեպքերում բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով հնարավոր է պարզել փուլային կապվածությունն առկա ազդանշանների միջև: Կապվածության առկայության ստուգման համար անհրաժեշտ է ստուգել (1.2.3) բանաձևով տրված երկու պայմանը: Պայմանների բավարարման դեպքում հաճախությունների գումարային հաճախության վրա կհայտնվի պիկ. հակառակ դեպքում այդ կետում ոչինչ չի լինի:

Մարդու շարժումը իր գրավիտացիոն կենտրոնի նկատմամբ առաջին կարգի մոտավորությամբ կարող ենք ներկայացնել որպես ամպլիտուդային մեդուլացիա: Դիտարկենք մարդու ձեռքերի շարժը, որը, ինչպես նշեցինք, մաթեմատիկական ճոճանակի տատանումներ է հիշեցնում: Եթե դիտարկենք միայն ձեռքերի շարժը, ապա գրանցված ազդանշանը նման կլինի ճնշված կրողով ամպլիտուդային մոդուլյացիայի (ՃԿԱՄ՝ CSAM – carrier suppressed amplitude modulation): Այսինքն՝ ունենք միայն գումարային և տարբերային հաճախություններ՝ $f_1 = f_c - f_m$ և

$f_2 = f_c + f_m$: Նկար 2.5-ում բերված է ՃԿԱՄ ժամանակային նկարագիրն և սպեկտրալ վերլուծությունը [71-75]:



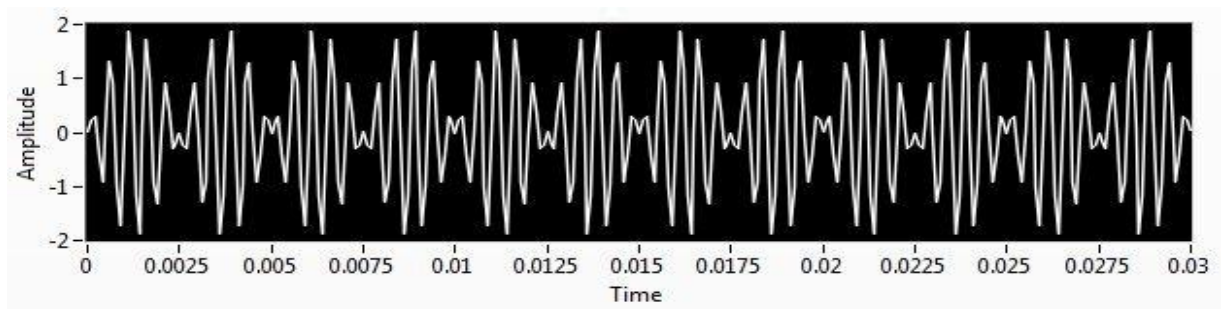
1)



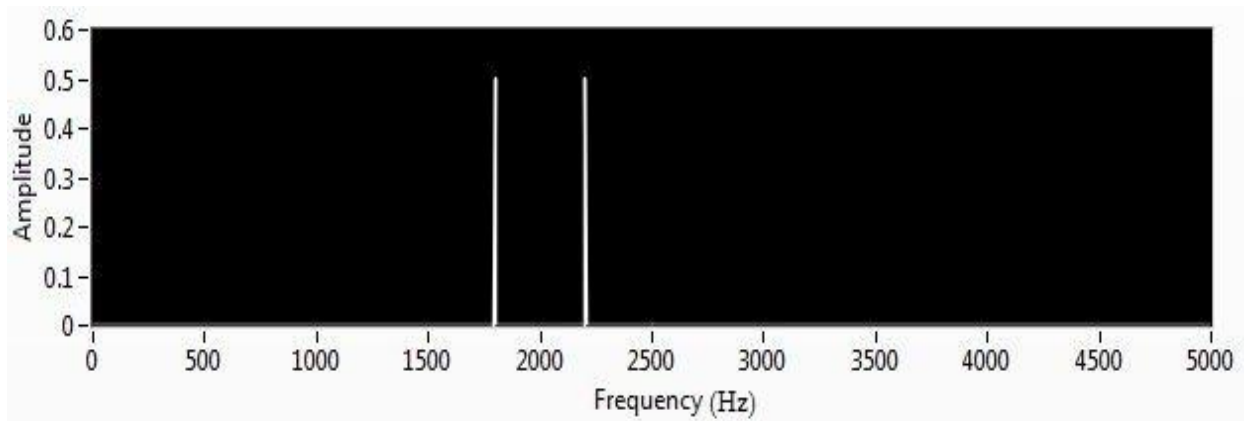
2)

Նկար 2.5: ՃԿԱՄ ազդանշան. 1) ժամանակային նկարագիրը, 2) հաճախականային բնութագիրը (սպեկտրը):

Նմանատիպ պատկեր կարող ենք ստանալ, եթե օգտագործենք ազատ վազքի ռեժիմում գտնվող երկու գեներատոր: Միայն թե այս դեպքում ազդանշաններից մեկը պետք է շեղված լինի 90° -ով, իսկ մյուսը՝ -90° -ով: Գեներացված ազդանշանների ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը ներկայացված են նկար 2.6-ում և 2.7-ում՝



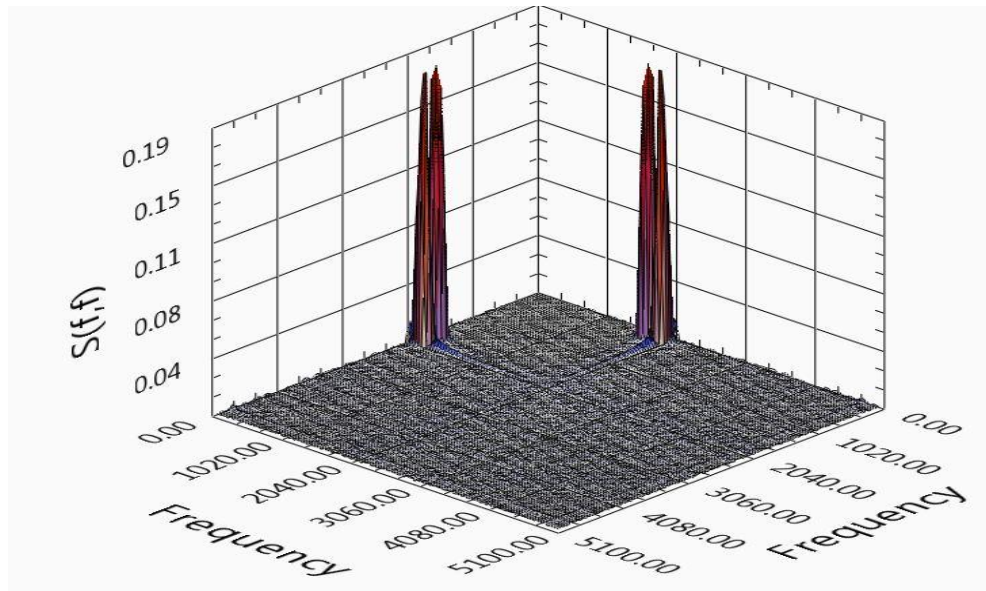
Նկար 2.6: Ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորներից ստացված ազդանշանի ժամանակային նկարագիրը:



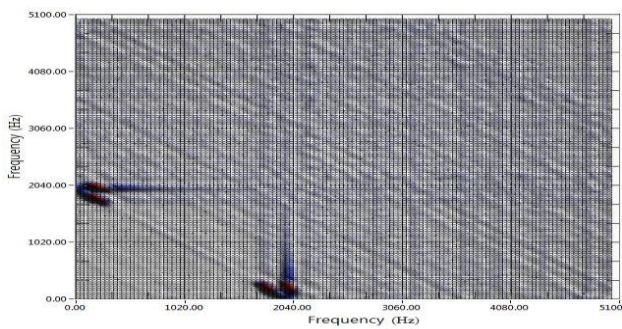
Նկար 2.7: Ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորներից ստացված ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը (սպեկտրը):

Համեմատելով նկար 2.5-ը, 2.6-ն ու 2.7-ը՝ որևէ տարբերություն չի նկատվում: Երկու դեպքում էլ թե՛ ժամանակային ներկայացման, թե՛ հաճախականային ներկայացման մեջ որևէ տարբերություն չկա: Երկու դեպքում էլ ունենք ամպլիտուդային մոդուլյացիա ճնշված կրողով և գումարային ու տարբերային հաճախություններ՝ $f_1 = 1850 \text{ Հց}$ և $f_2 = 2150 \text{ Հց}$: Նման պարագայում շատ կարևոր է հաշվի առնել նաև փուլային ինֆորմացիան, որը ավանդական սպեկտրալ վերլուծությունում կորում է [76,77]:

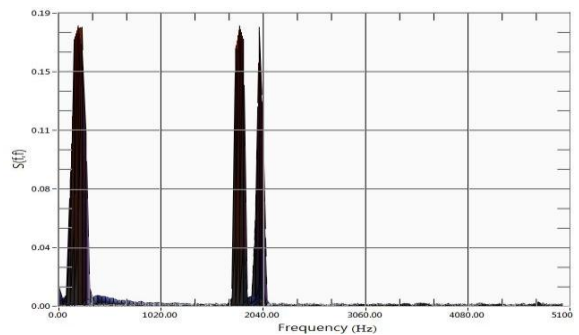
Այս նույն ազդանշանների համար բիսպեկտրալ վերլուծությունը տալիս է միանգամայն այլ պատասխան: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի դեպքում եղած բաղադրիչների միջև առկա է փուլային կապ: Հենց այդ կապի շնորհիվ է, որ հնարավոր կլինի տարանջատել թիրախից անդրադարձած օգտակար ազդանշանը կլատերից անդրադարձած ազդանշանից: Նկար 2.8-ում և նկար 2.9-ում ներկայացված են թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքները՝ ներկայացված համապատասխանաբար եռաչափ տեքստով և տարբեր հարթություններում: Իսկ նկար 2.10-ում և նկար 2.11-ում ներկայացված են ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորների միջոցով ձևավորված և գրանցված ազդանշանի համապատասխանաբար եռաչափ տեքստով և տարբեր հարթություններում [78]:



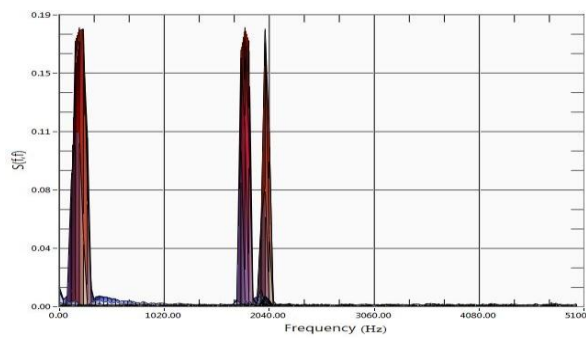
Նկար 2.8: ՃԿԱՄ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծություն փուլային կապվածության առկայության դեպքում՝ պատկերված եռաչափ տարածությունում:



1)

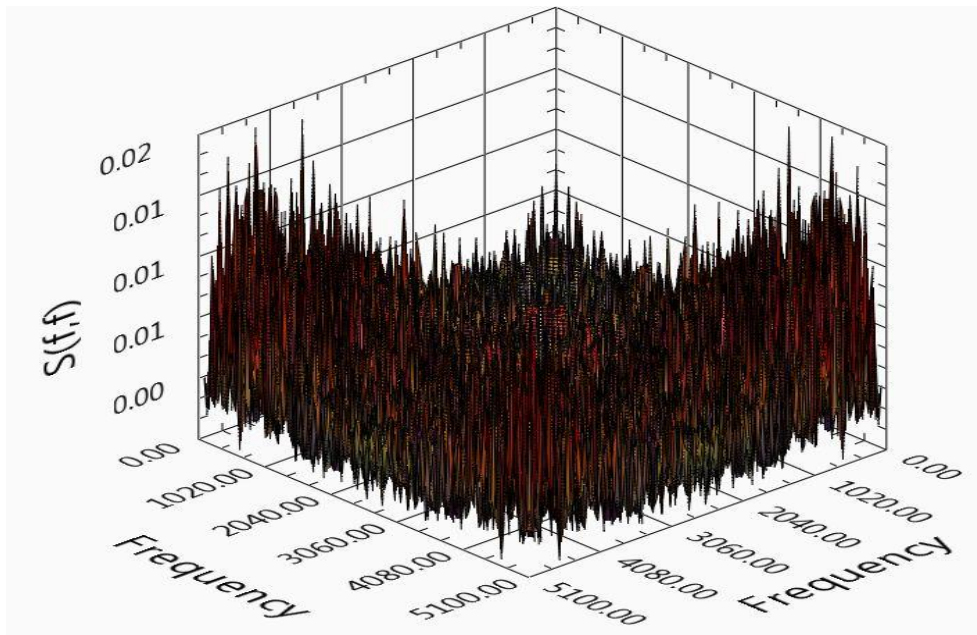


2)

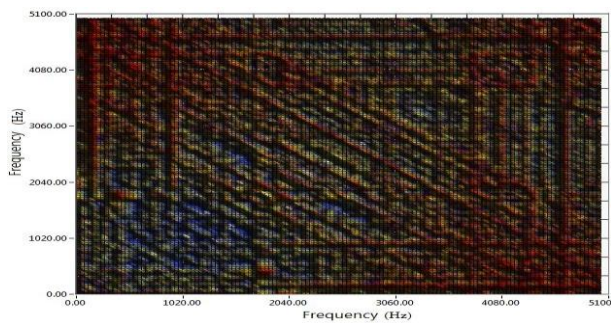


3)

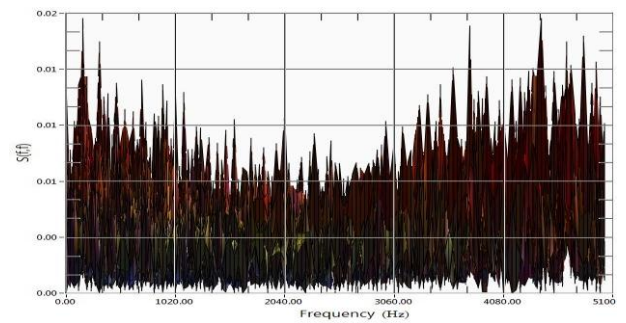
Նկար 2.9: ՃԿԱՄ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծություն փուլային կապվածության առկայության դեպքում. 1) պատկերը վերևից՝ XOY հարթություն, 2) և 3) պատկերում համապատասխանաբար XOZ և YOZ հարթություններում:



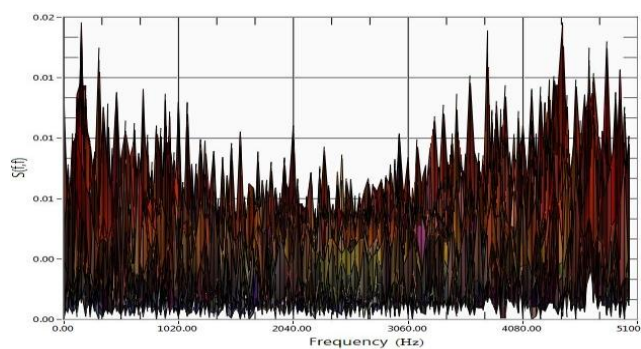
Նկար 2.10: Ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորներով գեներացված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ պատկերում:



1)



2)



3)

Նկար 2.11: Ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորներով գեներացված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծությունը. 1) պատկերը վերևից՝ XOY հարթություն, 2) և 3) պատկերում համապատասխանաբար XOZ և YOZ հարթություններում:

Նկար 2.8, 2.9-ից և նկար 2.10, 2.11-ից արդեն պարզ երևում է բիսպեկտրալ վերլուծության առավելությունը դասական սպեկտրալ վերլուծության նկատմամբ: Փուլային ինֆորմացիայի վերլուծությունը նմանատիպ խնդիրներում սպառիչ պատասխան է տալիս սպեկտրալ բաղադրիչների կոհերենտության վերաբերյալ:

Նկար 2.8-ում և 2.9-ում վառ արտահայտված են պիկեր, որոնք առաջացել են $(1850\text{Հg}, 150\text{Հg})$, $(2000\text{Հg}, 150\text{Հg})$, $(150\text{Հg}, 1850\text{Հg})$ և $(150\text{Հg}, 2000\text{Հg})$ հաճախականային զույգերի հատման կետերում. այսինքն փուլային կապվածություն առկա է $150\text{Հg}, 1850\text{Հg}$ և 2000Հg հաճախությունների միջև:

Ի հակադրումն նկար 2.8-ում և 2.9-ում ներկայացված արդյունքների՝ նկար 2.10-ում, 2.11-ում վերոնշյալ ազատ վազքի ռեժիմում աշխատող գեներատորների ազդանշանների միջև փուլային կապվածության բացակայության պատճառով ստացվում է միայն աղմկային ֆոն՝ այն էլ շատ ցածր մակարդակներում: Այսինքն, բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում հեշտությամբ հնարավոր է նշել՝ գրանցված ազդանշանը թիրախին պատկանում է թե ոչ. այլ կերպ ասած՝ կոհերենտություն առկա է թե ոչ: Մինչդեռ ավանդական սպեկտրալ վերլուծության դեպքում նշված ազդանշաններն իրարից ոչինչով չէին տարբերվում:

Այս փորձը ցույց է տալիս, որ օգտագործելով բիսպեկտրալ վերլուծության հատկությունները՝ հնարավոր է ստեղծել ֆիլտր, որը հաջողությամբ կզտեր օգտակար ազդանշանը՝ ճնշելով շրջակա միջավայրից անդրադարձած խանգարումները:

2.2 Ազդանշանների տարանջատումը բիսպեկտրալ վերլուծությամբ:

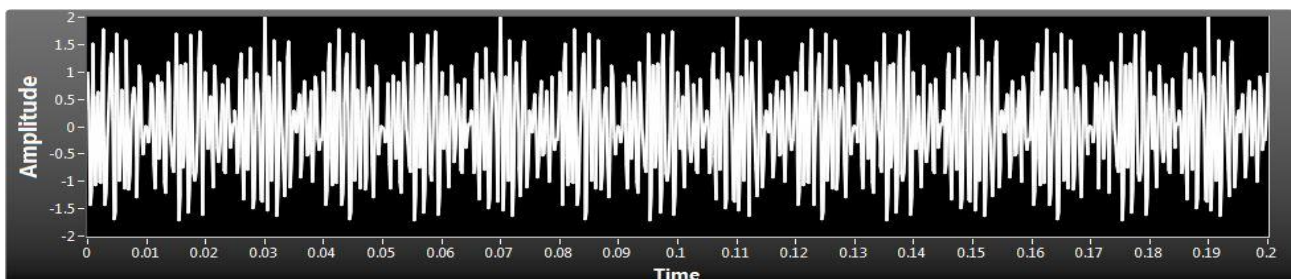
Լինում են դեպքեր, երբ գրանցված ազդանշանը կարող է պարունակել միանգամից մի քանի օգտակար ազդանշան, որոնք մոդուլացված են տարբեր ձևով: Այս դեպքում առաջանում է ոչ միայն աղմուկները ճնշելու, այլ նաև օգտակար ազդանշանները իրարից տարանջատելու անհրաժեշտություն: Խնդիրը միանգամայն բարդանում է այն դեպքում, երբ գրանցված ազդանշանները ունենում են միևնույն կրողը: Ինչպես նախորդ դեպքում այս դեպքում ևս ճիշտ է օգտվել բիսպեկտրալ վերլուծությունից՝ ավանդական սպեկտրալ վերլուծության փոխարեն [79]:

Գրանցված ազդանշանի մոդուլյացիայի տեսակի ավտոմատ կանխագուշակումը լուրջ ուշադրության է արժանացել ազդանշանների թվային մշակման բնագավառում: Այն կարևոր է ոչ միայն քաղաքացիական այլ նաև ռազմական բնագավառում օգտակար ազդանշանների հայտնաբերման գործում, էլեկտրոնային պատերազմներում, հեռահաղորդակցական կապի որակի բարելավման համար և այլն:

Ներկայումս բազմաթիվ ալգորիթմներ կան, որոնք թույլ են տալիս կատարել գրանցված ազդանշանի մոդուլյացիայի տեսակի ավտոմատ կանխագուշակում: Այդ ալգորիթմների աշխատանքի սկզբունքը հիմնված է ինքնակոռելյացիոն ֆունկցիայի և ֆուրյե ձևափոխության վրա: Երկրորդ կարգի վիճակագրական ֆունկցիաները շատ օգտակար են գծային պրոցեսների դեպքում: Մինչդեռ շատ ազդանշաններ հանդիսանում են ո՛չ գծային և ո՛չ էլ գաուսյան պրոցեսներ: Նման խնդիրներում արդեն բազմաթիվ բարդություններ են առաջանում: Եթե գրանցված ազդանշանը իրենից ներկայացնում է երկու տարբեր տեսակի մոդուլյացիաների միախառնում, ապա նման պրոցեսներում ավելի հարմար է օգտագործել բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծություն:

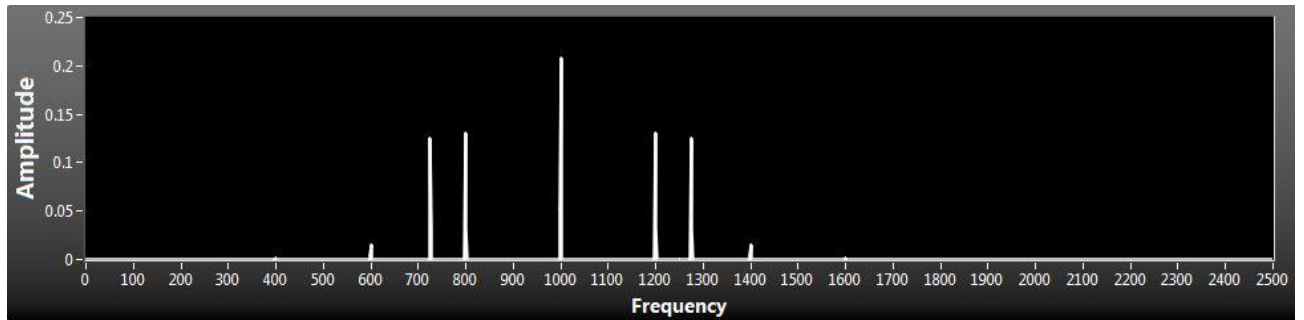
Ինչպես արդեն նշվել էր 1.1.4 բաժնում՝ բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում փուլի մասին տեղեկության շնորհիվ հնարավոր է վերականգնել կապը ազդանշանում առկա բաղադրիչների միջև:

Դիցուք գրանցված ազդանշանն իրենից ներկայացնում է ամպլիտուդային և հաճախականային մոդուլյացիաների միախառնում: Միաժամանակ խնդիրը բարդանում է նրանով, որ այդ մոդուլյացիաները ունեն նույն կրողը, իսկ ամպլիտուդային մոդուլյացիան ճնշված կրողով ամպլիտուդային մոդուլյացիա է: Նկար 2.12-ում ներկայացված է տվյալ ազդանշանի ժամանակային նկարագիրը՝



Նկար 2.12: Գրանցված ազդանշանի տեսքի ժամանակային ներկայացումը:

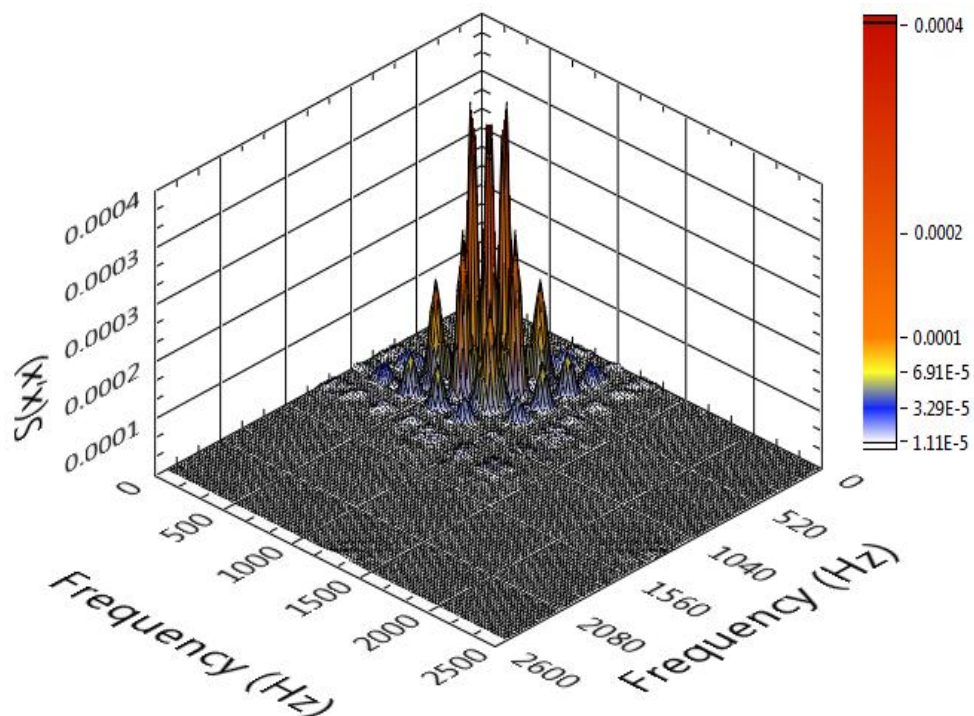
Իսկ նկար 2.13-ում ներկայացված է տվյալ ազդանշանի սպեկտրը՝



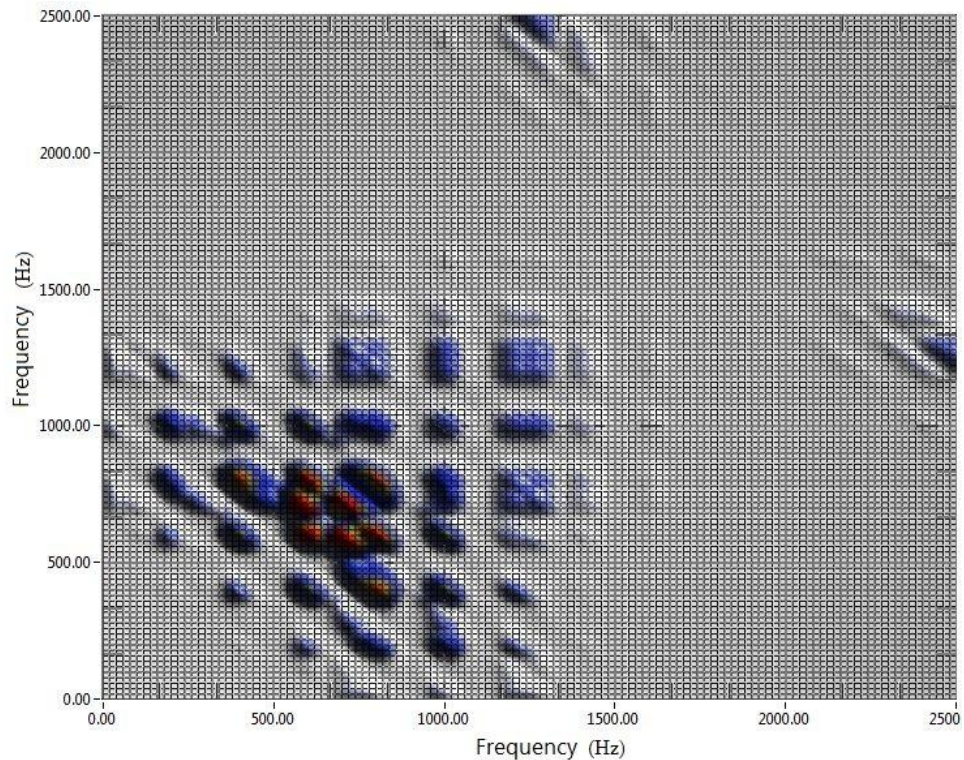
Նկար 2.13: Գրանցված ազդանշանի տեսքի հաճախականային ներկայացումը՝ սպեկտրը:

Նկարագրված խնդիրը ավելի է բարդանում, երբ գրանցված ազդանշանին ավելանում են նաև աղմուկները: Այս պարագայում միանշանակ ասել, թե առաջացած պիկերից որն է պատկանում ամպլիտուդային մոդուլյացիային, իսկ որը՝ հաճախականայինին, շատ դժվար է:

Նկար 2.12-ում և նկար 2.13-ում գրանցված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքները բերված են հաջորդող նկարումներում:



Նկար 2.14: Գրանցված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումը:

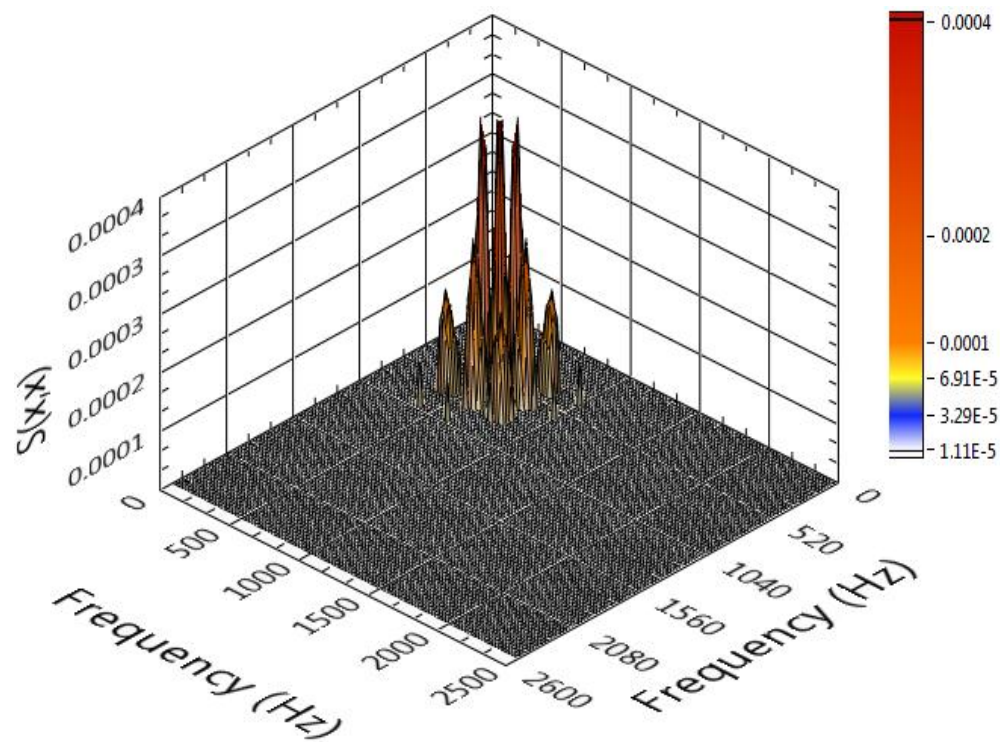


Նկար 2.15: Գրանցված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության ներկայացումը XOY հարթությունում:

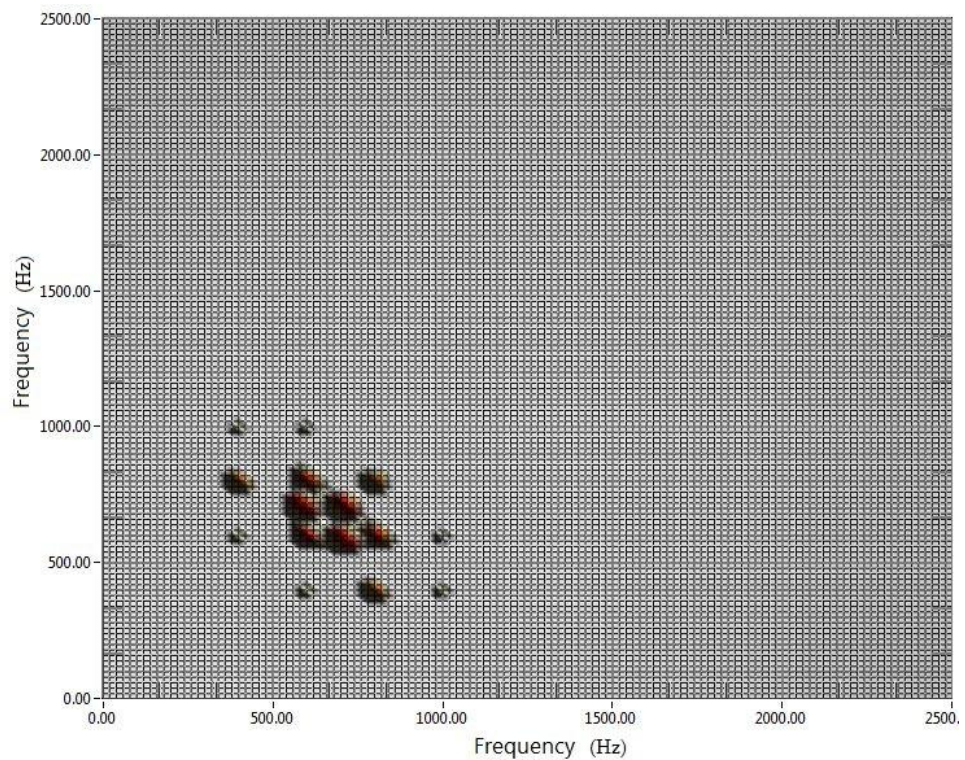
Նկար 2.14-ում և նկար 2.15-ում կապույտ գույնով ներկայացված են պիկեր, որոնք ազդանշանի մասին քիչ օգտակար ինֆորմացիա են պարունակում: Գլխավոր խնդիրը մնում է առաջացած օգտակար պիկերից առանձնացնել ամպլիտուդային և հաճախականային մոդուլյացիային պատկանող պիկերը:

Պիկերը տարանջատելու նպատակով առաջնահերթ անհրաժեշտ է առանձնացնել օգտակար պիկերը քիչ օգտակար պիկերից: Քանի որ օգտակար պիկերը շատ ավելի բարձր են, ապա նպատակահարմար է ընտրել որոշակի շեմային արժեք, որը չգերազանցող պիկերը ուղակի կզտվեն: Այս ճանապարհով բիսպեկտրալ վերլուծությունից հետո կմնան միայն օգտակար պիկերը, որոնց միջև առկա փուլային կապերի միջոցով էլ հնարավոր կլինի տարանջատել մոդուլյացիայի տեսակները միմյանցից:

Շեմային արժեքի ընտրությունից հետո բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքները ներկայացված են հաջորդ երկու նկարներում:



Նկար 2.16: Ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումը շեմային արժեքի ընտրությունից հետո:

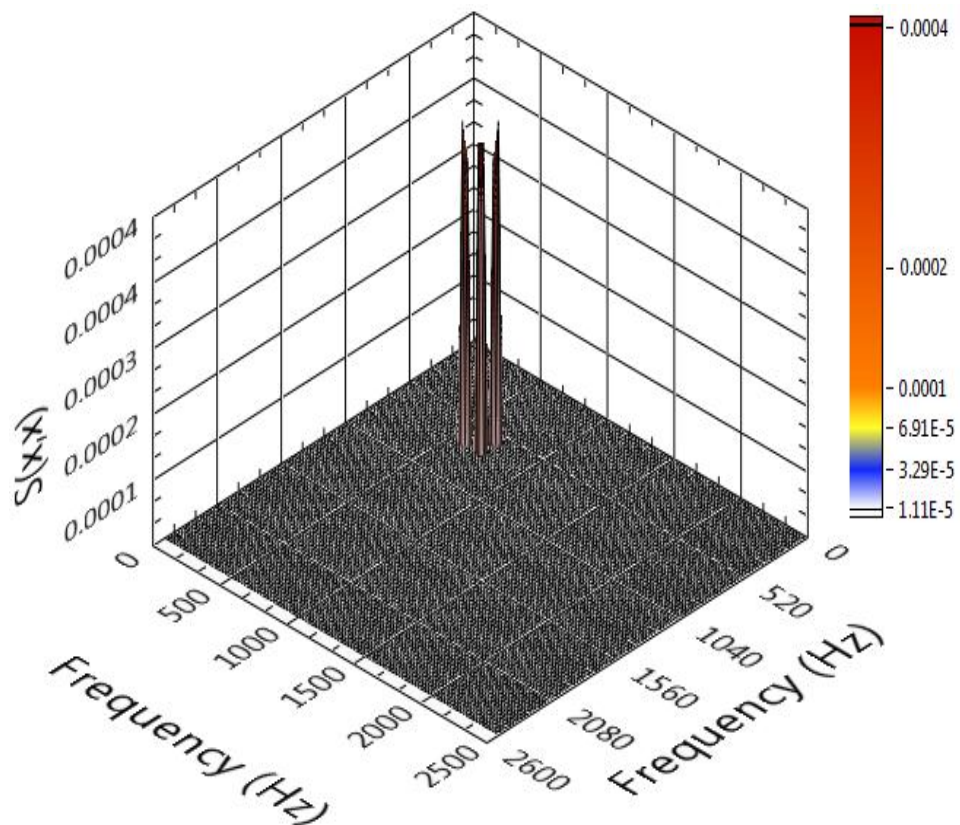


Նկար 2.17: Ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության ներկայացումը շեմային արժեքի ընտրությունից հետո XOY հարթությունում:

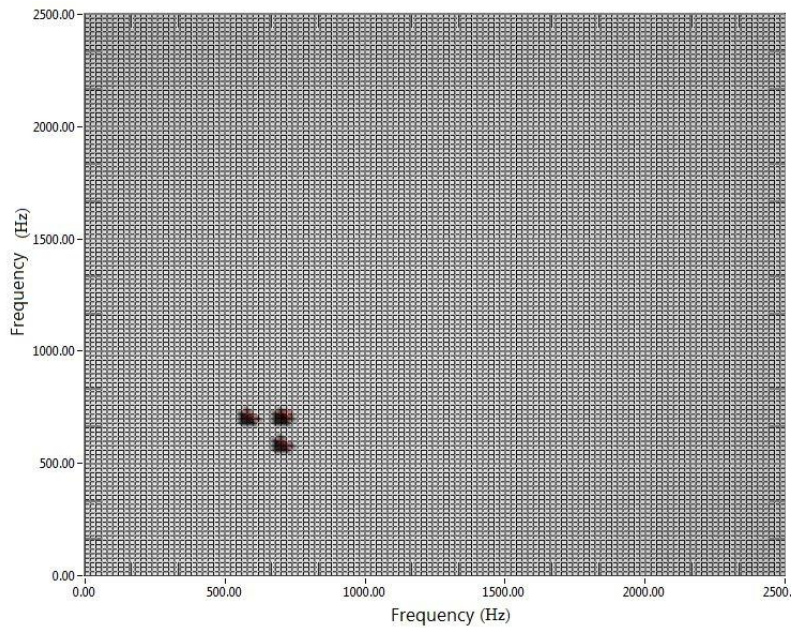
Վերոնշյալ քայլից հետո նկար 2.16-ում և նկար 2.17-ում արդեն մասամբ պարզ է դառնում, թե որ հաճախությունները հնարավոր է պատկանեն հաճախականային և որն՝ ամպլիտուդային մոդուլացիային:

Ամպլիտուդային մոդուլացիայի դեպքում բաղադրիչների միջև գործող փուլային կապվածությունը խիստ տարբերվում է հաճախականային մոդուլացիայի բաղադրիչների միջև գործող փուլային կապից: Հենց այդ տարբերությունից օգտվելով՝ հնարավոր է երկու միևնույն կրողն ունեցող տարբեր մոդուլացիայի տեսակներ տարանջատել իրարից:

Հաջորդ քայլով ամպլիտուդային մոդուլացիայի առանձնացման միջոցով հնարավոր կլինի նաև տարանջատել հաճախականային մոդուլացիային պատկանող պիկերը:

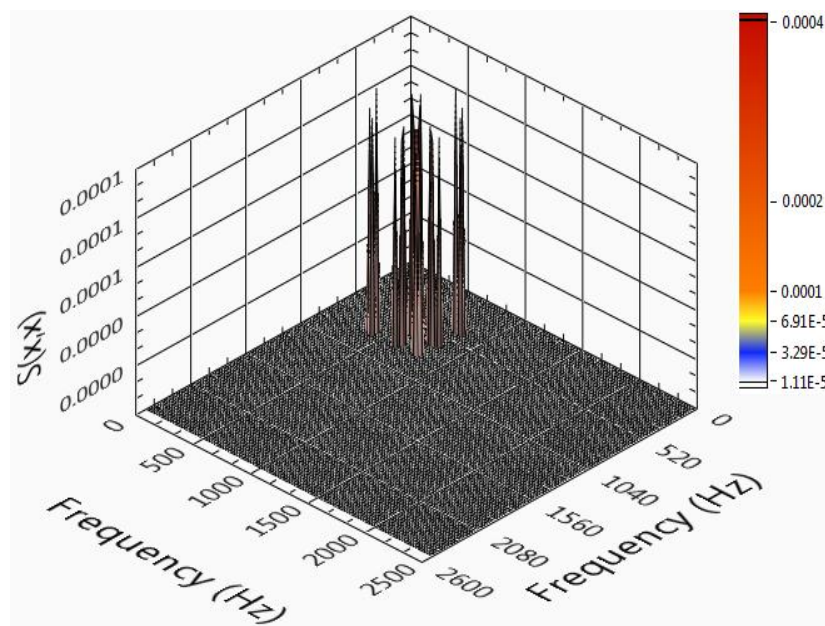


Նկար 2.18: ՃԿԱՄ-ի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումը:

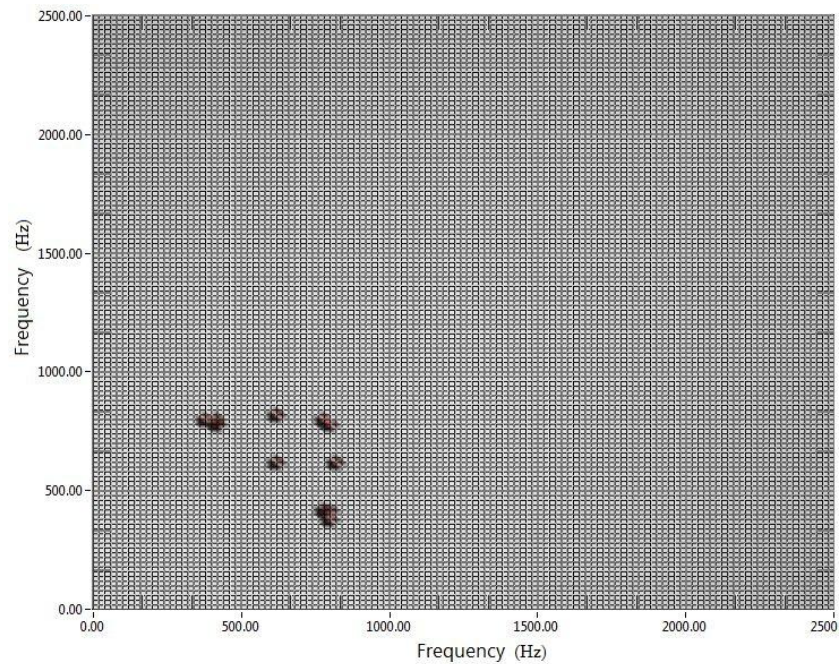


Նկար 2.19: ՃԿԱՄ-ի բիսպեկտրալ վերլուծության տեսքը վերևից՝ XOY հարթությունում:

Նկար 2.18-ում և նկար 2.19-ում ստացված արդյունքների միջոցով արդեն հնարավոր կլինի առանձնացնել նաև հաճախականային մոդուլյացիային պատկանող բաղադրիչները: Դրա համար բավական է նկար 2.16-ում ստացված արդյունքներից առանձնացնել նկար 2.18-ում ստացված արդյունքները:



Նկար 2.20: Հաճախականային մոդուլյացիայի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումը:



Նկար 2.21: Հաճախականային մոդուլյացիայի բիսպեկտրալ վերլուծության տեսքը վերևից՝ XOY հարթությունում:

Նկար 2.20-ում և նկար 2.21-ում արդեն ներկայացված է զտված հաճախականային մոդուլյացիան:

Առաջարկված մեթոդը, որը հիմնված է բիսպեկտրալ վերլուծության վրա, հնարավորություն է տալիս տարանջատելու մի մոդուլյացիայի տեսակը մեկ այլ մոդուլյացիայի տեսակից: Ստացվում է՝ բացի աղմուկների ճնշումից և փուլային կապվածություն հայտնաբերելուց, բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծության միջոցով հնարավոր է կառուցել համակարգ, որը նաև կտարանջատի մոդուլյացիաների տեսակները իրարից:

ԳԼՈՒԽ 3. ԱՆԸՆԴՀԱՏ ԳՈՐԾՈՂՈՒԹՅԱՆ ՌԱԴԱՐՆԵՐՈՎ ԿԱՏԱՐՎԱԾ

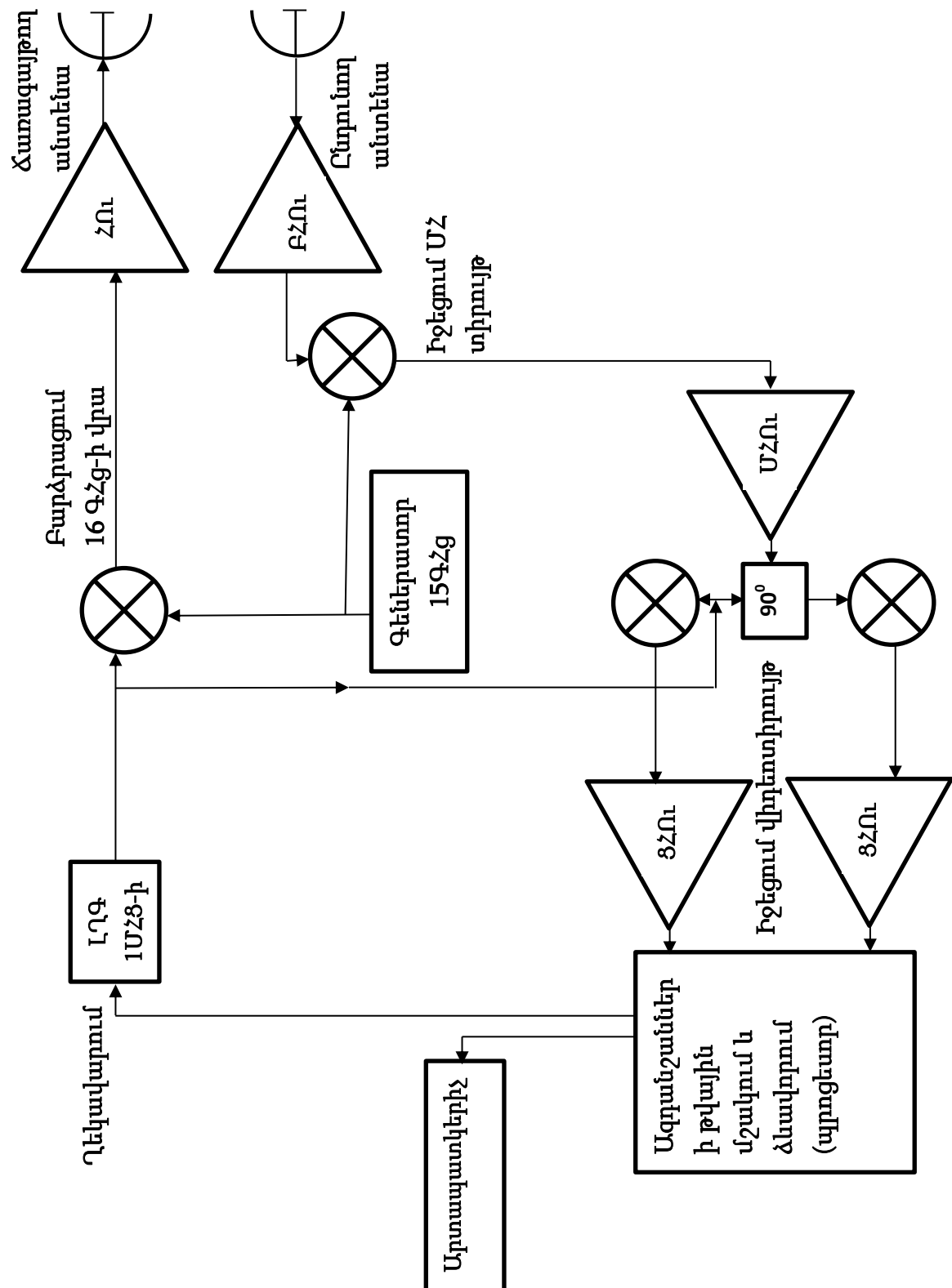
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱՐԴՅՈՒՆՔՆԵՐ:

3.1 Անընդհատ գործողության ռադարներ:

Ի սկզբանե ռադարների զարգացումը պայմանավորված էր ռազմական նպատակներով և մինչ օրս էլ այդ ոլորտը մնում է ռադարների գլխավոր զարգացնողն ու սպառող: Սակայն ներկայումս ռադարների օգտագործման ոլորտն ավելի ու ավելի է մեծանում ու ընդարձակվում: Անկախ այն հանգամանքից, թե ՌԼԿ-ն ինչպիսի անուն է կրում, բոլոր նման սարքավորումներն կատարում են միևնույն ֆունկցիան: Այն է՝ շարժվող օբյեկտների հայտնաբերում, վերջիններիս հեռավորության և հարաբերական արագության չափում: Սակայն հնարավոր է նաև ռադարները խիստ տարբերվեն իրենց առաջ դրված խնդրի լուծման եղանակներով, ճառագայթման եղանակով, կառուցվածքային սխեմաներով, ճառագայթման հաճախություններով և այլն:

Ըստ ճառագայթման եղանակի տարանջատվում են ռադարների երկու տեսակ՝ անընդհատ գործողության (ԱԳ, անգլերեն CW-continuous Waving) և իմպուլսային: Այս երկու եղանակների մեջ տարբերությունը կայանում է նրանում, որ ԱԳ ռադարներն ճառագայթում են անընդհատ, իսկ իմպուլսայինները՝ որոշակի իմպուլսային փաթեթներով: Երկու ճառագայթային եղանակներով ռադարներից առաջինը եղել են ԱԳ ռադարները, որոնք իմպուլսային ռադարների հայտնվելուն պես զիջել են իրենց դիրքերը վերջիններիս: Սակայն, գիտության աճին զուգընթաց, վերջին տարիներին ԱԳ ռադարները նորից սկսեցին լուրջ թափով զարգացում ապրել և բավականին առաջ անցան իմպուլսային ռադարներից:

Այս աշխատանքում ևս մարդու հայտնաբերման համար օգտագործվում է ԱԳ ՌԼԿ: Այն բաղկացած է երկու անտենաներից՝ ընդունիչ և հաղորդիչ, որոնք հնարավորություն են տալիս ճնշելու փուլային աղմուկները: Ռադարի բլոկ-սխեման ներկայացված է նկար 3.1-ում [80-81]:



Նկար 3.1: Ռադարի բլոկ-սխեման:

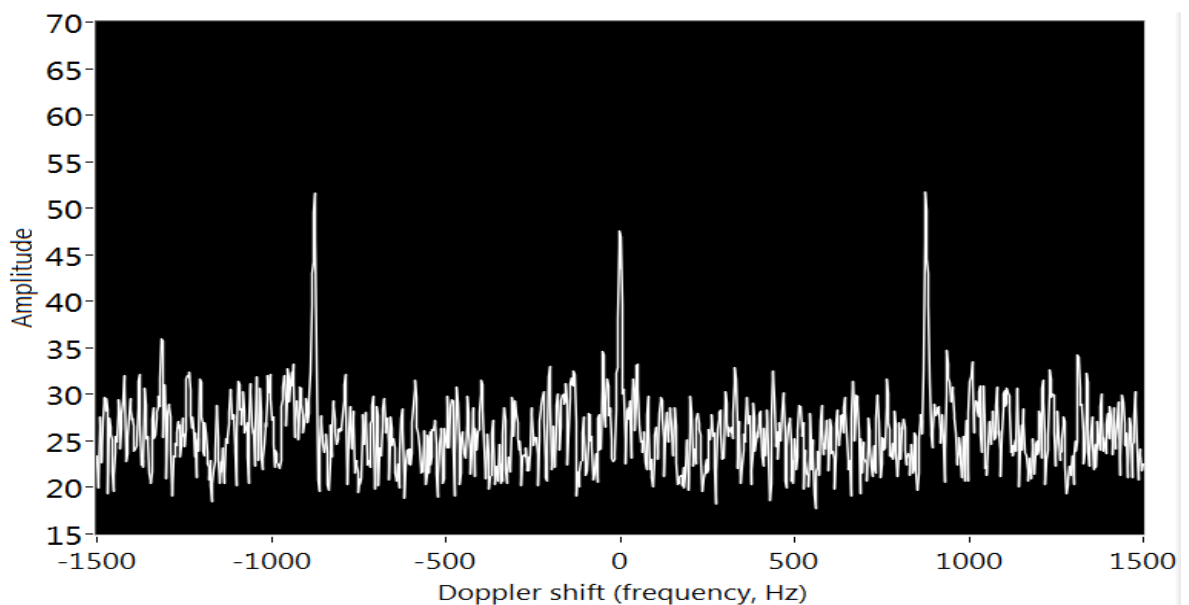
Այս ռադարի միջոցով ստացված տվյալները ենթարկվում են բիսպեկտրալ վերլուծության, որի միջոցով հնարավոր է դառնում հայտնաբերել շարժվող օբյեկտի՝ տարբեր հատվածներից անդրադարձած ազդանշանների միջև առկա փուլային կապը: Ռադարի միջոցով ստացված արդյունքները ներկայացված են այս գլխում:

3.2 Ուսումնասիրությունների ժամանակ ստացված արդյունքներ:

3.2.1 Կլատերի ուսումնասիրություն:

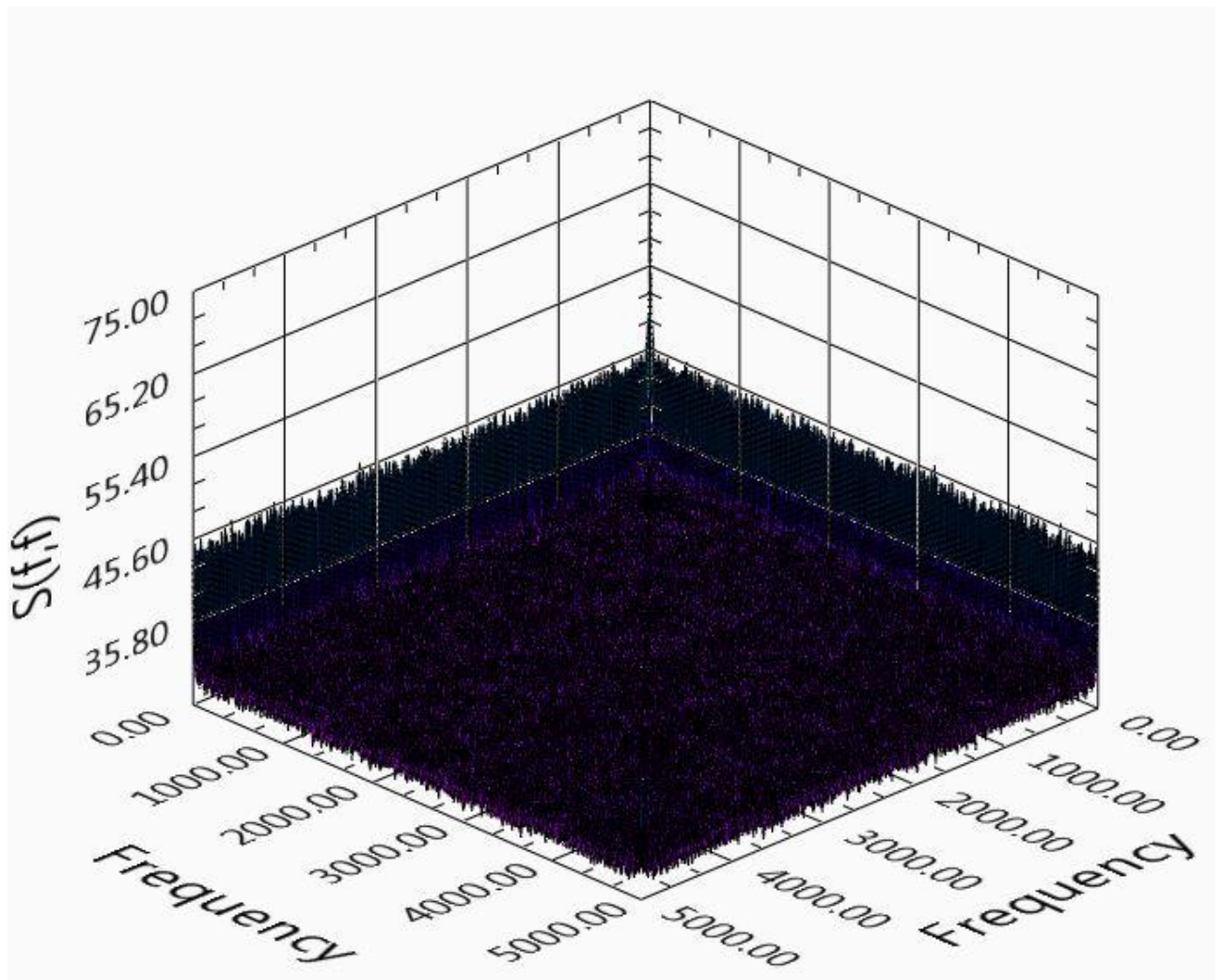
Ուսումնասիրությունների ժամանակ օգտագործվել է երկկապուղով՝ IQ ԱԳ-ՌԼԿ, որի միջոցով գրանցվել են կլատերի, ընթացող մեքենայից և շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանները: Ստացված արդյունքներն ենթարկվել են բիսպեկտրալ վերլուծության:

Չափումները կատարվել են մի քանի դեպքերի համար: Առաջին հերթին ուսումնասիրվել է կլատեր: Քանի որ կլատերը իրենից ներկայացնում է տեղական օբյեկտներից անդրադարձած ազդանշան, ապա այդ օբյեկտների շարժումները կարելի է դիտարկել որպես իրարից անկախ տատանողական շարժում կատարող մաթեմատիկական ճոճանակներ, այսինքն՝ փուլային կապվածությունն բացակայում է: Կլատերի սպեկտրը ներկայացված է նկար 3.2-ում:



Նկար 3.2: Կլատերի սպեկտրը:

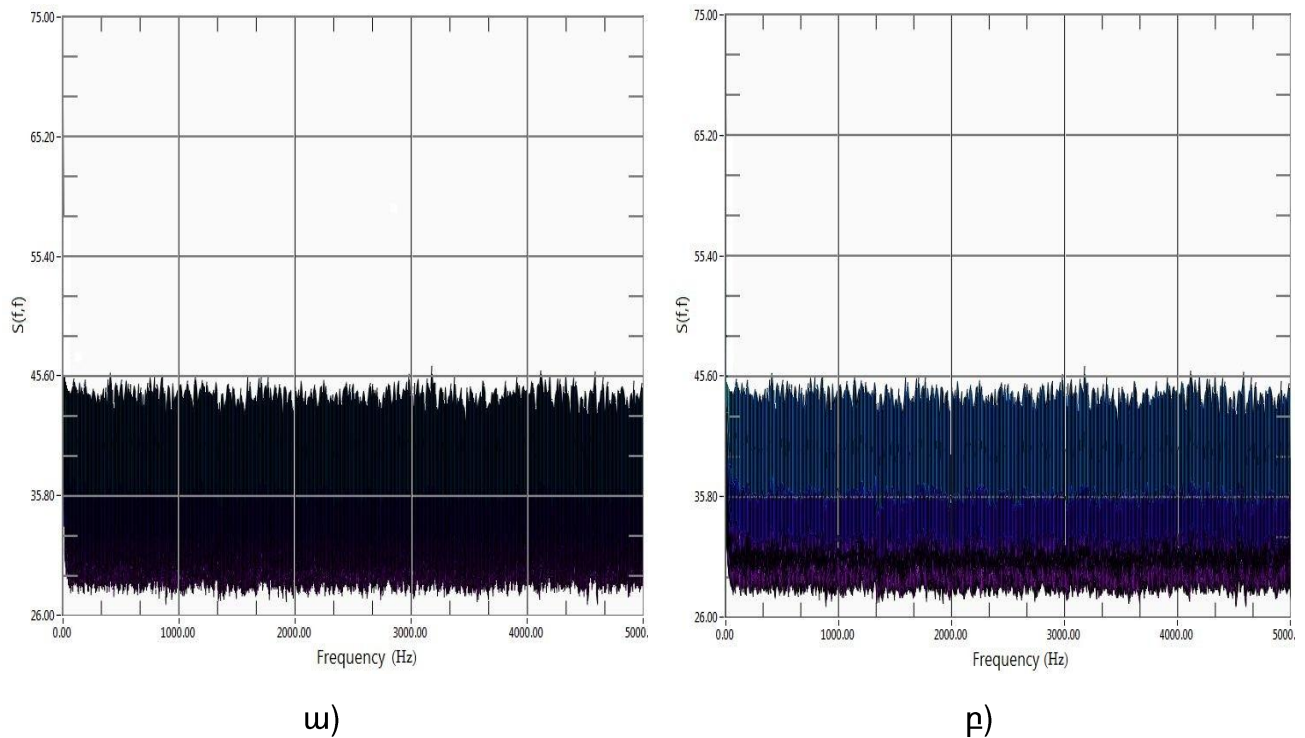
Նկար 3.2-ում երևում է, որ կլատերի սպեկտրում առկա են պիկեր, որոնք էլ հենց տեղային օբյեկտներից անդրադարձված բաղադրիչներն են: Քանի որ այդ ազդանշանները գրանցվել են տարբեր մարմիններից, ապա նրանց միջև բացակայում է փուլային կապը: Իսկ դա նշանակում է, որ գրանցված բաղադրիչների միջև կոհերենտությունն բացակայում է, և բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքում կապված պիկերը կբացակայեն: Այդ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը պատկերված է նկար 3.3-ում:



