

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱ  
ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱՅԻ ԻՆՍՏԻՏՈՒՏ

Թովմասյան Խաչատուր Ժիրայրի

OFDM ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ԿԻՐԱՌՈՒՄԸ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ  
ԽՆԴԻՐՆԵՐՈՒՄ

Ատենախոսություն

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

Գիտական ղեկավար

Ֆիզ.-մաթ. գիտ. թ. Ա. Ա. Հախումյան

**ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ**

**ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ ..... 4**

**ԳԼՈՒԽ 1. ԲԱԶՄԱԿՐՈՂ ՀԱՂՈՐԴՈՒՄ ԵՎ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ ..... 9**

1.1. OFDM-ը որպես բազմակրող հաղորդում ..... 9

    1.1.1. Բազմակրող հաղորդման առավելությունը ռադիոլոկացիոն խնդիրներում ..... 9

    1.1.2. OFDM ազդանշանի նկարագրումը..... 10

    1.1.3. OFDM իրականացումը FFT-ի միջոցով ..... 11

    1.1.4. OFDM պաշտպանիչ ինտերվալ ..... 14

    1.1.5. OFDM համակարգերում ազդանշանի աղավաղման գործոնները..... 15

1.2. OFDM-ը որպես ռադիոլոկացիոն ազդանշան..... 16

    1.2.1. OFDM ձևավորված ռադիոլոկացիոն ազդանշանը..... 16

    1.2.2. Թիրախից անդրադարձած OFDM լայնաշերտ ազդանշանը..... 17

    1.2.4. OFDM ռադիոլոկացիոն համակարգի սահմանային հեռավորությունը ..... 19

    1.2.5. Ընդունված ազդանշանի մատրիցական ներկայացումը..... 20

1.3. OFDM ռադիոլոկացիոն համակարգերի մշակման տարբեր եղանակների նկարագրությունը ..... 23

    1.3.1. OFDM-ի միջոցով, թիրախի դիրքի որոշման «նոր» ալգորիթմի նկարագրությունը..... 23

    1.3.2. Դոպլերի շեղման գնահատումը համակցված ռադիոլոկացիոն-հեռահաղորդակցական համակարգի միջոցով ..... 25

    1.3.3. Արագության և հեռավորության ճշգրիտ գնահատման OFDM մոդելը և համակարգում առկա գաուսյան աղմուկների նվազագույն շեմը ..... 27

    1.3.4. Բազմակրող փուլակողմնորված ռադիոլոկացիոն ազդանշանները որպես ռադիոլոկացիոն ազդանշաններ..... 30

    1.3.5. Կրող և դոպլերյան հաճախականության շեղումների համեմատականները ... 32

**ԳԼՈՒԽ 2. OFDM ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ՎՐԱ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒՄԸ..... 35**

2.1. OFDM ազդանշանների ձևավորման, հաղորդման և ընդունման իրականացումը MATLAB ծրագրային ապահովման միջոցով..... 35

    2.1.1. OFDM ռադիոլոկացիոն ազդանշանի ձևավորման և հաղորդման մոդելը ..... 35

    2.1.2. OFDM ռադիոլոկացիոն ազդանշանի ընդունման մոդելը..... 41

2.2. Ռադիոլոկացիոն պարամետրերի ազդեցությունները OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության վրա ..... 46

2.2.1. Թիրախի դիրքով պայմանավորված ժամանակային հապաղման ազդեցությունը OFDM ազդանշանի համաստեղության սինվոլների վրա .....	46
2.2.2. Թիրախի արագությամբ պայմանավորված դոպլերյան հաճախականային շեղման ազդեցությունը OFDM ազդանշանի համաստեղության սինվոլների վրա ...	48
<b>ԳԼՈՒԽ 3. OFDM ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՀԱՄԱՍՏԵՂՈՒԹՅԱՆ ՄԻՋՈՑՈՎ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՈՐՈՇՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԸ.....</b>	<b>53</b>
3.1. OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղությունից թիրախի դիրքի որոշման գտման եղանակը.....	53
3.1.1 Թիրախի դիրքի որոշման ժամանակային հապաղման գտիչների բանկի կիրառման եղանակի նկարագրությունը.....	53
3.1.2. Դիրքի որոշման գտման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում:.....	61
3.2. OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության միջոցով թիրախի արագության որոշման գտման եղանակը .....	65
3.2.1. Թիրախի արագության որոշման հաճախականային գտիչների բանկի կիրառման եղանակի նկարագրությունը.....	65
3.2.2. Արագության որոշման գտման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան սպիտակ աղմուկների առկայության դեպքում:.....	71
3.3. Թիրախի դիրքի որոշման միջինացման եղանակը.....	74
3.3.1. Թիրախի դիրքի որոշման միջինացման եղանակի նկարագրությունը.....	74
3.3.2. Դիրքի որոշման միջինացման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում:.....	81
3.4. Թիրախի արագության որոշման միջինացման եղանակը .....	83
3.4.1. Թիրախի արագության որոշման միջինացման եղանակի նկարագրությունը .	83
3.4.2. Արագության որոշման միջինացման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում:.....	87
<b>ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ</b> .....	<b>91</b>
<b>ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ</b> .....	<b>92</b>
<b>ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ</b> .....	<b>93</b>
<b>ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ</b> .....	<b>94</b>

## ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

### Ատենախոսության արդիականությունը

Ատենախոսությունը վերաբերվում է վերջին ժամանակներում բուռն զարգացում ստացած OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) բարդ ազդանշանների ուսումնասիրությանը և կիրառմանը ռադիոլուկացիոն համակարգերում: Ի սկզբանե, այդ դասի ազդանշանները նախատեսված էին հեռահաղորդակցական խնդիրների լուծման համար, սակայն, ժամանակին համընթաց, սկսեցին զարգանալ այնպիսի հիբրիդային համակարգեր, ինչպիսիք են ռադիոլուկացիոն-հեռահաղորդակցական համակարգերը: Դրանց միջոցով հնարավոր է լինում ռադիոլուկացիա իրականացնելուն զուգընթաց փոխանցել ինֆորմացիա: Այդպիսի համակարգերը իրենց կիրառությունն են գտել ինչպես կենցաղային, այնպես էլ ռազմական ոլորտներում:

Ռադիոլուկացիոն համակարգերի զարգացմանը զուգընթաց աճել է դրանց իրականացման մեխանիզմների բարդությունը, և հետևաբար, նաև ծախսատարությունը, քանի որ այդպիսի ազդանշանների մշակման համար անհրաժեշտ են արագագործ և թանկարժեք սարքավորումներ: Այդ իսկ պատճառով արդյունավետության, ճշգրտության և ինտերակտիվության ապահովմանը զուգահեռ, առաջնային խնդիրներից մեկն է դարձել համակարգի իրագործման ծախսատարության մաքսիմալ նվազեցումը:

OFDM ազդանշանի՝ արտաքին պայմաններում տարածվելու կայունության և ճկունության շնորհիվ՝ հնարավոր է դառնում այն կիրառել միաժամանակ և՛ ռադիոլուկացիոն, և՛ հեռահաղորդակցական խնդիրներում: Քանի որ այն օժտված է ինֆորմացիոն սիմվոլների մեծ տևողությամբ և լայն սպեկտրով, ապա դա ապահովում է չափված ռադիոլուկացիոն պարամետրերի մեծ ճշգրտություն: Ընդ որում, նախկինում կիրառվող պիլոտ-ազդանշանների փոխարեն, OFDM-ը թույլ է տալիս ռադիոլուկացիոն ազդանշանում տեղակայել ինֆորմացիա և միաժամանակ լուծել երկու խնդիր՝ ռադիոլուկացիա և հեռահաղորդակցություն:

Այդպիսի համակցված խնդրի լուծման համար մինչ այժմ առաջարկվել են մի շարք եղանակներ: Այդ եղանակներից մեկով, առաջարկվում էր ռադիոլուկացիա՝ հիմնված

հաղորդված և ընդունված ինֆորմացիոն հաջորդականությունների հարաբերությամբ՝ ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշման վրա[1]: Մեկ այլ եղանակով առաջարկվում էր որոշել ռադիոլուկացիոն պարամետրերը՝ OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանի մատրիցական ներկայացման միջոցով: Այդպիսի ներկայացումը թույլ էր տալիս տարանջատել ռադիոլուկացիոն պարամետրերի առանձին ազդեցություններն առանձին մատրիցներում և դրանց միջոցով որոշել այդ պարամետրերը[2]: Սակայն, այդպիսի եղանակներով իրականացված ռադիոլուկացիան պահանջում է մեծածավալ հաշվողական ռեսուրսներ, և հետևաբար, կարող է բերել ծախսատարության կտրուկ աճի: Այդ իսկ պատճառով էլ մեր իրականացված ուսումնասիրություններում շեշտը դրվել է OFDM մշակման այնպիսի եղանակների նախագծմանը, որոնց միջոցով իրականացվող ռադիոլուկացիոն պարամետրերի հաշվարկը կլինի ավելի քիչ ծախսատար՝ համեմատած մինչ այդ իրականացված մշակման եղանակների հետ՝ օգտագործելով ինֆորմացիոն բնույթի ազդանշան և պահպանելով երկու խնդիրների միաժամանակյա առկայության պայմանը:

### **Ատենախոսության նպատակը**

Ատենախոսության նպատակն է միաժամանակ և հեռահաղորդակցության մեջ, և ռադիոլուկացիայում կիրառելի OFDM բարդ ազդանշանների համաստեղության մշակման միջոցով՝ նախագծել ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշման այնպիսի եղանակներ, որոնք կպահանջեն քիչ ծավալով հաշվողական ռեսուրսներ: Նշված նպատակին հասնելու համար ատենախոսության մեջ դրվել են հետևյալ խնդիրները՝

Ուսումնասիրել և նախագծել OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանների մշակման եղանակներ՝ հիմնված OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության մշակման վրա:

OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանների մշակման եղանակներից օգտվելով՝ նախագծել այնպիսի ալգորիթմներ, որոնք թույլ կտան իրականացնել ռադիոլուկացիա և կպահանջեն փոքրածավալ հաշվողական ռեսուրսներ:

Մշակված մեթոդներում կիրառել OFDM ինֆորմացիոն բնույթի ազդանշաններ, որը թույլ կտա լուծել միաժամանակ և ռադիոլուկացիոն և հեռահաղորդակցական բնույթի խնդիրներ:

Իրականացնել նախագծված ալգորիթմների համեմատումներ, արդյունավետության, ճշգրտության և աղմկակայունության գնահատումներ:

### **Գիտական նորույթը**

Ցույց է տրվել, որ OFDM համաստեղության վերլուծության միջոցով կարելի է որոշել նպատակակետի դիրքը և արագությունը:

Առաջարկվել է OFDM ինֆորմացիոն-ռադիոլուկացիոն արձագանք-ազդանշանի համաստեղության ցրվածության միջին քառակուսային շեղման ժամանակային և հաճախականային տիրույթներում իրականացված գնահատման միջոցով համապատասխանաբար որոշել նպատակակետի դիրքը և արագությունը:

Առաջարկվել է OFDM ինֆորմացիոն սիմվոլների համաստեղության միջինացման եղանակ, որը թույլ է տալիս միաժամանակ որոշել թիրախի հեռավորությունը և արագությունը՝ մեկ OFDM սիմվոլի տևողությամբ:

### **Գործնական արժեքը**

Մշակված եղանակներով իրականացվող ռադիոլուկացիան պահանջում է փոքրածավալ հաշվարկային ռեսուրսներ և այդ պատճառով դրա իրագործումը դառնում է դյուրին և որ շատ կարևոր է՝ քիչ ծախսատար:

Մշակված եղանակները իրենց բնույթով համատեղելի են և հնարավորություն են տալիս ներդնել դրանք՝ արդեն մշակված ռադիոլուկացիոն կայանների ծրագրային ապահովման մեջ և իրականացնել ռադիոլուկացիա:

Կիրառվող OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանը իր բնույթով ինֆորմացիոն է, հետևաբար ռադիոլուկացիոն պարամետրերի լուծմանը զուգընթաց հնարավոր է իրականացնել ինֆորմացիայի փոխանցում:

### **Պաշտպանությանը ներկայացվող հիմնական դրույթները**

OFDM ռադիոլուկացիոն արձագանք-ազդանշանի համաստեղության մշակումը թույլ է տալիս իրականացնել ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշում:

OFDM արձագանք-ազդանշանի համաստեղության ցրվածության միջին քառակուսային շեղման գնահատման միջոցով հնարավոր է իրականացնել թիրախի և՛ դիրքի, և՛ շարժման արագության որոշում:

OFDM արձագանք ազդանշանի համաստեղության վերլուծության միջոցով հնարավոր է հաշվարկել ռադիոլուկացիոն պարամետրերի շնորհիվ ազդանշանի ստացած փուլային փոփոխությունները, դրանց միջոցով էլ հաշվել ռադիոլուկացիոն պարամետրերը:

OFDM արձագանք ազդանշանի ինֆորմացիոն բնույթի շնորհիվ ազդանշանի համաստեղության մշակման եղանակները թույլ են տալիս ռադիոլուկացիային զուգահեռ լուծել հեռահաղորդակցական խնդիրներ:

### **Աշխատանքի ներկայացումը**

Ատենախոսության հիմնական արդյունքները բազմիցս քննարկվել են Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտի Ազդանշանների մշակման ու ԳԲՀ սարքավորումների լաբորատորիաների սեմինարներում և ներկայացվել IRPhE'2012(16-17 հոկտեմբերի, Երևան, Հայաստան), PIERS 2013 (12-15 օգոստոսի, Ստոկհոլմ, Շվեդիա), YSC 2013 (2-6 դեկտեմբերի, Խարկով, Ուկրաինա), միջազգային գիտաժողովներում:

### **Տպագրություններ**

Ատենախոսության թեմայով տպագրվել է 5 աշխատանք, որոնցից 2 հոդված՝ միջազգային[3, 4] և 1 հոդված՝ հայկական գիտական ամսագրերում[5], և 2 զեկույց՝ ներկայացված միջազգային գիտաժողովում[6, 7]:

### Ատենախոսության կառուցվածքը

Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, 3 գլուխներից, եզրակացությունից և 102 հղում պարունակող գրականության ցանկից: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 104 էջ է և պարունակում է 57 նկար:



# ԳԼՈՒԽ 1. ԲԱԶՄԱԿՐՈՂ ՀԱՂՈՐԴՈՒՄ ԵՎ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐ

## 1.1. OFDM-ը որպես բազմակրող հաղորդում

### 1.1.1. Բազմակրող հաղորդման առավելությունը ռադիոլոկացիոն խնդիրներում

Ռադիոլոկացիոն և հեռահաղորդակցական խնդիրներում շատ կարևոր է կապուղում կիրառվող ազդանշանի սպեկտրալ հատկությունների կառավարումը: Այդ տեսանկյունից մի շարք առավելություններ են իր մեջ պարունակում բազմակրող հաղորդման ռադիոլոկացիոն ազդանշանները: Եվ, քանի որ բազմակրող հաղորդման ժամանակ, ազդանշանի յուրաքանչյուր ենթակրող բաղադրիչի սեփական ամպլիտուդն ու սկզբնափուլը կարող են լինել լիովին անկախ մյուս ենթակրողների ամպլիտուդներից և սկզբնափուլերից, ապա, դա տալիս է ազդանշանի սպեկտրի ղեկավարման աննախադեպ հնարավորություն: Այնուամենայնիվ OFDM ազդանշանների կիրառման արդյունավետությունը կապված է հաշվարկային մեծ ռեսուրսների հետ: Սակայն, այդ նույն ծավալի հաշվողական ռեսուրսների դեպքում, այն ակնհայտորեն առավելություն ունի այնպիսի լայնասպեկտր ազդանշանների նկատմամբ, ինչպիսիք են կոդային բաժանումով բազմակի հասանելիության (CDMA - Code Division Multiple Access) և պատահական աղմկային ազդանշանները[8, 9]: Ընդ որում, նշված ազդանշանները սպեկտրալ տեսանկյունից չեն տալիս այնպիսի ձկունություն, ինչպիսին տալիս են OFDM ազդանշանները:

Բազմակրող հաղորդման համակարգի մեկ այլ կարևորագույն հատկանիշներից է զգայունությունը դոպլերյան հաճախականության փոփոխությունների նկատմամբ: OFDM բազմակրող համակարգը ապահովում է սպեկտրալ բաղադրիչների օրթոգոնալությունն ու անկախությունը, այն դեպքում, երբ նման ապահովումը բացակայում է ռադիոլոկացիոն խնդիրների համար կիրառվող այլ ազդանշաններում, ինչպիսին են, օրինակ՝ գծային մոդուլացված ռադիոլոկացիոն ազդանշանները[2]:

Միակրող հաղորդման դեպքում դոպլերյան ազդեցության փոփոխությունը անհնար է միանշանակ չափել: Այդ ոչ միանշանակությունը բնութագրվում է դոպլերյան անորոշության ֆունկցիայի միջոցով, որը համարվում է համակարգի կարևոր

բնութագրիչներից մեկը[10, 11]: Պարզվում է որ բազմակրող հաղորդման ժամանակ ամեն ենթակրողի վրա դրայլերյան հաճախականությունը նույն չափով է ազդում, և հենց ենթակրողների վրա ունեցած այդ ազդեցությունների համադրման շնորհիվ է հնարավոր դառնում լուծել դրայլերյան անորոշության ֆունկցիան: Այնուամենայնիվ դրայլերյան հաճախականության չափման համար, անորոշության ֆունկցիայի լուծման համար, ազդանշանի ձևավորման ժամանակ կան որոշակի սահմանափակումներ: Այս հնարավորությունը նույնպես բացակայում է շատ այլ ազդանշաններում, որտեղ անհնար է իրականացնել սպեկտրալ բաղադրիչների ճկուն կառավարում: OFDM մոդուլյացիայի նման ճկունությունը հավելյալ հնարավորություն է տալիս օգտագործել մի շարք մոտեցումներ, ուղղված ռադիոլուկացիոն համակարգի արդյունավետության բարելավմանը[12-14]:

Այսիպիսով բազմակրող հաղորդումը իրականացվում է OFDM ազդանշանների միջոցով, որոնք ռադիոլուկացիոն տեսանկյունից, կիրառման լայն հնարավորություններ են տալիս: Սակայն, այդ հնարավորություններին զուգահեռ շատ կարևոր է մշակել այնպիսի եղանակներ որոնք կպահանջեն փոքրածավալ հաշվարկային ռեսուրսներ: Հենց այդպիսի քիչ հաշվարկային ռեսուրսներ պահանջող OFDM ռադիոլուկացիոն եղանակների մշակմանն է նվիրված սույն ատենախոսությունը:

### 1.1.2. OFDM ազդանշանի նկարագրումը

Ընդհանուր առմամբ, OFDM ազդանշանը իրենից ներկայացնում է տարբեր սկզբնափուլերով ու ամպլիտուդներով հարմոնիկների գումար: Այն իրականանում է գոտիների բանկի միջոցով, միմյանց օրթոգոնալ, բազմաթիվ ենթակրողների ձևավորման արդյունքում[15]: Սակայն, պրակտիկ տեսանկյունից դրա իրականացումը գրեթե անհնար է և ոչ արդյունավետ, այդ իսկ պատճառով այդ ամենը փոխարինվել է արագ Տուրյե ձևափոխության(FFT - Fast Fourier Transform) ալգորիթմով[16, 17]:

Ինչպես արդեն նշեցինք ձևավորված ենթակրողները պետք է լինեն օրթոգոնալ մեկը մյուսին: Այդ պայմանը բավարարվում է, երբ OFDM սիմվոլի տևողությունը՝

$$T = \frac{1}{\Delta f} \quad (1.1.1)$$

որտեղ  $\Delta f$ -ը երկու հարևան ենթակրողների միջև հեռավորությունն է: Այլ կերպ ասած, OFDM սիմվոլի տևողությունը պետք է լինի երկու ենթակրող հաճախականությունների միջև եղած հեռավորության հակադարձ մեծությունը:

Ի տարբերություն հեռահաղորդակցական խնդիրների, որտեղ, որպես ազդանշան վերցվում է ազդանշանի ինֆորմացիոն տեսանկյունից ձևավորված OFDM սիմվոլներից բաղկացած OFDM բլոկը, ռադիոլուկացիոն խնդիրներում բավական է վերցնել մեկ OFDM սիմվոլ և հաղորդել դրա կրկնօրինակներից բաղկացած հաջորդականությունը, որն էլ տալիս է մեզ հնարավորություն, ստանալ ավելի հստակ տեղեկություն դոպլերյան ազդեցության վերաբերյալ: Ըստ այդմ OFDM ազդանշանի մաթեմատիկական տեսքը կարելի է ներկայացնել՝

$$S(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{M-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi m \Delta f t\} \quad (1.1.2)$$

տեսքով, որտեղ

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{մնացած դեպքերում} \end{cases} \quad (1.1.3)$$

$F_m$ -ը և  $\varphi_m$ -ը համապատասխանաբար  $m$ -րդ ենթակրողի ամպլիտուդն ու սկզբնափուլն են,  $M$ -ը OFDM ազդանշանի ենթակրողների թիվն է: Հատկանշականն այն է, որ մոդուլյացիայի պարամետրերը կարող են տրվել յուրաքանչյուր ենթակրողի համար իրարից անկախ, որն էլ կապահովի սպեկտրալ ճկունությունը:

### 1.1.3. OFDM իրականացումը FFT-ի միջոցով

Ինչպես նշեցինք, OFDM սիմվոլի տևողության և ենթակրողների միջև հեռավորության մեջ առկա է ուղղակիորեն կապ: Այդ տևողության սահմանումը կարևոր է, քանի որ այն սահմանում է նաև տևողություն, որի ընթացքում ընդունիչը պետք է ընդունի և ընտրությամբ OFDM սիմվոլը:

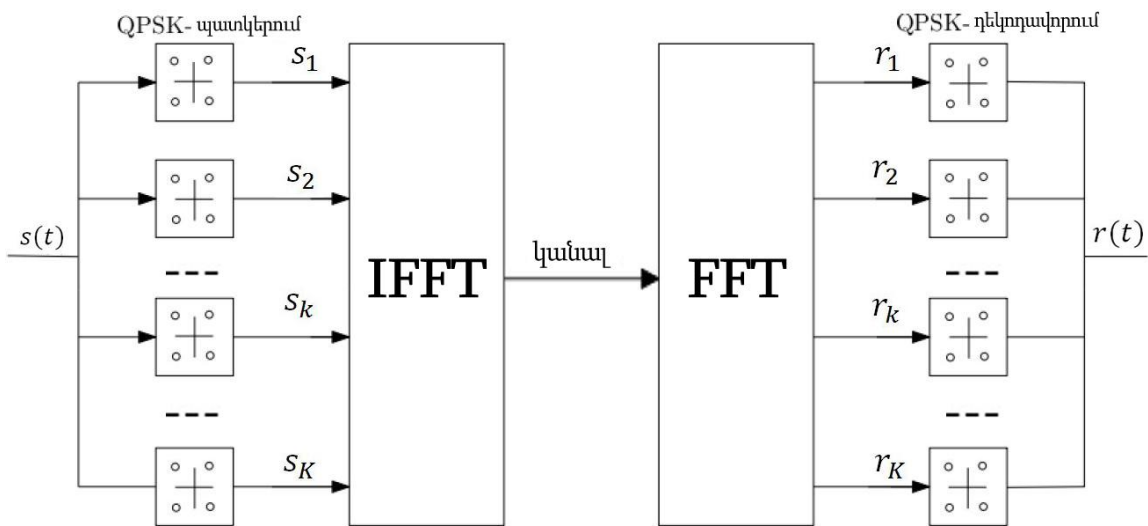
OFDM մոդուլյացիան արտակարգ կերպով իրականացվում է հակադարձ արագ Ֆուրյե ձևափոխությամբ (IFFT – Inverse Fast Fourier Transform), իսկ դեմոդուլյացիան՝ FFT-ի միջոցով, ինչպես ցույց է տրված նկ. 1.1.1-ում: FFT երկարությունը որոշվում է ենթակրողների թվով, և այն պետք է բավարարի Նայքվիստի պայմանին: Ըստ այդմ

կարելի է ընտրել FFT երկարությունը՝  $N = M$ , որը կհանդիսանա Նայքվիստյան պայմանի բավարարման կրիտիկական դեպք:

Դեմոդուլյացիայի հաջող իրականացման համար FFT-ի մուտքում պետք է լինեն IFFT գեներացված բոլոր ընտրույթները: Ըստ այդմ, FFT-ն պետք է ծածկի ողջ  $T$  տևողությամբ տիրույթը, որի ընթացքում առկա է ազդանշանը: Մի խոսքով, FFT պատուհանը պետք է հստակ համընկնի OFDM սիմվոլի հետ:

OFDM ազդանշանի մոդուլյացիոն սիմվոլները կարելի է ներկայացնել՝

$$S(n) = \sum_{m=0}^{M-1} F_m \exp\{j\phi_m\} \exp\left\{j2\pi m \frac{n}{N}\right\}, n = \{0, 1, 2, \dots, N - 1\} \quad (1.1.4)$$



Նկ. 1.1.1 OFDM-ի ձևավորման ընդհանուր սխեման:

Նկատենք, որ (1.1.2)-ի համեմատ (1.1.4)-ում ժամանակը փոխարինված է ընտրույթավորման պարբերությամբ՝

$$t = n \frac{T}{N} = \frac{n}{N\Delta f} \quad (1.1.5)$$

Դեմոդուլյացված ազդանշանի համար կունենանք՝

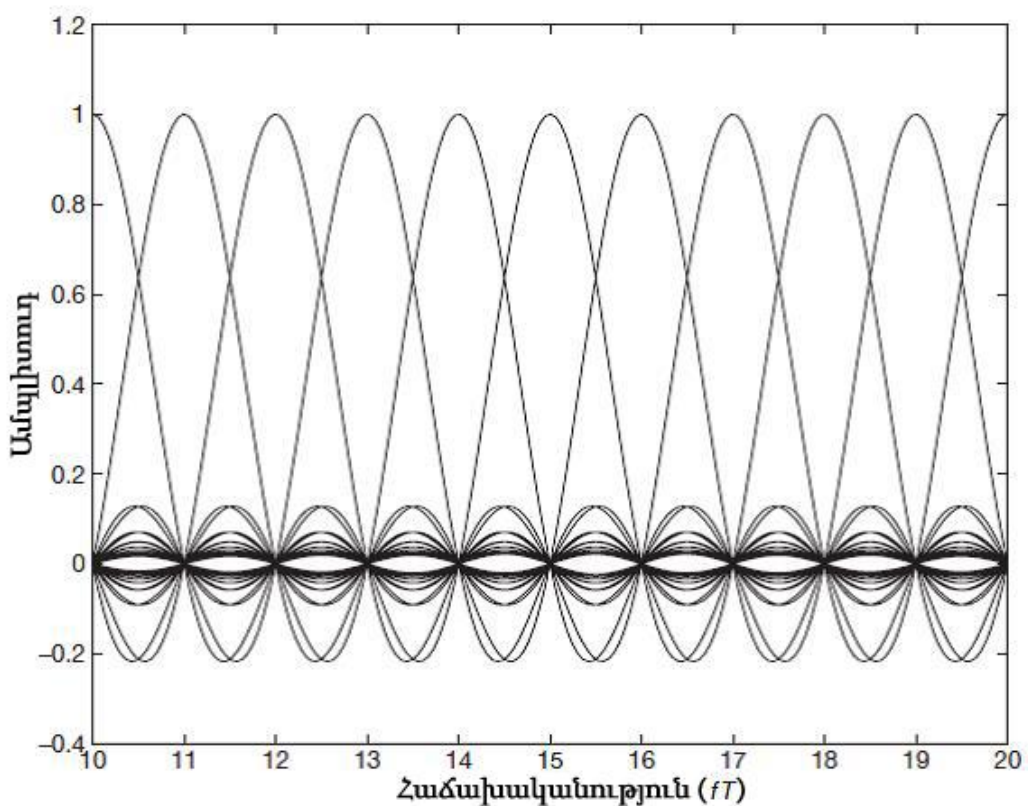
$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F[n] \exp\left\{-j2\pi k \frac{n}{N}\right\}, k = \{0, 1, 2, \dots, N - 1\} \quad (1.1.6)$$

(1.1.4)-ը տեղադրելով (1.1.6)-ում տեսնում ենք ենթակրողների օրթոգոնալության պայմանը

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} F_m \exp\{j\phi_m\} \exp\left\{-j2\pi(m-k)\frac{n}{N}\right\} \quad (1.1.7)$$

Պատկերը պրակտիկայի տեսանկյունից շատ պարզ և հասկանալի թվում, և կարելի է ենթադրել, որ կաշխատի առանց որևէ խնդրի, քանի որ հաղորդման ցանկացած բլոկի հակադարձ աշխատանքով բլոկը առկա է ընդունման հատվածում, հետևաբար ամբողջ տվյալները պետք է հիանալի կերպով վերականգնվեն, իհարկե եթե ամեն բլոկն աշխատի անթերի: Անթերիության մասին խոսելիս առաջին հերթին պետք է շեշտը դնել օրթոգոնալության ապահովման վրա:

Ինչպես երևում է նկ. 1.1.2-ում, OFDM ազդանշանի սպեկտրը իրենից ներկայացնում է *sinc*-երի համադրում, և ամեն *sinc*-ը իրենից ներկայացնում է առանձին ենթակրողի սպեկտրալ բաղադրիչը[18]: Արդյունքում այս ֆունկցիաների պարուրիչն էլ արտահայտում է ազդանշանի սպեկտրը և հենց առանձին ենթակրող բաղադրիչների կառավարմամբ էլ կարողանում ենք կառավարել OFDM ազդանշանի սպեկտրը՝ մեր պահանջների համաձայն:



Նկ. 1.1.2. OFDM-ի միմյանց վերադրված, մեկը մյուսին օրթոգոնալ ենթակրող սպեկտրալ բաղադրիչները:

#### 1.1.4. OFDM պաշտպանիչ ինտերվալ

Մինչ այժմ մենք ենթադրում էինք, որ հաղորդիչի և ընդունիչի միջև գործում է բացարձակ համաձայնեցում: Քանի որ հաղորդած ազդանշանը ընդունիչին հասնում է տարբեր ճանապարհներով, արդյունքում ստացվում է անհամաձայնեցված ազդանշան, որը ձևավորվել է նույն ազդանշանի տարբեր հապաղումներով՝ մեկը մյուսի հետ վերադարձվելիս [19]: Արդյունքում օրիգինալ OFDM ազդանշանի հիմնական իմպուլսը և դրա հապաղված տարբերակը այլևս օրթոգոնալ չեն լինի:

Ազդեցությունն ավելի լավ պատկերացնելու համար դիտարկենք պարզագույն հաղորդիչ-թիրախ-ընդունիչ ազդանշանի դեպքը: Ընդունիչում, ազդանշանը կլինի ուղղակիորեն ազդանշանի և թիրախից անդրադարձած բաղադրիչների գումարը.

$$R(t) = S(t) + S(t - \tau) = \sum_{m=0}^{N-1} [F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi m\Delta f t\} (rect(t) + rect(t - \tau) \exp\{-j2\pi m\Delta f \tau\})] \quad (1.1.8)$$

Արդյունքում տարբեր ժամանակային ինտերվալների համար ազդանշանի համար կունենանք տարբեր արտահայտություններ՝

$$R(t) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi m\Delta f t\}, & 0 \leq t \leq \tau \\ \sum_{m=0}^{N-1} [F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi m\Delta f t\} (1 + \exp\{-j2\pi m\Delta f \tau\})], & \tau \leq t \leq T \\ \sum_{m=0}^{N-1} [F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi m\Delta f t\} \exp\{-j2\pi m\Delta f \tau\}], & T \leq t \leq T + \tau \end{cases} \quad (1.1.9)$$

(1.1.9)-ից ակնհայտ երևում է, որ  $T$  տևողության մեջ անհնար է պահպանել ենթակրողների միջև օրթոգոնալությունը, և ըստ այդմ, OFDM ազդանշանի մոդուլյացիայի պարամետրերում անհրաժեշտ են փոփոխություններ սիմվոլի  $T$  տևողության սահմանման մեջ: Այլ կերպ ասած  $rect(t)$ -ի համար գրած (1.1.3) պայմանը պետք է փոխարինվի հետևյալով.

$$rect(t) = \begin{cases} 1, & -\tau \leq t \leq T \\ 0, & \text{մնացած դեպքերում} \end{cases} \quad (1.1.10)$$

Արդյունքում ամեն OFDM սիմվոլի վերջից ավելացնում ենք նույն սիմվոլի սկզբից վերցրած  $\tau$  տևողությամբ հատված: Այն կոչվում է ցիկլիկ նախաձանց կամ պաշտպանիչ ինտերվալ[20]:

Ռադիոլուկացիոն խնդիրների տեսանկյունից շատ կարևոր է ընտրված ցիկլիկ նախաձանցի երկարությունը[21]: Այն ուղղակիորեն կապված է բազմաձառագայթային անդրադարձման արդյունքում առաջացած ժամանակային հապաղման հետ: Թիրախից անդրադարձած, ազդանշանի հենց այդ ժամանակային հապաղման միջոցով ենք որոշում դրա հեռավորությունը ռադիոլուկացիոն կայանից, և ըստ այդմ հենց պաշտպանիչ ինտերվալի ընտրությամբ ենք որոշում մեր ռադիոլուկացիոն համակարգի գործողության տիրույթը:

#### **1.1.5. OFDM համակարգերում ազդանշանի աղավաղման գործոնները**

Կախված ռադիոլուկացիոն համակարգի ընտրությունից, մեր առաջ տարատեսակ գործոններ են առաջ գալիս, որոնք նպաստում են համակարգում կիրառվող ազդանշանի աղավաղմանը: Բիստատիկ ռադիոլուկացիոն համակարգերի դեպքում լուրջ խնդիր է ներկայացնում համակարգի ժամանակային և հաճախականային համաձայնեցումը [22, 23]: Դա պայմանավորված է նրանով, որ հաղորդիչն ու ընդունիչը գտնվում են իրարից առանձին-առանձին և որոշակի հեռավորության վրա: Համաձայնեցման տեսանկյունից խնդիրն ավելի դյուրին է, երբ գործ ունենք մոնոստատիկ ռադիոլուկացիոն համակարգերի հետ[24, 25]: Այնուամենայնիվ, մոնոստատիկ համակարգերում առկա է փուլային աղմուկ, որով է նաև պայմանավորված ռադիոլուկացիոն կայանի թիրախային արագության որոշման նվազագույն արժեքը: Իրոք, համակարգում առկա փուլային աղմուկների հզորությունը պետք է այնքան փոքր լինի, որպեսզի անհամեմատելի լինի դանդաղ շարժվող թիրախների առաջացրած դոպլերյան հաճախականային շեղման հզորության հետ:

OFDM ազդանշանի սպեկտրալ բաղադրիչների կառավարումը կարող է բերել պիկային և միջին հզորության հարաբերության(PAPR - Peak to Average Power Ratio) հնարավոր աճին: OFDM ազդանշանի PAPR-ը ներկայացվում է՝

$$\text{PAPR} = \frac{\max(|S_c(t)|^2)}{\frac{1}{T} \int_{n=0}^T |S_c(t)|^2 dt} \quad (1.1.11)$$

որտեղ՝

$$S_c(t) = S(t) \cos\{2\pi f_c t\} \quad (1.1.12)$$

OFDM լայնաշերտ ազդանշանն է՝ մոդուլացված  $f_c$  կրող հաճախականությամբ:

Հնարավոր բարձր PAPR-ը համարվում է բազմակրող հաղորդման հիմնական թերություններից մեկը, որի լուծումը, սակայն, ավելի հեշտ է ռադիոլոկացիոն, քան հեռահաղորդակցական խնդիրներում[26-28]: Իրոք, հեռահաղորդակցական խնդիրներում ձևավորված ազդանշանի բաղկացությունը մեզ համար անհայտ է և ոչ կառավարելի, իսկ ռադիոլոկացիոն համակարգում, մենք ենք որոշում ինչպիսի ազդանշան ձևավորել, և ըստ այդմ ավելի ճկուն կերպով կարող ենք խուսափել PAPR-ից: Լուծումներից մեկով ազդանշանի սպեկտրալ ձևափոխման արդյունքում բազմակրող ազդանշանը բերվում է հաճախականամոդուլացված տեսքի, որն էլ իր հերթին բերում է ցածր PAPR-ի[29]: Սակայն, բազմակրող հաղորդման առանձին ենթակրողների մոդուլյացիաների կապակցումը բերում է ազդանշանի ազատության աստիճանի սահմանափակման:

Մեծ թվով հրապարակումներ են նվիրված OFDM ազդանշանի ֆյունկտուացիոն սպեկտրի խնդրին[30-33]: Կանալի պարամետրերի հստակ նշանակումը կօգնի լուծել նմանատիպ մի շարք խնդիրներ[34]: Նորանոր մեթոդներ են մշակվում խուսափելու բարձր պիկային հզորություններից, ինչպիսին է OFDM կորի ձևավորումը մեկ կրողի փուլի վրա[35], և IFFT բլոկից առաջ թվային Ֆուրյե ձևափոխության ցրող մատրիցի տեղադրումը, որը դարձնում OFDM ազդանշանը միակրող ազդանշան[36, 37]:

## 1.2. OFDM-ը որպես ռադիոլոկացիոն ազդանշան

### 1.2.1. OFDM ձևավորված ռադիոլոկացիոն ազդանշանը

Ռադիոլոկացիոն պրոցեսը, ընդհանուր առմամբ, իրենից ներկայացնում է թիրախից անդրադարձած արձագանք-ազդանշանից՝ թիրախի մասին տվյալ խնդրի համար անհրաժեշտ տվյալների ստացումը: Այդ տվյալներից ամենաֆունդամենտալն են համարվում թիրախի հեռավորությունը և շարժման արագությունը: Պարզվում է, որ



հաղորդված և թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանների մատրիցական ներկայացումների համամեատությունը լավ հնարավորություն է տալիս արտագատել թիրախի վերաբերյալ մեզ անհրաժեշտ ինֆորմացիան: Իրոք, մատրիցական ներկայացումը ավելի ակնառու է դարձնում այն փոփոխությունները որոնց ենթարկվել է անդրադարձված ազդանշանը, դոպլերյան հաճախականության և ժամանակային հապաղման ազդեցությունների շնորհիվ:

(1.1.2)-ում նկարագրած OFDM ազդանշանի կրող հաճախականությամբ մոդուլացված տարբերակը կունենա հետևյալ տեսքը.

$$S(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi(m\Delta f + f_c)t\} \quad (1.2.1)$$

Նշենք, որ ռադիոլուկացին պարամետրերից ձևավորված կոմպլեքս արձագանք-ազդանշանում առաջանում է հավելյալ ամպլիտուդային և փուլային բաղադրիչ: Այս ամպլիտուդներն ու փուլերը կարող են լինել տարբեր՝ կախված թիրախի պարամետրերից, և ըստ այդմ հնարավոր է դրանց շնորհիվ մոդելավորել և կառուցել բազմաթիրախային հայտնաբերման ալգորիթմներ[38-40]: Այդպիսի բազմակի թիրախներից անդրադարձումները կարող են տարբեր ձևերով խանգարել մեկը մյուսին, կախված ազդանշանի հաճախականությունից և առանձին թիրախների փուլային հապաղումներից:

### 1.2.2. Թիրախից անդրադարձած OFDM լայնաշերտ ազդանշանը

Ինչպես արդեն նշել էինք, շարժվող թիրախի արագությունից և դիրքից կախված արձագանք-ազդանշանը իր մեջ կրում է փոփոխություններ: Արագությամբ պայմանավորված ազդանշանի աղավաղումը հայտնի է, որպես Դոպլերի էֆեկտ կամ դոպլերյան հաճախականային շեղում: Այնուամենայնիվ, դոպլերյան շեղումը իրականում Դոպլերի էֆեկտի մոտարկումն է, որը բերում է ազդանշանի վերամասշտաբավորման: Իսկ մոտարկման չափն արդեն պայմանավորված է մաքսիմալ արագության որոշման պայմանից:

Այսպիսով,  $v$  արագությամբ և  $r$  հեռավորության վրա գտնվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը կլինի՝

$$R(t) = \text{rect}(t\varrho - \tau) \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\{j2\pi(m\Delta f + f_c)(t\varrho - \tau)\} \quad (1.2.2)$$

որտեղ  $\tau = 2r/c$ , և մասշտաբավորման գործակիցը՝

$$\varrho = \frac{c - v}{c + v} \quad (1.2.3)$$

(1.2.3)-ը կարելի է ներկայացնել Թեյլորի շարքի տեսքով և ենթադրելով որ  $v \ll c$ , այն կունենա հետևյալ տեսքը.

$$\varrho = 1 - \frac{2v}{c} \quad (1.2.4)$$

Տեղադրելով (1.2.4)-ը (1.2.2)-ի մեջ և խմբավորելով կոմպլեքս էքսպոնենտները՝ ըստ հաճախականությունների կատանանք

$$R(t) = \text{rect}\left(t\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right) \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f t\left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \exp\left\{j2\pi f_c t\left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \exp\left\{-j2\pi m\Delta f \frac{2R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}\right\} \quad (1.2.5)$$

Ցածր հաճախականային մոդուլյացիայի արդյունքում ստացվում է կոմպլեքս նեղշերտ ազդանշանը, որը կլինի՝

$$r(t) = \text{rect}\left(t\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right) \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f t\left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c t\frac{2v}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi m\Delta f \frac{2R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}\right\} \quad (1.2.6)$$

Այնուամենայնիվ,  $v \ll c$ -ից բխած (1.2.3)-ի մոտարկումը մասշտաբավորման գործակցում չի բերում արագության բաղադրիչի վերացման: (1.2.6)-ում մասշտաբավորման գործակիցը բազմապատկելով  $N\Delta f$ -ով և  $f_c t$ -ով, հնարավոր է ստացվեն շատ մեծ արժեքներ, և այդ դեպքում էքսպոնենցիալ բաղադրիչներում մասշտաբավորման գործակիցը կարող է լինել բավականին ազդեցիկ: Այդուհանդերձ նման բաղադրիչների ճնշման խնդիրը առկա է հիմնականում այն դեպքերում, երբ առկա են, թե ամբողջովին, թե մասնակի ռադիոլոկացիայի հետ համադրված հեռահաղորդակցական խնդիրներ:

Ստացված ազդանշանը թվային ներկայացնելու համար (1.2.6)-ում  $t$ -ի փոխարեն պարզապես պետք է տեղադրվի՝

$$t = \frac{nT}{N} = \frac{n}{N\Delta f} \quad (1.2.7)$$

որտեղ,  $n$ -ը ընտրույթի թիվն է,  $N$ -ը բոլոր ենթակրողների և ընտրույթների(կիրտիկական ընտրույթավորման դեպքում) թիվը,  $T$ -ն OFDM սիմվոլի ողջ տևողությունն է և  $\Delta f$ -ը հարևան ենթակրող հաճախականությունների տարբերությունը:

Արդյունքում, թվայնացված ազդանշանը կլինի՝

$$r\left(\frac{n}{N\Delta f}\right) = \text{rect}\left(\frac{n}{N\Delta f}\left(1 - \frac{2v}{c}\right) - \tau\right) \sum_{m=0}^{N-1} F_m \exp\{j\varphi_m\} \exp\left\{j2\pi m\Delta f \frac{n}{N\Delta f}\left(1 - \frac{2v}{c}\right)\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{n}{N\Delta f} \frac{2v}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi m\Delta f \frac{2R}{c}\right\} \exp\left\{-j2\pi f_c \frac{2R}{c}\right\} \quad (1.2.8)$$

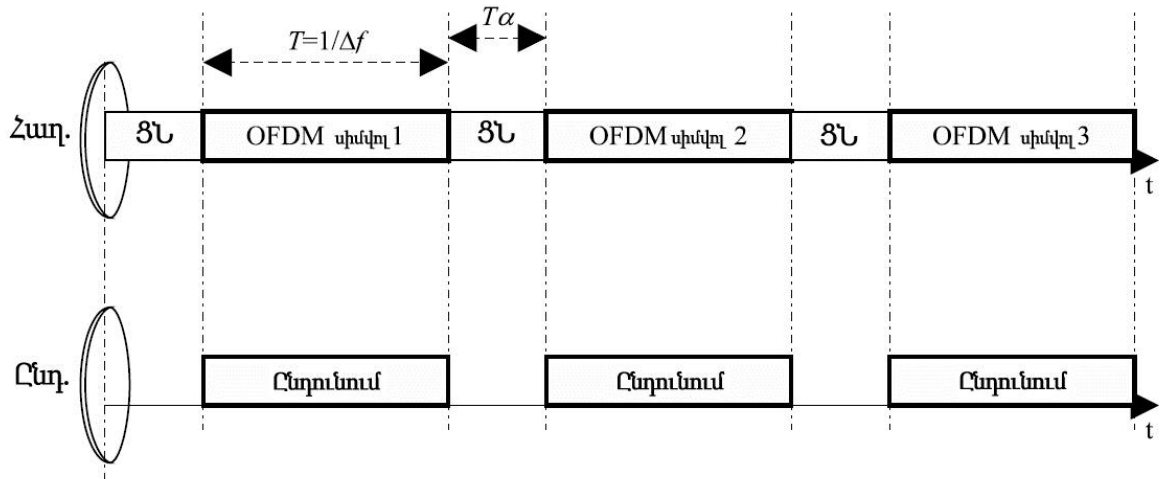
Ստացված արտահայտության մեջ ստանում ենք բաղադրիչներ, որոնցից ամեն մեկը իր մեջ պարունակում է դիրքի կամ արագության՝ ազդանշանի վրա ունեցած ազդեցություններից որևիցե մեկը, բայց ոչ երկուսը միասին: Նման տեսքի բարդ արձագանք-ազդանշանները թվային մշակման համար ավելի հարմարավետ դարձնելու համար ազդանշանը պետք է բերել մատրիցական տեսքի:

#### 1.2.4. OFDM ռադիոլուկացիոն համակարգի սահմանային հեռավորությունը

Որպեսզի ապահովենք ենթակրողների միջև օրթոգոնալությունը և խուսափեինք երկու հարևան OFDM սիմվոլների ինտերֆերենցիայից, ապա ժամանակային տիրույթը, որի ընթացքում ընդունիչը ակտիվ է պետք է համապատասխանի այն ժամանակին, որը անհրաժեշտ է հապաղված OFDM ազդանշանի և դրա ցիկլիկ նախաձանցի ընդունման համար[41, 42]: Այլ կերպ ասած, տարբեր թիրախներից տարբեր հապաղումներով ընդունիչ հասած արձագանք-ազդանշանները չպետք է իրենց մեջ ներառեն իրենց նախորդող կամ հաջորդող սիմվոլից որևէ հատված: Արդյունքում հաղորդված ազդանշանը իր մեջ ամեն սիմվոլի օգտակար տևողությունից բացի ներառում է ցիկլիկ նախաձանցի տևողություն, իսկ ահա ակտիվ ընդունումը տեղի է ունենում սիմվոլի օգտակար տևողության պարբերությամբ, ինչպես ցույց է տրված նկ. 1.2.1-ում[2]:

Հաջորդական սիմվոլները միմյանցից առանձնացված պահելու համար, պաշտպանիչ ինտերվալի համար պետք է բավարարվի հետևյալ պայմանը.

$$T_\alpha \geq \frac{2r_{max}}{c} \quad (1.2.9)$$



Նկ. 1.2.1. OFDM ազդանշանի հաղորդման և ընդունման ժամանակային կապը:

որտեղ  $T_{\alpha}$ -ն ցիկլիկ նախաձանցի տևողությունն է: Այս պայմանը ապահովում է, որ ամենահեռու թիրախից անդրադաձած արձագանք-ազդանշանը կընդունվի առանց ներսիմվոլային ինտերֆերենցիայի: Այդուհանդերձ, այս պայմանի խախտումը անմիջապես չի բերի ռադիոլոկացիոն համակարգի խանգարման, այլ դրա խախտման աճին գուզընթաց կխափանվի ռադիոլոկացիոն համակարգի արագագործությունը: Նաև, պայմանի խախտման դեպքում, դիրքի որոշման որոշ եղանակներ կբերեն անորոշության խնդրին:

### 1.2.5. Ընդունված ազդանշանի մատրիցական ներկայացումը

Ինչպես արդեն նշել էինք, ընդունված արձագանք-ազդանշանի մատրիցական ներկայացումը լայն հնարավորություններ է ընձեռում, թիրախի պարամետրերի ստացման ճանապարհին: Մատրիցական ներկայացված ազդանշանի դեպքում հնարավոր է դառնում ստանալ այնպիսի արտահայտություններ, որտեղ ակներև են առանձին ենթակրողների ամպլիտուդներն ու փուլերը:

Ընդունված արձագանք-ազդանշանը ներկայացնենք  $r$  սյունյակ վեկտորի տեսքով, որի յուրաքանչյուր էլեմենտ համապատասխանում է մի դիսկրետ ընտրույթի:  $n$ -ը այս դեպքում կհամապատասխանի տողերի թվին: Արդյունքում  $r$  վեկտորի յուրաքանչյուր էլեմենտի համար (1.2.8)-ի աջ մասի գումարի գործողությունը կարելի է փոխարինել որպես վեկտորական արտադրյալ և գրել հետևյալ ձևով.

$$r(n) = \psi \gamma^n \beta_n (\mathbf{a} \otimes \boldsymbol{\phi}) \quad (1.2.10)$$

որտեղ  $\otimes$ -ը համապատասխանում է Համմարդի բազմապատկման գործողությանը, որն իրենից ներկայացնում է միևնույն չափանի երկու վեկտորների կամ մատրիցների բազմապատկում:  $r(n)$ -ի բաղկացուցիչ մատրիցները հետևյալներն են՝

$$\psi = \exp \left\{ -j2\pi f_c \frac{2R}{c} \right\} \quad (1.2.11)$$

$$\gamma = \exp \left\{ -j2\pi f_c \frac{2v}{c} \frac{1}{N\Delta f} \right\} \quad (1.2.12)$$

$$\boldsymbol{\beta}_n = [1 \ \beta^n \ \beta^{2n} \ \dots \ \beta^{(N-1)n}] \quad (1.2.13)$$

$$\beta = \exp \left\{ j2\pi \left( 1 - \frac{2v}{c} \right) \frac{1}{N} \right\} \quad (1.2.14)$$

$$\mathbf{a}^T = [1 \ a \ a^2 \ \dots \ a^{N-1}] \quad (1.2.15)$$

$$a = \exp \left\{ -j2\pi \Delta f \frac{2R}{c} \right\} \quad (1.2.16)$$

$$\boldsymbol{\phi}^T = [A_0 \exp\{j\varphi_0\} \ A_1 \exp\{j\varphi_1\} \ \dots \ A_{N-1} \exp\{j\varphi_{N-1}\}] \quad (1.2.17)$$

Որպեսզի  $r(n)$ -ը համախմբենք  $\mathbf{r}$  վեկտոր սյունյակում, անհրաժեշտ է  $\boldsymbol{\beta}_n$ -երից ձևավորել  $\boldsymbol{\beta}$  մատրից, որի տողերը կլինեն  $\boldsymbol{\beta}_n$  վեկտոր տողերը:  $\mathbf{r}$ -ի յուրաքանչյուր տող ունի իր առանձին  $\gamma^n$ -ը, որոնք կարելի է համախմբելով ձևավորել  $\boldsymbol{\Gamma}$  անկյունագծային մատրիցը: Արդյունքում արձագանք-ազդանշանի համար կունենաք՝

$$\mathbf{r} = \psi \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{\beta} (\mathbf{a} \otimes \boldsymbol{\phi}) \quad (1.2.18)$$

որտեղ  $\mathbf{r}$  սյունակ-վեկտորը է, և պարունակում է իր մեջ ընդունված ազդանշանի ընտրույթները, իսկ  $\boldsymbol{\Gamma}$  անկյունագծային և  $\boldsymbol{\beta}$  մատրիցները կլինեն՝

$$\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag}\{1 \ \gamma \ \gamma^2 \ \dots \ \gamma^{N-1}\} \quad (1.2.19)$$

$$\boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \beta & \beta^2 & \dots & \beta^{N-1} \\ 1 & \beta^2 & \beta^4 & \dots & \beta^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \beta^{(N-1)} & \beta^{2(N-1)} & \dots & \beta^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (1.2.20)$$

(1.2.18)-ում թիրախի ազդեցությունները տեղակայված են առանձին բաղադրիչների մեջ: Թիրախի պարամետրերը տեղակայված են  $\boldsymbol{\Gamma}$  անկյունագծային մատրիցում,  $\mathbf{a}$

վեկտորում և  $\psi$  սկալյար բաղադրիչում: Իսկ թիրախի արագության մասին ինֆորմացիան տեղակայված է  $\beta$  մատրիցում և այն պարզեցնելու համար ներմուծվում է նեղշերտության պայմանը: (1.2.18)-ի միակ մատրիցը, որը իր մեջ ներառում է մասշտաբավորման գործակիցը, դա հենց  $\beta$  է, որը իրենից ներկայացնում է IFFT մատրից, որի գործակիցները սեղմվել են Դոպլերի էֆեկտի արդյունքում: Նեղշերտության պայմանից է նաև բխում հնարավոր դոպլերյան արագությունների չափումը: Ըստ այդ պայմանի, OFDM սիմվոլի սեղմումը պետք է ավելի փոքր լինի քան կրիտիկական ընտրությամբ մասշտաբավորման պարբերությունը, և հաշվի առնելով Նայքվիստի ընտրությամբ մասշտաբավորման թեորեմը, նեղշերտության պայմանը կլինի.

$$T \frac{2v}{c} < \frac{1}{N\Delta f} \quad (1.2.21)$$

հաշվի առնելով OFDM սիմվոլի տևողության և հարևան ենթակրողների միջև տարբերության (1.1.1) առնչությունը, (1.2.21)-ը կարող ենք գրել`

$$\frac{2v}{c} < \frac{1}{N} \quad (1.2.22)$$

Արդյունքում ստանում ենք թիրախի արագության և ենթակրողների միջև կապ հաստատող առնչությունը: Հասկանալի է, որ ստացված արտահայտության մեջ թիրախի արագության սահմանափակումը այլևս կախված չէ հարևան ենթակրողների միջև հեռավորությունից:

Ստացված մատրիցական ներկայացումը թույլ է տալիս որոշել ռադիոլոկացիոն պարամետրերը, ընդ որում, խուսափելով նախկինում դրված որոշ սահմանափակումներից: Սակայն դրա իրագործումը պահանջում է բանավականաչափ մեծ հաշվողական ռեսուրսներ, հաշվի առնելով բազմապատկվող հսկայական չափերի հասնող մատրիցները:

Նման պահնաջվելիք ռեսուրսներից անհրաժեշտությունից խուսափելու համար պետք է ուսումնասիրել OFDM արձագանք-ազդանշանների այնպիսի ներկայացումներ, որոնցից հնարավոր կլինի որոշել ռադիոլոկացիոն պարամետրերը` օգտագործելով համեմատաբար քիչ հաշվողական ռեսուրսներ: Այստեղ արդեն կախված խնդրից ու ունեցած հնարավորություններից ընտրություն է արվում արագագործության ու քիչ սահմանափակության միջև:

### 1.3. OFDM ռադիոլուկացիոն համակարգերի մշակման տարբեր եղանակների նկարագրությունը

#### 1.3.1. OFDM-ի միջոցով, թիրախի դիրքի որոշման «նոր» ալգորիթմի

#### նկարագրությունը

OFDM տեխնոլոգիայի առավելություններին համընթաց ռադիոլուկացիոն խնդիրներ լուծելիս, հանդիպում ենք դրա մի շարք թերությունների: Քանի որ OFDM ազդանշանների ինքնակոռելացիոն հատկությունները իդեալական չեն, ապա դասական կոռելացիայի տեսանկյունից իրականացրած ռադիոլուկացիոն մշակման մեջ ի հայտ եկած կողային թերթիկները վնասում են դիրքի որոշման ճշգրտությանը:

Այդ տեսանկյունից մշակվել է նոր մոտեցում, ըստ որի, ռադիոլուկացիոն պրոցեսը իր մեջ այլևս չի ներառում նեղշերտ ազդանշանի կոռելացիոն մշակում, այլ ուղղակիորեն իրականացնում է ռադիոլուկացիան՝ հիմնվելով OFDM մոդուլյացիոն սիմվոլների վրա: Նշված մեթոդը թույլ է տալիս ռադիոլուկացիայից բացի հաղորդված ազդանշանում տեղադրել ինֆորմացիա, այսինքն խնդիրը վերածվում է ռադիոլուկացիոն-հեռահաղորդակցական համակցված խնդրի: Ենթադրենք, հաղորդված OFDM ազդանշանի ժամանակային ներկայացումը ունի հետևյալ տեսքը.