Նկար 3.3: Կլատերի բիսպեկտրալ վերլուծություն:

Ինչպես երևում է նկար 3.3-ից՝ սպեկտրում առկա վառ արտահայտված պիկերը բիսպեկտրալ վերլուծության պարագայում բացակայում են: Դա վկայում է հենց այն մասին, որ կոհերենտություն առկա բաղադրիչների միջև բացակայում է: Նկար 3.4-ում ներկայացված է կլատերի բիսպեկտրալ վերլուծությունը համապատասխանաբար XOZ

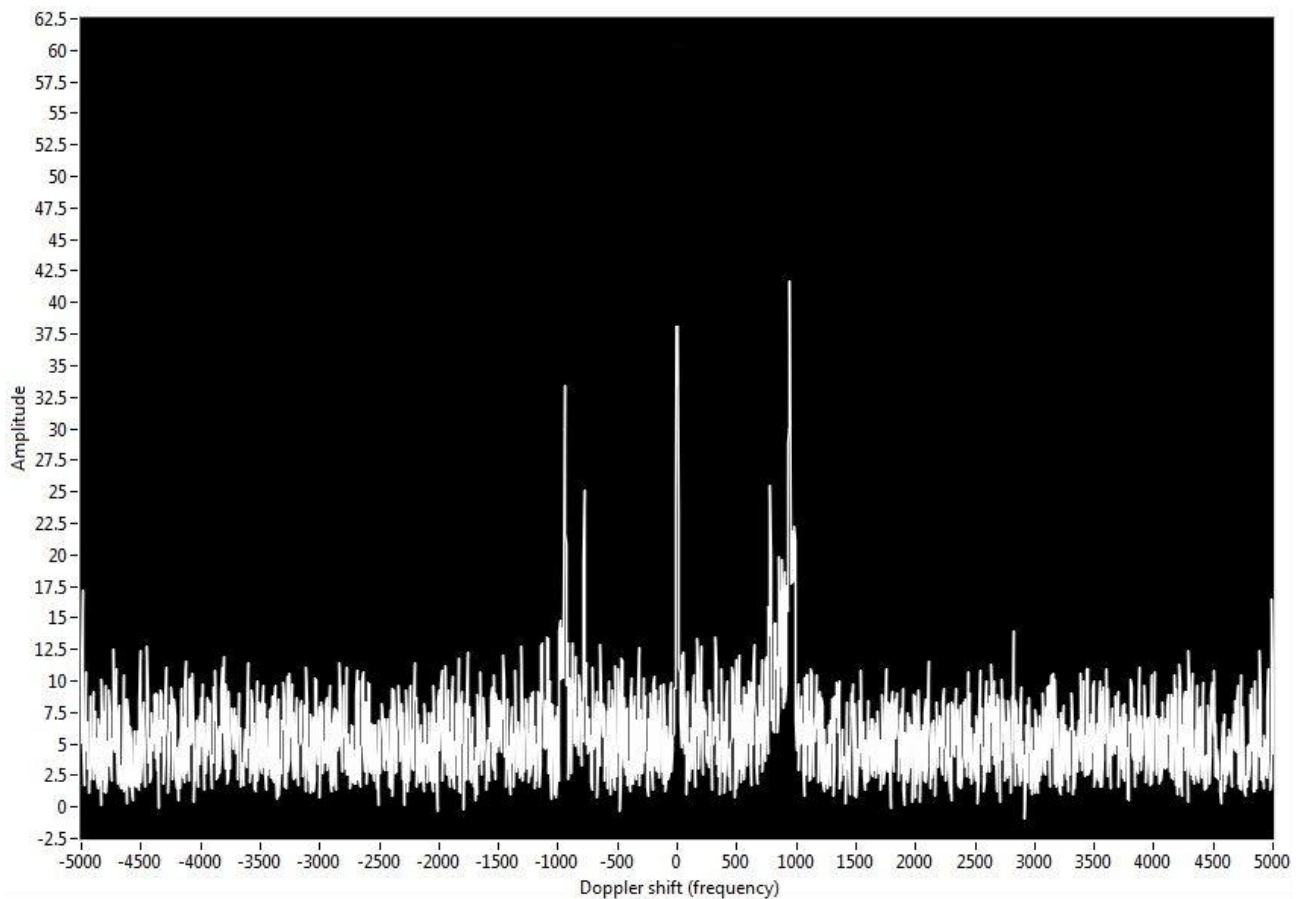
(ա) և YOZ (բ) հարթություններում, որտեղ OX-ը և OY-ը հաճախությունների առանցքներն են, OZ՝ բիսպլանային:



Նկար 3.4: Կլատերի բիսպլանային վերլուծությունը համապատասխանաբար XOZ (ա) և YOZ (բ) հարթություններում:

3.2.2 Ընթացող ավտոմեքենայի ուսումնասիրություն:

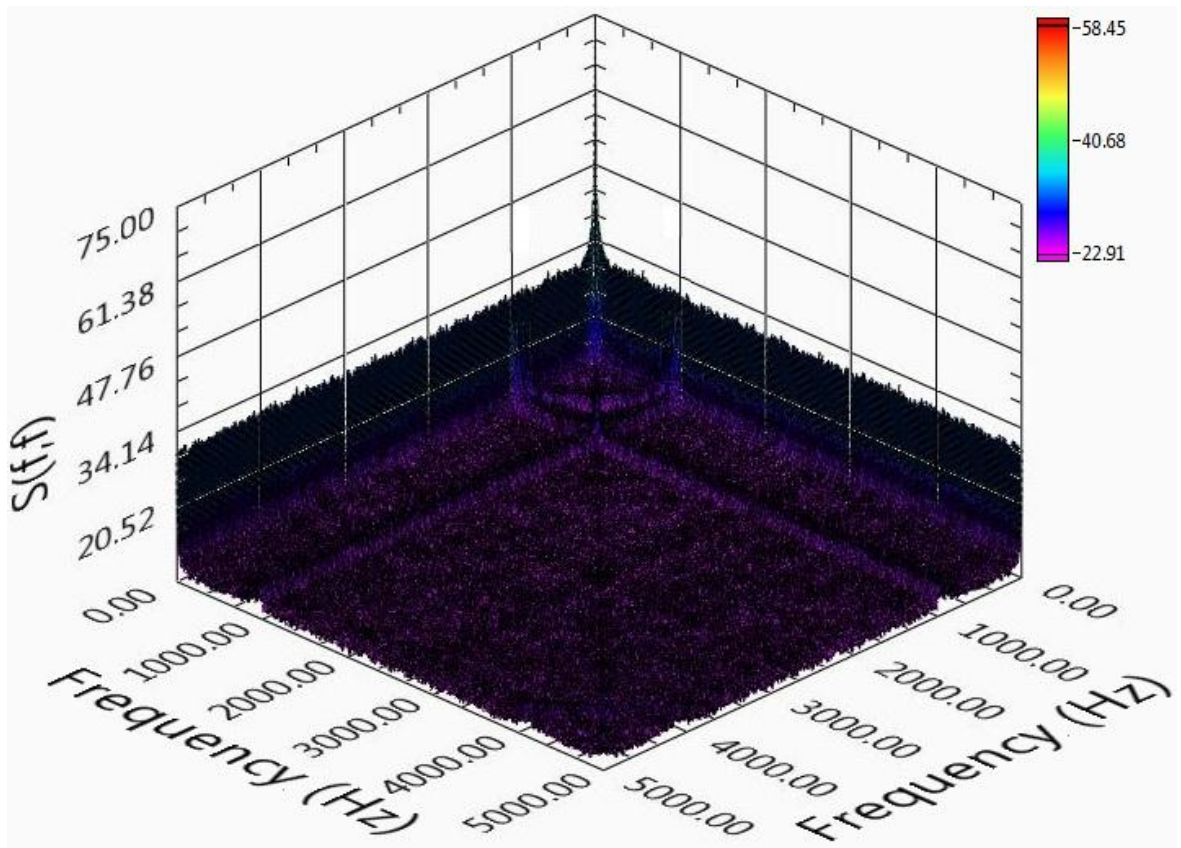
Պատկերը այլ է, երբ ուսումնասիրվում է շարժվող թիրախ: Ինչպես արդեն նշվեց՝ շարժվող օբյեկտից գրանցված ազդանշանը իր մեջ պարունակում է դոպլերյան շեղում: Նախ քննարկենք ընթացող ավտոմեքենայի դեպքը: Ընթացող ավտոմեքենայի հայտնաբերման խնդրում ռադարի կողմից գրանցվում է միայն մեքենայի իրանից անդրադարձած ազդանշան՝ արագությունով պայմանավորված դոպլերյան շեղում: Քանի որ գրանցված ազդանշանը իրենից ներկայացնում է միայն մեկ հաճախականային բաղադրիչ, ապա ընթացող մեքենայի խնդրում սպեկտրում նախորդ դեպքի նման կհայտնվի պիկ, որը կհամապատասխանի շարժվող մեքենայի արագությունով պայմանավորված դոպլերյան շեղմանը, իսկ բիսպլանային վերլուծության արդյունքներում որևէ փոփոխություն չենք տեսնի, քանի որ կոհերենտության (1.2.3) պայմանը ստուգել չենք կարողանա: Գրանցված ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծության արդյունքները պատկերված են նկար 3.5-ում:



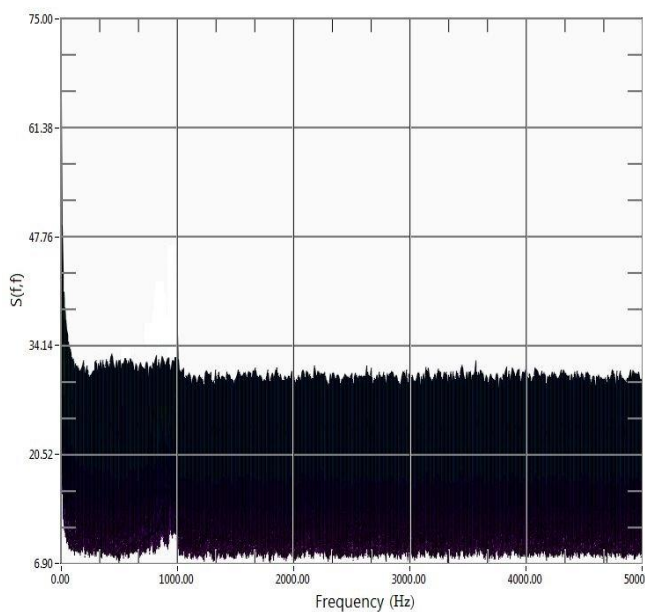
Նկար 3.5: Ընթացող ավտոմեքենայից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը:

Ինչպես նախորդ խնդրում՝ այս դեպքում ևս սպեկտրում հայտնվում են բաղադրիչներ, որոնք առաջացել են տեղային օբյեկտներից ճառագայթված ազդանշանի անդրադարձման պարագայում: Նկար 3.5-ից պարզ երևում է, որ մեքենան հեռացող մեքենա է:

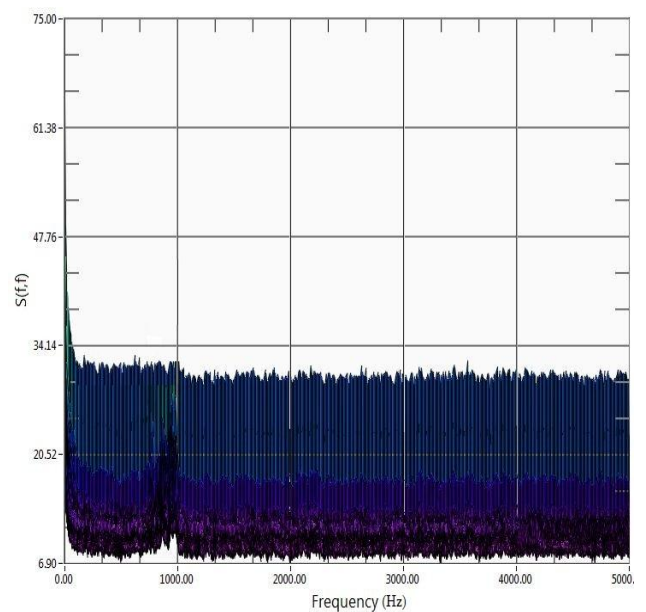
Պատկերը կտրուկ փոխվում է, երբ կատարվում է գրանցված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծություն: Ի տարբերություն նախորդ արդյունքների, այս դեպքում բիսպեկտրալ վերլուծության ընթացքում $f_d = 800 \text{ Հց}$ հաճախության վրա չնչին խոտորում է առաջանում: Դա պայմանավորված է նրանով, որ թե՛ սպեկտրալ վերլուծությունում, թե՛ բիսպեկտրալ վերլուծությունում մենք օգտվում ենք կոմպլեքս ՖԱԶ-ից՝ առաջին դեպքում միաչափ, իսկ երկրորդ դեպքում՝ երկչափ տեսքով: Տարբերությունները ակնհայտ են նաև բիսպեկտրումի XOZ և YOZ հարթություններում: Բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը ներկայացված է նկար 3.6-ում, իսկ համապատասխան հատույթները նկար 3.7 (ա)-ում և (բ)-ում:



Նկար 3.6: Ընթացող մեքենայի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը:



ա)



բ)

Նկար 3.7: Ընթացող մեքենայի բիսպեկտրալ վերլուծության XOZ (ա) և YOZ (բ) հարթությունները:

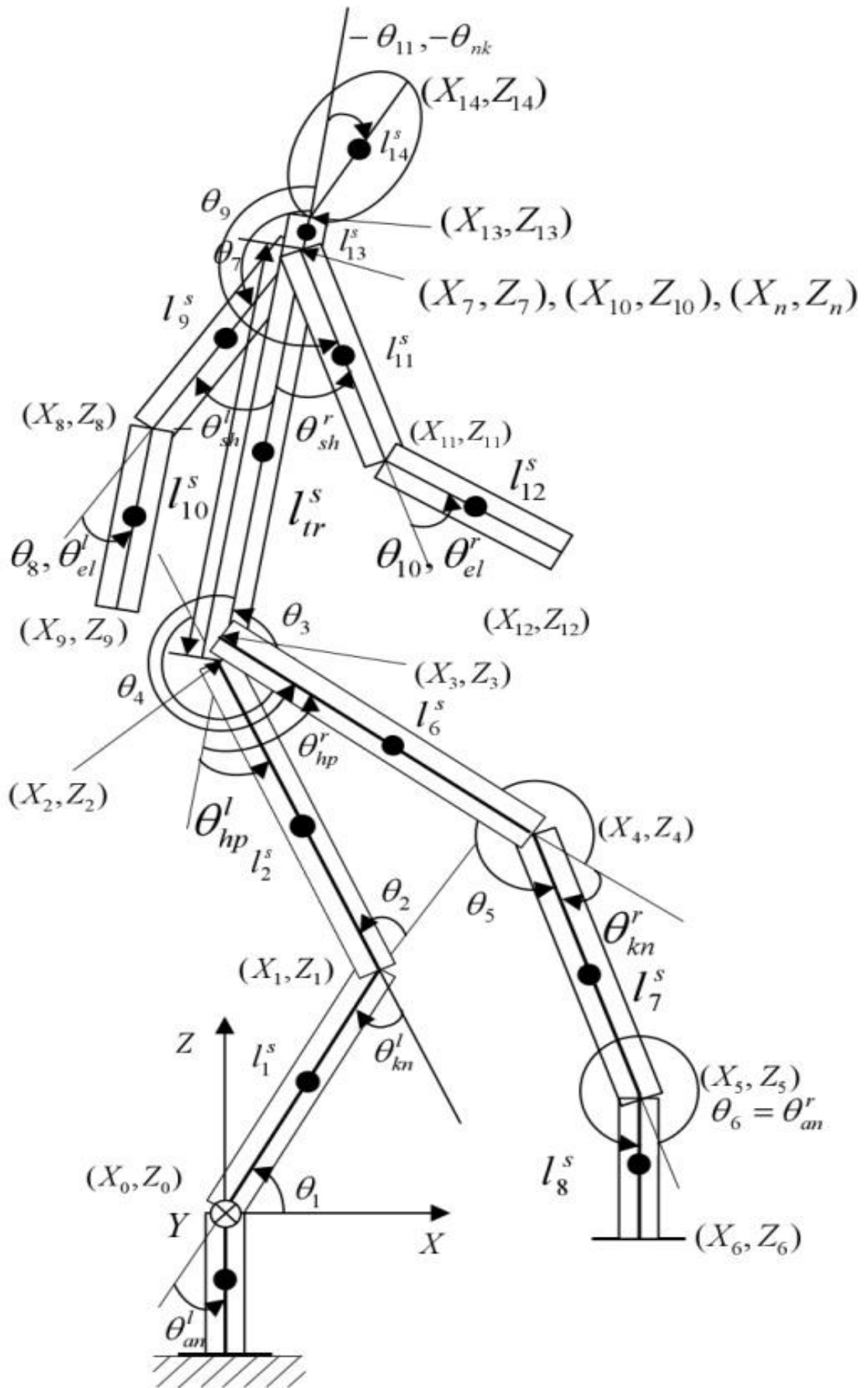
3.3. Մարդու շարժման ուսումնասիրությունը:

3.3.1. Մարդու շարժման նկարագրությունը:

Աշխատանքի առանցքային խնդիրը շարժվող օբյեկտի հայտնաբերումն է: Մինչ օբյեկտի հայտնաբերման բուն խնդրին անցնելն անհրաժեշտ է հասկանալ, թե իրականում ինչպիսի շարժումներ են կատարում մարդու մարմնի առանձին հատվածները: Այս բաժնում ներկայացված են ԱԳ-ՌԼԿ միջոցով կատարված ուսումնասիրությունների ընթացքում ստացված արդյունքները [82-89]:

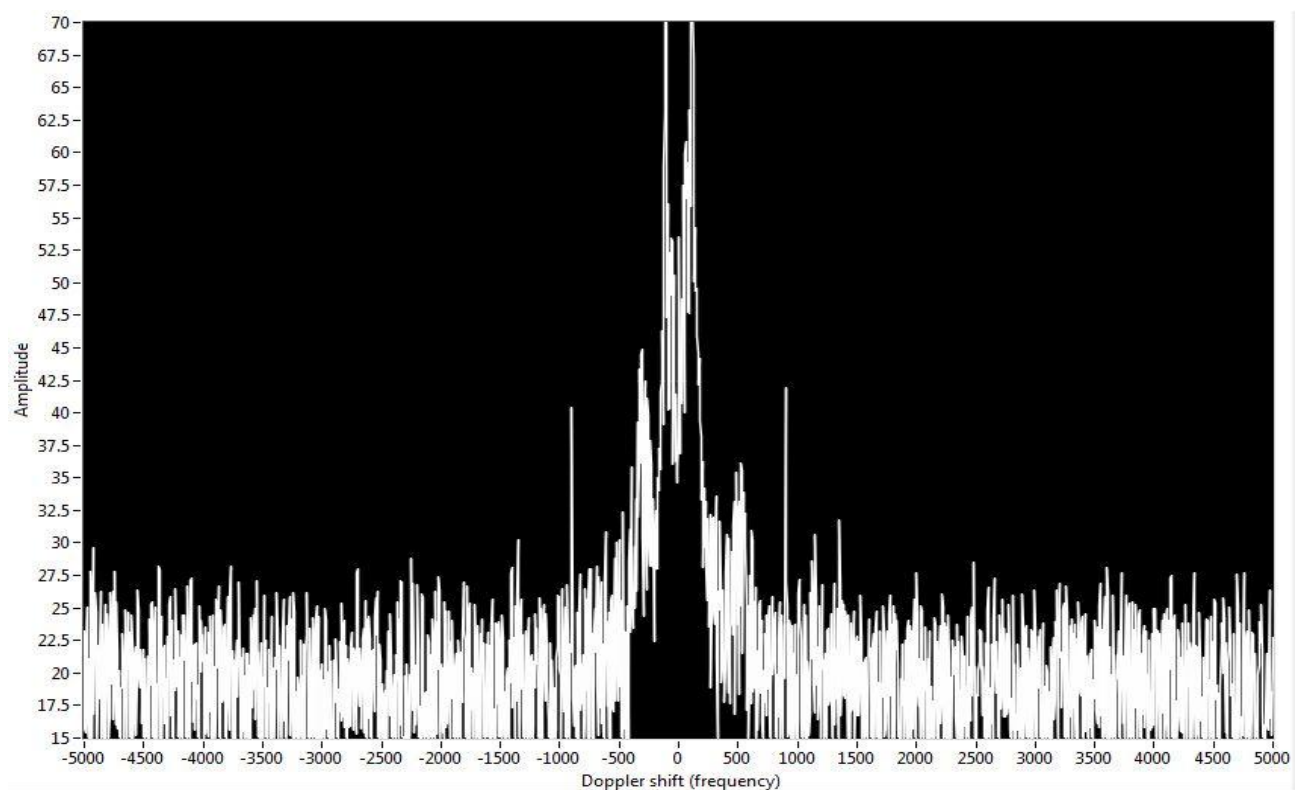
Ինչպես արդեն նշել էինք՝ մարդու շարժումը իրենից բավականին բարդ շարժում է ներկայացնում: Իր գրավիտացիոն կենտրոնի շուրջ մարդու վերջույթները կատարում են ոչ միայն բարդ տատանողական, այլև ինչ-որ չափով պտտական շարժում՝ իրենց առանցքի շուրջը: Բացի վերջույթների նմանատիպ բարդ տատանողական-պտտական շարժումից, մարդու իրանը կարող է կատարել կա՛մ համընթաց շարժում՝ քայլելու դեպքում, կա՛մ արագացող շարժում՝ վազքի ժամանակ: Մարմնի յուրաքանչյուր հատվածի յուրաքանչյուր շարժումը իր ներդրում է ունենում մարդու բավականաչափ բարդ սպեկտրի ձևավորման մեջ: Այդ շարժումների հետևանքով մարդու սպեկտրը բավականին լայնանում է:

Խնդիրը ավելի է բարդանում, երբ բացի մարդու շարժումից անդրադարձված ազդանշանում առկա են այլ մարմինների շարժումներ ևս: Այս պարագայում օգտակար ազդանշանի տարանջատումն ոչ օգտակար ազդանշանից պրակտիկորեն դառնում է անհավանական [90-96]: Այդ իսկ պատճառով բիսպեկտրալ ուսումնասիրության միջոցով հայտնաբերվող փուլային կապվածության միջոցով հնարավոր է հայտնաբերել շարժվող մարդուն՝ անկախ սպեկտրի բարդության և նրանում առկա աղմուկների և խանգարումների: Ավելի մանրամասն մարդու մարմնի տարբեր մասերի բարդ տատանողական-պտտական շարժումները ներկայացված է նկար 3.8-ում:



Նկար 3.8: Մարդու մարմնի տարբեր մասերի շարժումները:

Նկար 3.8-ում ներկայացված է մարդու մարմնի տարբեր մասերի շարժումը XOZ հարթության մեջ: Նկարում θ տառերով ներկայացված է մարմնի այն հատվածները, որտեղ հնարավոր է պտտական շարժումների առաջացումը, ինչպես նաև համապատասխան առանցքներից մամնի շարժման ընթացքում հնարավոր առավելագույն շեղման անկյունը: 1 տառերով նշանակված են մարմնի առանձին հատվածների երկարությունը, իսկ մուգ կետերով՝ այդ հատվածների գրավիտացիոն կենտրոնները: (X_n, Z_n) զույգերը հանդիսանում են կորորդինատներ: Հենց նկար 3.8-ում պատկերված առանձին հատվածների տատանողական-պտտական շարժումների ամբողջությունից էլ ձևավորվում է նկար 3.9-ում պատկերված այդաստիճան բարդ սպեկտրը:



Նկար 3.9: Շարժման մեջ գտնվող մարդու սպեկտր:

Կատարված ուսումնասիրությունների ժամանակ մարդու մարմնի տարբեր մասերի անդրադարձած ազդանշաններ ունեն տարբեր դոպլերյան շեղումներ: Այդ շեղումներն ընդունված է անվանել միկրոդոպլերյան շեղումներ: Այս աշխատանքում բխսպեկտրալ ուսումնասիրությունների համար օգտագործվում են հենց միկրոդոպլերյան տվյալներ՝ մարդու նույնականացման և հայտնաբերման համար:

3.3.2 Միկրոդոպլերի երևույթը:

Դոպլերյան երևույթը տարբեր ռադիոլոկացիոն խնդիրներում մեծ կիրառություններ ունի: Վերջինիս կիրառումը հատկապես մեծ է շարժվող բացարձակ պինդ մարմինների հայտնաբերման խնդիրներում: Վերջինիս միջոցով հնարավոր է պարզել դիտարկվող թիրախի շարժման արագությունը՝ շնորհիվ ռադարի ճառագայթած ազդանշանի ձևափոխվելու: Հենց շարժումն է պատճառը, որ տեղի է ունենում հաճախականային փոփոխություն:

Մարդու շարժման ժամանակ խնդիրը այլ է: Մարդու մարմնի տարբեր մասերից անդրադարձած ազդանշաններն իրենց առանձին ներդրումն են ունենում վերջնական ազդանշանի ձևավորման մեջ, որն էլ հենց գրանցվում է ԱԳ-ՌԼԿ-ի կողմից որպես մարդուց անդրադարձած վերջնական ազդանշան: Միկրոդոպլերյան շեղումները ոչնչով չեն տարբերվում դոպլերյան շեղումից: Միակ տարբերությունը կայանում է նրանում, որ միկրոդոպլերյան յուրաքանչյուր բաղադրիչ պատկանում է միևնույն շարժվող մարմնին, այսինքն նրանց միջև գոյություն ունեն փուլային կապվածություններ: Ինչպես արդեն նշեցինք՝ միկրոդոպլերյան շեղումներն առաջանում են նկար 3.8-ում ներկայացված յուրաքանչյուր հատվածի շարժման արդյունքում, և հենց այդ շարժումներով է պայմանավորված նկար 3.9-ում պատկերված սպեկտրի այդ աստիճան բարդությունը:

Ռադարի կողմից գրանցված ազդանշանը ֆունկցիա է ժամանակից և հնարավոր է ներկայացնել հետևյալ ձևով՝

$$s(t) = A \exp[j(2\pi f_0 t + \varphi(t))], \quad (3.3.1)$$

որտեղ A -ն անդրադարձելիությունն է, f_0 -ն ռադարի կողմից ուղարկված ազդանշանի կրող հաճախությունն է, $\varphi(t)$ -ն՝ ժամանակի ընթացքում փոփոխվող փուլը: Ենթադրելով, որ անդրադարձնող հատվածները տատանվում են ինչ-որ ω_v հաճախությամբ, ժամանակի ընթացքում փոփոխվող փուլի համար կարող ենք գրել՝

$$\varphi(t) = \beta \sin(\omega_v t), \quad (3.3.2)$$

որտեղ $\beta = 4\pi D_v/\lambda$, D_v -ն տատանման ամպլիտուդն է, իսկ λ -ն՝ ճառագայթված ալիքի երկարությունն է: Տեղադրելով (3.3.2) արտահայտությունն (3.3.1) արտահայտության մեջ՝ գրանցված ազդանշանի համար կստանանք հետևյալ հավասարումը՝

$$s(t) = A \exp[j(2\pi f_0 t + \beta \sin(\omega_v t))], \quad (3.3.3)$$

(3.3.3) հավասարումը կարելի է ներկայացնել ֆուրյե շարքի տեսքով՝

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp[j(2\pi f_0 + n\omega_v)t], \quad (3.3.4)$$

Ֆուրյե c_n գործակիցները հնարավոր է որոշել հետևյալ բանաձևով՝

$$c_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\beta \sin(\omega_v)t} e^{-jn\omega_v t} dt = J_n(\beta), \quad (3.3.5)$$

որը n -րդ աստիճանի առաջին կարգի Բեսսել ֆունկցիան է: Տեղադրելով (3.3.5) հավասարումը (3.3.3) հավասարման մեջ՝ կստանանք հետևյալ հավասարումը՝

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp[j(2\pi f_0 + n\omega_v)t], \quad (3.3.6)$$

(3.3.6) հավասարումով էլ հենց պայմանավորված է միկրոդոպլերյան սպեկտրը: Այն իր մեջ ներառում է f_0 կենտրոնական հաճախության շրջակայքում կուտակված հարմոնիկ սպեկտրալ գծերի զույգեր, որոնք իրարից գտնվում են $\omega_v/2\pi$ հեռավորության վրա: Քանի որ (3.3.3) բանաձևում ներկայացված ազդանշանի փուլը փոփոխվում է ժամանակի ընթացքում, ապա տատանման հետևանքով առաջացած f_D միկրոդոպլերյան հաճախության համար կարող ենք գրել՝

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} \beta \omega_v \cos(\omega_v t) = \frac{2}{\lambda} D_v \omega_v \cos(\omega_v t), \quad (3.3.7)$$

Ինչպես երևում է (3.3.7) հավասարումից՝ ստացվող առավելագույն հաճախությունը հավասար է $\frac{2}{\lambda} D_v \omega_v$: Անդրադարձած միկրոդոպլերյան տատանումները ժամանակից կախված փոփոխվում են սինուսի օրենքով ω_v հաճախությամբ: Երբեմն, երբ շարժվող թիրախի մարմնի տարբեր մասերի տատանումները չնչին են, դժվար է լինում հայտնաբերել միկրոդոպլերյան շեղումները: Չնայած այս հանգամանքին, հայտնաբերման և նույնականացման խնդիրներում միկրոդոպլերյան շեղումների

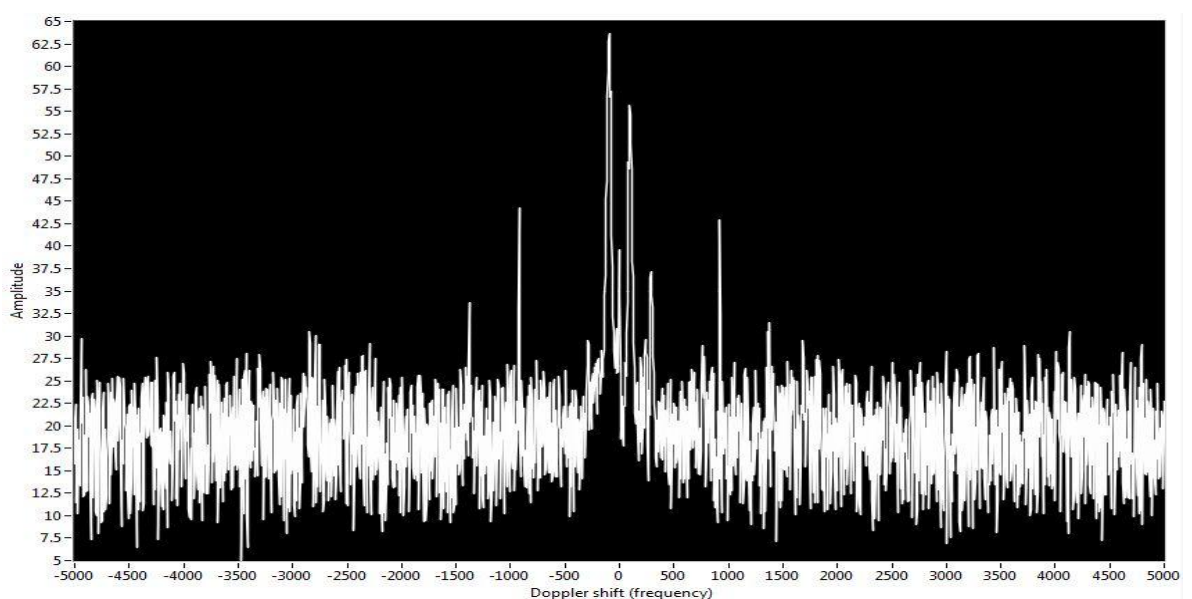
հայտնաբերումը շատ մեծ նշանակություն ունի: Այն հատկապես շատ կարևոր է ռազմարդյունաբերության մեջ՝ շարժվող մարդուց անդրադարձած ազդանշանը շրջապատի այլ մարմիններից անդրադարձած ազդանշաններից տարանջատելու համար:

3.3.3 Վերլուծության արդյունքները:

Մարդու հայտնաբերման և նույնականացման հարցում ամենակարևորը գրանցված ազդանշանում առկա միկրոդոպլերյան բաղադրիչների միջև եղած փոփոխությունների վերականգնումն է: Այսինքն՝ խիստ կարևոր է միևնույն աղբյուրից առաջացած կոհերենտ ազդանշանների հայտնաբերումը:

Ուսումնասիրությունների ժամանակ մեր կողմից արհեստականորեն ավելացվել են նաև ոչ կոհերենտ ազդանշաններ: Նկար 3.9-ում այդ ազդանշանների պիկերը տեղակայված են զրոյից $f = 900$ Հց-ով աջ և ձախ: Դա կատարված է բիսպեկտրալ վերլուծության հատկությունների ամբողջական ուսումնասիրության համար:

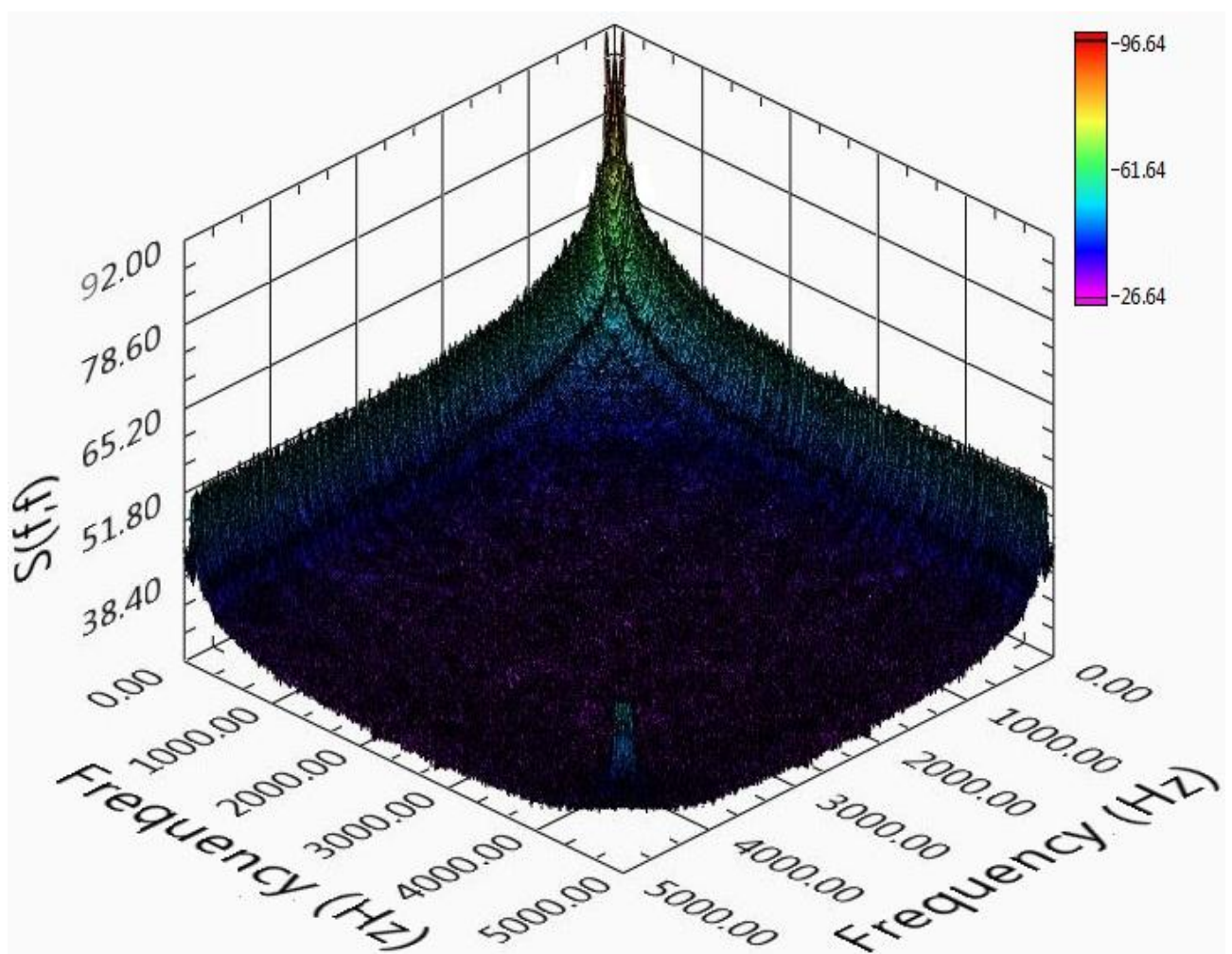
Սկզբից դիտարկենք այն դեպքը, երբ շարժման ժամանակ մարդու ձեռքերը կիպ հավաքված են վերջինիս իրանին: Այս եղանակով սպեկտրից բացառում ենք մարդու ձեռքերի շարժումներով պայամնավորված միկրոդոպլերյան շեղումները: Նմանօրինակ շարժման սպեկտրալ վերլուծությունը ներկայացված է նկար 3.10-ում:



Նկար 3.10: Մարմնին կիպ հավաքված ձեռքերով շարժվող մարդու սպեկտր:

Նկար 3.10-ում պարզ արտահայտված են զրոյից $f_1 = 900$ Հց-ով աջ և ձախ տեղայնացված ոչ կոհերենտ ազդանշանների պիկերը: Աղմկային մակարդակից այդ պիկերի բարձրությունը կազմում է 15 դԲ, իսկ մարդուց անդրադարձած ազդանշանը աղմկային ֆոնից բարձր է 25 դԲ-ով: Բացի մեր կողմից ավելացված ազդանշանի՝ սպեկտրում նաև առկա են զրոյից $f_2 = 1500$ Հց-ով աջ և ձախ շեղված պիկեր, որոնք առաջացել են կլատերից ազդանշանի անդրադարձման հետևանքով:

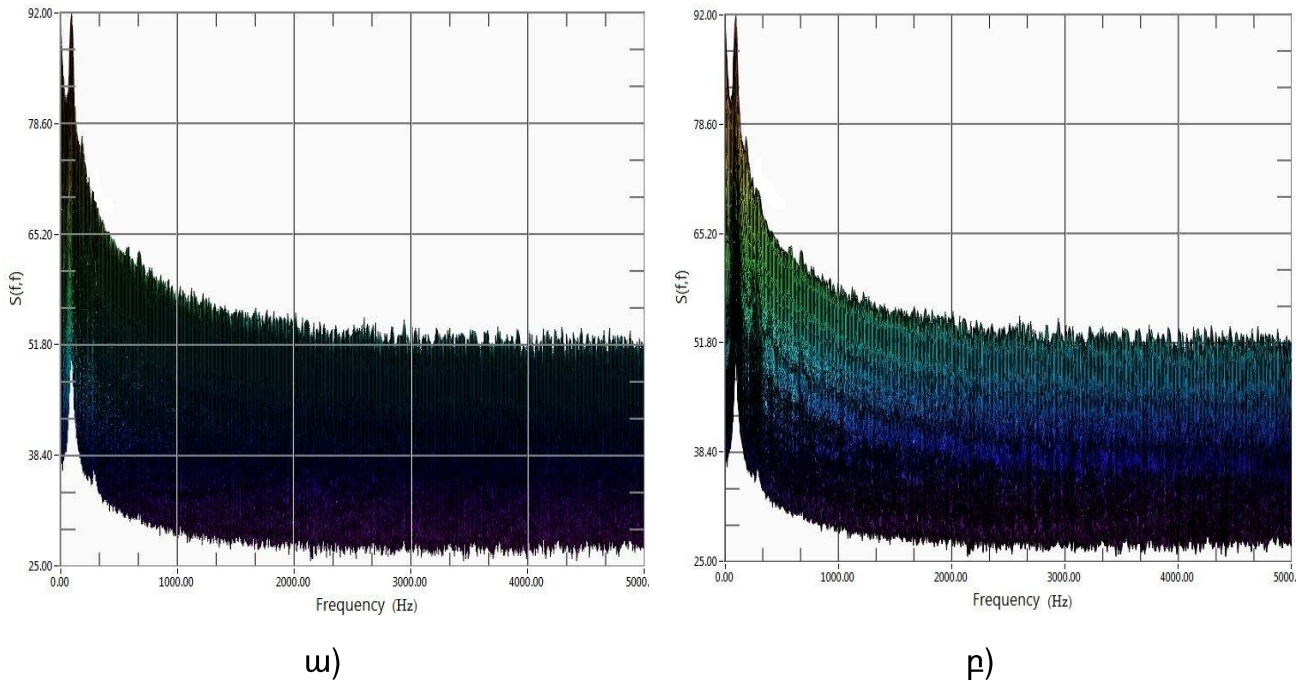
Պատկերը միանգամայն այլ է բիսպեկտրալ վերլուծության ժամանակ: Վերլուծության արդյունքների եռաչափ տեսքը բերված են նկար 3.11-ում:



Նկար 3.11: Մարմնին կիպ հալված ձեռքերով դեպի ռադար մոտեցող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը:

Նկար 3.11-ում X-երի և Y-ների առանցքները հաճախությունների առանցքներն են, իսկ Z-երի առանցքը իրենից ներկայացնում է այսպես կոչված բիամպլիտուդը՝

արտահայտված դեցիբելներով (դԲ): Նկարում օգտակար պիկերը տեղակայված են աղմուկների մակարդակից 41 դԲ-ով ավելի բարձր: Այդ տեսանկյունից, համեմատելով սպեկտրալ և բիսպեկտրալ վերլուծությունների արդյունքները, բիսպեկտրումի դեպքում ունենք 16 դԲ շահում: Նկար 3.12-ում (ա) և (բ)-ում ներկայացված են բիսպեկտրալ վերլուծության համապատասխանաբար XOZ և YOZ հատույթները, որտեղ պարզ արտահայտված է պիկերի 41 դԲ տարբերությունը աղմկային ֆոնի նկատմամբ:

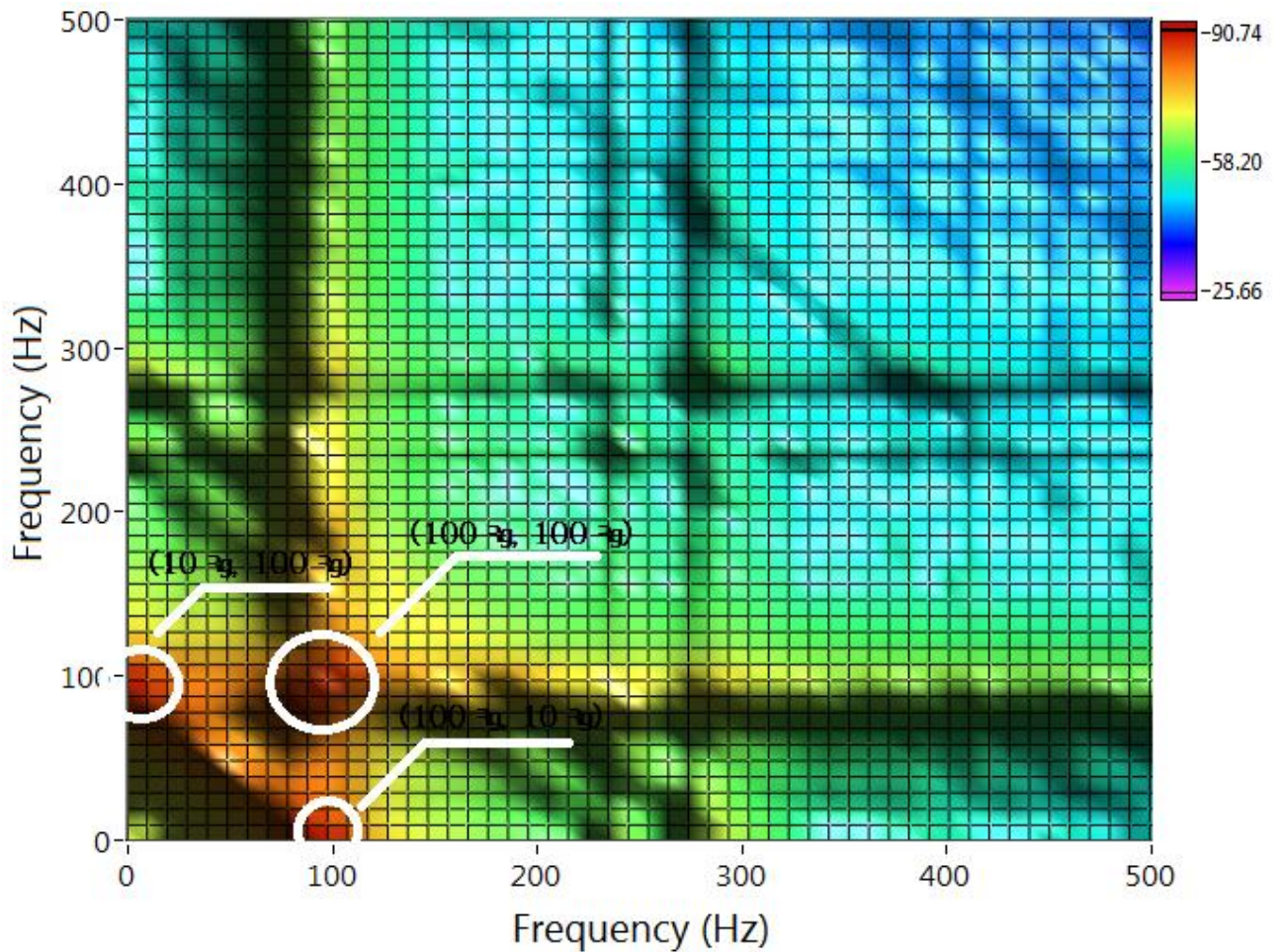


Նկար 3.12: Մարմնին կիպ հաված ձեռքերով դեպի ռադար մոտեցող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության համապատասխանաբար XOZ (ա) և YOZ (բ) հատույթները:

Ինչպես երևում է նկար 3.12-ի (ա) և (բ) պատկերներից կլատերով պայմանավորված $f_1 = 900 \text{ Հց}$ և $f_2 = 1500 \text{ Հց}$ հաճախություններով պայմանավորված ոչ կոհերենտ պիկերը բիսպեկտրալ վերլուծությունում չկան:

Եթե այս նույն վերլուծության արդյունքները դիտենք XOY հարթության մեջ, ապա հնարավոր կլինի դուրս բերել այն պիկերը, որոնց միջև գործում է փուլային կապ և (1.2.3) պայմանը բավարարվում է: Քանի որ ուսումնասիրությունների ժամանակ դիտարկվող օբյեկտը շարժվում էր ձեռքերը կիպ հաված իրանին, ապա ձեռքերի

տատանողական-պտտական շարժումներով պայմանավորված պիկերը կբացակայեն: XOY հատույթը պատկերված է նկար 3.13-ում:

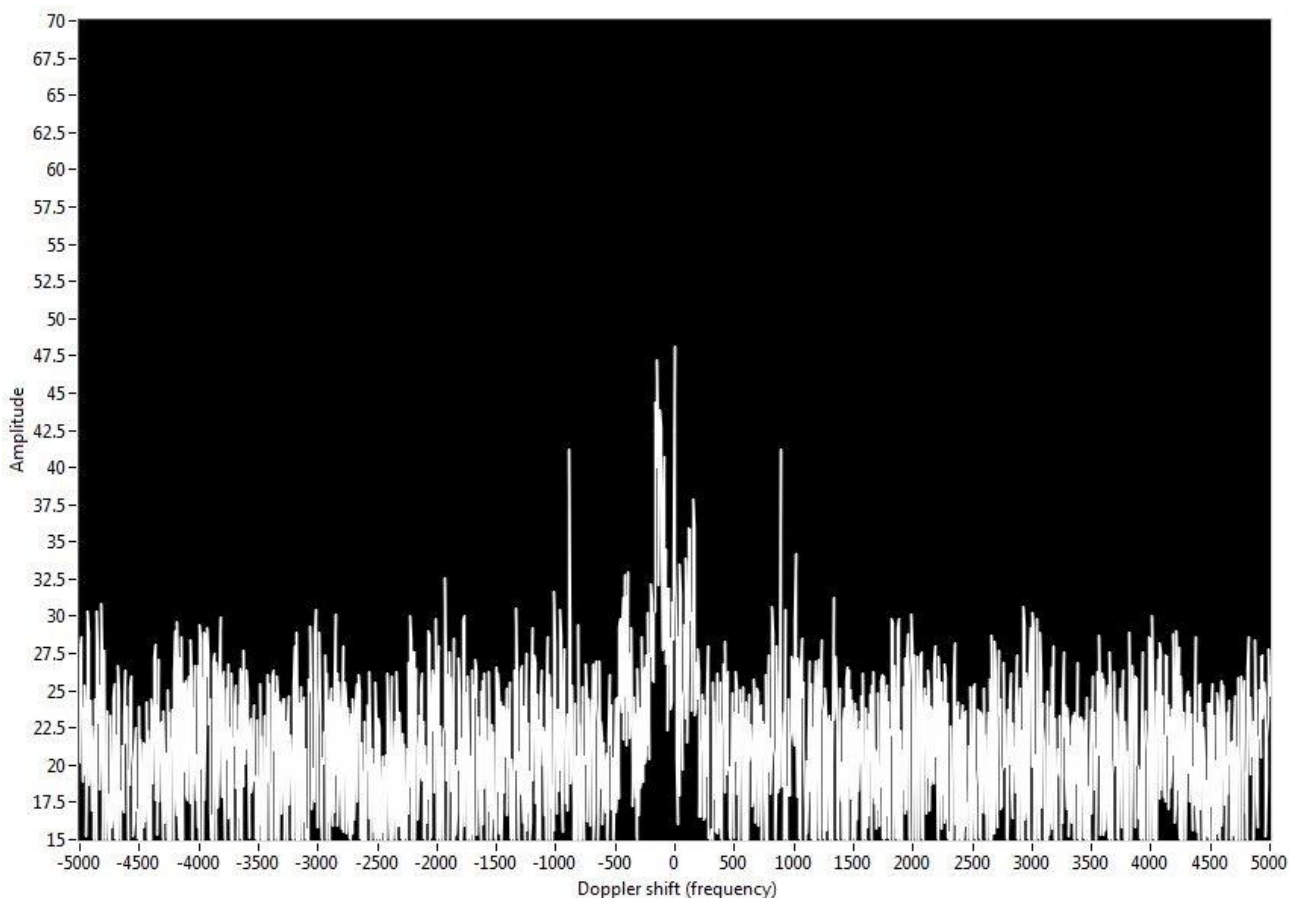


Նկար 3.13: Մարմնին կիպ հաված ձեռքերով դեպի ռադար մոտեցող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության ներկայացումը XOY հարթության մեջ:

Նկար 3.13-ում գույների դասակարգումը հետևյալն է՝ կապույտից դեպի կարմիր: Կարմիր գույնով ներկայացված են այն պիկերը, որոնք աղմկային մակարդակից բարձր էին 41 դԲ-ով: Պիկերին համապատասխանում են հետևյալ հաճախականային զույգերը՝ $(100 < \omega, 100 < \omega)$, $(100 < \omega, 10 < \omega)$ և $(10 < \omega, 100 < \omega)$: Նշված հաճախականային զույգերից հետևում է, որ այդ հաճախությունները առաջացել են նույն աղբյուրից. պատկանում են շարժվող օբյեկտին: Պիկերը երեքն են: Դա բացատրվում է նրանով, որ դիտարկվող օբյեկտի շարժման ժամանակ շարժվում են վերջինիս ոտքերը և իրանը: $(100 < \omega, 100 < \omega)$ զույգը համապատասխանում է իրանի միկրոդոպլերին, իսկ նրանից

սիմետրիկ հեռու գտնվող ($100 < g, 10 < g$) և ($10 < g, 100 < g$) զույգերին համապատասխանում են ոտքերի միկրոդոպլերները:

Համեմատության համար քննարկենք այն դեպքը, երբ ունենք նորմալ շարժվող թիրախ, այսինքն արդեն կա ձեռքերի շարժ, որը պետք է առաջ բերի իր միկրոդոպլերները: Այդ միկրոդոպլերների ավելանալու հետևանքով շարժվող օբյեկտի սպեկտրը ավելի է լայնանում: Շարժվող օբյեկտի սպեկտրը պատկերված է նկար 3.14-ում:

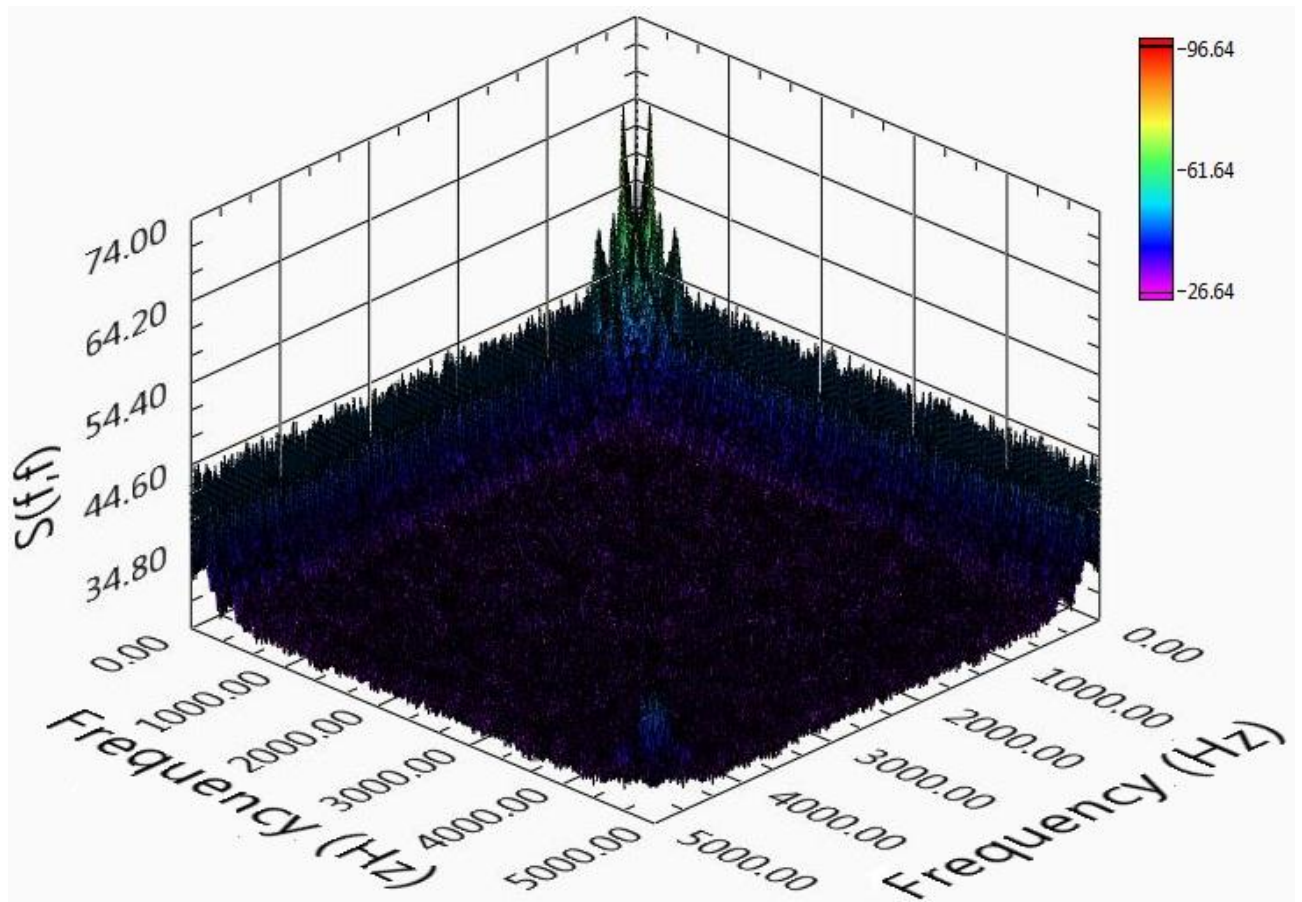


Նկար 3.14: Շարժվող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը:

Քանի որ մարդու ձեռքերը և ոտքերը ունեն միկրոդոպլերյան շեղումներ թե՛ աջ, թե՛ ձախ ուղղություններով, ապա պիկեր կառաջանան զրոյի նկատմամբ աջ և ձախ կողմերում: Աղմկային ֆոնից ազդանշանը ավել է 15 դԲ-ով:

Եթե այս նույն ազդանշանի նկատմամբ կիրառենք բիսպեկտրալ վերլուծություն, ապա վերջինիս միջոցով կկարողանանք ցույց տալ միկրոդոպլերյան բաղադրիչների

միջև գործող փուլային կապվածությունը: Բիսպեկտրալ վերլուծությունը բերված է նկար 3.15-ում:

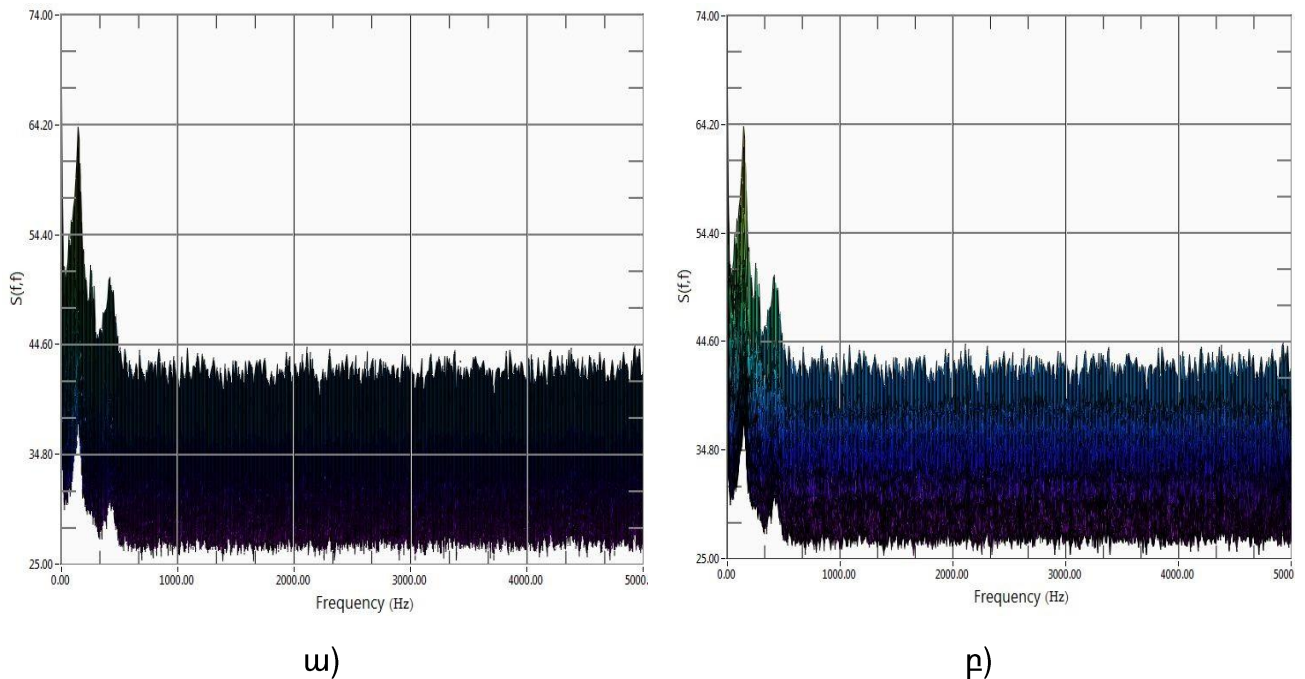


Նկար 3.15: Շարժվող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումը:

Նկար 3.11-ի և 3.15-ի համեմատությունից երևում է, որ ի տարբերություն այն դեպքի, երբ թիրախը շարժվում էր ձեռքերը իրանին կիպ հպած և բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ ներկայացումում առկա էր երեք վառ արտահայտված պիկ, այս դեպքում նույն ներկայացման դեպքում ունենք վառ արտահայտված հինգ պիկ: Լրացուցիչ երկու պիկերի առաջացումը պայմանավորված է թիրախի ձեռքերի շարժմամբ: Սպեկտրում առկա են միկրոդրալերյան շեղումներ, որոնք առաջացել են ձեռքերի շարժումից և որոնք փուլային կապ ունեն մարդու զանգվածի կենտրոնի հետ:

Ինչպես նախորդ դեպքում՝ այստեղ ևս առկա է բարելավում: Նկար 3.15-ից երևում է, որ հիմնական պիկերը աղմկային ֆոնից ունեն 21 դԲ բարձրություն: Համեմատելով

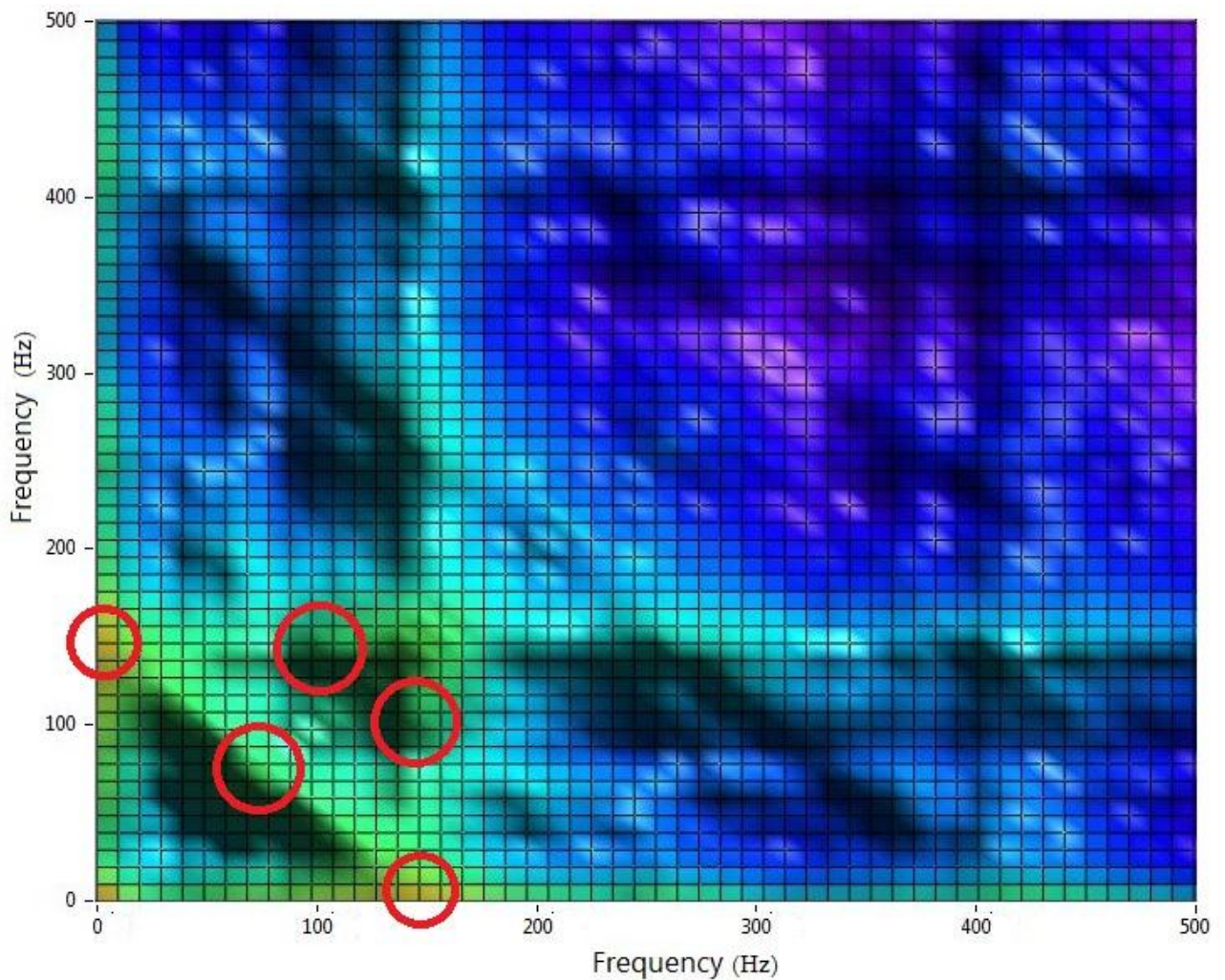
սպեկտրալ վերլուծության հետ՝ ստացվում է 6 դԲ-ի առավելություն: Այդ առավելությունը ավելի վառ պատկերված է նկար 3.16-ում, որտեղ պատկերված են բիսպեկտրալ վերլուծության XOZ (ա) և YOZ (բ) հարթությունները:



Նկար 3.16: Շարժվող մարդուց անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության XOZ (ա) և YOZ (բ) հատույթները:

Նկար 3.16-ի և նկար 3.12-ի համեմատությունից երևում է, որ այս դեպքում վառ արտահայտված են ևս երկու պիկեր: Ի տարբերություն նկար 3.12-ի, որտեղ փուլային կապի հետևանքով առաջացել էին երեք պիկեր, այս դեպքում առաջացած պիկերի քանակը հինգն է: Հավելյալ երկու պիկերի առաջացումն պայմանավորված է ձեռքերի ստեղծած միկրոդոպայիայի շեղումներով:

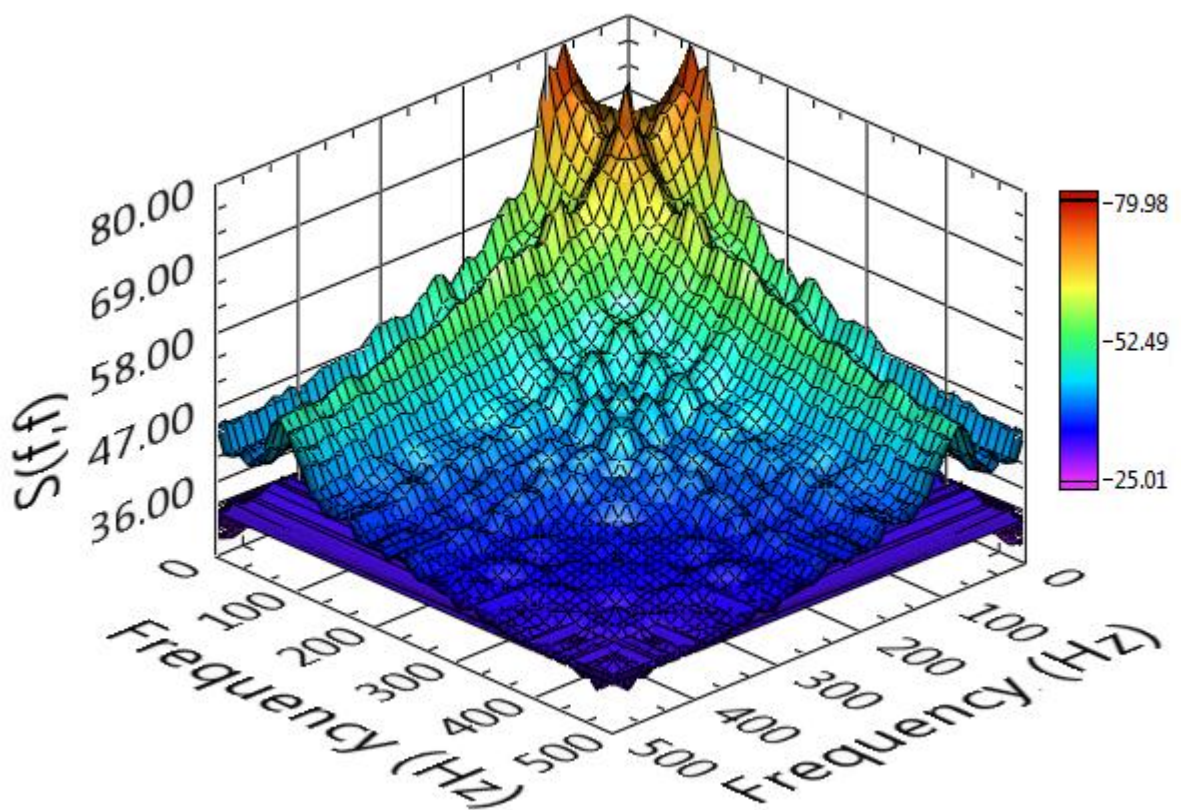
XOY հատույթի ուսումնասիրությունից հնարավոր է գտնել այն հաճախությունները, որոնց միջև կա փուլային կապվածություն. այսինքն այն հաճախությունները, որոնց հատման կետում առաջանում են նկար 3.15-ում և նկար 3.16-ում պատկերված պիկերը: Նկար 3.17-ում պատկերված է շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը:



Նկար 3.17: Շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը:

Նկար 3.17-ից երևում է, որ պիկեր առաջանում են հետևյալ հաճախությունների՝ $(80 < g, 80 < g)$, $(150 < g, 10 < g)$, $(10 < g, 150 < g)$, $(150 < g, 100 < g)$ և $(100 < g, 150 < g)$ հաճախականային զույգերի վրա: Ինչպես արդեն նշվեց այդ հաճախությունները համապատասխանում են շարժվող օբյեկտի իրանից, ոտքերից և ձեռքերից անդրադարձած միկրոդոպլերյան շեղումներին: Նկարից նաև պարզ է դառնում, որ օգտակար ազդանշանն առկա է միայն սպեկտրի մի հատվածում, որին համապատասխանում է կետերի L քանակ, իսկ մնացած N-L կետերում միայն աղմկային բաղադրիչներ են: Քանի որ բիսպեկտրալ վերլուծությունը իրենից ներկայացնում է եռաչափ տարածություն, որի երկու առանցքները հաճախային առանցքներն են, ապա պատկերի վերջնական տեսքը ստանալու համար անհրաժեշտ է N^2 գործողություն կատարել, որը, իհարկե, ազդանշանների թվային մշակման

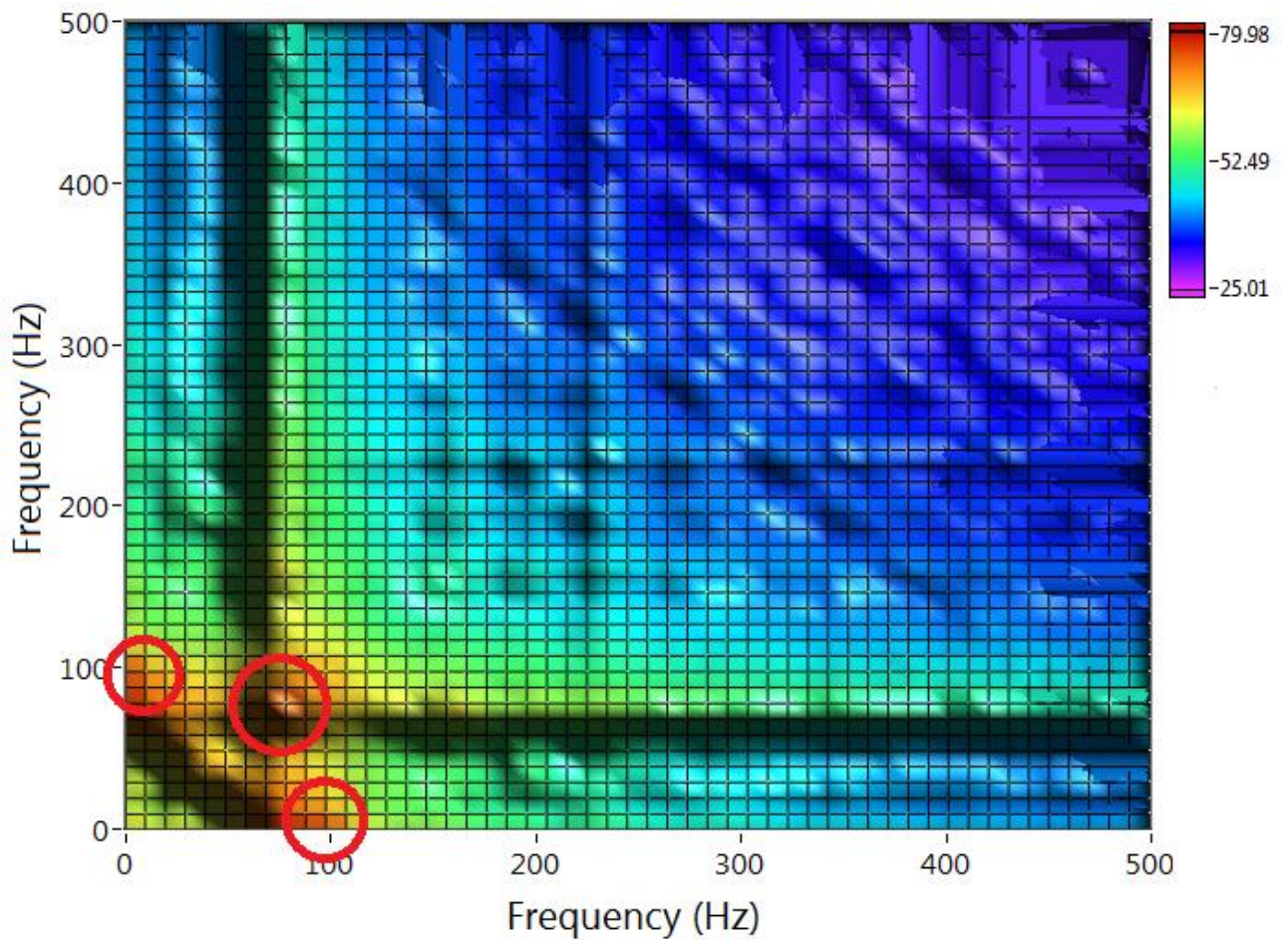
խնդիրներում հնագեցնում է հաշվողական տեխնիկայի պարամետրերի մեծացմանը: Պարամետրերի փոփոխությունը իր հերթին բերում է էներգիայի ծախսի մեծացմանն ու սահմանափակում ռադարների կիրառման ոլորտները: Այս խնդիրը լուծելու համար առաջարկվում է ազդանշանը տրոհել L երկարությամբ M հատվածների՝ $N=L*M$: L -ի երկարությունը կազմում է մի քանի հարյուր Հց, որը ապրիորի եղանակով հնարավոր է գտնել սպեկտրի ամբողջական գնահատումից: Ազդանշանը հայտնաբերվելուց հետո մնացած կետերի հաշվարկ չի կատարվում: Այսպես ասած <<պատուհանի>> միջոցով կատարվում է օպտիմալացում՝ հասցնելով քայլերի քանակը L^2 (նկար 3.18):



Նկար 3.18: Հեռացող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծությունը օգտակար ազդանշանի առանձնացումից հետո:

Նկար 3.18-ում պատկերված է մարմնին կիպ հաված ձեռքբերով հեռացող թիրախից անդրադարձված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծությունը, և ներկայացված է օգտակար ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության L երկարությանը համապատասխանող հատված, իսկ կատարված քայլերի քանակը L^2 է:

Համապատասխան ազդանշանի XOY հարթության ներկայացումը բերված է նկար 3.19-ում:



Նկար 3.19: Հեռացող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության ներկայացումը XOY հարթությունում օգտակար ազդանշանի առանձնացումից հետո:

Նման օպտիմալացման միջոցով հնարավոր է լինում առանձնացնել օգտակար ազդանշանը, ստանալ անհրաժեշտ արդյունքներ և միաժամանակ հասնել քիչ ռեսուրսների օգտագործման և էներգախնայողության:

ԳԼՈՒԽ 4: Հաճախային մոդուլյացիայով աշխատող անընդհատ գործողության ռադարներ:

4.1 ՀՄԱԳ ռադարների առավելությունները և թերությունները:

Այն ռադարները, որոնց աշխատանքը հիմնված է հաճախային մոդուլյացիայի վրա, գրականության մեջ հայտնի են որպես հաճախային մոդուլյացիայով անընդհատ գործողության (ՀՄԱԳ) ռադարներ անվանումով: Նմանատիպ ռադարները հեռավորության որոշման համար լավագույն տարբերակն են հանդիսանում: ՀՄԱԳ ռադարները գերազանց էֆեկտիվություն են ապահովում կայունություն, ճշգրտություն և զգայունություն պահանջող խնդիրներում: Օրինակ՝ ԳՀց-ային տրիոյթում (24 ԳՀց, որի ալիքի երկարությունը կազմում է 12մմ) 20-30 մ հեռավորության վրա հնարավոր է հասնել 2 սմ-ի կարգի ճշտության: Այս հատկության շնորհիվ ՀՄԱԳ ռադարները հնարավորություն են տալիս առանց հպման ճշգրիտ չափումներ կատարել [97]:

ՀՄԱԳ ռադարները ունեն կիրառության լայն ոլորտներ: Վերջիններս կիրառվում են դոմենային վառարաններում՝ շնորհիվ կայունության փոշու, գոլորշու և ջերմության, հականերխութային համակարգերում, ծովային ռադարներում, անօդաչու սարքերում՝ բարձրության որոշման համար, տրանսպորտային միջոցներում՝ հատկապես ավտոմեքենաների հակավթարային նախազգուշացման համակարգերում՝ շնորհիվ փոքր հեռավորությունների վրա ստույգ չափման և այլն: ՀՄԱԳ ռադարները մեծ դեր ունեն և անփոխարինելի են դժվարին և վտանգավոր իրավիճակներում չափումներ կատարելու համար [97, 98]:

ՀՄԱԳ ռադարները ունեն մի շարք առավելություններ, որոնց շնորհիվ լայն կիրառություն են ստացել:

- *Մեծ ճշտություն:* Ինչպես արդեն վերը նշվեց՝ ԳՀց-ային տրիոյթում աշխատող ռադարները հնարավորություն են տալիս 20-30մ հեռավորության վրա 2 սմ-ի ճշտություն ապահովել, որը շատ ավելի է քան ուլտրաձայնային ռադարների և

ինֆրակարմիր ռադարների ճշգրտությունը, քանի որ վերջիններիս չափած հեռավորությունները խիստ սահմանափակ են, իսկ որոշ հեռավորությունների վրա ընդհանրապես չեն գործում:

- *Կայունություն եղանակային պայմանների նկատմամբ:* ՀՄԱԳ ռադարները բարձր ջերմաստիճանների և ջերմաստիճանային տատանումների նկատմամբ անտարբեր են: Վերջիններս հաջողությամբ իրենց աշխատանքն են կատարում թե՛ անձրևային պայմաններում, թե՛ մառախուղի առկայության պարագայում, թե՛ փոշոտ միջավայրում: Դա պայմանավորված է նրանով, որ անձրևի կաթիլները, գոլորշում առկա ջրային մասնիկները և փոշու հատիկները պատնեշ չեն հանդիսանում կարճալիք ճառագայթման համար:
- *Չափումների արագ թարմացում:* Ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների, որոնց աշխատանքը հիմնված է մագնետրոնների վրա և որոշակի ժամանակ է պահանջում աշխատանքային ռեժիմի անցնելու համար, պինդմարմնային էլեկտրոնիկայի շնորհիվ ՀՄԱԳ ռադարները ապահովում են աշխատանքի ակնթարթայինություն: Անընդհատ գործողության շնորհիվ չափումների արդյունքները ավելի արագ են թարմանում:
- *Էլեկտրախնայողություն:* ՀՄԱԳ ռադարները, ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների, շնորհիվ անընդհատ ճառագայթման, ապահովվում են էներգիայի բավարար կուտակում անգամ փոքր ճառագայթման հզորությունների դեպքում: Սա նշանակում է, որ օժանդակ էլեկտրական շղթաներում հզորության ծախսը կփոքրանա: Այսինքն գալիս ենք էլեկտրախնայողության խնդրին: Սա մեծ նշանակություն ունի դյուրակիր ռադարների համար, որոնք հնարավոր են օգտագործել էներգիայի անընդհատ սնուցման աղբյուրներից հեռու՝ սեփական մարտկոցների հաշվին: Այս հատկության շնորհիվ ապահովվում է ռադարի աշխատանքի երկարատևությունն ու արդյունավետությունը:
- *Թափանցելիության հատկություն:* ԳՀց-ային տիրույթի ՀՄԱԳ ռադարները, ելնելով անվտանգության, եղանակային կամ այլ նկատառումներից, կարող են

թաքցված լինել ռադիոհաճախականային տիրույթի համար թափանցիկ նյութերի հետևում: Դրանցից են, օրինակ՝ պոլիմերները, բետոնը, փայտը և նմանատիպ այլ նյութեր, որոնք ոչ-մետաղական են և որոնց միջոցով կարող են ներթափանցել ճառագայթված ալիքները:

- *ՀՄԱԳ ռադարների համեմատ փոքր չափեր:* Շնորհիվ ժամանակակից տեխնոլոգիաների ՀՄԱԳ ռադարների չափերն անհամեմատ փոքրացել են, որի շնորհիվ էլ ՀՄԱԳ ռադարները դարձել են դյուրակիր և կարող են աշխատել անգամ դժվարին պայմաններում:

ՀՄԱԳ ռադարները ունեն նաև մի շարք թերություններ: Այդ թերությունները ներկայացված են ստորև:

- *Գործողության փոքր շառավիղ:* Ի տարբերություն իմպուլսային ռադարների՝ ՀՄԱԳ ռադարները ունեն փոքր պիկային հզորություն և, հետևաբար, աշխատում են փոքր հեռավորությունների վրա, քանի որ թիրախից անդրադարձած ազդանշանը բավականին թուլացած է ինտերֆերենցիաների և կլանումների պատճառով:
- *Զգայուն են խանգարումների և ինտերֆերենցիայի նկատմամբ:* Բավականին լայն հաճախականային տիրույթում անընդհատ և փոքր հզորություններով ճառագայթելու պատճառով ՀՄԱԳ ռադարները զգայուն են ինտերֆերենցիաների նկատմամբ: Ռազմական նպատակներով օգտագործվող ՀՄԱԳ ռադարները զգայուն են նաև խանգարումների նկատմամբ:

Անկախ վերոնշյալ թերությունների ՀՄԱԳ ռադարները կարող են կիրառվել սահմանային պայմաններում՝ հակառակորդի մարդկային և տեխնիկայի տեղաշարժն հետևելու, առողջապահության վերահսկման և այլ ոլորտներում՝ շնորհիվ մեծ ճշտության, էներգախնայողության, փոքր չափերի և եղանակային պայմանների նկատմամբ կայունության:

4.2 ՀՄԱԳ ռադարի աշխատանքի սկզբունքը:

Նախագծված ռադարը, որի գրանցած ազդանշանի հիման վրա կատարվել է բիսպեկտրալ վերլուծություն, բազմիցս քննարկվել է նախորդ աշխատանքներում [97, 98]: Այն իրենից ներկայացնում է երկու փուլով հաճախության փոխարկման հաղորդիչ և ընդունիչ: Այսպիսի կառուցվածքը ստեղծվել է այն պատճառով, քանի որ դոպլերյան փոքր հաճախություններ չափելու համար հաղորդիչը պետք է ունենա հնարավորինս փոքր փուլային աղմուկներ: Հայտնի է, որ երկու սկզբնական ազդանշաններից վերև ձևափոխության ժամանակ փուլային աղմուկը որոշվում է նրանցից մեծագույն փուլային աղմուկով: Ահա այդ նպատակով ընտրվել և օգտագործվել են կայունացված դիէլեկտրիկ ռեզոնատորներ և որսված շղթայով PLL գեներատոր Lucix LO-149-XB՝ 15 ԳՀց հաճախության վրա ներքին հիմքային գեներատորով, նկարագրվող -96 դԲԿ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1ԿՀց շեղման դեպքում, և Minicircuits ZX95-1000C VCO -96 դԲԿ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1 կՀց շեղման դեպքում: Նման կառուցվածքը, շնորհիվ ուժեղացուցիչների մեջ տարբեր հաճախությունների վրա ընդհանուր ուժեղացման բաշխման, թույլ է տալիս միաժամանակ հասնել ինչպես գծայնության ավելի բարձր մակարդակի լայն դինամիկ տիրույթում, այնպես էլ ստանալ անհրաժեշտ ընդհանուր ուժեղացում: Ուժեղացման բացակայող մասը ընկնում է վիդեոուժեղացուցչի վրա՝ իրականացված էլեկտրոնային փոխանջատվող վիդեոուժեղացուցիչների բանկի տեսքով, ուժեղացման գործակիցների դիսկրետ շարքով 60-80 դԲ, որը ապահովում է ընդհանուր համակարգի օպտիմալ ուժեղացում: Նախագծված կայանի պարզեցված բլոկ-սխեման բերված է նկար 3.1-ում:

Ցիրկուլատորի 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 պետք է օգտագործվի ներթափանցած ազդանշանի կոմպենսացիայի այս կամ այն սխեման [97]: Որպես կոմպենսացիայի սխեմա կարող են գործածվել 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 դրա օգտագործման ժամանակ անհրաժեշտ է իրագործել կոմպենսացնող ազդանշանի փուլի դինամիկ ճշտում: Այնուհետև կոմպենսատորի ազդանշանը վիդեո տիրույթում ձևավորվում է հաղորդչի մոդուլացնող ազդանշանից, որը ունի եռանկյուն տեսք, և տրվում է վիդեոուժեղացուցչի դիֆերենցիալ մուտքին: Արդյունքում, վիդեոազդանշանի այն մասը, որը պայմանավորված է ներհոսքով, արդյունավետ կերպով ճնշված կլինի ելքային ազդանշանի մեջ: Պետք է նշել, որ հենց կոմպենսացնող ազդանշանի տեսքը կարող է մեծապես փոխվել աշխատանքային շերտում անդրադարձած ազդանշանի փուլի փոփոխման 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 բաղադրիչի: Կոմպենսատորի նման կառուցվածքը թույլ տվեց հասնել ներծծված հզորության ճնշման մինչև -38 դԲ հաճախությունների աշխատանքային տիրույթում: Հաշվի առնելով ուժեղացման ճանապարհի բարձր գծայնություն ապահովելու անհրաժեշտությունը՝ նվաճված կապազերծումը սահմանափակում է հաղորդչի հզորությունը մինչև 20 դԲ և 1մ2 ցրման էֆեկտիվ կտրվածքով թիրախների հայտնաբերման հեռավորությանը մինչև 1կմ: Կայանի բնորոշ թերությունները (բնորոշ համակցված անտենայով համակարգերին) վերացնելու համար օգտագործվում են, մասնավորապես, երկու առանձին՝ հաղորդիչ և ընդունիչ ալեհավաքներ, որոնք բերում են համակարգի ընդհանուր չափերի մեծացմանը, սակայն էապես նվազեցնում են ներթափանցած հզորության մակարդակն ընդունիչի մուտքին (-20 դԲ միանտենային լուծման համեմատ): Այսպիսով, ամպլիտուդային աղմուկների մակարդակը մուտքին միանտենային համակարգի համեմատ նույնպես նվազեցվում է 20 դԲ: Ըստ աղմուկների այսպիսի շահումը կարող է բերել ՌԼԿ-ի գործման հեռավորության մեծացմանը ավելի քան 3 անգամ [99,100]:

4.3 ԳՀՄ ազդանշաններով աշխատող ՀՄԱԳ ռադարներ:

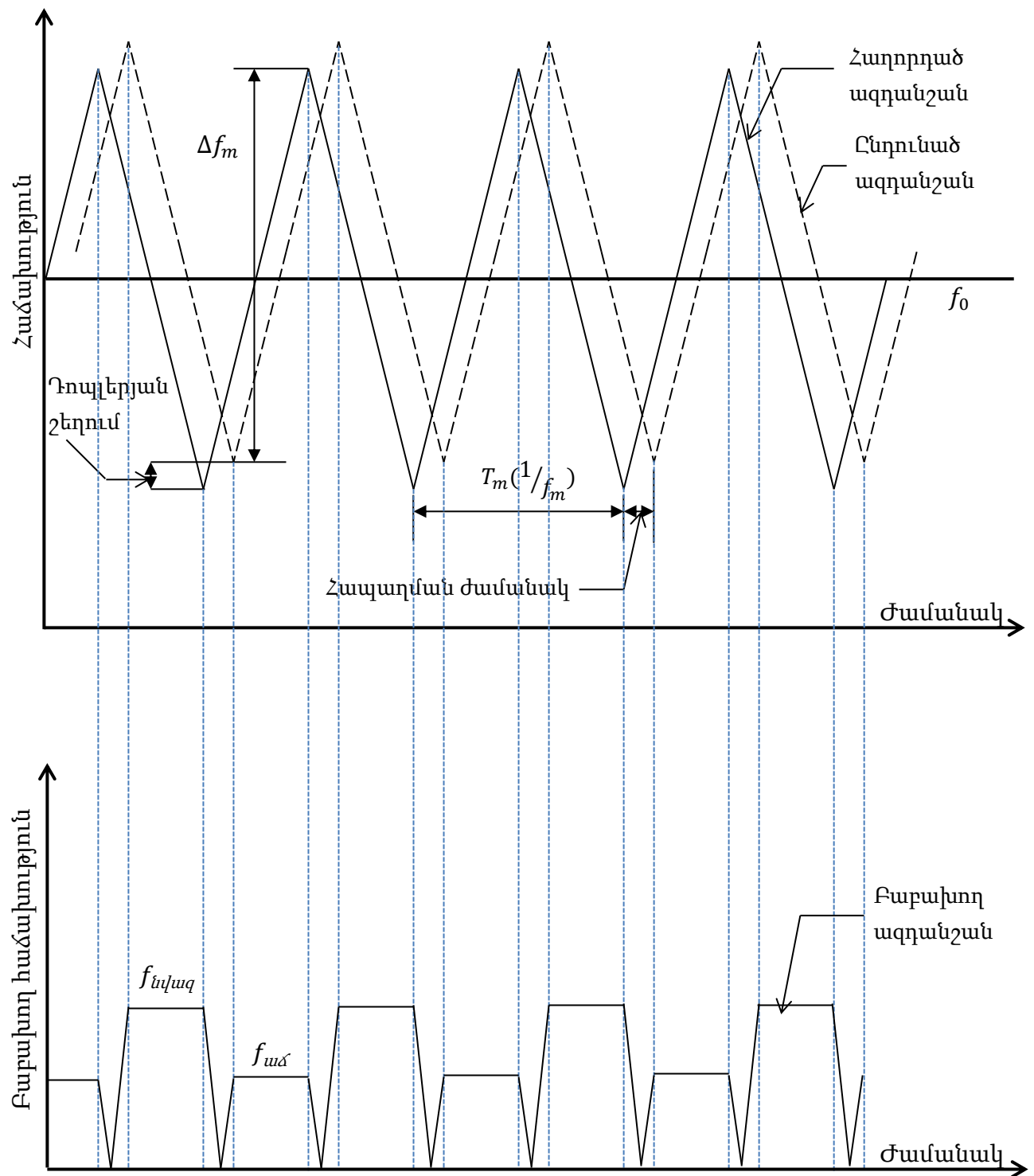
Ի սկզբանե ՀՄԱԳ ռադարները նախատեսված են եղել հեռավորության և շարժվող թիրախների ռադիալ արագությունը որոշելու համար: ՀՄԱԳ ռադարներում ամենատարածված եղանակը գծային հաճախային մոդուլյացիայի (ԳՀՄ) կիրառումն է [97-100]: Չափումների համար նկար 3.1-ում պատկերված ռադարը աշխատում է եռանկյունային հաճախային մոդուլյացիայով, այսինքն՝ հաճախությունը փոփոխվում է նախապես հայտնի օրենքով: Այս եղանակը թույլ է տալիս որոշել և՛ թիրախի հեռավորությունը, և՛ արագությունը: ԳՀՄ ԱԳ ռադարի աշխատանքը պատկերված է 4.1 նկարում:

Նկար 4.1-ում ճառագայթված ազդանշանն ունի եռանկյան տեսք, որը նկարում պատկերված է հոծ գծի տեսքով: Ազդանշանի ամպլիտուդը մնում է անփոփոխ, մինչդեռ հաճախությունը ժամանակի ընթացքում փոփոխվում է: Ճառագայթված ազդանշանի ճանապարհին թիրախ լինելու դեպքում անդրադարձում է տեղի ունենում: Անդրադարձած ազդանշանը նկար 4.1-ում պատկերված է կետագծերով, որը ճառագայթված ազդանշանից ունի ժամանակային $\tau = \frac{2R}{c}$ հապաղում (R -ը մինչև թիրախն եղած հեռավորությունն է, իսկ c -ն՝ լույսի արագությունը) և f_r դոպլերյան էֆեկտով պայմանավորված հաճախականային շեղումով: ԳՀՄ ԱԳ ռադարներում թիրախի հեռավորությունն ու արագությունն գտնելու համար օգտվում են բաբախման հաճախությունից ($f_{p.h.}$), որը ճառագայթված և գրանցված ազդանշանների միջև եղած հաճախությունների տարբերությունն է: Δf_m տիրույթում f_m ($f_m = 1/T_m$) հաճախությամբ մոդուլյացիայի դեպքում բաբախման հաճախության համար կարող ենք գրել՝

$$f_p = f_{\text{հապաղ}} = \frac{\Delta f_m}{T_m/2} \tau = \frac{2\Delta f_m}{T_m} \frac{2R}{c} = \frac{4R\Delta f_m}{cT_m}, \quad (4.2.1)$$