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} I(n) \exp(j2\pi f_n t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.3.1)$$

Այստեղ  $I(n)$ -ը ինֆորմացիա պարունակող բաղադրիչն է: Հենց այդ բաղադրիչի և ընդունված ազդանշանի՝  $I_r(n)$ -ի հետ համեմատության միջոցով ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշումն է ներկայացված այս մոտեցման մեջ: Նման տարբերակով թիրախի դիրքի որոշման մեկ այլ ալգորիթմ կա մշակված: Ըստ այդ մոդելի, ընդունված  $y(t)$  ժամանակային ազդանշանը պարզապես կոռելացնում էր  $x(t)$  հաղորդված ժամանակային ազդանշանի հետ՝

$$\varphi_{yx}(\tau) = \int y(t)x(t - \tau)dt \quad (1.3.2)$$

որտեղ  $\tau$ -ն ընդունված ազդանշանի ժամանակային հապաղումն էր: Սակայն, ինչպես արդեն նշել էինք, նման մոտեցումը ունի թերություններ: Դրանցից առաջինը

ժամանակային տիրույթում ազդանշանի ինքնակոռելացիոն ֆունկցիայի ոչ իդեալականությունն է, որը դիրքի որոշման պրոցեսում բերում է կողային թերթիկների առաջացման: Երկրորդ թերությունը հեռահաղորդակցության տեսանկյունից է, ըստ որի, կոռելացիոն հատկանիշները կախված են հաղորդվող  $\{I(n)\}$  հաջորդականությունից և հետևաբար այն բացառում է համակարգի արդյունավետության ապահովությունը, երբ հաղորդվում է պատահական բնույթի ինֆորմացիա:

Ներկայացված «նոր» մոտեցմամբ, ընդունված մոդուլյացիոն սիմվոլները վերցվում են, մինչև կանալի էկվալայզինգի և դեկոդավորման փուլեր անցնելը: Այդ ժամանակ ազդանշանի աղավաղումը պարունակվում է ուղղակիորեն  $\{I_r(n)\}$ -ի մեջ: Արդյունքում ստացված աղավաղումները իրենցից կներկայացնեն ընդունված և հաղորդած մոդուլյացիոն սիմվոլների հարաբերությունը.

$$I_{div}(n) = \frac{I_r(n)}{I(n)} \quad (1.3.3)$$

Ընտրությամբ կանալի իմպուլսային բնութագիրը, որը հենց հանդիսանում է թիրախի դիրքը կստացվի (1.3.3)-ի IFFT-ից.

$$h(k) = IDFT(\{I_{div}(n)\}) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} I_{div}(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right), \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad (1.3.4)$$

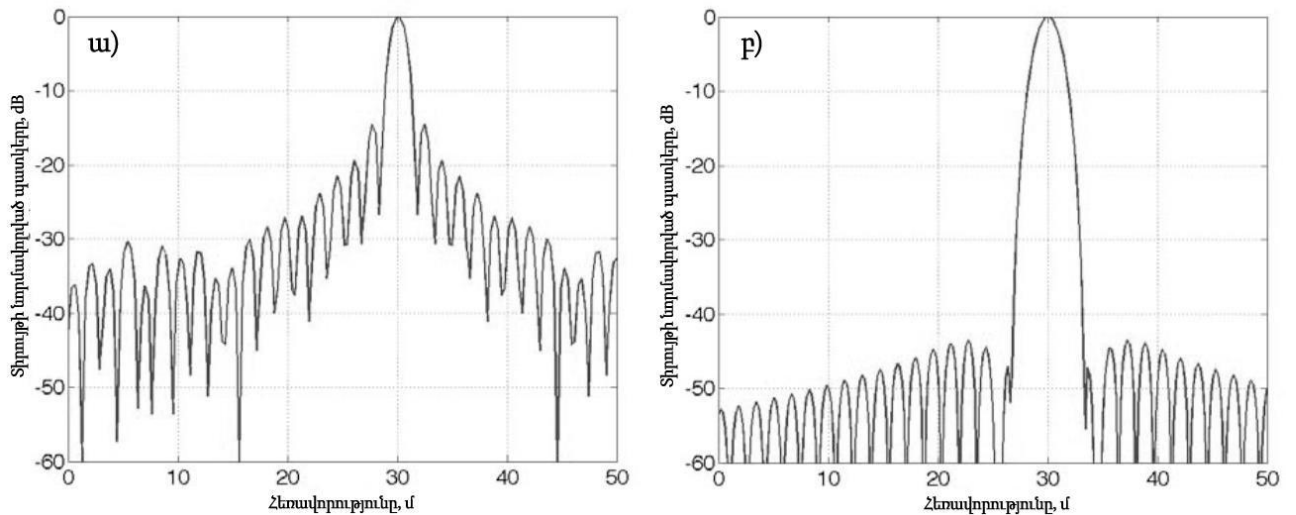
Այնուամենայնիվ, ռադիոլուկացիոն համակարգի գործողության տիրույթը ստացվում է (1.3.4)-ի ժամանակային անընդհատ ներկայացումից.

$$h(t) = T \sum_{n=0}^{N-1} I_{div}(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{T} nt\right) \quad (1.3.5)$$

Այս մոտեցմամբ դասական կոռելացիայի բոլոր նշված թերությունները շրջանցվում են, թողնելով միայն Ֆուրյե ձևափոխությունից մնացած կողային թերթիկները, որոնք մեծ ազդեցություն չեն ունենում ընդհանուր պատկերի վրա(Նկ. 1.3.1)[43]: Բացի այդ, դրանցից հեշտորեն կարելի է ազատվել օգտագործելով պատուհանային մեխանիզմներ, ինչպես դա արվում է գծային հաճախային մոդուլացմամբ անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն համակարգերում[7, 44-46]:

Ներկայացված ալգորիթմի թերություններից է հանդիսանում ռադիոլուկացիոն համակարգի լուծողականության պարբերականությունը, որը կարող է առաջ բերել





Նկ. 1.3.1. Դասական կոռելացիոն մեթոդի (ա), ներկայացված «նոր» մոտեցման(բ) տիրույթի նորմավորված պատկերների համեմատությունը:

մի շարք անորոշություններ՝ կախված երկու, հարևան ենթակրողների տարբերության ընտրությունից:

### 1.3.2. Դոպլերի շեղման գնահատումը համակցված ռադիոլուկացիոն- հեռահաղորդակցական համակարգի միջոցով

Ներկայացված մեթոդը թույլ է տալիս անդրադարձած OFDM ազդանշանից հաշվարկել մի քանի թիախների արագությունները՝ առանց որևէ կողավորման տեխնիկայի կիրառման: Այն հնարավոր է կիրառել նախորդ ներկայացված մեթոդի հետ միասին: Նախկինում, առանց կողավորման կիրառման, արդեն մշակվել էին Դոպլերի հապաղման հաշվարկման մեթոդներ[47, 48], որոնք կրկին հիմնված էին դասական կոռելացիոն մոտեցումների վրա, պահանջում էին հսկայական հաշվարկման ռեսուրսներ և ունեին դոպլերյան մեծ անորոշություններ:

Այս մեթոդում, ինչպես և նախորդում, մշակումը կատարվում է անմիջապես ընդունված և հաղորդված OFDM մոդուլյացիոն սիմվոլների հետ: OFDM ազդանշանի ժամանակային տեսքը կլինի .

$$x(t) = \sum_{\mu=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} D(\mu N + n) \exp(j2\pi f_n t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (1.3.6)$$

որտեղ  $N$ -ը ենթակրողների թիվն է,  $M$ -ը հաջորդական սիմվոլների թիվը: Եթե վերցնենք ընդունված  $y(t)$  ազդանշանը մինչև էկվալայզինգը և դեկոդավորումը, ապա

այն իր մեջ կապարունակի դրայլերյան հապադումը, ընդ որում, այն տեղակայված կլինի հենց կոմպլեքս մոդուլացիոն սիմվոլների  $\{D(\mu, n)\}$ -ի մեջ:

$$y(t) = \sum_{\mu=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} D_r(\mu, n) \exp(j2\pi f_n t) \quad (1.3.7)$$

որտեղ՝

$$D_r(\mu, n) = D(\mu, n) \exp\left(-j2\pi f_n \frac{2R}{c}\right) \exp(j2\pi f_D t) \quad (1.3.8)$$

Ընդունված և հաղորդված կոմպլեքս մոդուլացիոն սիմվոլների հարաբերությունը այս դեպքում կլինի՝

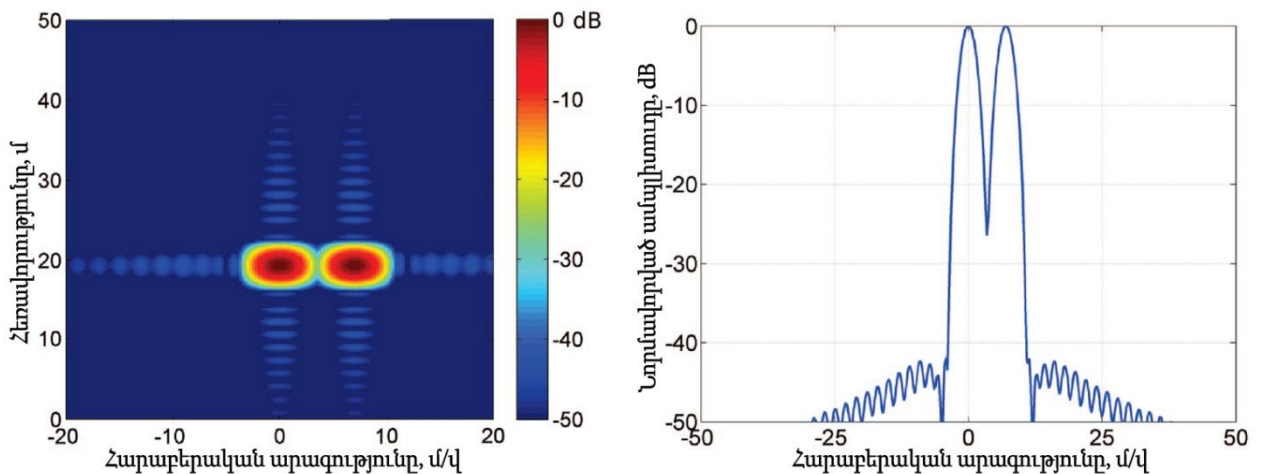
$$I_{div}(\mu, n) = \frac{D_r(\mu, n)}{D(\mu, n)} \quad (1.3.9)$$

Այստեղ, քանի որ դրայլերյան շեղման ազդեցությունը բոլոր ենթակրողների վրա բերել է միևնույն  $j2\pi f_D \mu T$  փուլային շեղմանը, ապա,  $I_{div}(\mu, n)$ -ը անկախ կլինի  $n$ -ից, և արդյունքում կստացվի՝

$$I_{div}(\mu) = \exp(j2\pi f_D \mu T), \quad 0 \leq \mu \leq M - 1 \quad (1.3.10)$$

Կատարելով Թվային Ֆուրյե ձևափոխություն կարելի է արդեն որոշել դրայլերյան հապադումը.

$$h(q) = DFT(\{I_{div}(\mu)\}) = \frac{1}{N} \sum_{\mu=0}^{M-1} I_{div}(\mu) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} \mu q\right), \quad q = 0, \dots, M - 1 \quad (1.3.11)$$



Նկ. 1.3.2. Ներկայացված ալգորիթմով երկու թիրախների(շարժվող և անշարժ) արագության և դիրքերի չափման արդյունքները:

Այս մոտեցումը ևս խուսափում է կոռելացիոն մոտեցման ժամանակ առաջացող կողային թերթիկներից, ունենալով միայն Ֆուրյե մշակման արդյունքում ձևավորված կողային թերթիկներ(Նկ. 1.3.2) [1]: Դրանք էլ կարող են ճնշվել Հեմմինգի պատուհանների միջոցով[49-51]: Հարկ է նշել, սակայն, որ այս մոտեցմամբ հնարավոր չէ իրականացնել բազմաթիրախային ռադիոլուկացիա: Ալգորիթմը թույլ է տալիս ստանալ հեռավորությունների և արագությունների արժեքներ, սակայն, թե որ հեռավորությանը որ արագությունն է համապատասխանում տվյալ ալգորիթմի շրջանակներում մնում է անորոշ:

### 1.3.3. Արագության և հեռավորության ճշգրիտ գնահատման OFDM մոդելը և համակարգում առկա գաուսյան աղմուկների նվազագույն շեմը

Հետևյալ քննարկումը, ի տարբերություն նախորդների իր մեջ ներառում է ադիտիվ սպիտակ գաուսյան աղմուկներ: Ենթադրվում է, որ յուրաքանչյուր OFDM բլոկ, իր մեջ պարունակում է  $N$  հատ ենթակրողներ և  $M$  հատ OFDM սիմվոլներ: OFDM մոդուլյացիայի ժամանակ սահմանվել են հետևյալ պայմանները: Նախ պաշտպանիչ ինտերվալի համար դրվել է պայման, ըստ որի, այն ավելի մեծ է քան անդրադարձված ազդանշանի դեպի ամենահեռու նշանակետ հասնելու և հետ անդրադառնալու ժամանակը: Հարևան ենթակրողների հաճախականային տարբերության՝  $\Delta f$ -ի համար, որ այն ամենաքիչը մեկ կարգով ավելի բարձր է քան ամենամեծ դոպլերյան շեղումը: Ազդանշանի կրող հաճախականությունը մի քանի կարգ ավելի բարձր է քան ամբողջ թողարկման շերտը, որի արդյունքում դոպլերյան շեղումը համարվում է հաստատուն թողարկման ամբողջ շերտում: Եվ նշանակետի արագությունը բավարար չափով փոքր է վերցվում, որպեսզի այն հնարավոր լինի համարել հաստատուն չափման ընթացքում:

Ի տարբերություն OFDM ազդանշանի կադրի պատկերման շատ ձևերի այն նկարագրում ենք, որպես  $N \times M$  մատրից՝

$$\mathbf{F}_{\text{Tx}} = \begin{pmatrix} c_{0,0} & \cdots & c_{0,M-1} \\ c_{1,0} & \cdots & c_{1,M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N,M-1} & \cdots & c_{N,M-1} \end{pmatrix} \quad (1.3.12)$$

Ինչպես արդեն նշեցինք, ի տարբերություն նախկինում քննարկված դեպքերի, այս անգամ մատրիցի ամեն տողին համապատասխանում է մեկ ենթակրողի տվյալ, այն դեպքում, երբ ամեն սյունին համապատասխանում է մեկ OFDM սիմվոլի տվյալ:  $F_{Tx}$ -ի համար դրված է ամբողջությամբ չկոռելացվածության պայման:

Քանի որ սա OFDM համակարգ է, ապա  $s(t)$ -ն ձևավորվել է հետևյալ կերպ.  $F_{Tx}$ -ի յուրաքանչյուր սյուն ձևափոխվել է  $N$ -ից մեծ կամ հավասար երկարությամբ արագ Ֆուրյե ձևափոխությամբ, որի արդյունքին ավելացվել է ցիկլիկ նախածանցը:

Ակտիվ ընդունման ընթացքում, եթե գոնե մի անդրադարձնող նշանակետ հայտնվում է ռադիոլուկացիոն տիրույթում, ապա ժամանակային և հաճախականային շեղված ազդանշանը ընդունվում է: Ընդունված ազդանշանի ժամանակային ֆունկցիան, գաուսյան աղումկներով հանդերձ կլինի՝

$$r(t) = \sum_{h=0}^{H-1} b_h s(t - \tau_h) \exp(j2\pi f_{D,ht}) + \omega_{\sigma^2}(t) \quad (1.3.13)$$

որտեղ  $H$ -ը ռադիոլուկացիոն տիրույթում գտնվող նշանակետների թիվն է:  $b_h = |b_h| e^{j\varphi_h}$ -ը  $h$ -րդ նշանակետի կոմպլեքս մարման գործակիցն է: Ընդանուր կորուստների բացակայության համար, ընդունում ենք, որ  $|b_0| = 1$ :  $\omega_{\sigma^2}(t)$ -ը  $\sigma^2$  դիսպերսիայով գաուսյան սպիտակ աղմուկ է:

Դուրսերյան շեղմումը և ժամանակային հապաղումը (1.3.12) մատրիցում իրենցից ներկայացնում են, որպես՝ տողային տատանում  $f_{D,0}$  հաճախականությամբ և փուլային շեղում՝  $e^{-j2\pi(f_0+k\Delta f)\tau_0}$ -ով, համապատասխանաբար:

Ճառայթման մատրիցը առաջին նշանակետի համար կլինի վերափոխված ընդունված մատրիցը՝

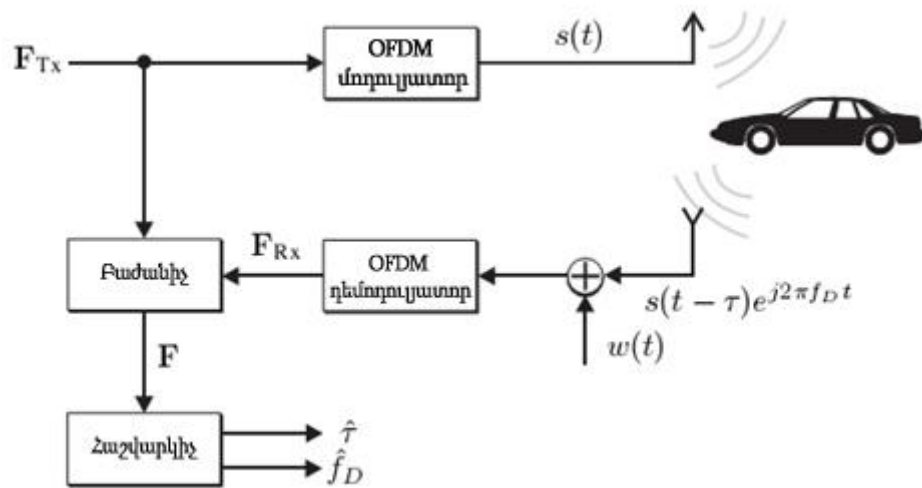
$$(\mathbf{F}_{Rx})_{k,l} = (\mathbf{F}_{Tx})_{k,l} \cdot \exp(j2\pi l T_0 f_{D,0}) \exp(-j2\pi k \tau_0 \Delta f) \exp(j\varphi_0) + (\mathbf{W})_{k,l} \quad (1.3.14)$$