(4.2.1)-ից հեռավորության համար կարող ենք գրել՝

$$R = \frac{cT_m f_p}{4\Delta f_m}, \quad (4.2.2)$$



Նկար 4.1: ԳՀՄ ԱԳ ուղարկի աշխատանք:

Նկար 4.1-ում պատկերված գրանցված ազդանշանը շարժվող թիրախի դեպքում կարող է վերև կամ ներքև լինել կախված այն հանգամանքից թիրախը ռադարին մոտենում է թե հեռանում: ԳՄՀ-ի աճող լանջի դեպքում, երբ թիրախը մոտենում է ռադարին պայմանավորված է ժամանակային հապաղումով և դոպլերյան շեղումով և հավասար է վերջիններիս տարբերությանը՝

$$f_{\omega\delta} = f_{\text{հապաղ}} - f_{\text{դոպլեր}}, \quad (4.2.3)$$

Իսկ նվազող լանջի դեպքում նորից պայմանավորված կլինի ժամանակային հապաղումով և դոպլերյան շեղումով և հավասար կլինի վերջիններիս գումարին՝

$$f_{\text{նվազ}} = f_{\text{հապաղ}} + f_{\text{դոպլեր}}, \quad (4.2.4)$$

Վերոնշյալ (4.2.3) և (4.2.4) բանաձևերի միջոցով հնարավոր է ստանալ հապաղման և դոպլերյան հաճախությունները՝ չափելով աճող և նվազող լանջերի հաճախությունները՝

$$f_{\text{հապաղ}} = \frac{f_{\omega\delta} + f_{\text{նվազ}}}{2}, \quad (4.2.5)$$

և

$$f_{\text{դոպլեր}} = \frac{f_{\omega\delta} - f_{\text{նվազ}}}{2}, \quad (4.2.6)$$

Սխեմայում ԼՂԳ-ն իրենից ներկայացնում է լարումով ղեկավարվող գեներատոր, որի հաճախությունը հնարավոր է ղեկավարել վերջինիս մուտքին տրված լարումով: Գրանցված ազդանշանից բաբախող ազդանշան ստանալու համար՝ ԼՂԳ-ից դուրս եկած ազդանշանը տրվում է միաժամանակ և՛ անտենային, և՛ խառնիչին: Ստացված ազդանշանը տրվում է ազդանշանների մշակման հանգույցին, որտեղ կատարվում է ֆուրյե ձևափոխություն և որոշվում է բաբախող ազդանշանի հաճախությունը: Այս գործողություններից հետո են միայն ստացվում ռադարից դիտարկվող թիրախի արագությունը և հեռավորությունը:

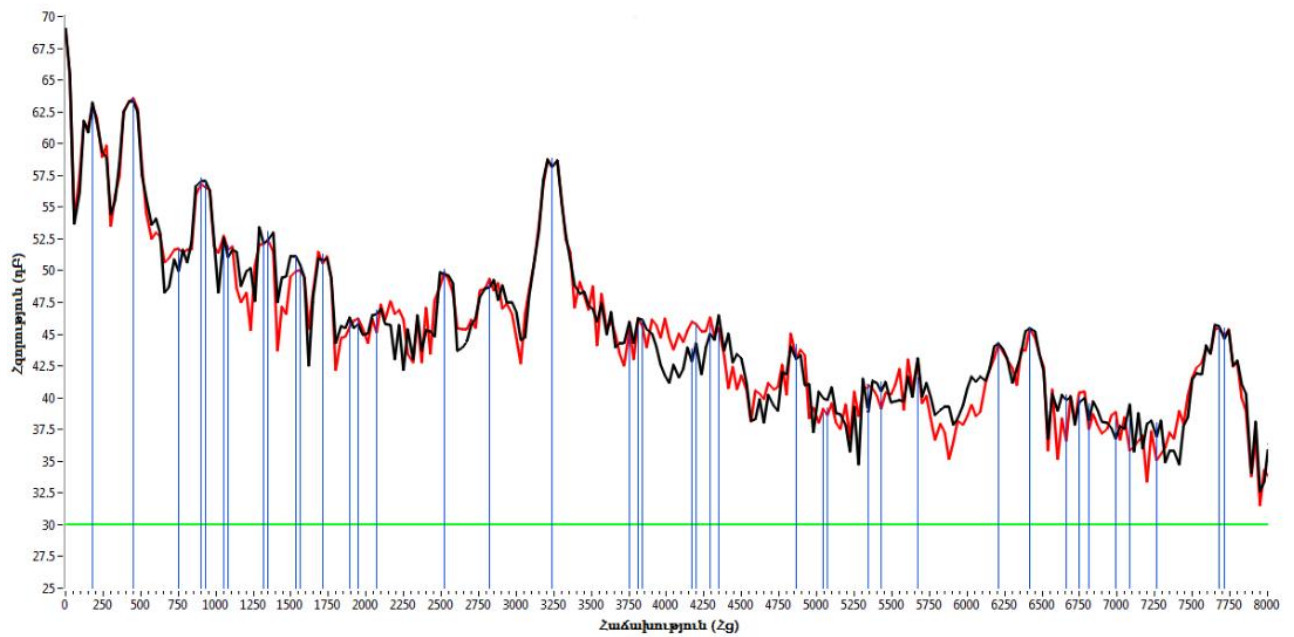
Մոտակա տիրույթի ՌԼԿ-ի հիմնական նպատակն է տեսականորեն տեղեկացնելու շարժական թիրախների առկայության և, անհրաժեշտության դեպքում, նրանց տեղայնացման մասին: Ժամանակի մեծ մասը համակարգը գործում է տարածական

սկանավորման ռեժիմում՝ ինչպես դոպլերյան մոնիթրոմատիկ ՌԼԿ-ն: Այս ռեժիմում ձևավորիչի մոդուլացնող լարումը չի փոխվում: Կեղծ տազնապի հավանականությունը թույլ է տալիս նվազեցնել մաքուր դոպլերյան և ԳՀՄ-ով անընդհատ ալգորիթմների այսպիսի համադրումը: ԳՄՀ-ի փոփոխական պարբերությունները օգտագործվում են կեղծ թիրախների հայտնաբերումը կանխելու համար: Նախազգուշացման ռեժիմում շարժվող թիրախների առկայության և արագության մասին ինֆորմացիան համարվում է առաջնային, իսկ այնուհետև օգտագործվում է կեղծ թիրախներ վերացնելու ալգորիթմը, որը ծախսում է նշանակալի պրոցեսորի ժամանակ և մեծանում է քառակուսային օրենքով թիրախների թվի աճի հետ: Լավագույն և մատչելի 1024-բիթանոց ՖԱՁ-ի օգտագործումը թույլ է տալիս ստանալ ըստ հաճախության 60 Հց լուծողունակություն:

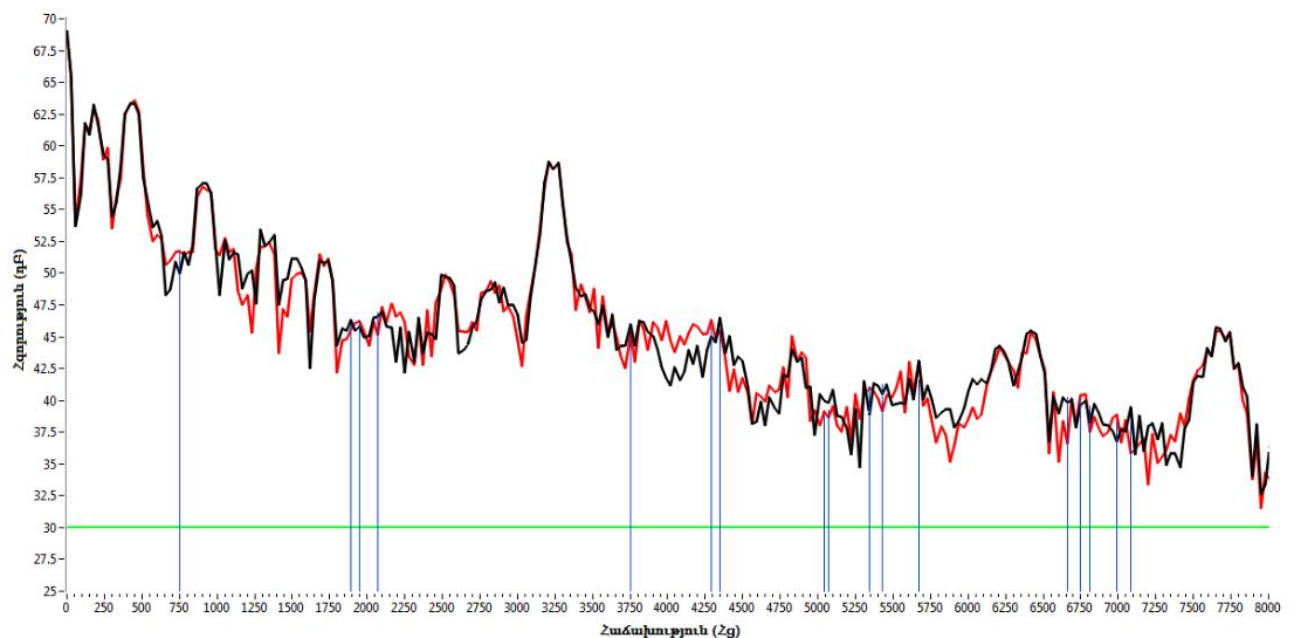
4.4 ՖԱՁ-ի միջոցով թիրախի հայտնաբերման արդյունքները:

Նկարագրված է մինչև 3 կմ գործողության շառավիղ ունեցող շարժվող հետիոտների և տրանսպորտային միջոցների հայտնաբերման, հեռավորության և արագության չափման համար նախատեսված, նախագծված և կառուցված ԳՀՄ ԱԳ դյուրակիր ռադարային համակարգի միջոցով իրականացված հետազոտությունները, այդ հետազոտությունների ընթացքում գրանցված ազդանշաններն ու վերջիններիս մշակման հետևանքով ստացված արդյունքները [97-100]: Այստեղ դիտարկված են նշված ռադարային համակարգով դաշտային չափումների ժամանակ գրանցված ազդանշանների սպեկտրալ ներկայացումները:

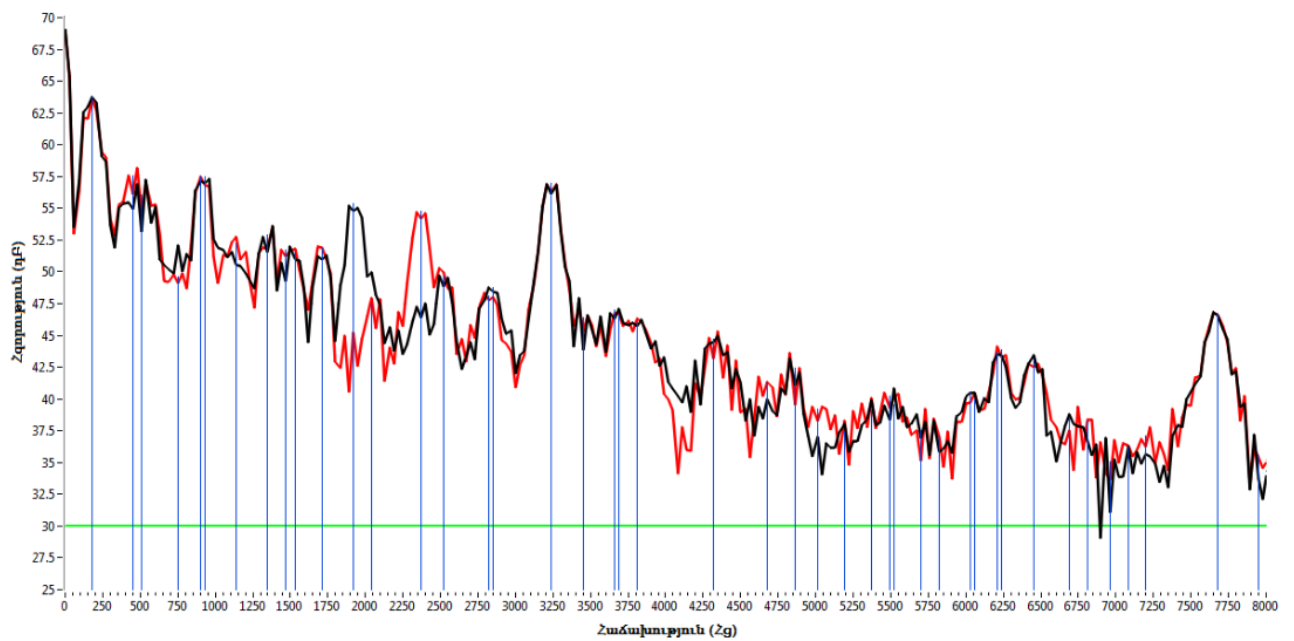
Նկար 4.2-4.5-ում ցուցադրված են ԳՀՄ պարբերությունների աճման և նվազման հատվածների ժամանակ գրանցված ազդանշանների սպեկտրալ ներկայացումները թիրախի առկայության և բացակայության իրավիճակներում և դրանցում հայտնաբերված պիկերը: Բոլոր այս նկարներում սև և կարմիր գծերով ցուցադրված են գրանցված ազդանշանների սպեկտրները՝ 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:



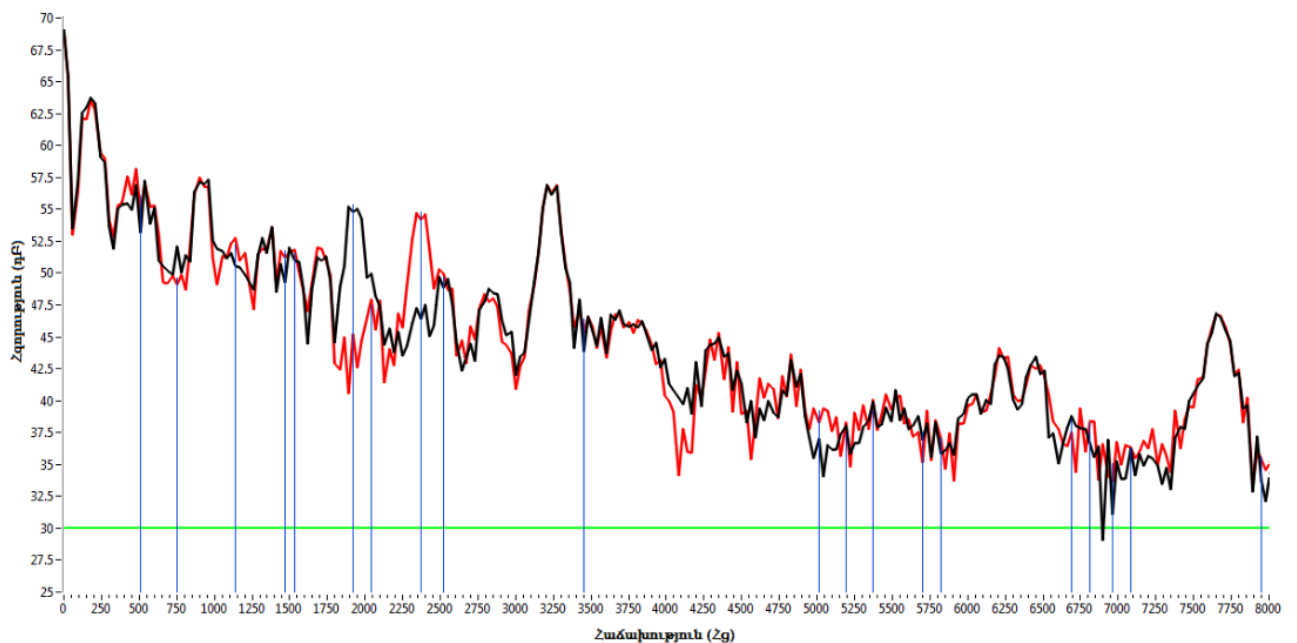
Նկար 4.2: Թիրախի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրները և դրանցում հայտնաբերված պիկերը:



Նկար 4.3: Թիրախի բացակայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրները և դրանցում հայտնաբերված պիկերը համընկնող պիկերի զտման ալգորիթմի կիրառումից հետո:



Նկար 4.4: Թիրախի առկայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրները և դրանցում հայտնաբերված պիկերը:



Նկար 4.5: Թիրախի առկայության պարագայում ԳՀՄ աճման և նվազման պարբերություններում չափված ազդանշանի սպեկտրները և դրանցում հայտնաբերված պիկերը համընկնող պիկերի զտման ավգորիթմի կիրառումից հետո:

Նկարներում պիկերի հայտնաբերումը իրականացված է հաստատուն շեմի նկատմամբ՝ ինչի արդյունքում գրանցվել են բավականաչափ շատ պիկեր: Չնայած կիրառված համընկնող պիկերի զտման ալգորիթմի շնորհիվ գրանցված պիկերի զգալի քանակ զրոյացվում և դուրս է գալիս հետագա քննարկումից, այնուամենայնիվ, դրանց սկզբնական մեծ քանակությունը կարող է խնդրահարույց 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 բաց թողման հավանականությունը, քանի որ նրա ունեցած հզորությունը կարող է չբավարարել հաղթահարելու հայտնաբերման շեմը:

Ազդանշանների թվային մշակման հանգույցի համար ԳՀՄ ԱԳ ռադարներով թիրախի դիրքի հայտնաբերումը և արագության որոշումը մնում է առանցքային խնդիր: Նման խնդիրներում լրացուցիչ ինֆորմացիան թիրախի մասին կարող է միայն ավելի բարելավել ռադարի աշխատանքը: Նման ինֆորմացիայի աղբյուր կարող է հանդիսանալ բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով ստացված ազդանշանի փուլի մասին ինֆորմացիան:

4.5 Բարձր կարգի սպեկտրների ներդրումը ԳՀՄ ԱԳ ռադարներում:

Ինչպես արդեն ցույց տրվեց նախորդ պարագրաֆներում՝ բիսպեկտրալ վերլուծության ներդրումն ԱԳ ռադարներում մեծ նշանակություն ունի շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի մեջ եղած բաղադրիչների փուլային կապի դուրս բերման և ազդանշան-աղմուկ հարաբերության լավացման հարցում: Միանշանակ՝ շատ կարևոր է ընդգծել հենց բաղադրիչների միջև եղած կապի հայտնաբերման հանգամանքը, քանի որ դասական սպեկտրալ վերլուծությունը նման կապ հայտնաբերել ունակ չէ:

Դուպլեքյան շեղումը կարևորագույն մեծություն է, որի միջոցով հնարավոր է հայտնաբերել շարժվող թիրախը և գնահատել վերջինիս արագությունը: Վերգետնյա վերահսկողության ռադարներում դուպլեքյան հաճախության դուրս բերումն սպեկտրալ

վերլուծության միջոցով իրենից դժվարություն է ներկայացնում, քանի որ գրանցված ազդանշանում բացի օգտակար ինֆորմացիայից պարունակվում են նաև տարբեր տեղային օբյեկտներից և գետնից անդրադարձված ազդանշաններ: Նույն պայմաններում շարժվող թիրախի հայտնաբերումն ավելի դժվար խնդիր է իրենից ներկայացնում՝ պայմանավորված այն հանգամանքով, որ շարժվող հետիոտնի դեպքում դոպլերյան շեղումներ առաջանում են ոչ միայն հետիոտնի իրանից, այլև վերջինիս ոտքերից և ձեռքերից (նկար 3.8): Այդպիսի բարդ ազդանշանների ուսումնասիրություններից պարզ է դառնում, որ գրանցված ազդանշանը իրենից ներկայացնում է հաճախամոդուլված ազդանշանների ամբողջականություն:

Հետիոտնը շարժման ընթացքում չի շարժվում միևնույն արագությամբ. նրա մարմնի բոլոր հատվածների արագությունները փոփոխվում են: Այդ իսկ պատճառով ժամանակային երկար տիրույթի մասին խոսելը դժվար է և անհրաժեշտ է վերլուծություններ կատարել կարճ ժամանակամիջոցների համար, որոնց ընթացքում ազդանշանը կարելի է համարել ստացիոնար:

Գրանցված բազմակոմպոնենտ հաճախամոդուլված ազդանշանը կարելի է ներկայացնել՝

$$y(i) = \sum_{m=1}^M A_m(i) \cos[\Phi_m(i)] = \sum_{m=1}^M a_m(i) \cos[\varphi_m(i)] F^2(\theta_m) \cos\left[\frac{4\pi}{\lambda_0} \{r_m(i) - r_0(i)\}\right], \quad (4.3.1)$$

որտեղ $a_m(i)$ -ն և $\varphi_m(i)$ -ը համապատասխանաբար տատանվող m -րդ բաղադրիչի կենտրոնից անդրադարձած ազդանշանի՝ ժամանակի ընթացքում փոփոխվող ամպլիտուդն ու փուլն են, $i = 1, 2, \dots, I$ ընտրույթի ժամանակավոր ինդեքսն է, $F(\theta)$ -ն ռադարի անտենայի ուղվածության դիագրամն է, θ_m տատանվող m -րդ բաղադրիչի կենտրոնի անկյունային դիրքն է, $r_m(i)$ և $r_0(i)$ համապատասխանաբար տատանվող m -րդ բաղադրիչի կենտրոնի և փուլային կենտրոնի հեռավորություններն են ճառագայթող անտենային փուլային կենտրոնից, λ_0 -ն ճառագայթված ալիքի երկարությունն է, $A_m(i)$ -ն և $\Phi_m(i)$ -ն համապատասխանաբար տատանվող

ո-րդ բաղադրիչի կենտրոնից գրանցված ազդանշանի ընդհանուր ամպլիտուդն ու փուլն են:

(4.3.1) հավասարման մեջ բոլոր M ընտրույթները իրար գումարելու դեպքում կստանանք հետիոտնից անդրադարձած ամբողջ ազդանշանը: Գրանցված ազդանշանում առկա բաղադրիչները, որոնք առաջացել են շարժվող թիրախի մարմնից, ձեռքերից և ոտքերից անդրադառնալու հետևանքով, իրարից անկախ չեն: Վերջիններս իրար հետ կապված են “կրող” հաճախության միջոցով, որը պայմանավորված է շարժվող օբյեկտի մարմնից ճառագայթված ազդանշանի ունեցած անդրադարձով: Այն կարող է հանդիսանալ “հիմնական բազիս” ձեռքերից և ոտքերից անդրադարձած ազդանշանների համար: ԱԳ ռադարների նման՝ այս դեպքում ևս առաջանում է փուլային կապվածություն այդ բաղադրիչների միջև, որը կարելի է հայտնաբերել բարձր կարգի սպեկտրալ վերլուծության միջոցով [101-107]:

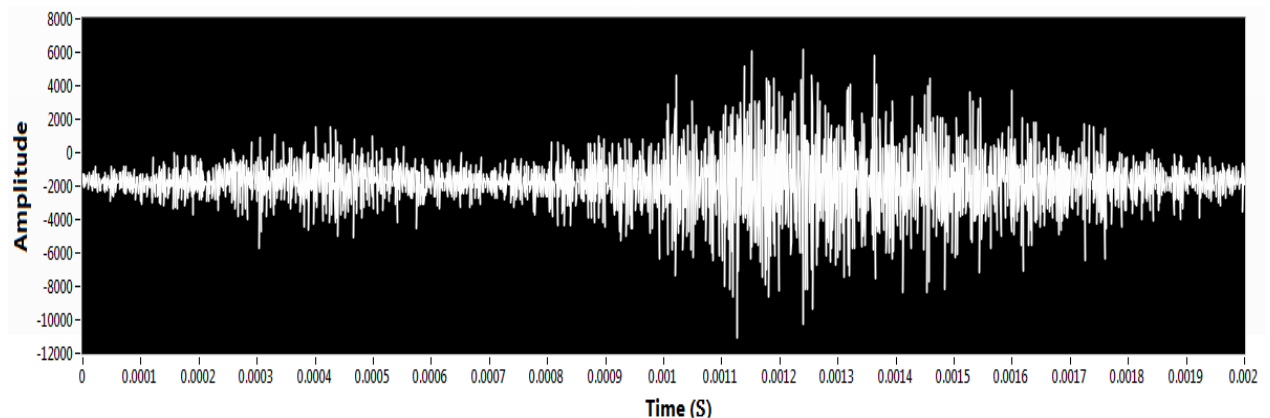
Ենթադրենք ազդանշանը բաղկացած է $n = 1, 2, \dots, N$ չվերադրվող $y(i, n)$ հատվածներից, որոնցից յուրաքանչյուրի տևողությունը (4.3.1) հավասարումով ներկայացված հատվածի տևողությունից կարճ է: Բիսպեկտրալ վերլուծության հավասարումը կարող ենք ներկայացնել հետևյալ կերպ՝

$$B(p, q; n) = Y(p, n)Y(q, n)Y^*(p + q, n) = |B(p, q, n)|\exp[j\beta(p, q, n)], \quad (4.3.2)$$

որտեղ $Y(p, n) = |Y(p, n)|\exp[j\varphi(p, n)]$ $y(i, n)$ -ի դիսկրետ ֆուրիե ձևափոխությունն է, $B(p, q, n)$ -ն և $\beta(p, q, n)$ -ն համապատասխանաբար ժամանակի ընթացքում փոփոխվող բիմագնիտուդն ու բիփուլն են, իսկ p -ն և q -ն անկախ հաճախություններ են: Եթե p և q հաճախությունների միջև լինի փուլային կապ, ապա $p + q$ հատման կետում $|B(p, q, n)|$ բիմագնիտուդը մեծ արժեք կունենա. հակառակ դեպքում այդ արժեքը փոքր կլինի:

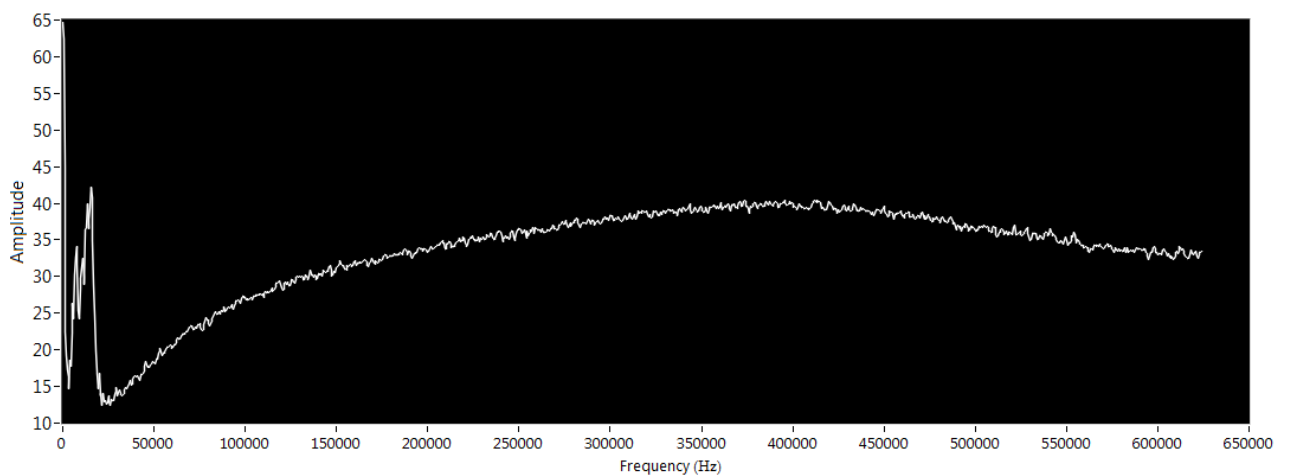
Ճառագայթված ԳՀՄ ազդանշանը իրենից ներկայացնում է 20000 ընտրույթներից բաղկացած եռանկյունաձև ազդանշան, որն անընդհատ կերպով ճառագայթվում է: Աճող ու նվազող յուրաքանչյուր լանջ բաղկացած է 2500 ընտրույթից: Գրանցված ազդանշանը իրենից մաքուր ԳՀՄ ազդանշան չի ներկայացնում, քանի որ բացի հետազոտվող օբյեկտից առկա են նաև տեղային զանազան օբյեկտներ, որոնցից

անդրադարձումներ ևս կան: Գրանցված ազդանշանի ժամանակային տեսքը ներկայացված է նկար 4.6-ում:



Նկար 4.6: Գրանցված ազդանշանը:

Նկար 4.6-ում պատկերված ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծություն կատարելուց հետո կստանանք (4.3.1) հավասարումով ներկայացված բոլոր բաղադրիչների ընդհանուր պատկերը: Սպեկտրը իր մեջ կներառի շարժվող թիրախի մարմնի բոլոր մասերից անդրադարձած դոպլերյան շեղումներ: Ստորև ներկայացված է սպեկտրալ վերլուծության արդյունքները:



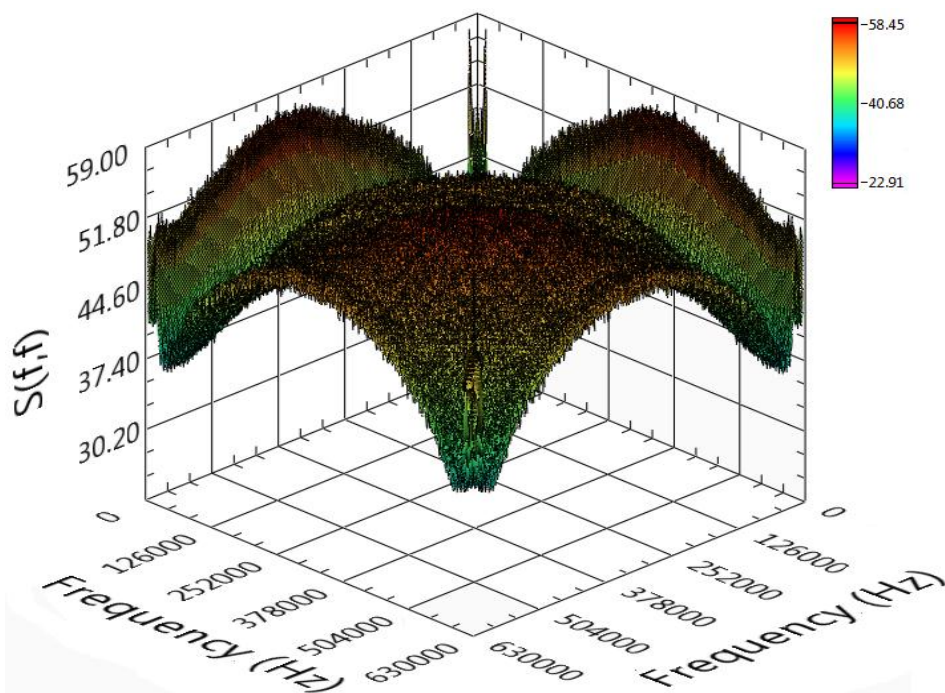
Նկար 4.7: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը:

Դատելով նկար 4.7-ից դժվար է ասել, թե գրանցված պիկերին համապատասխանող դոպլերյան շեղումներից որոնք են պատկանում մարդու ձեռքերից և ոտքերից անդրադարձած ազդանշաններին, իսկ որոնք՝ մարդու իրանից:

Դժվար է ասել նաև բացի մարդուց անդրադարձած ազդանշանից կան արդյո՞ք տեղային տատանվող այլ մարմիններից անդրադարձած ազդանշանների ներդրումներ, թե ոչ:

Նման հարցերին ամբողջական պատասխան տալու և սպեկտրալ վերլուծությունն ամբողջացնելու համար կատարվել է գրանցված ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծություն: Արդյունքում ստացվում են պիկեր, որոնց միջև գործում է փոփոխական կապվածություն, իսկ այն կոմպոնենտները, որոնց միջև փոփոխական կապվածությունն բացակայում է, միջինացումից հետո կունենան փոքր ամպլիտուդներ:

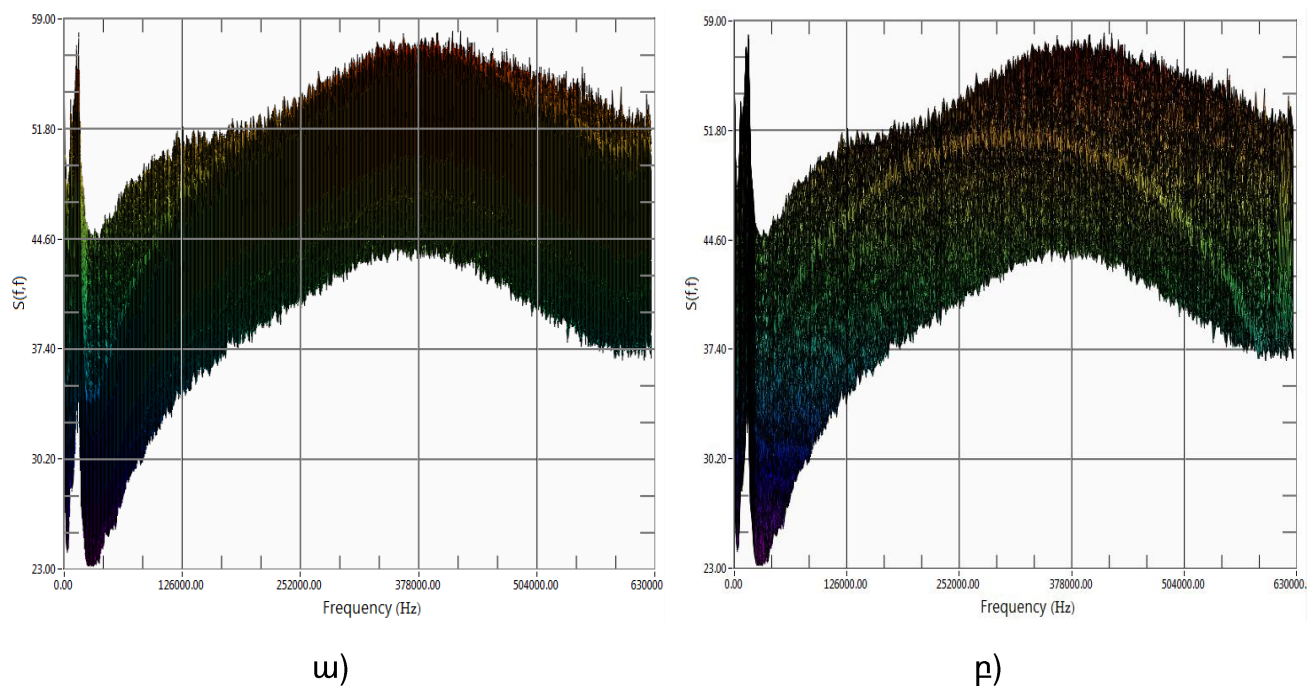
Բիսպեկտրալ վերլուծության ժամանակ հիմնական խնդիրը մնում է դիտարկվող ազդանշանի ընտրույթների թիվը: ԳՀՄ դեպքում ընտրույթների թիվը ավելի շատ է, քան առանց մոդուլյացիայի ԱԳ դեպքում: ԳՀՄ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը ներկայացված է հաջորդ նկարում:



Նկար 4.8: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը:

Նկար 4.8-ից պարզ երևում են ստացված պիկերը: Բացի դրանից նկարում աղմկային ֆոնը վեր է բարձրացած ի տարբերություն նկար 3.11-ի և նկար 3.15-ի: Նկար

4.7-ում բացի պիկերից պատկերված է նաև կոր, որը նման է ուժեղարարի ամպլիտուդահաճախային բնութագրին: Այսինքն ստացվում է, որ ԳՀՄ ԱԳ ռադարների դեպքում ուժեղարարի ամպլիտուդահաճախային բնութագրի (ԱՀԲ) հետևանքով բիսպեկտրալ վերլուծության պարագայում առաջանում է մակերևույթ: Բացի մակերևույթի առաջացումից՝ առաջանում են նաև պիկեր, որոնց պատճառով այդ մակերևույթը վեր է բարձրանում: Ուժեղարարի ամպլիտուդահաճախային բնութագրի տեսքը բիսպեկտրալ վերլուծությունում ավելի վառ արտահայտվում է վերլուծության XOZ և YOZ հատույթներում: Այդ հատույթները պատկերված են նկար 4.9-ում:

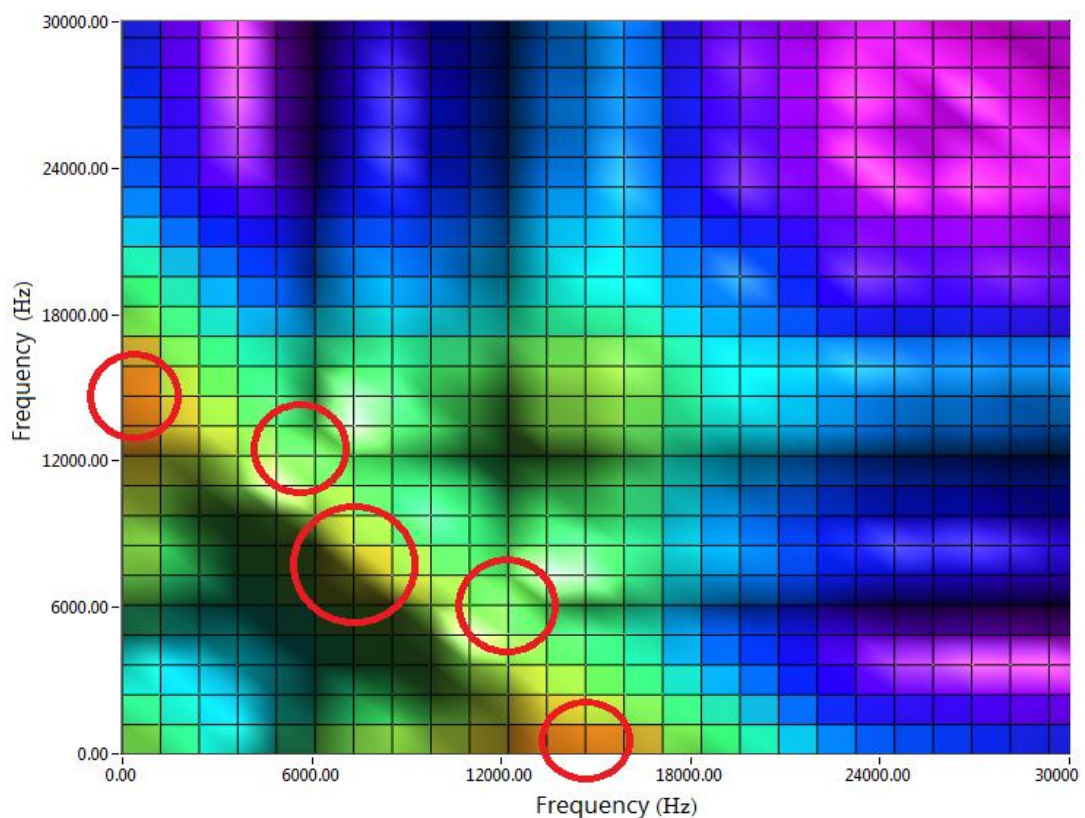


Նկար 4.9: Թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության տեսքը
ա) XOZ հատույթում, բ) YOZ հատույթում:

Դասական սպեկտրալ և բիսպեկտրալ վերլուծությունների համեմատությունից պարզ երևում է, որ բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում ազդանշան-աղմուկ հարաբերության լավացում է նկատվում մի քանի դԲ-ների տիրույթում: Սակայն այդ լավացմանը բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում միանշանակ խանգարում է ուժեղարարի ամպլիտուդահաճախային բնութագրով պայմանավորված ֆոնի աճը: Բացի այդ՝ սպեկտրալ վերլուծության դեպքում կատարվում է N քանակի գործողություն, իսկ բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում կատարվում է $N \times N$ քանակի գործողություն:

Սակայն, անկախ այս ամենից, բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով փուլային կապի հայտնաբերման մեթոդը մնում է առանցքային նշանակության հատկություն [108-116]:

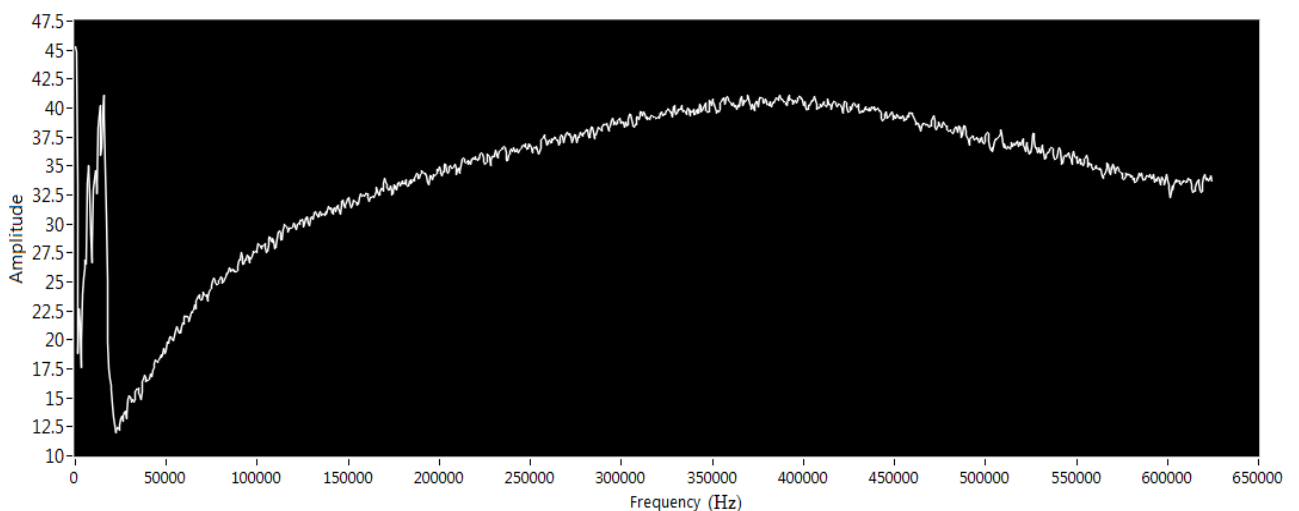
Բիսպեկտրալ վերլուծության պարագայում թիրախի հեռավորությունը ռադարից էական է միայն անդրադարձած ազդանշանի էներգիայի տեսանկյունից, իսկ թիրախի արագությունը՝ առաջացրած դոպլերյան հաճախության արժեքի տեսանկյունից : Հիմնական նշանակությունը բիսպեկտրալ վերլուծության ազդանշան-աղմուկ հարաբերության լավացումն է և ազդանշանում փուլային կապի միջոցով սպեկտրալ նուրբ կառուցվածքի դուրս բերումը: Վերը նկարագրված փորձում թիրախը հեռանում է ռադարի նկատմամբ: Ընդ որում տատանողական շարժման մեջ են գտնվում թիրախի և՛ ոտքերը, և՛ ձեռքերը, և՛ մարմինը: Մարմնի այդ մասերի շարժումներով պայմանավորված դոպլերյան հաճախությունների միջև եղած փուլային կապը ներկայացված է ստորև՝ բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթում:



Նկար 4.10: Շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը:

Նկար 4.10-ում (7250 Հց, 7250 Հց) հաճախությունների հատման կետում առաջացած պիկը համապատասխանում է թիրախի՝ մարմնից անդրադարձած ազդանշանի դոպլերյան շեղումին, (12000 Հց, 6000 Հց) և (6000 Հց, 12000 Հց) հաճախային զույգերը համապատասխանաբար ձեռքերից անդրադարձած ազդանշանների դոպլերյան շեղումներն են, իսկ (14500 Հց, 1250 Հց) և (1250 Հց, 145000 Հց) հաճախային զույգերով պայմանավորված են ոտքերից անդրադարձած ազդանշանների դոպլերյան շեղումները: Այս ուսումնասիրությունը կատարված է այն պարագայում, երբ ունենք ռադարից հեռացող թիրախ:

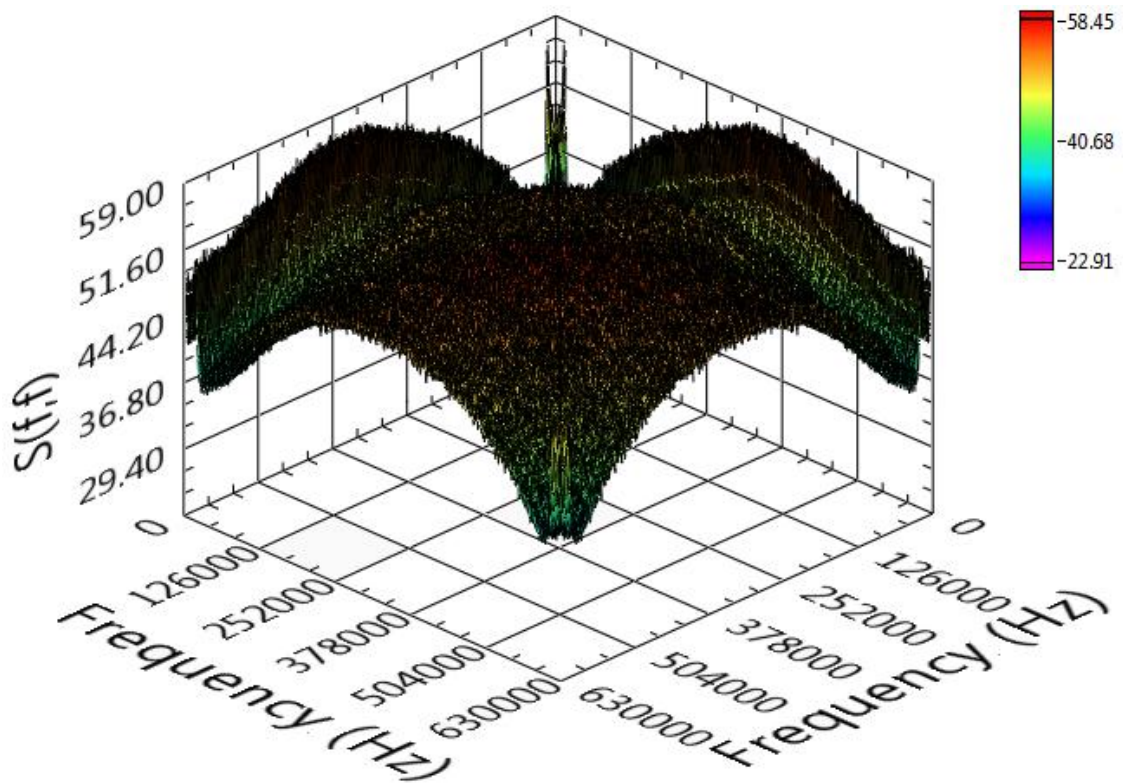
Բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքները մի փոքր այլ են ստացվում, երբ շարժվող թիրախը շարժման ժամանակ ձեռքերը կիպ հպել է մարմնին և շարունակում է հեռանալ ռադարից: Այս դեպքում գրանցված ազդանշանում կբացակայեն ձեռքերի դոպլերյան շեղումներով պայմանավորված ազդանշանները: Սպեկտրալ վերլուծության դեպքում գրանցված ազդանշանի սպեկտրի պատկերումը մի փոքր ավելի սուր տեսք կունենա: Սպեկտրալ վերլուծության արդյունքները բերված են նկար 4.11-ում:



Նկար 4.11: Ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրալ վերլուծությունը:

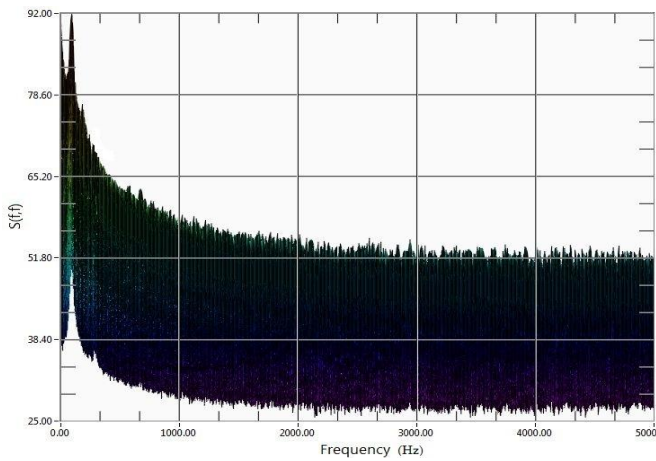
Նկար 4.7-ի և նկար 4.11-ի համեմատությունից պարզ երևում է սպեկտրի սրվելը: Նախորդ դեպքի նման՝ այս դեպքում ևս ազդանշանի բաղադրիչների մասին տեղեկություն ստանալու համար հարկ է կատարել բիսպեկտրալ վերլուծություն:

Ի տարբերություն նախորդ դեպքի, երբ բիսպեկտրալ վերլուծությունից հետո ստացվում են վառ արտահայտված պիկեր, այս դեպքում պիկերը այդ աստիճան արտահայտված չեն: Դա պայմանավորված է գրանցված ազդանշանի էներգետիկ նկարագրությամբ: Նախորդ դեպքում ձեռքերից անդրադարձած ազդանշանների առկայությունը մեծացնում է գրանցված ազդանշանի էներգիան: Ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը ներկայացված է հաջորդ նկարում:

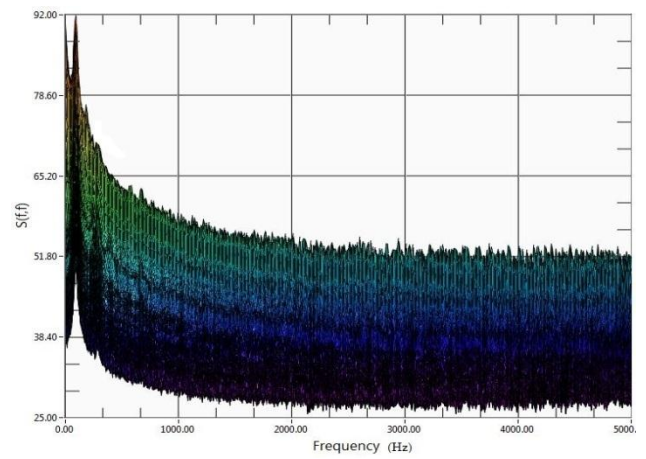


Նկար 4.12: Ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության եռաչափ տեսքը:

Առաջացած պիկերի բարձրությունը ավելի արտահայտիչ երևում է բիսպեկտրալ վերլուծության XOZ և YOZ հատույթներում: Հատույթների ավելի մանրամասն ներկայացումը տրված է նկար 4.13-ում: Իսկ նկար 4.14-ում ներկայացված է բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը:

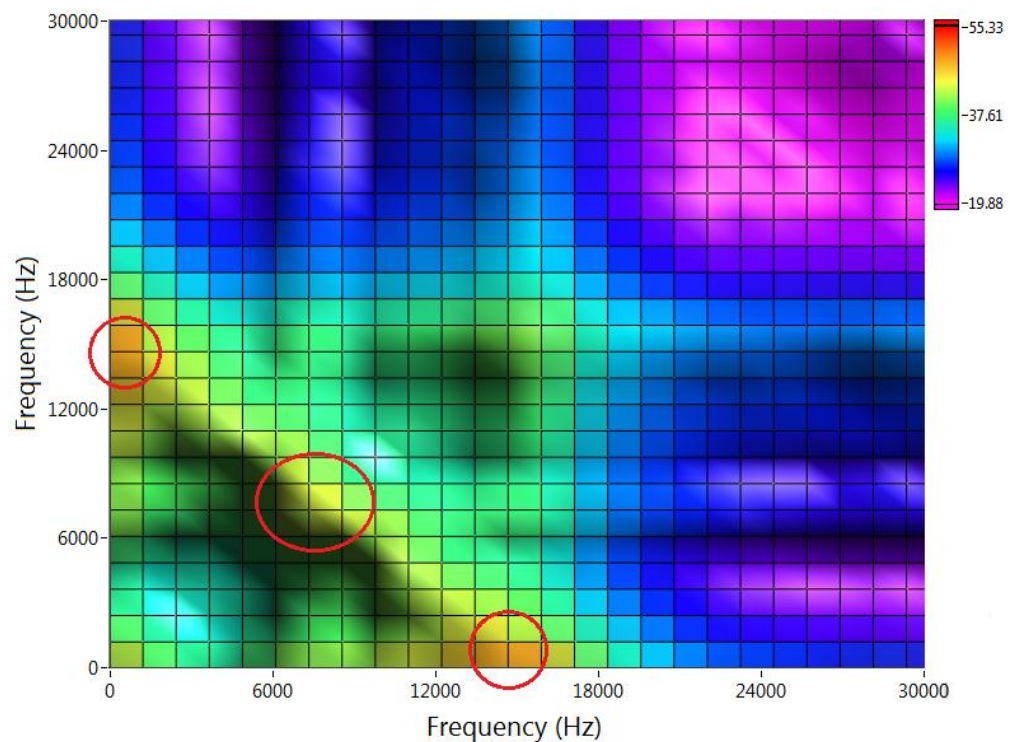


ա)



բ)

Նկար 4.13: Ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության տեսքը՝ ա) XOZ հատույթում, բ) YOZ հատույթում:



Նկար 4.14: Բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը:

Ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքներից հետևում է, որ նախորդ դեպքի նման փուլային կապվածություն առաջացել է ($7250 < g$, $7250 < g$) հաճախությունների միջև, որը, ինչպես արդեն նշել էինք, համապատասխանում է թիրախի՝ մարմնի շարժման

հետևանքով առաջացած դոպլերյան շեղմանը: Իսկ (14500 Հց, 1250 Հց) և (1250 Հց, 145000 Հց) հաճախային զույգերով պայմանավորված են ոտքերից անդրադարձած ազդանշանների դոպլերյան շեղումները: Ինչպես նշվեց, այս դեպքում բացակայում են ձեռքերի տատանողական շարժումով պայմանավորված դոպլերյան շեղումները:

Այսպիսով, ինչպես առանց մոդուլյացիայի ԱԳ ռադարներում, այնպես էլ ԳՀՄ ԱԳ ռադարներում բիսպեկտրալ վերլուծության ներդրումն ազդանշանների թվային մշակման հանգույցում կբերի միայն ռադարի աշխատանքի բարելավմանն ու աղմկակայունության մեծացմանը: Բացի այդ, փուլային կապի միջոցով սպեկտրալ բաղադրիչների միջև կապի հայտնաբերումը թույլ է տալիս ավելի մեծ քանակության ինֆորմացիա ունենալ շարժվող թիրախի մասին:

4.6 ԳՀՄ ԱԳ ռադարներում բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքների բարելավման ալգորիթ:

ԳՀՄ ԱԳ ռադարների ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության արդյունքներում ուժեղարարի ԱՀԲ-ի կորն առաջացնում է վերջնական արդյունքների դուրս բերման հետ կապված դժվարություններ: Այդ դժվարությունները շրջանցելու համար աշխատանքում կատարվել է ԱՀԲ-ի կորի մակարդակի իջեցում՝ հիմնված ազդանշանից միջին քառակուսային շեղման առանձնացման վրա:

Միջին քառակուսային շեղումը կամ միջին քառակուսայինը փոփոխական մեծության ամպլիտուդի հավանականային չափումն է: Այն շատ օգտակար է հատկապես այն դեպքում, երբ ֆունկցիայում դրական և բացասական արժեքները հաջորդում են միմյանց ինչպես սինուսոիդի դեպքում: n թիվ անդամ պարունակող $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ անսամբլի համար միջին քառակուսային շեղումը որոշվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$X_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{n}(X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2)}, \quad (4.6.1)$$

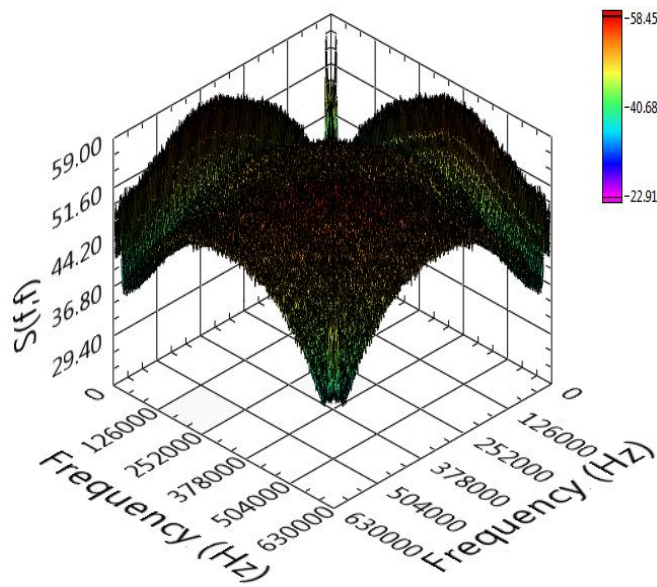
(4.6.1) բանաձևն անընդհատ $f(t)$ ֆունկցիայի համար $T_1 < t < T_2$ միջակայքի դեպքում կարող ենք գրել՝

$$f_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [f(t)]^2 dt}, \quad (4.6.2)$$

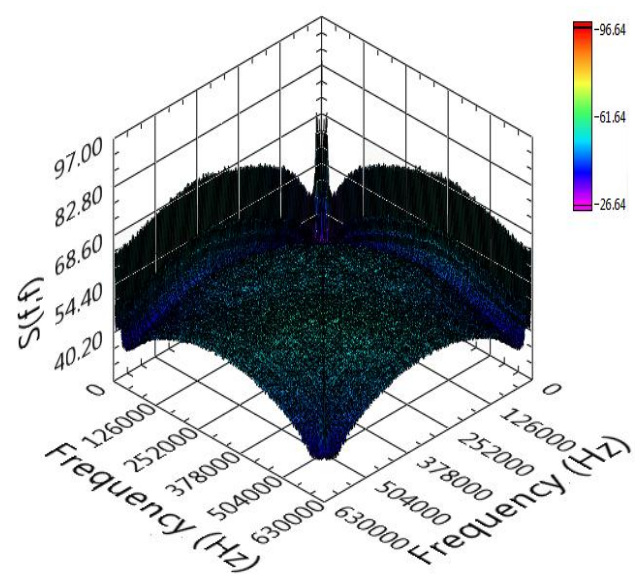
Իսկ ամբողջ ժամանակային տիրույթի համար միջին քառակուսային շեղումը կգրվի հետևյալ ձևով՝

$$f_{\text{rms}} = \lim_{T \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt}, \quad (4.6.3)$$

Ամբողջ ժամանակային տիրույթի համար հաշված միջին քառակուսային շեղումն հավասար է անընդհատ ազդանշանում մեկ պարբերության ընթացքում որոշված միջին քառակուսային շեղումին: Ազդանշանից միջին քառակուսային արժեքը հանելու դեպքում ԱՀԲ-ի կորը իջեցնելուց բացի ինչ-որ չափով իջեցնում ենք նաև օգտակար ազդանշանի բարձրությունը: Սակայն այդ իջեցումը չի հանգեցնում ազդանշանի անհետացմանը, ընդհակառակը, այն ավելի ցայտուն է դարձնում շարժվող թիրախից անդրադարձած միկրոդոպլերյան շեղումները բիսպեկտրալ ներկայացման եղանակում: Ալգորիթմի կիրառումից հետո ստացված արդյունքները բերված են նկար 4.15 ք)-ում: Նկարում բերված է նաև առանց ալգորիթմի կիրառության ստացված արդյունքները: Համեմատությունից պարզ է դառնում, որ առանց ալգորիթմի բիսպեկտրալ վերլուծության դեպքում ուժեղարարի ԱՀԲ-ի կորը ավելի արտահայտիչ էր համեմատ այն դեպքի, երբ կիրառվել է ալգորիթմը: Բացի այդ նկար 4.16-ում ներկայացված են համապատասխանաբար առանց ալգորիթմի կիրառման և ալգորիթմի կիրառումից հետո ստացված արդյունքների XOY հատույթները, որոնց համեմատությունից երևում է, որ ինֆորմացիոն կորուստ չկա, միայն մի փոքր բիմազնիտություններն են տարբեր: Օրինակում բերված է ձեռքերը մարմնին կիպ հպած շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծությունը:

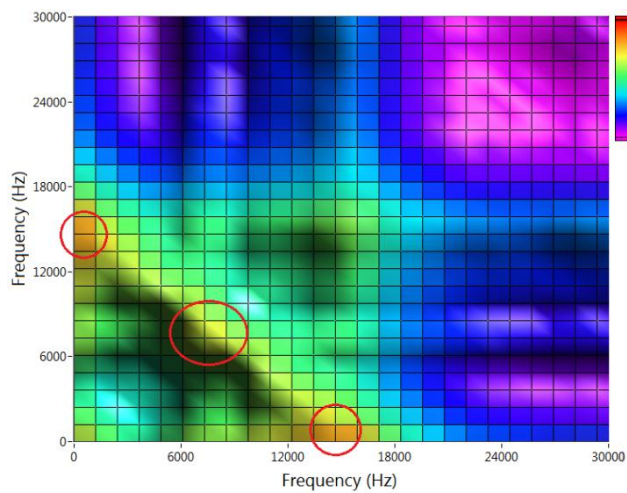


ա)

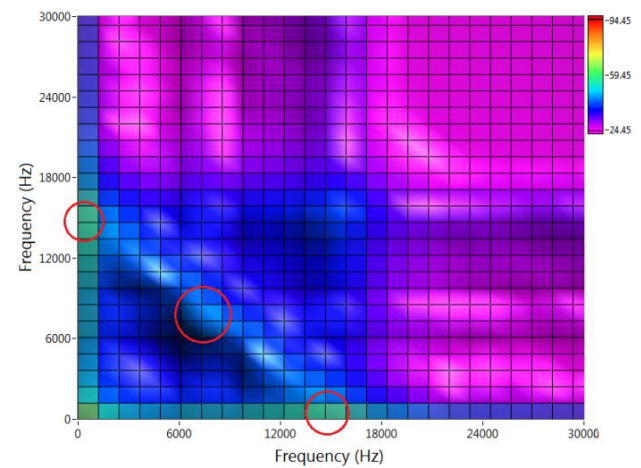


բ)