$W$ -ն գաուսյան աղմուկի մատրիցական ներկայացումն է: Բոլոր փուլային շեղումները, որոնք հաստատուն են ամբողջ կադրում գումարվում են  $\varphi_0$  բաղադրիչի մեջ:

(1.3.14)-ից կարող ենք ստանալ հաղորդած և ընդունված OFDM մատրիցի հարաբերությունը, որում հենց այդ հարաբերությունն է պարունակում և՛ դուրսերյան շեղումը և՛ ժամանակային հապաղումը:

$$(\mathbf{F})_{k,l} = \frac{(\mathbf{F}_{Rx})_{k,l}}{(\mathbf{F}_{Tx})_{k,l}} = \exp(j(2\pi(lT_0 f_{D,0} - k\tau_0 \Delta f) + \varphi_0)) + \frac{(\mathbf{W})_{k,l}}{(\mathbf{F}_{Tx})_{k,l}} \quad (1.3.15)$$

(1.3.14)-ը ցույց է տալիս, որ  $\tau$ -ի և  $f_d$ -ի գնահատումը համարժեք է մատրիցում երկու օրթոգոնալ կոմպլեքս սինուսոիդների մոդուլյացիայի հաճախականությունների գնահատմանը. մեկը դրպլերյան շեղմամբ առաջացած տողային մոդուլյացիան, իսկ մյուսը՝ ժամանակային հապաղումից առաջացած սյունային մոդուլյացիան: Այստեղից հետևում է նաև, որ  $\tau$ -ի և  $f_d$ -ի գնահատումը երկու իրար նկատմամբ օրթոգոնալ խնդիրներ են և կարող են լուծվել առանձին առանձին: Ներկայացված համակարգի նկարագրությունը բերված է նկ.1.3.3-ում[52]:



Նկ. 1.3.3. Ներկայացված OFDM ուղիղուղակացիոն համակարգի աշխատանքը:

Համակարգի նախագծման ժամանակ մեծ ուշադրության են արժանացել ազդանշան-աղմուկ հարաբերության(SNR - Signal to Noise Ratio) հստակ պայմանները, քանի որ, ի սկզբանե նշվել էր, որ համակարգում առկա են աղմուկներ: Հետևաբար շատ կարևոր է հաշվարկել համակարգի SNR-ը և պարզել, թե ինչ նվազագույն շեմի պարագայում համակարգը կաշխատի առանց արդյունավետության լուրջ կորուստների:

Ի շնորհիվ միավոր հզորության նորմավորման, SNR-ը տրվում է աղմուկի հզորությամբ՝

$$SNR = -10 \log_{10} \sigma^2 \quad (1.3.16)$$

SNR-ի հաշվարկման համար անհրաժեշտ է հաշվարկել ընդունված հզորությունը.

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G c^2 \sigma_{RCS}}{(4\pi)^3 f_c^2 r^4} \quad (1.3.17)$$

որտեղ  $P_{Tx}$ -ը հաղորդված հզորությունն է,  $G$ -ն ամբողջ անտենայի ուժեղացման գործակիցն է (ընդունման և հաղորդման ճանապարհին),  $c$ -ն լույսի արագությունն է, իսկ  $\sigma_{RCS}$ -ը նշանակետի ռադիոլոկացիոն լայնական հատույթը:  $f_c$ -ը ազդանշանի կենտրոնական հաճախականությունն է, իսկ  $r$ -ը ամենամոտ նշանակետի հեռավորությունը:

Աղմկային հզորությունը կսահմանվի, որպես ջերմային աղմուկ, դրան գումարած աղմկային գործակիցը:  $SNR$ -ը արդյունքում կլինի՝

$$SNR = -10 \log_{10} \frac{P_{RX}}{k_B T B \cdot NF} \quad (1.3.18)$$

որտեղ  $k_B$ -ն Բոլցմանի հաստատունն է,  $B$ -ն ազդանշանի թողարկման շերտն է,  $T$ -ն ընդունիչի ջերմաստիճանը, և  $NF$ -ը ընդունիչի աղմկային գործակիցն է:

#### **1.3.4. Բազմակրող փուլակոդավորված ռադիոլոկացիոն ազդանշանները որպես ռադիոլոկացիոն ազդանշաններ**

Դեռևս նախորդ դարի 80-ականներին Կռեսչմեռ Ֆրանկի կողմից ներմուծվել էին փուլակոդավորված P1, P2, P3, P4 ազդանշանները, որոնք օժտված էին իդեալական պարբերականությամբ ինքնակոռելացիոն ֆունկցիայով, այսինքն ապահովում էին զրոյական պարբերական ինքնակոռելացիոն կողային թերթիկներ[53-55]: Փուլակոդավորված ազդանշանները նաև օժտված են հավելյալ ազատության աստիճանով՝ կապված նրան ցիկլիկ նախածանցի հետ: Պոպովիչը ցույց է տվել, որ իդեալական պարբերական ինքնակոռելացիոն ֆունկցիա ունեցող ցանկացած հաջորդականության ցիկլիկ ժամանակային հապաղմամբ բոլոր տարբերակները ձևավորում են կոմպլեմենտար բազմություն[56]: Այնուհետև, Լևանոնի կողմից մշակվել է բազմահաճախականային կոմպլեմենտար փուլակոդավորված (MCPC - Multifrequency complementary phase-coded) ազդանշանը, որը ակնհայտորեն տարբերվել է արդյունավետությամբ, նմանատիպ այլ՝ P4, Հաֆմըն(Huffman)[57-59] և Կոստաս(Costas)[60-62] կոդերից:

P4 ազդանշանի փուլային հաջորդականությունը կնկարագրվի՝

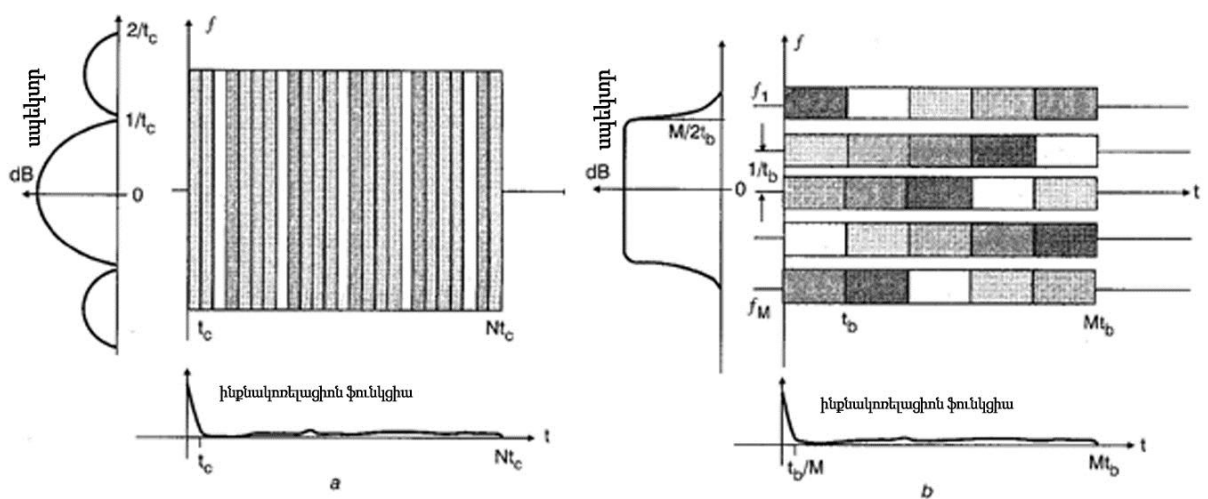
$$\phi_m = \frac{\pi}{M} (m - 1)^2 - \pi(m - 1) \quad (1.3.19)$$

$X_i$  կոմպլեքս հաջորդականությունը, որի  $k$ -րդ էլեմենտն է  $s_i(k)$ -ն, ձևավորում է կոմպլեմենտար բազմություն, եթե այդ բազմության բոլոր հաջորդականությունների  $R_i$  ոչ պարբերական ինքնակոռելացիոն ֆունկցիաների  $Z(p)$  գումարը հավասար է զրոյի՝ բոլոր ոչ զրոյական  $p$  ժամանակային հապաղումների համար: Այսինքն՝

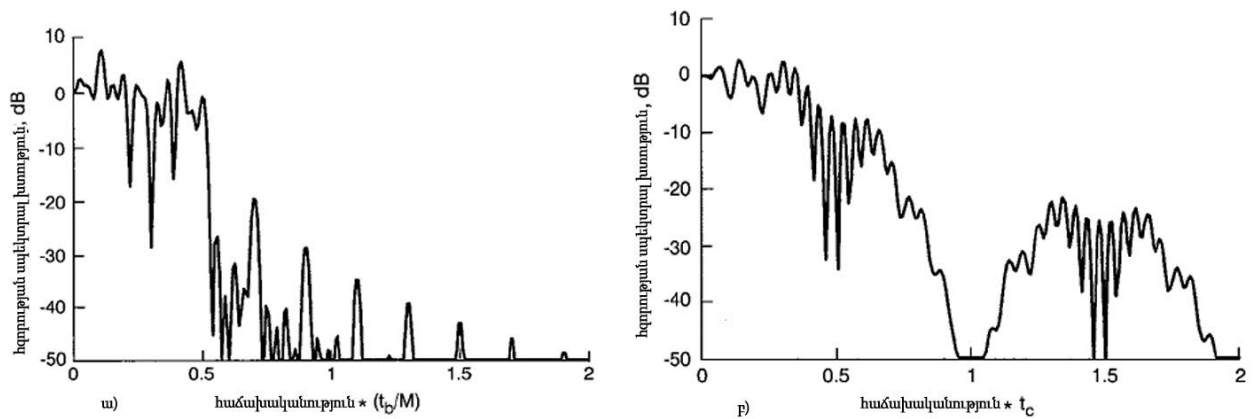
$$Z(p) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1-p} s_i(k) s_i^*(k+p) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{M-1} R_i(0), & p = 0 \\ 0, & p \neq 0 \end{cases} \quad (1.3.20)$$

որտեղ  $*$ -ը կոմպլեքս համալուծի նշանն է,  $p$ -ն ժամանակային հապաղում է և  $R_i(0)$ -ն  $X_i$  հաջորդականության էներգիան է: Երբ բազմությունն ունի ընդամենը երկու հաջորդականություն(կոմպլեմենտար զույգ), ապա երկու հաջորդականությունները պետք է ունենան ոչ պարբերական ինքնակոռելացիոն ֆունկցիաներ, որոնց կողային թերթիկները ունեն միևնույն մեծությունը, սակայն, տաբեր նշանների են: Քանի որ ենթադրվում է, որ այդ դեպքում երկու հաջորդականություններ երկարությունները  $M$  է, ապա երկու ինքնակոռելացիոն ֆունկցիաների գումարը կտա  $2M$  մեծությամբ գագաթ և զրոյական կողային թերթիկներ: Կիրառելով բազմակրող հաճախականություններ, մենք ստանում ենք տարանջատման մեկ այլ հնարավորություն:

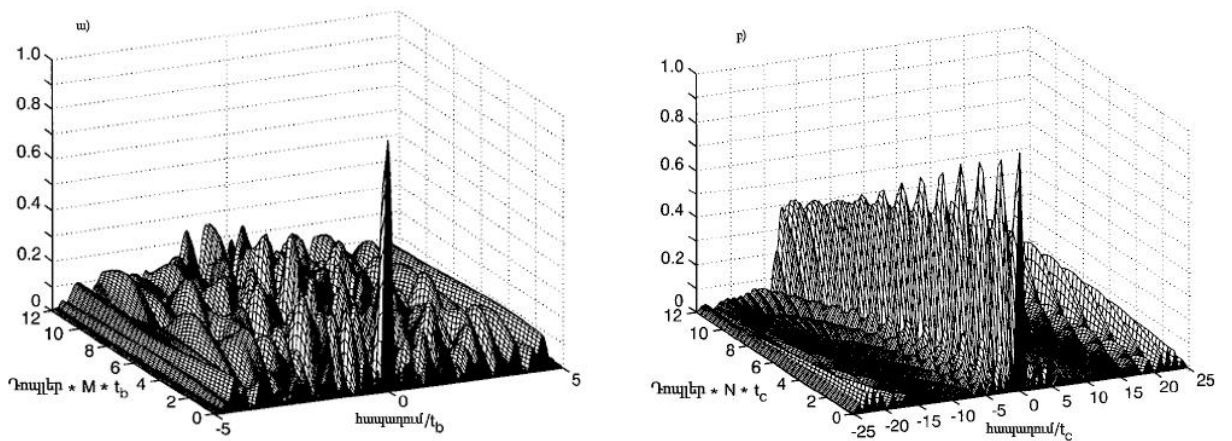
Պարզագույն  $M = 5$  չափանի MCPC ազդանշանը համեմատած  $N = 25$  չափանի P4 ազդանշանի հետ սպեկտրալ տեսանկյունից, բերում է, բավականին մեծ արդյունավետության(Նկ. 1.3.4)[63]:



Նկ. 1.3.4.  $M^2$  չափանի P4( $w$ ) և  $M \times M$  չափանի MCPC( $p$ ) ազդանշանների սխեմատիկ համեմատությունը:



Նկ. 1.3.5.  $M \times M$  չափանի  $MCPC(\omega)$  և  $M^2$  չափանի  $P4(p)$  ազդանշանների հզորության սպեկտրալ խտությունը:



Նկ. 1.3.6.  $M \times M$  չափանի  $MCPC(\omega)$  և  $M^2$  չափանի  $P4(p)$  ազդանշանների անորոշության ֆունկցիաները:

Հաջորդ երկու կարևոր համեմատության չափանիշներն են հզորության սպեկտրալ խտությունը և դոպլերյան զգայունությունը: Առաջինի համեմատականը կարելի է տեսնել նկ. 1.3.5-ում: Իսկ ահա դոպլերյան զգայունությունը համեմատվում է անորոշության ֆունկցիաների միջոցով(Նկ.1.3.6):

### 1.3.5. Կրող և դոպլերյան հաճախականության շեղումների համեմատականները

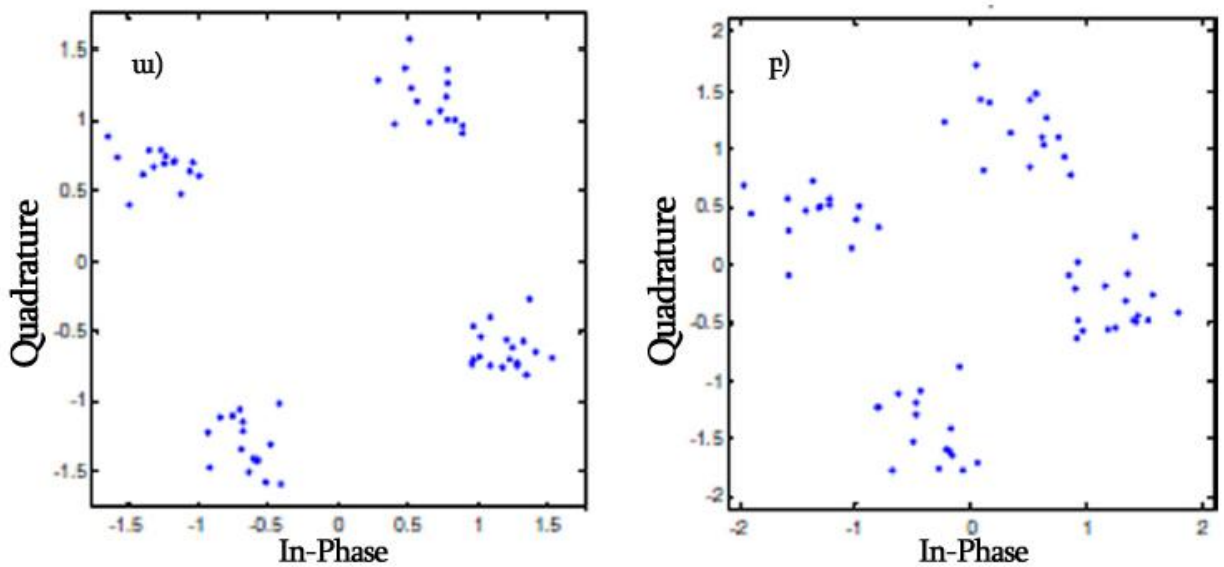
Մի շարք աշխատանքներ են նվիրված կրող հաճախականության շեղման (CFO – Carrier Frequency Offset) խնդրի լուծմանը[64-68]: Ինչպես արդեն նշել էինք հաճախականային համաձայնեցման խտանները բերում են ենթակրողների միջև



ինտերֆերենցիայի: Դրա պատճառ կարող են դառնալ, ոչ գծային կանալում դոպլերյան շեղումները և փուլային աղմուկները[69]:

OFDM համակարգի զգայունությունը CFO-ի նկատմամբ աճում է ենթակրողների միջև հաճախականային տարբերության նվազմանը զուգընթաց: Ինչպես արդեն նշեցինք, CFO-ի առկայությունը բերում է ազդանշանի փուլային փոփոխությանը: Այդ փուլային փոփոխությունը ակնհայտորեն երևում է, երբ դիտում ենք, կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության ներկայացումը: Հաճախականային շեղման աղյուսքում 4 բևեռները առանցքի նկատմամբ պտտվում են(Նկ . 1.3.7)[70]:

CFO-ի խնդիրը առկա է և հեռահաղորդակցական, և բազմաստատիկ ռադիոլոկացիոն համակարգերում, քանի որ այն բերում է համակարգի



Նկ. 1.3.7. Տարբեր CFO-ի ազդեցությանը(30կՀց(a), 50կՀց(բ)) OFDM արձագանք-ազդանշանի կոնստելացիան:

անհամաձայնեցմանը, իսկ ինչպես արդեն նշել էիք, այդ խնդրի առաջ չենք կանգնում, երբ ունենք մոնոստատիկ ռադիոլոկացիոն համակարգ[66, 71]: Եվ պատահական չէ, որ անդրադարձել ենք նման հապաղումներին: Իրականում, CFO երևույթը նմանություններ ունի դոպլերյան հապաղման հետ[72]: Երկու դեպքում էլ արձագանք-ազդանշանը ստանում է միևնույն փուլային հապաղումը բոլոր ենթակրողների վրա և դա

ակնհայտորեն երևում է արձագանք-ազդանշանի կոմպլեքս համաստեղությունից: Հաջորդ գլխում կներկայացվի OFDM հաղորդումն ու ընդունումը և թե ինչպիսի ազդեցությունների է ենթարկվում արձագանք-ազդանշանի համաստեղությունը՝ շարժվող թիրախից անդրադառնալիս:

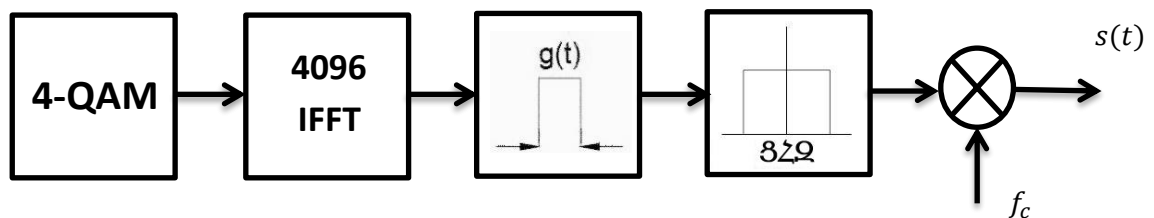
## ԳԼՈՒԽ 2. OFDM ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՁԵՎԱՎՈՐՈՒՄԸ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ՎՐԱ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՆԿԱՐԱԳՐՈՒՄԸ

### 2.1. OFDM ազդանշանների ձևավորման, հաղորդման և ընդունման

#### Իրականացումը MATLAB ծրագրային ապահովման միջոցով

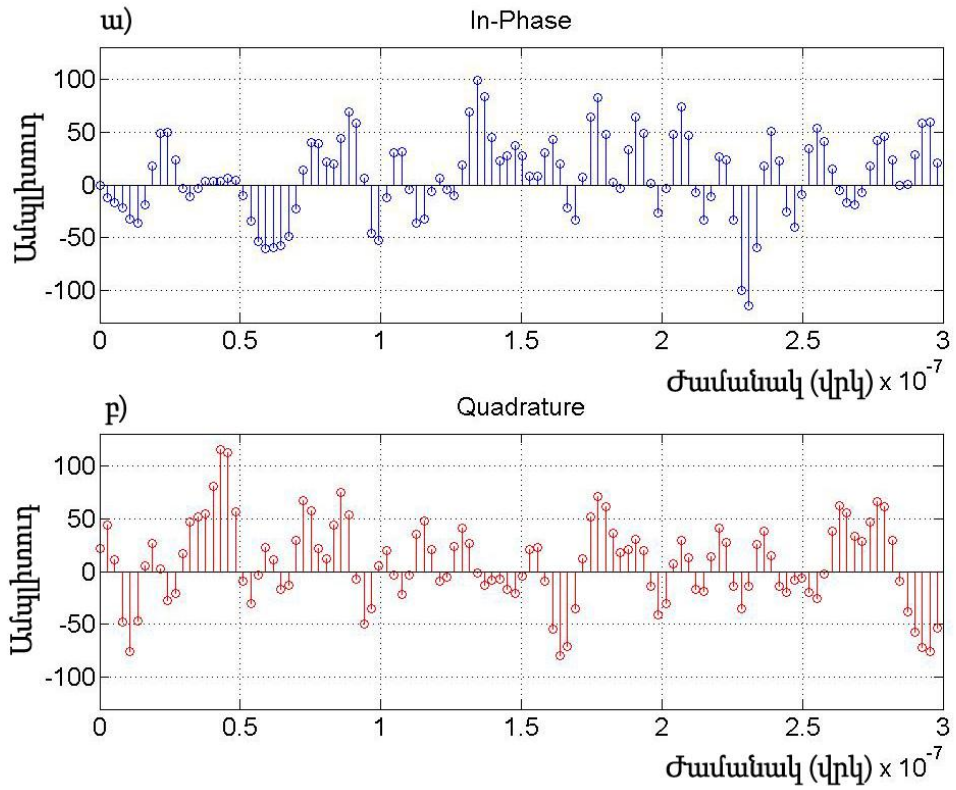
##### 2.1.1. OFDM ռադիոլոկացիոն ազդանշանի ձևավորման և հաղորդման մոդելը

OFDM ազդանշանի գեներացման առաջին փուլը, դա նախնական ազդանշանի թվային մոդուլյացիան է: Կիրառելի են թվային մոդուլյացիայի մի շարք եղանակներ՝ կվադրատուր-փուլային մոդուլյացիա (QPSK - quadrature phase-shift keying), QAM, հաճախականային մոդուլյացիա (FSK - frequency-shift keying), ամպլիտուդային մոդուլյացիա (ASK - amplitude-shift keying), որոնցից, սակայն, հիմնականում կիրառվում են PSK և QAM եղանակները[73-75]: Ամենատարածված կիրառում ստացած OFDM մոդուլյացիայի եղանակը, այնուամենայնիվ, համարում է 4-QAM կամ, որ նույնն է QPSK մոդուլյացիան[76, 77]: OFDM հաղորդման ընդհանուր սխեման բերված է նկ. 2.1.1-ում[78]:

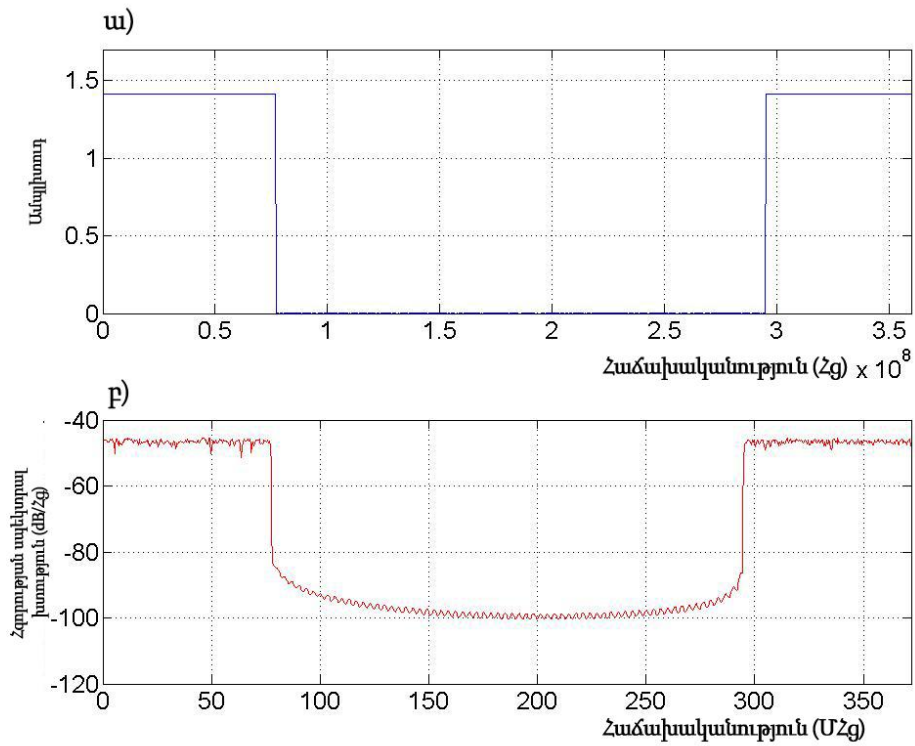


Նկ. 2.1.1. OFDM հաղորդման ընդհանուր սխեման:

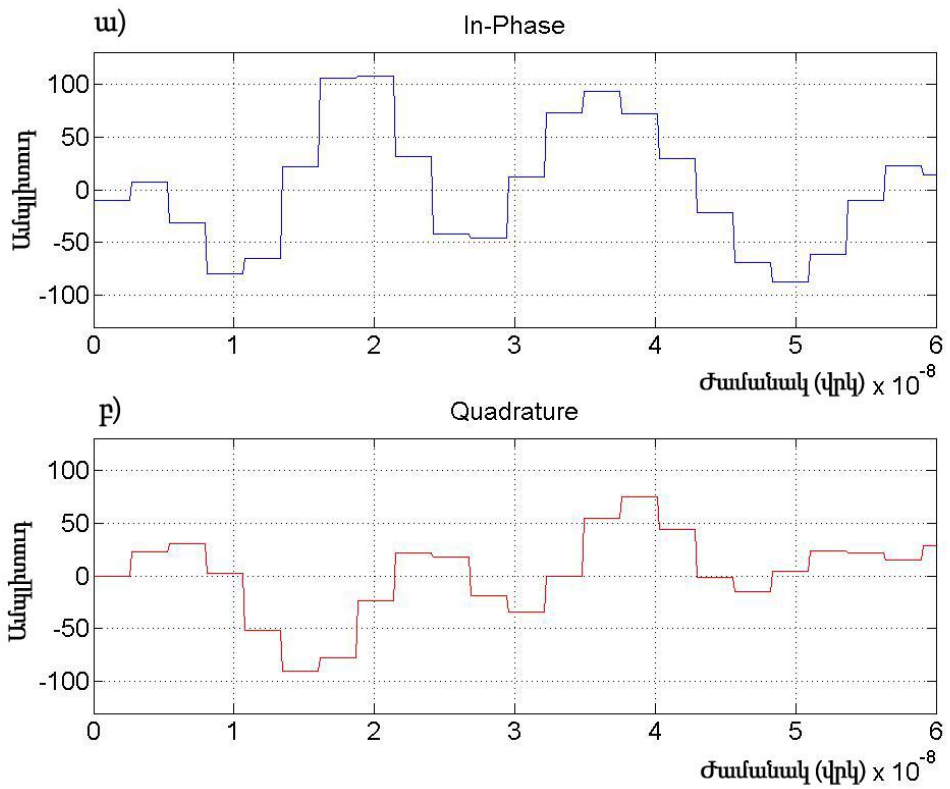
Ինչպես արդեն նշեցինք, առաջին փուլում ձևավորվում են կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլները (Նկ. 2.1.2): Հաջորդ փուլում իրականացվում է IFFT և հարկ է նշել, որ OFDM հաջող իրականացման համար անհրաժեշտ է, որ իրականացվող IFFT-ի չափը գերազանցի ենթակրողների թվին: Ըստ այդմ կարելի է վերցնել ենթակրողների թվին գերազանցող, մոտակա 2-ի աստիճանը, և որպես IFFT չափ վերցնել դրա կրկնապատիկը(ենթակրողների թիվը վերցված է  $N = 1700$ , և հետևաբար IFFT չափն



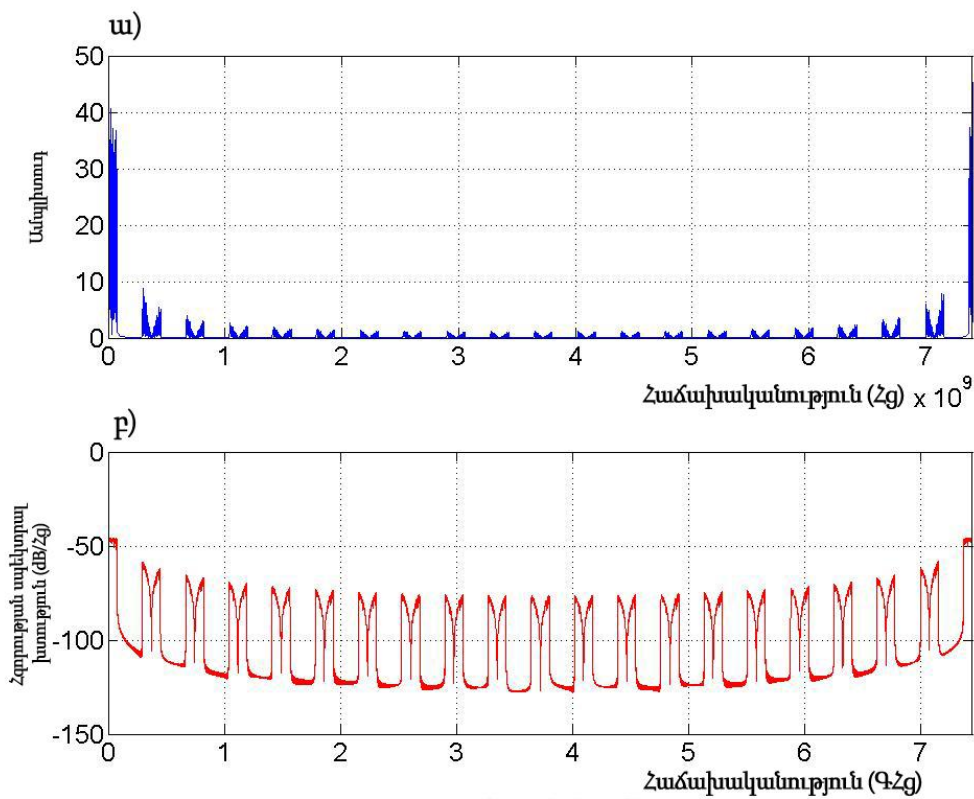
Նկ. 2.1.2. OFDM կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլների ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.3. OFDM կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլների հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.4.  $g(t)$  պատուհանային մոդուլացված OFDM կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլների ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:

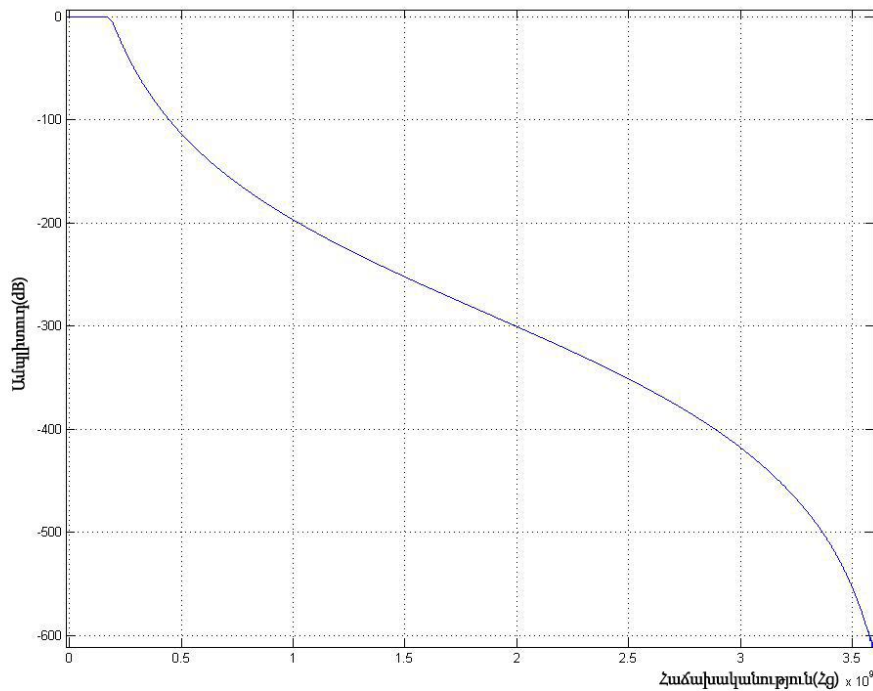


Նկ. 2.1.5.  $g(t)$  պատուհանային մոդուլացված OFDM կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլների հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:

ընտրված է՝  $F_s = 4096$ ) [79, 80]: Ձևավորված ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը բերված է նկ. 2.1.3-ում:

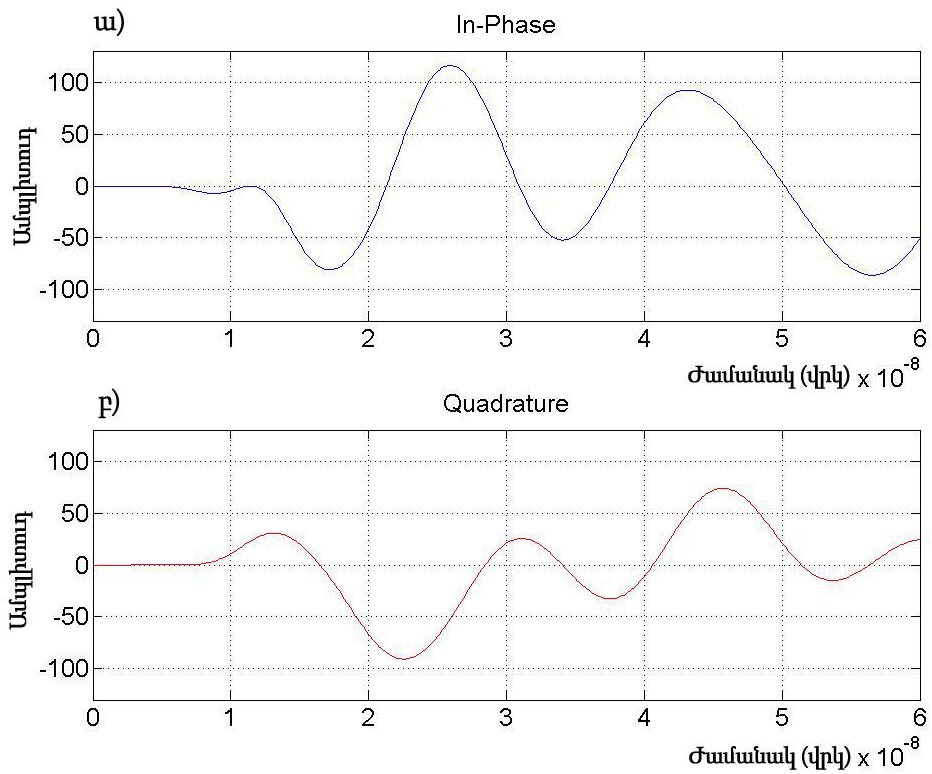
Հաղորդման հաջորդ փուլում թվային, կոմպլեքս մոդուլյացիոն ազդանշանը բերվում է անալոգայինի՝ դեռևս չմոդուլացված ազդանշանի էլեմենտար պարբերականության տևողությամբ միավոր  $g(t)$  իմպուլսով պատուհանային մոդուլյացիայի շնորհիվ: Ստացված ազդանշանի ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը բերված են համապատասխանաբար նկ. 2.1.4-ում և նկ. 2.1.5-ում:

Այնուհետև թվա-անալոգային գոիչի միջոցով իրականացվում է ազդանշանի ցածր հաճախականային գտում: Այն իրենից ներկայացնում է 13-րդ կարգի բատերֆորդյան գոիչ՝ նեղշերտ ազդանշանի էլեմենտար պարբերականության հակադարձ մեծության կտրման հաճախականությամբ(Նկ. 2.1.6):

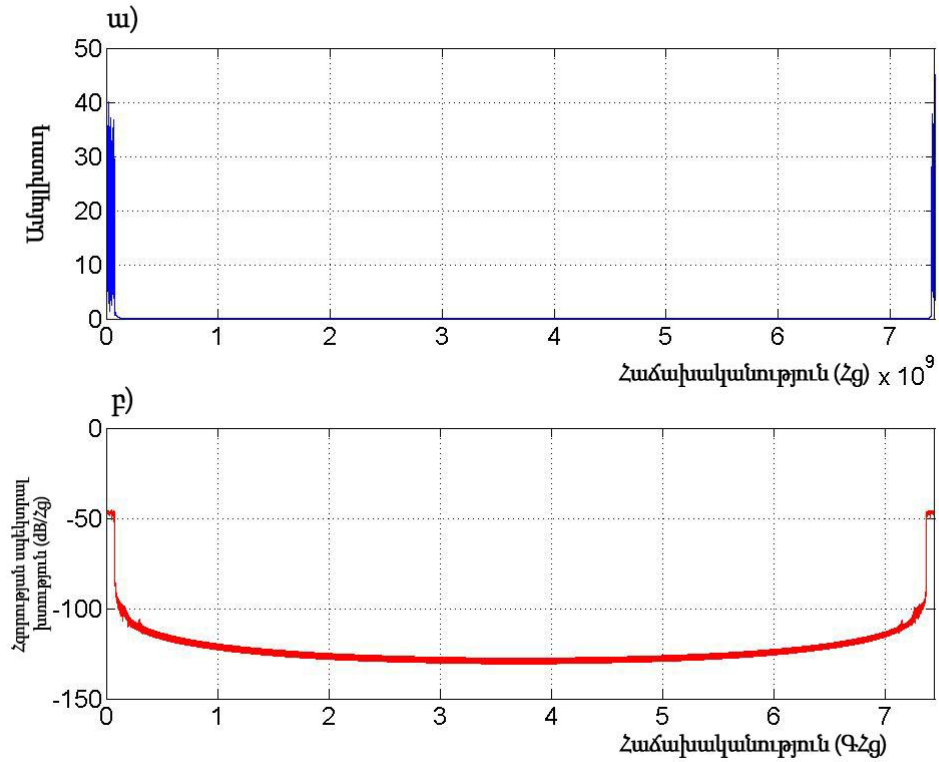


Նկ. 2.1.6. Թվա-անալոգային բատերֆորդյան գոիչի բնութագիրը:

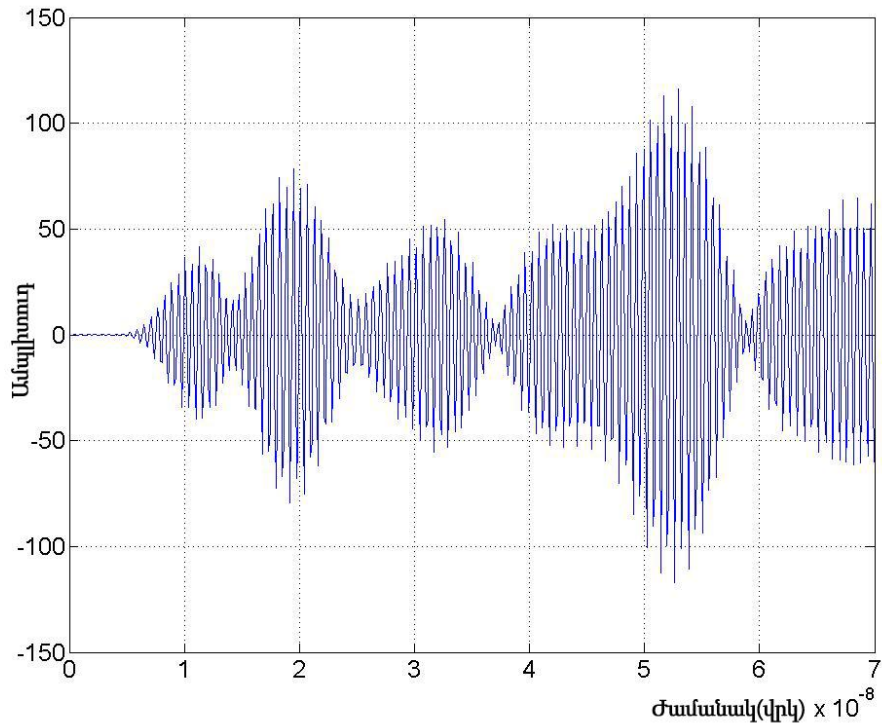
Թվա-անալոգային գտման արդյունքում, բարձր հաճախականային բաղադրիչները վերացվում են: Ազդանշանը ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը ներկայացված են նկ. 2.1.7-ում և նկ. 2.1.8-ում:



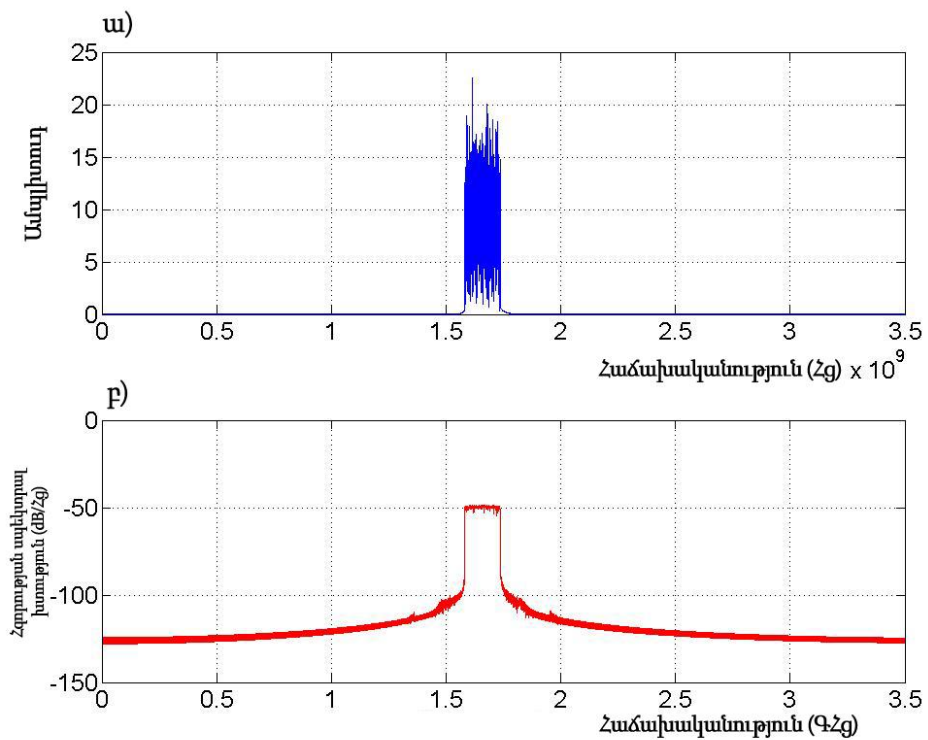
Նկ. 2.1.7. Թվա-անալոգային գտված OFDM ազդանշանի ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.8. Թվա-անալոգային գտված OFDM ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.9. Կրող հաճախականությամբ մոդուլացված OFDM լայնաշերտ ազդանշանի ժամանակային բնութագիրը



Նկ. 2.1.10. Կրող հաճախականությամբ մոդուլացված OFDM ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:

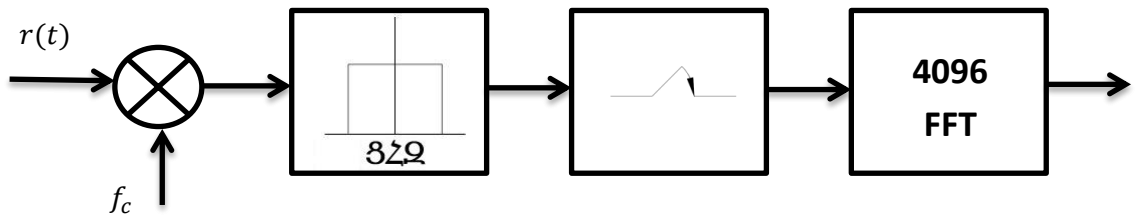


Հաջորդ փուլում ազդանշանը մոդուլացվում է կրող հաճախականությամբ և վերջապես հաղորդվում է: Հաղորդվող լայնաշերտ ազդանշանի ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը պատկերված են նկ. 2.1.9-ում և նկ. 2.1.10-ում:

Ընդունման պրոցեսը իրենից ներկայացնում է հաղորդման հակադարձ պրոցեսը, գրեթե նույն գործողություններն իրականացնող բլոկներով: Դրա մանրամասն նկարագրությունը կտրվի հաջորդ ենթապարագրաֆում:

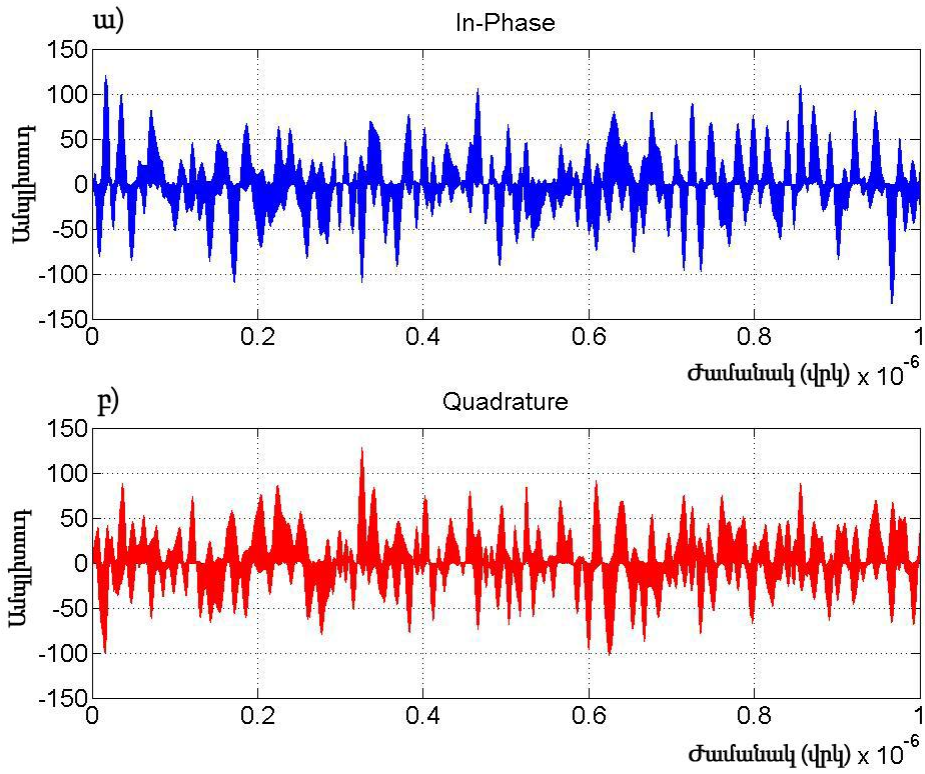
### 2.1.2. OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանի ընդունման մոդելը

Ինչպես արդեն նշեցինք, OFDM ընդունման մոդելը նման է հաղորդման մոդելին: Ի տարբերություն հաղորդման բլոկերի, ընդունման բլոկերը դասավորված են հակառակ հերթականությամբ, թվա-անալոզային փոխակերպման փոխարեն իրականացվում է անալոզա-թվային փոխակերպում և հակադարձ արագ Ֆուրյե ձևափոխության փոխարեն, որպեսզի ստացվեն մոդուլյացիոն սիմվոլները, իրականացվում է արագ Ֆուրյե ձևափոխություն(Նկ. 2.1.11):

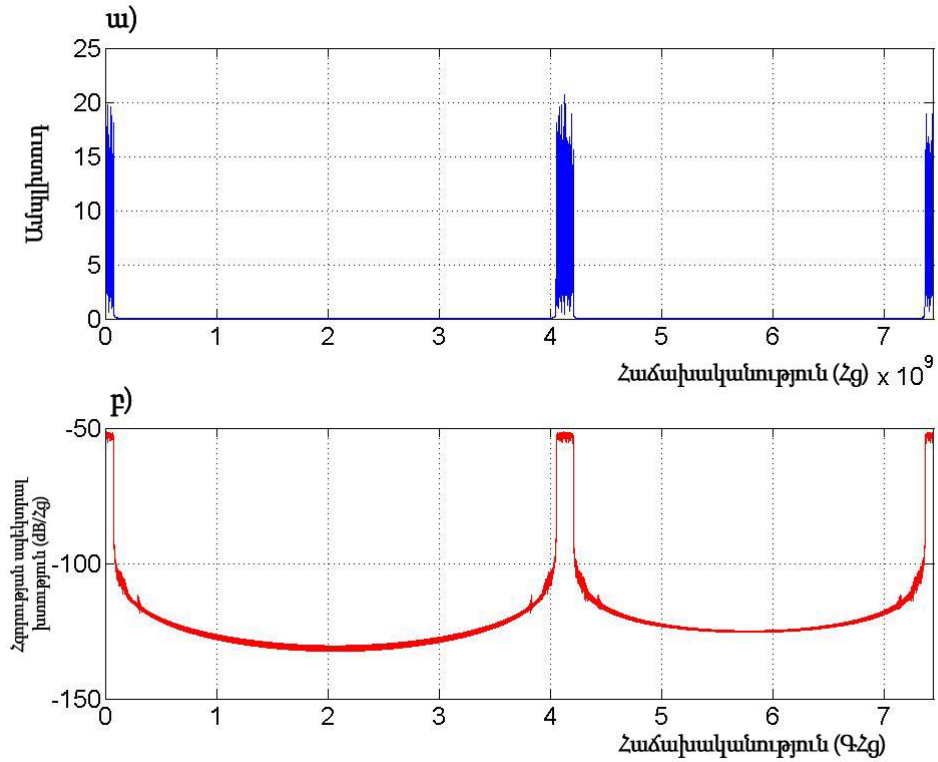


Նկ. 2.1.11. OFDM ընդունման ընդհանուր սխեման:

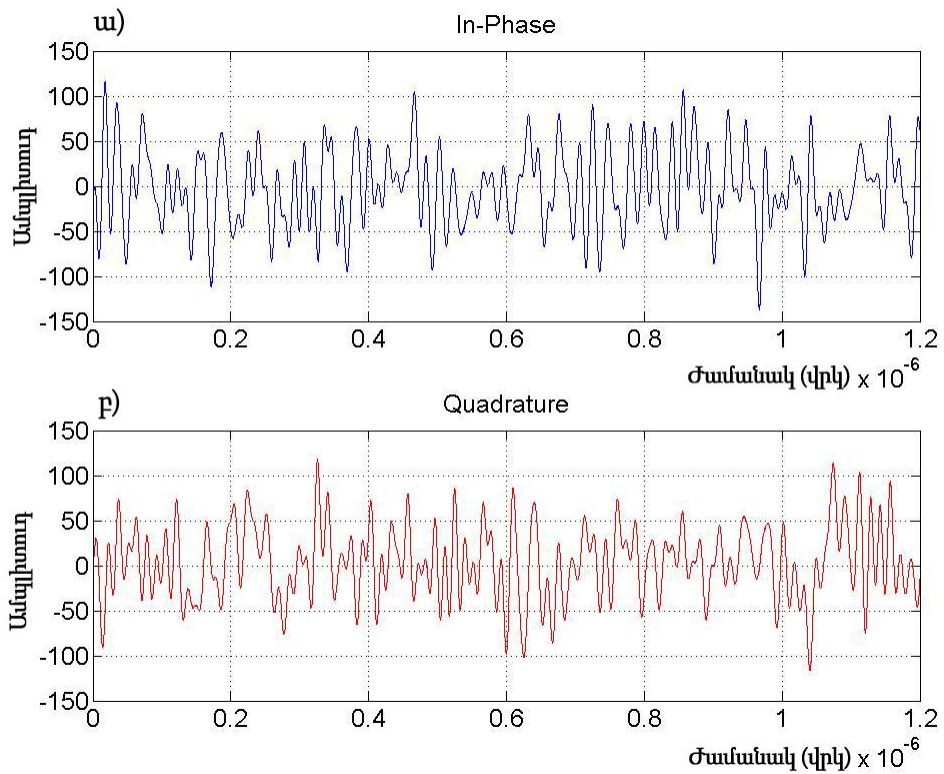
Նախ և առաջ ընդունված ազդանշանը պետք է բերել նեղշերտ ազդանշանի: Առաջին քայլում ազդանշանը դեմոդուլացվում է կրող հաճախականությամբ, որի ժամանակային և հաճախականային բնութագրերը բերված են նկ. 2.1.12-ում և նկ. 2.1.13-ում: Հաջորդ փուլում ազդանշանը գտվում է ցածր հաճախականային գոտիչով՝ կրող հաճախականության կրկնապատիկի կտրման հաճախականությամբ(Նկ. 2.1.14, նկ. 2.1.15): Զտված ազդանշանը, այնուհետև, թվայնացվում է ընտրությամբ կտրման սարքի միջոցով (Նկ. 2.1.16, նկ. 2.1.17): Հաջորդ փուլում իրականացվում է FFT և, որից հետո տրվում է ընդունված OFDM ազդանշանի կոնստելացիոն ներկայացումը(Նկ. 2.1.18): Նկարում պատկերված դեպքում ազդանշանը ընդունվել է գրեթե այնպես, ինչպես