Նկար 4.15: ԳՀՄ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծությունը ա) առանց ալգորիթմի, բ) ալգորիթմը կիրառելուց հետո:



ա)



բ)

Նկար 4.16: ԳՀՄ ազդանշանի բիսպեկտրալ վերլուծության XOY հատույթը ա) առանց ալգորիթմի, բ) ալգորիթմը կիրառելուց հետո:

ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. Մշակվել են ալգորիթմներ, որոնք թույլ են տալիս մեծացնել դոպլերյան ռադարի աշխատունակությունը: Ալգորիթմները հիմնված են գրանցված ազդանշանից լրացուցիչ ինֆորմացիայի (ինչպիսին հանդիսանում է փուլային ինֆորմացիան) կորզման վրա: Մշակված ալգորիթմների միջոցով հնարավոր է ճնշել գաուսյան և միջավայրից անդրադարձած աղմուկները:
2. Հնարավոր եղավ անդրադարձած ազդանշանում առկա բաղադրիչները տարանջատել միջավայրում առկա այլ ազդանշաններից, որոնց սպեկտրալ վերլուծության պատկերը նույնն էր, ինչ օգտակար ազդանշանինը:
3. Հիմնվելով կոմպլեքսների և բիսպեկտրոմի հատկությունների վրա՝ հնարավոր եղավ տարանջատել երկու մոդուլյացիաների տեսակները իրարից և դա այն դեպքում, երբ մոդուլյացիաները ունեին նույն կրողը:
4. Դաշտային պայմաններում ԱԳ ռադարների միջոցով կատարված հետազոտությունները ցույց են տալիս, որ բիսպեկտրալ վերլուծության պարագայում ստացված ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունն ավելի լավ է, (մոտ 16դԲ) քան դասական սպեկտրալ վերլուծության դեպքում:
5. ԱԳ ռադարների միջոցով հնարավոր դարձավ նաև գրանցված ազդանշանի բաղադրիչների միջև եղած փուլային կապի միջոցով ստանալ սպեկտրի նուրբ կառուցվածքը: Բիսպեկտրալ վերլուծության միջոցով հնարավոր եղավ պատկերացում կազմել շարժվող թիրախի մարմնի տարբեր մասերից անդրադարձած ազդանշանների վերաբերյալ՝ շնորհիվ վերջիններիս առաջացրած միկրոդոպլերյան շեղումների ուսումնասիրության:
6. Կատարվել են նաև չափումներ ՀՄԱԳ ռադարների միջոցով: Ստացված արդյունքների ուսումնասիրությունից երևում է, որ ՀՄԱԳ ռադարների դեպքում ուժեղարարի ԱՀԲ-ն կարող է որոշակի դժվարություններ առաջացնել օգտակար ազդանշանի դուրս բերման համար: Սակայն, անկախ այդ դժվարություններից, բիսպեկտրալ վերլուծությունը հնարավորություն է տալիս գրանցված ազդանշանում հայտնաբերել փուլային կապվածություն, և դուրս բերել շարժվող թիրախին պատկանող միկրոդոպլերյան շեղումները:

7. Առաջարկվել և կիրառվել է ալգորիթմ, որը հնարավորություն է տալիս ճնշելու ուժեղարարի ԱՀԲ-ի բարձր մակարդակ ունեցող գիծը՝ այն բխսպեկտրալ վերլուծությունում մի փոքր իջեցնելով:

ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ

ՌԼԿ	- Ռադիոլուկացիոն կայան
ԱԳ ՌԼԿ	- Անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայան
ՖԱՁ	- Ֆուրյե արագ ձևափոխության
I - (in-phase)	- Համափուլ
Q – (quadrature)	- Կվադրատուր
ԳՀՄ	- Գծային հաճախամոդուլված
ԳԲՀ	- Գերբարձր հաճախություններ
ՃԿԱՄ (CSAM)	- Ճնշված կրողով ամպլիտուդային մոդուլացիայի (Carrier suppressed amplitude modulation):
ԼՂԳ	- Լարումով ղեկավարվող գեներատոր
ՄՀ	- Միջանկյալ հաճախություններ
ՄՀՈւ	- Միջանկյալ հաճախությունների ուժեղարար
ԲՀՈւ	- Բարձր հաճախությունների ուժեղարար
ՑՀՈւ	- Ցածր հաճախությունների ուժեղարար
ՀՄԱԳ	- Հաճախային մոդուլաիցայով անընդհատ գործողության
ԱՀԲ (AЧХ)	- Ամպլիտուդահաճախային բնութագրի

ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ

Իմ խորին շնորհակալությունն եմ ցանկանում հայտնել անմիջական ղեկավար պարոն Արսեն Հախումյանին՝ գիտության նկատմամբ իմ մեջ ձգտում սերմանելու, այս աշխատանքի ղեկավարությունը ստանձնելու և դրա իրականացման ընթացքում իր քաղամայա փորձով կիսվելու, դիտողությունների և անչափ ուշադիր լինելու համար:

Մեծ շնորհակալություն եմ հայտնում ազդանշանների թվային մշակման լաբորատորիայի ղեկավար՝ պարոն Տիգրան Զաքարյանին՝ ով մեծ օգնություն է ցուցաբերել այս ատենախոսության աշխատանքի իրականացման հարցերում, ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիայի ղեկավար Նուբար Պողոսյանին, ինչպես նաև ԱԹՄ և ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիաների մյուս աշխատակիցներին գիտական քննարկումների, սեմինարների և տրամադրող աշխատանքային միջավայր ստեղծելու համար:

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

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

- [1]. 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.
- [2]. 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.
- [3]. H. Avagyan, A. Hakhoumian, H. Hayrapetyan, N. Poghosyan, and T. Zakaryan, “Method Of Cardiac Activity Extraction In L-Band CW Radars”, [*Proceedingsof International Conference on Microwave and THz Technologies and Wireless Communications*](#) (IRPhE’2012), October 16-17, 2012, Yerevan, Armenia, pp. 201-206.
- [4]. H. Avagyan, A. Hakhoumian, H. Hayrapetyan, N. Poghosyan 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.
- [5]. 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.
- [6]. 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.
- [7]. M. I. Skolnik, “Introduction to Radar Systems”, Third Edition, [*McGraw-Hill*](#), New York, 2001.
- [8]. S. S. Swords, “Technical history of the Beginnings of RADAR”, [*Peter Peregrinus Ltd.*](#), London, 1986.
- [9]. M. Skolnik, “Radar in the Twentieth Century,” [*IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*](#), vol.15, Oct.2000, pp.27–43.

- [10]. Martin Schneider, "Automotive Radar –Status and Trends," [*Proc. of German Microwave Conference, GeMiC2005*](#), University of Ulm, Germany, 5-7 April, 2005, pp.144-147.
- [11]. 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.
- [12]. 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.
- [13]. M. Skolnik, "Radar Handbook," 3rd edition. [*McGraw-Hill*](#). 2008.
- [14]. J.M. Mendel, "Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: theoretical results and some applications," [*Proc. IEEE*](#), vol. 79, No 3, March 1991, pp. 278–305.
- [15]. A. Swami, G.B. Giannakis, and G. Zhou, "Bibliography on higher-order statistics, Signal Processing (Elsevier)," [*vol. 60, No 1*](#), 1997, pp. 65-126.
- [16]. C.L. Nikias, and M.R. Raghuveer, "Bispectral estimation: A digital signal processing frame-work," [*Proc. IEEE*](#), vol. 75, No 7, July 1987, pp. 869–891.
- [17]. D.R. Brillinger, "An introduction to polyspectra," [*Ann. Math. Statist.*](#) , vol. 36, 1965, pp. 1351–1374.
- [18]. D. R. Brillinger and M. Rosenblatt, "Asymptotic theory of estimates of k-th order spectra," in [*Spectral Analysis of Time Series*](#), B. Harris, Ed. New York: Wiley, 1967a, pp. 153-188.
- [19]. D. R. Brillinger and M. Rosenblatt, "Computation and Interpretation of k-th order spectra," in [*Spectral Analysis of Time Series*](#), B. Harris, Ed. New York: Wiley, 1967b, pp. 189-232.
- [20]. C. L. Nikias and A. Petropulu, "Higher-order spectra analysis: A nonlinear signal processing framework." [*Englewood Cliffs*](#), NJ: Prentice Hall, 1993.
- [21]. B. Boashash, E. J. Powers, and A. M. Zoubir, "Higher-Order Statistical Signal Processing," [*Melbourne: Longman Australia*](#), 1995.

- [22]. M. R. Raghuveer and C. L. Nikias, "Bispectrum Estimation: A Parametric Approach", [*IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing*](#), vol. assp-33, no. 4, 1985.
- [23]. M. Sanaullah, "A Review of Higher Order Statistics and Spectra in Communication Systems" , [*Global Journal of Science Frontier Research Physics and Space Science*](#), Vol. 13 Issue 4 Version 1.0, 2013, pp. 30-50.
- [24]. V. Chandran, "Time-varying bispectral analysis of visually evoked multi-channel EEG", [*EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*](#), Vol. 140, Issue 1, 12 July 2012.
- [25]. B Boashash, B Ristic, "Time-varying higher-order cumulant spectra: application to the analysis of composite fm signals multiplicative and additive noise," in [*IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1994*](#). ICASSP-94, vol. 4, Apr. 1994. pp. 325–328.
- [26]. B Boashash, P O'Shea, "Polynomial wigner-ville distributions and their relationship to time-varying higher order spectra", [*IEEE Trans. Signal Process. Vol. 42*](#), issue 1, 1994, pp. 216–220.
- [27]. J. W. A. Fackrell, p. R. White, j. K. Hammond, r. J. Pinnington and a. T. Parsons, "The Interpretation of the Bispectra of Vibration Signals: Part 1: Theory", [*Mechanical Systems and Signal Processing Vol. 9, issue 3*](#), 1995, pp. 257-266.
- [28]. J. W. A. Fackrell, P. R. White, J. K. Hammond, R. J. Pinnington and A. T. Parsons, "The Interpretation of the Bispectra of Vibration Signals: Part 2: Experimental Results and Applications", [*Mechanical Systems and Signal Processing Vol. 9, issue 3*](#), 1995, pp. 267-274.
- [29]. W. B. Collis, P. R. White, J. K. Hammond, "Higher Order Spectra: the Bispectrum and Trispectrum", [*Mechanical Systems and Signal Processing Vol 12, issue 3*](#), 1998, pp. 375-394.
- [30]. J. W. A. Fackrell and S. McLaughlin, "The Higher Order Statistics of Speech Signals", [*Proceedings of the IEE Colloquium on Techniques in Speech Signal Processing, London, UK*](#) Vol 138, issue 7, 1994, pp. 1-6.

- [31]. A. Nandi and K. Tutschku, "Machine Condition Monitoring Based on Higher Order Spectra and Statistics", [*Proceedings of ATHOS 94*](#), Edinburgh, UK, 1994.
- [32]. A. Gallego, C. Urdiales, D. P. Ruiz, "Quadratic Phase Coupling Detection in Harmonic Vibrations via an Order-Recursive AR Bispectrum Estimation", [*Nonlinear Dynamics 19*](#), pp. 273–294, Netherlands, 1999.
- [33]. J. W. A. Fackrell, S. McLaughlin and P. R. White, "Practical issues in the application of the bicoherence to the detection of quadratic phase coupling," in [*IEEE/ATHOS Signal processing Workshop on Higher-Order Statistics*](#), IEEE, June 1955.
- [34]. R. Tozzi and A. De Santis, "Detecting geomagnetic field nonlinearities by bispectral analysis and a phase coupling nonlinear technique," [*Annals Of Geophysics, Vol. 45*](#), N. 2, pp. 279-287, Italy, April 2002.
- [35]. Hidalgo, C., R. Balbón, B. Bracas, T. Estrada, I. García-Cortés, M.A. Pedrosa, E. Sónchez And B. Van Milligen, "Nonlinear phenomena and plasma turbulence in fusion plasmas," [*Phys. Scr., 51*](#), pp. 624-626. 1995.
- [36]. D. Kocur and R. Stanko, "Polyspectral Analysis of Signals: An Introduction," [*Radioengineering Vol. 7, No. 2*](#), pp. 15-20, 1998.
- [37]. M. Rastogi, D. Nagchoudhuri and C. D. Parikh "Quadratic phase coupling in ECG signals," [*Sensors and the International Conference on new Techniques in Pharmaceutical and Biomedical Research, 2005 Asian Conference*](#), pp. 74 – 77, 2005.
- [38]. Fidel Hernández and Aitzol Iturrospe, "Direct analysis of non-quadratic phase coupling for detection of linearly modulated signals", [*Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society*](#), pp.1-8, Coronado, California, 2015.
- [39]. Fackrell J. and McLaughlin S., "Quadratic phase coupling detection using higher order statistics", [*IEE Colloquium on Higher Order Statistics in Signal Processing*](#), pp. 1-8, London, UK, 1955.

- [40]. Venkatakrishnan P., Sukanesh R. and Sangeetha S., “Detection of quadratic phase coupling from human EEG signals using higher order statistics and spectra”, [*Journal of Signal, Image and Video Processing Vol. 5, issue 2*](#), pp. 217–229, 2011.
- [41]. Renshi Li, V. V. Reddy and A. W. H. Khong, “Quadratic Phase Coupling Analysis for Infrasound Vehicle Detection”, [*Circuits and Systems \(APCCAS\), 2010 IEEE Asia Pacific Conference*](#), pp. 891 – 894, Kuala Lumpur, 2010.
- [42]. K. O. Egiazarian, V. V. Lukin, P. A. Molchanov, A. A. Roenko, A. V. Totsky, and A. Zelensky, “Signal detection in additive gaussian noise, doppler frequency shift and propagation fading uctuations environment by using third-order test statistics”, [*Festschrift in Honor of Jaakko Astola on the Occasion of his 60th Birthday issue 47*](#), pp. 320-343, 2009.
- [43]. Totsky, A. V., Lukin, V. V., Zelensky, A. A., Astola, J. T., Egiazarian, K. O., Khlopov, G. I., Morozov, V. Ye., Kurbatoc, I. V., Molchanov, P. A., Roenko, A. A. and Fevraley, D. V. “Bispectrum-based methods and algorithms for radar, telecommunication signal processing and digital image reconstruction”, [*Tampereen teknillinen yliopisto, TICSP series vol. 45*](#), Tampere, p. 204 , 2008.
- [44]. P. Molchanov, A. Totsky, “Application of triple correlation and bispectrum for interference immunity improvement in telecommunications systems”, [*International Journal of Applied Mathematics and Computer Science, 2008, vol. 18, No. 3*](#), pp. 361-367, 2008.
- [45]. Astola, J. T., Egiazarian, K. O., Molchanov, P. A. & Totsky, A. V., “Signal reconstruction by using normalized bispectrum estimates in noise”, [*Telecommunications and Radio Engineering vol. 67, issue 5*](#), pp. 379-390, 2008.
- [46]. S. V. Vaseghi, “Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction” Third Edition, John Wiley & Sons Ltd, England, 2006.
- [47]. J. Astola, K. Egiazarian, V.V. Lukin, A.V. Totsky, and A.A. Zelensky, “Assessing bispectrum estimator performance for deterministic real-valued signals observed in additive Gaussian noise and random signal shift environment”, [*Zarubezhnaya Radioelectronica, Vol 1, issue 1*](#), pp. 51 – 59, 2006.

- [48]. A.V. Totsky, J. Astola, K.O. Egiazarian, A.A. Zelensky, I.V. Kurbatov, and V.V. Lukin, "Signal reconstruction by using bispectrum estimates in Gaussian and non-Gaussian interferences", [*Zarubezhnaya Radioelectronica, Vol. 11*](#), pp. 44–58, 2002.
- [49]. A.V. Totsky, I.V. Kurbatov, V.V. Lukin, A.A. Zelensky, J.T. Astola, and K.O. Egiazarian, "Estimation of unknown signal shape by bispectrum-filtering techniques for Gaussian and non-Gaussian noise environments", [*Zarubezhnaya Radioelectronica, issue 1*](#), pp. 43–54, 2005.
- [50]. A. V. Totsky, V. V. Lukin, I. V. Kurbatov, J. T. Astola and K. O. Egiazarian, "Combined bispectrum-filtering techniques for radar output signal reconstruction in ATR applications," [*Proceedings of International Conference "Automatic Target Recognition XIII"*](#); Ed. Firooz A. Sadjadi; Orlando (USA), SPIE vol. 5094, pp. 301 – 312, April 2003.
- [51]. A. V. Totsky, O. V. Krylov, I. V. Kurbatov, V. V. Lukin, J. Astola and K. Egiazarian, "Statistical investigations of bispectral and image restoration for Gaussian and non-Gaussian noise environments", [*Proc. International TICSP, Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing SMMSP'2001*](#), Pula, Croatia, pp. 231 –241, June 2001.
- [52]. T. Wu, X.H. Tang and F.Xiao, "Research on the Coherent Phase Noise of Millimeter-Wave Doppler Radar," [*Progress in Electromagnetics Research Letters, vol.5*](#), pp.23 –34, 2008.
- [53]. D. E. Kreithen, S. D. Halversen, and G. J. Owirka, "Discriminating targets from clutter," [*Lincoln Lab. J., vol. 6 no.1*](#), pp. 25 – 52, 1993.
- [54]. J. B. Billingsley, "Low-Angle Radar Land Clutter: Measurements and Empirical Models", [*William Andrew Publishing, Inc.*](#), New York, 2002.
- [55]. 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.

- [56]. M. Sekine, and Y. Mao, "Weibull Radar Clutter", [*Peter Peregrinus Ltd.*](#), London, 1990.
- [57]. G. P. Kulemin, "Millimeter-wave Radar Targets and Clutter", [*Artech House Inc.*](#), Norwood, 2003.
- [58]. G. Davidson, H. D. Griffiths, and S. Ablett, "Statistical Analysis Of High Resolution Land Clutter", [*RADAR 2002*](#), pp. 434-438, 15-17 Oct. 2002.
- [59]. 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.
- [60]. 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 International Conference on Microwave and THz Technologies and Wireless Communications \(IRPhE'2012\)*](#), October 16-17, 2012, Yerevan, Armenia, pp. 90-95.
- [61]. Соколов Г.А., Иванов В.А. "К расчёту характеристик обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех в системах междупериодной обработки" [*Повышение эффективности и надёжности радиоэлектронных систем: межвузовский сборник научных трудов*](#). – Л. ЛЭТИ, 1979. – С. 46-53.
- [62]. B. Barkat and B.Boashash, "Instantaneous frequency estimation of polynomial FM signals using the pick of the PWVD: Statistical performance in the presence of additive Gaussian noise", [*IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 47, issue 9*](#), pp. 2480-2490, September 1999.
- [63]. G.Deng, L. W. Cahill, "An adaptive Gaussian filter for noise reduction and edge detection", [*IEEE Conference Record Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference, vol. 3*](#), pp. 1615 – 1619, San Francisco, CA, 1993.
- [64]. E. K. Hodson , D. R. Thayer and C. Franklin, "Adaptive Gaussian filtering and local frequency estimates using local curvature analysis", [*IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*](#), vol. 29, issue 4, pp. 854-859, 1981.

- [65]. Zhenwei Miao and Xudong Jiang, "Additive and exclusive noise suppression by iterative trimmed and truncated mean algorithm", [Elsevier Signal Processing, Volume 99](#), pp. 147–158, June 2014.
- [66]. I. Djurovic, L. Stankovic, and J. F. Bohme. "Estimates of the Wigner distribution in Gaussian noise environment". Archiv fiir Elektronik und Obertragungstechnik, [International Journal Of Electronics and Communications, Vol 56 issue 5](#), pp. 337-340, 2002.
- [67]. C. W. Helstrom. "An expansion of a signal in Gaussian elementary signals". [IEEE Trans. Information Theory, 12](#), pp. 81-82, January 1966.
- [68]. B. Porat, B. Friedlander, "Optimal of MA and ARMA Parameters of NON-Gaussian Processes From Higher Order Cumulants," [Proc. Assp Workshop on Spectrum Estimation and Modeling](#), pp. 208-212, August 3-5, 1988.
- [69]. Hinich, Melvin J. "Testing for Gaussianity and Linearity of a Stationary Time Series." [Journal of Time Series Analysis, Vol. 3, No. 3](#), pp. 169-176, 1982.
- [70]. Д.И. Курудимов, В.Ф. Солодовник, А.В. Тоцкий, "Экспериментальные Исследования Помехоустойчивости Радиоканала С Биспектрально-Организованной Модуляцией", ISSN 1814-4225. [Радіоелектронні / Комп'ютерні Системи, № 1 \(60\)](#), С. 23-27, 2013.
- [71]. S. A.Tretter, "Double-Sideband Suppressed-Carrier Amplitude Modulation and Coherent Detection", [Information Technology: Transmission, Processing, and Storage, Communication System Design Using DSP Algorithms with Laboratory Experiments for the TMS320C6713™ DSK](#), pp 133-141, 2008.
- [72]. J. Martin, "Telecommunications and the Computer (3rd Edition)", [Prentice Hall PTR; 3 edition](#), pp 213-223, May22, 1990.
- [73]. A.Alwodai, X. Yuan, Y. Shao, F. Gu and A. D. Ball, "Modulation signal bispectrum analysis of motor current signals for stator fault diagnosis", [IEEE Automation and Computing \(ICAC\), 2012 18th International Conference](#), pp 1-6, Loughborough, 7-8 Sept. 2012.

- [74]. F. Gu, Y. Shao, N. Hu, and A. D. Ball, "Electrical motor current signal analysis using a modified bispectrum for fault diagnosis of downstream mechanical equipment," [*Mechanical Systems and Signal Processing* vol. 25](#), pp. 360-372, 2011.
- [75]. J. R. Stack, R. G. Hartley, and T. G. Habetler, "An amplitude modulation detector for fault diagnosis in rolling element bearings," [*IEEE Transactions on Industrial Electronics* vol. 51](#), pp. 1097-1102, 2004.
- [76]. T. Ning and S. M. Gao, "Detection of amplitude modulation using bispectra", [*Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5](#), pp. V469-V472, 1992.
- [77]. T. W. S. Chow and H. Z. Tan, "HOS-Based nonparametric and parametric methodologies for machine fault detection", [*IEEE Trans. Ind. Electron.*](#), vol. 47, pp. 1051-1059, 2000.
- [78]. A.A. Hakhoumian and E.R. Sivolenko, "Pedestrian Micro-Doppler Signature Disclosure as a Carrier Suppressed Amplitude Modulated Signal Detection", [*Armenian Journal of Physics*, vol. 8, issue 4](#), pp. 180-184, 2015.
- [79]. E.R. Sivolenko, "Determination of Received Unknown Signal Modulation Type Using Higher Order Statistics or Spectral Correlation Method", Transactions of IIAP of the NAS RA, Mathematical Problems of Computer Science, vol. 45, pp. 27-34, 2016.
- [80]. 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.
- [81]. A. Muzhikyan, A. Hakhoumian, S. Martirosyan, V. Nikoghosyan, N. Poghosyan, T. Poghosyan, K.Rustamyan, T. Zakaryan, "Short-range Ku-band hybrid-mode CW-

- LFM radar,” [*Radar Symposium \(IRS\), 2010 11th International, Lithuania*](#), 16-18 June 2010, pp. 1-3.
- [82]. S. Bjorklund, T. Johansson, and H. Petersson, “Evaluation of a micro-doppler classification method on mm-wave data,” [*in IEEE Radar Conference \(RADAR\)*](#), 2012, pp. 934-939.
 - [83]. S. Bjorklund, H. Petersson, and G. Hendeby, “On distinguishing between human individuals in micro-Doppler signatures,” [*in 14th International Radar Symposium \(IRS\)*](#), vol. 2, 2013, pp. 865-870.
 - [84]. V. Chen, “Doppler signatures of radar backscattering from objects with micro-motions,” [*IET Signal Processing*](#), vol. 2, no. 3, pp. 291-300, 2008.
 - [85]. V. Chen, “Spatial and temporal independent component analysis of micro Doppler features,” [*in IEEE International Radar Conference*](#), May 2005, pp. 348-353.
 - [86]. V. Chen, F. Li, S. S. Ho, and H. Wechsler, “Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study,” [*IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*](#), vol. 42, no. 1, pp. 2-21, January 2006.
 - [87]. C. Clemente, A. Balleri, K. Woodbridge, and J. Soraghan, “Developments in target micro-Doppler signatures analysis: radar imaging, ultrasound and through-the-wall radar,” [*EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*](#), vol. 2013, no. 1, p. 47, 2013.
 - [88]. M. Dakovic, M. Brajovic, T. Thayaparan, and L. Stankovic, “An algorithm for micro-Doppler period estimation,” [*in 20th Telecommunications Forum \(TELFOR\)*](#), 2012, pp. 851- 854.
 - [89]. M. de Wit, R. I. A. Harmanny, and G. Premel-Cabic, “Micro-Doppler Analysis of Small UAVs,” [*in European Radar Conference \(EuRAD\)*](#), oct. 2012, pp. 210 - 213.
 - [90]. J. Geisheimer, W. Marshall, and E. Greneker, “A continuous-wave (CW) radar for gait analysis,” [*in Conference on Signals, Systems and Computers*](#), vol. 1, 2001, pp. 834-838.

- [91]. S. Groot, A. Yarovoy, R. Harmanny, and J. Driessen, "Model-based classification of human motion: Particle Itering applied to the micro-Doppler spectrum," in [*9th European Radar Conference \(EuRAD\)*](#), 2012, pp. 198-201.
- [92]. A. Hakhoumian, T. Zakaryan and E. Sivolenko, "Pedestrian Caused Doppler Signal Detection By Bispectrum Processing In Ku-band Coherent CW Radar" [*Armenian Journal of Physics*](#), vol. 9, issue 2, pp. 110-116, 2016, Armenia.
- [93]. K.-T. Kim, D.-K. Seo and H.-T. Kim, "Efficient radar target recognition using the MUSIC algorithm and invariant features," [*IEEE Transactions on Antennas and Propagation*](#), vol. 50, no. 3, pp. 325 - 337, Mar. 2002.
- [94]. Y. Kim and H. Ling, "Human activity classification based on micro-Doppler signatures using a support vector machine," [*IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*](#), vol. 47, no. 5, pp. 1328 - 1337, May 2009.
- [95]. F. Kruse, F. Folster, M. Ahrholdt, H. Rohling, M. Meinecke, and T.-B. To, "Target classification based on near-distance radar sensors," in [*IEEE Intelligent Vehicles Symposium*](#), 2004, pp. 722 - 727.
- [96]. J. Marple, S.L., "Sharpening and bandwidth extrapolation techniques for radar micro-Doppler feature extraction," in [*International Radar Conference*](#), September 2003, pp. 166 – 170.
- [97]. H. Avagyan, "Direct Digital Formation and Processing of Radar Complex Signals," [*Ph.D. dissertation*](#), 2013.
- [98]. A. Muzhikyan, "Investigation of Effective Methods of Radar Signal Formation and Processing," [*Ph.D. dissertation*](#), 2011.
- [99]. A.Muzhikyan,A.Hakhoumian,S.Martirosyan,V.Nikoghosyan,N.Poghosyan,T.Poghosy a, 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.
- [100]. Ա. Մուժիկյան, "Ռադիոլոկացիոն Ազդանշանների Ձեվավորման եւ Մշակման Արդյունավետ Եղանակների Հետազոտումը", Աշտարակ 2011.

- [101]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "Ground moving target classification by using DCT coefficients extracted from micro-doppler radar signatures and artificial neuron network," in [*Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium \(MRRS\)*](#), 2011, pp. 173 - 176.
- [102]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "Moving target classification in ground surveillance radar ATR system by using novel bicepstral-based information features," in [*2011 European Radar Conference \(EuRAD\)*](#), 2011, pp. 194 - 197.
- [103]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "Target classification by using pattern features extracted from bispectrum-based radar Doppler signatures," in [*International Radar Symposium \(IRS\)*](#), 2011, pp. 791 - 796.
- [104]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "Frequency and phase coupling phenomenon in micro-Doppler radar signature of walking human," in [*13th International Radar Symposium \(IRS\)*](#), 2012, pp. 49 - 53.
- [105]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "Classification of ground moving targets using bicepstrum-based features extracted from micro-Doppler radar signatures," [*EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*](#), vol. 2013, no. 1, 2013.
- [106]. P. Molchanov, J. Astola, K. Egiazarian, and A. Totsky, "On micro-Doppler period estimation," in [*19th International Conference on Control Systems and Computer Science \(CSCS\)*](#), 2013, pp. 325 - 330.
- [107]. P. Molchanov, K. Egiazarian, J. Astola, R. Harmanny, and J. de Wit, "Classification of small UAVs and birds by micro-doppler signatures," in [*European Radar Conference \(EuRAD\)*](#), 2013, pp. 172 -175.
- [108]. P. Molchanov, A. Totsky, J. Astola, K. Egiazarian, S. Leshchenko, and M. Rosa-Zurera, "Aerial target classification by micro-Doppler signatures and bicoherence-based features," in [*9th European Radar Conference \(EuRAD\)*](#), 2012, pp. 214-217.
- [109]. P. Molchanov, A. Totsky, S. Leshchenko, P. Jarabo-Amores, K. Egiazarian, and J. Astola, "Classification of aircraft using micro-doppler bicoherence-based

- features,” [*IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*](#), vol. 50, no. 2, pp. 1455 -1467, 2014.
- [110]. M. Otero, “Application of a continuous wave radar for human gait recognition,” in [*Proceedings of SPIE*](#), vol. 5809, May 2005, pp. 538 - 548.
- [111]. G. Smith, K. Woodbridge, and C. Baker, “Radar micro-Doppler signature classification using dynamic time warping,” [*IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*](#), vol. 46, no. 3, pp. 1078-1096, 2010.
- [112]. G. Smith, K. Woodbridge, C. Baker, and H. Griths, “Multistatic micro-Doppler radar signatures of personnel targets,” [*IET Signal Processing*](#), vol. 4, no. 3, pp. 224-233, 2010.
- [113]. G. E. Smith, K. Woodbridge, and C. J. Baker, “Radar micro-Doppler signature classification using dynamic time warping,” [*IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*](#), vol. 46, no. 3, pp. 1078 -1096, July 2010.
- [114]. D. Tahmoush and J. Silviou, “Modeled gait variations in human micro-Doppler,” in [*11th International Radar Symposium \(IRS\)*](#), 2010, pp. 1-4.
- [115]. T. Thayaparan, S. Abrol, E. Riseborough, L. Stankovic, D. Lamothe, and G. Du , “Analysis of radar micro-Doppler signatures from experimental helicopter and human data,” [*IET Radar, Sonar Navigation*](#), vol. 1, no. 4, pp. 289 -299, Aug 2007.
- [116]. P. van Dorp and F. C. A. Groen, “Human walking estimation with radar,” [*IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*](#), vol. 150, no. 5, pp. 356-365, 2003.