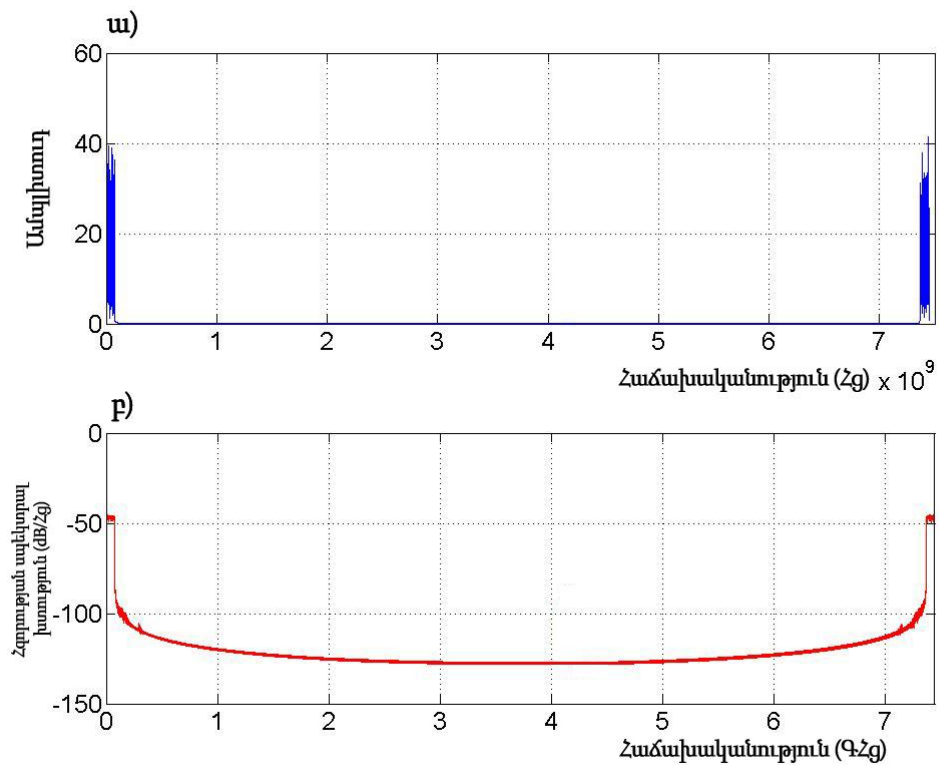
Նկ. 2.1.12. Ընդունված OFDM ազդանշանի ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:



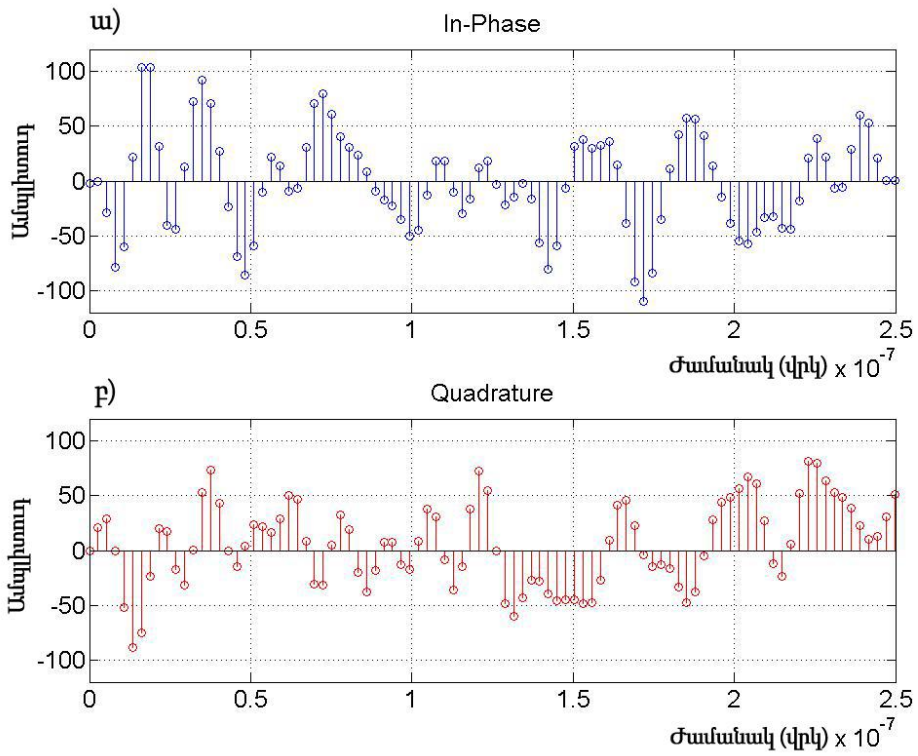
Նկ. 2.1.13. Ընդունված OFDM ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:



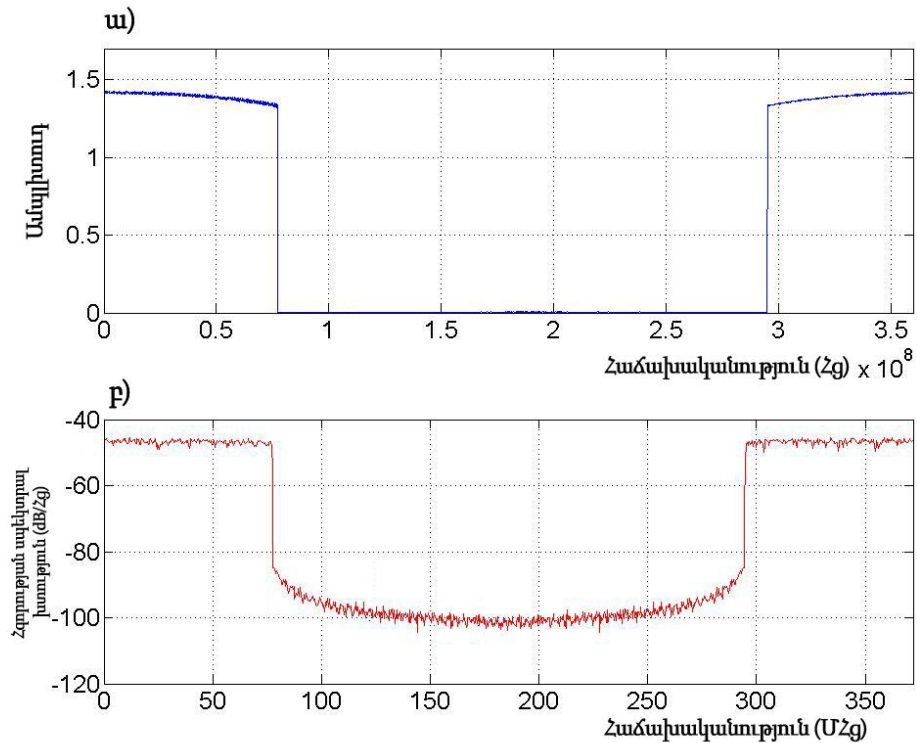
Նկ. 2.1.14. Ցածր հաճախականային զտված OFDM ազդանշանի ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:



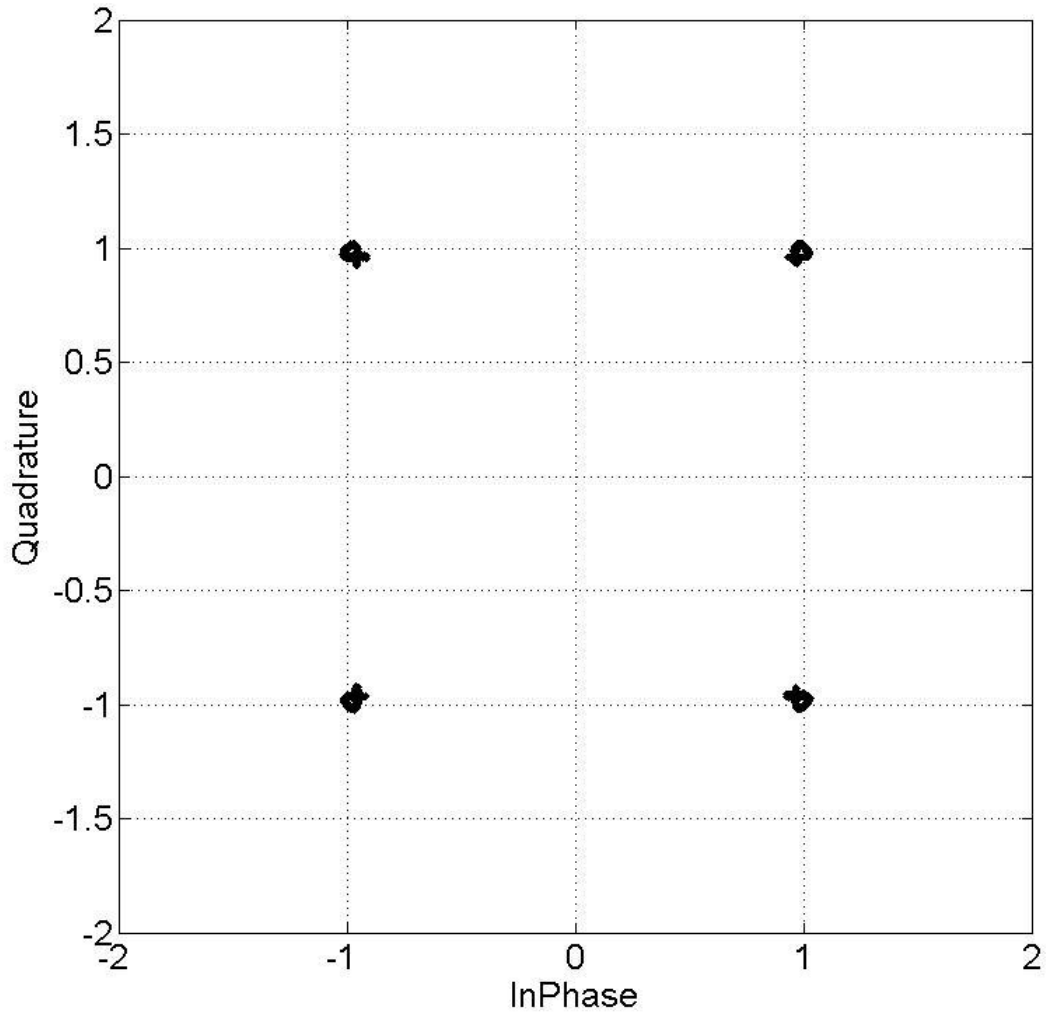
Նկ. 2.1.15. Ցածր հաճախականային զտված OFDM ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.16. Ընտրությամբ օգտագործված OFDM ազդանշանի ժամանակային բնութագիրը. In-Phase բաղադրիչը (ա)-ում, Quadrature բաղադրիչը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.17. Ընտրությամբ օգտագործված OFDM ազդանշանի հաճախականային բնութագիրը. FFT պատկերը (ա)-ում, հզորության սպեկտրալ խտության գնահատումը (բ)-ում:



Նկ. 2.1.18. Ընդունված OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղությունը:

հաղորդվել է: Այն իր մեջ պարունակում է չնչին աղավաղումներ, որոնք պայմանավորված են համակարգի անճշտություններով: Սակայն, դրանք լուրջ ազդեցություն չեն թողնում ազդանշանի ընդհանուր պատկերի վրա և աղավաղումների հիմնական պատճառը կարող է դառնալ աղմուկների առկայությունը, որը, սակայն, ազդանշան-աղմուկ հարաբերության համապատասխան ընտրության դեպքում, հետագա, ռաիդոլոկացիոն պարամետրերի որոշման ժամանակ, մեծ ազդեցություն չի ունենա:

OFDM ազդանշանի համաստեղությունը կամ, այսպես կոչված կոնստելացիոն ներկայացումը շատ պատկերավոր կերպով ցույց է տալիս արձագանք-ազդանշանի

աղավաղումները[81, 82]: Ընդ որում, կախված աղավաղման տեսակից, համաստեղության բևեռները փոփոխվում է տարբեր կերպ[83-85]:

Հարկ է նաև նշել, որ OFDM համակարգում համաձայնեցման խախտման դեպքում, մասնավորապես, ժամանակային և հաճախականային համաձայնեցման խախտման դեպքում, կոնստելացիոն պատկերը սկզբունքորեն կրում է միևնույն տեսակի փոփոխություններ, ինչպիսիք այն կերբ ռադիոլուկացիոն կայանից, որևէ հեռավորության վրա գտնվող, շարժվող թիրախից անդրադարձած՝ դրա դիրքով և արագությամբ պայմանավորված, ժամանակային և հաճախականային շեղումներով OFDM արձագանք-ազդանշանը:

## 2.2. Ռադիոլուկացիոն պարամետրերի ազդեցությունները OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության վրա

### 2.2.1. Թիրախի դիրքով պայմանավորված ժամանակային հապաղման ազդեցությունը OFDM ազդանշանի համաստեղության սիմվոլների վրա

Ռադիոլուկացիոն հիմնական խնդիրներից մեկն է թիրախի կամ, որևէ օբյեկտի դիրքի որոշումը տարածության մեջ[86]: Հաղորդվող ազդանշանը հասնելով թիրախին անդրադարձում է դեպի ընդունիչ և անդրադարձած արձագանք-ազդանշանը, համեմատած հաղորդված ազդանշանի հետ՝ իր մեջ պարունակում է ժամանակային հապաղում[87]: Այդ հապաղումը հավասար է թիրախի՝ ռադիոլուկացիոն կայանից ունեցած հեռավորության կրկնապատիկի և լույսի արագության հարաբերությանը.

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (2.2.1)$$

Որպեսզի լավ հասկանանք, թե ինչպիսի ազդեցություն է ունեցել ժամանակային հապաղումը ազդանշանի վրա, դիտարկենք հաղորդված  $m$  ենթակրողներով  $s_n$  OFDM ազդանշանը: Այն կարելի է ներկայացնել հետևյալ կերպ.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} S_m \exp\left(j \frac{2\pi n m}{N}\right) \quad (2.2.2)$$

Ընդունված ժամանակային հապաղմամբ արձագանք-ազդանշանը կլինի՝

$$r(t) = s(t - \tau) \quad (2.2.3)$$

իսկ ընդունված ազդանշանի հաճախային պատկերը կլինի՝

$$R(f) = S(f)\exp(-j2\pi f\tau) \quad (2.2.4)$$

$n$ -րդ ենթակրողի համար անդրադարձած և հաղորդված ազդանշանների միջև կապը կլինի հետևյալը.

$$R_n = S_n \exp\left(\frac{-j2\pi n\tau}{N}\right) \quad (2.2.5)$$

(2.2.5)-ը ցույց է տալիս, որ ժամանակային հապաղումը բերում է ազդանշանի փուլային շեղման: Ընդ որում, փուլային շեղումը ուղիղ համեմատական է ենթակրողների ինդեքսներին: Ազդանշանի համաստեղության տեսանկյունից, սա նշանակում է, որ տեղի է ունենալու համաստեղության սիմվոլներին համապատասխան վեկտորների պտույտ, ազդանշանի ամպլիտուդային շառավիղով շրջանագծի ողջ հետագծով[88]: Ժամանակային հապաղմամբ արձագանք-ազդանշանի համաստեղությունը պատկերված է նկ. 2.2.1-ում:

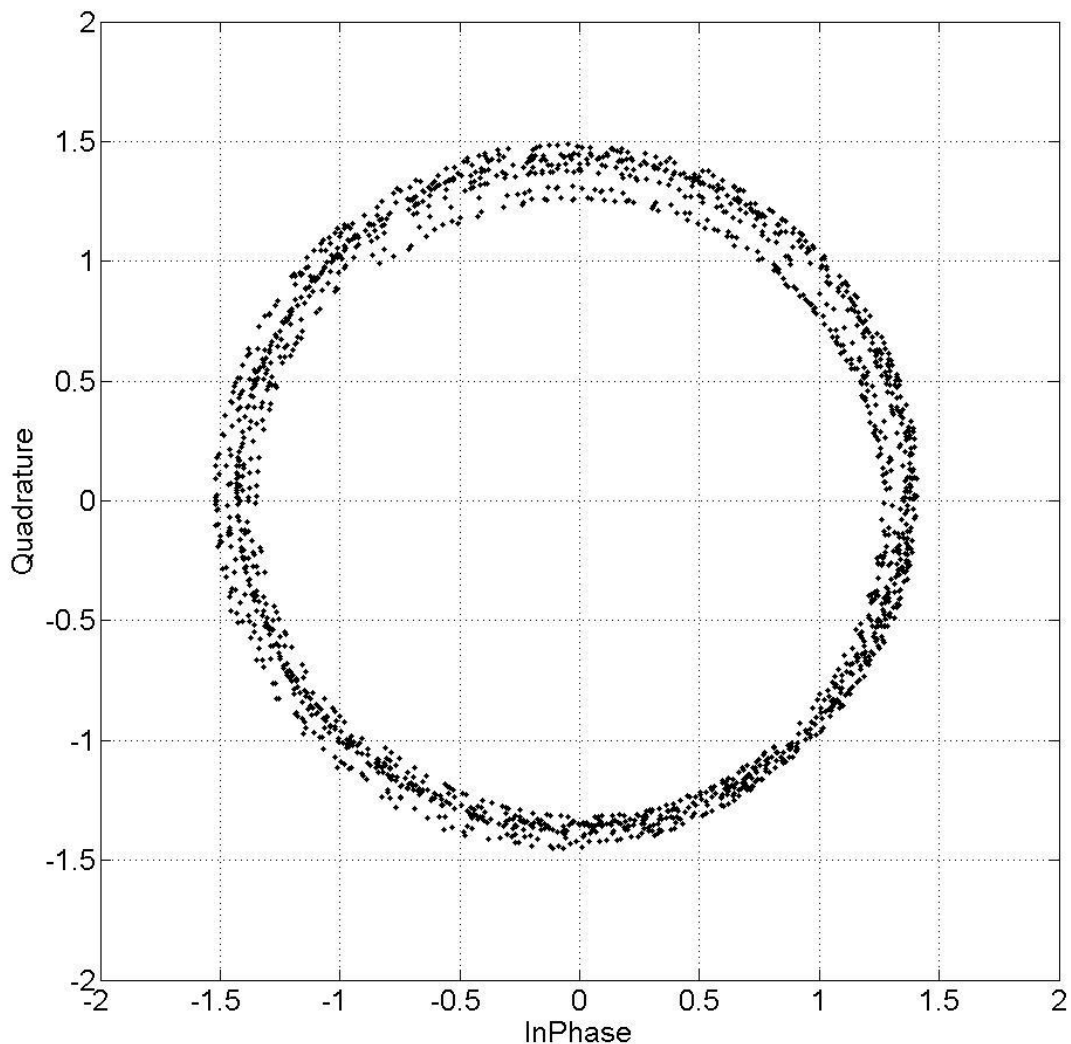
(2.2.5)-ից, պարզ երևում է, որ յուրաքանչյուր հարևան ենթակրողների միջև փուլային շեղումների տարբերությունները միմյանցից չեն տարբերվում: Դա հետագայում մեզ հնարավորություն կտա, հաշվելով բոլոր հարևան ենթակրողների փուլային շեղումների տարբերությունների միջինը՝ ստանալ ժամանակային հապաղումից առաջացած փուլային շեղման արժեքը:

Ժամանակային հապաղումը ունի մեկ այլ ուշագրավ առանձնահատկություն: Այն կայանում է նրանում, որ ընդունված ազդանշանի վրա ժամանակային հապաղման ունեցած ազդեցությունը փուլային տեսանկյունից հսկայական է՝ համեմատած այլ հապաղումների հետ, մասնավորապես հաճախականային հապաղման հետ[89-91]: Դա նշանակում է, որ հնարավոր չէ իրականացնել որևէ գնահատումներ այլ հապաղումների վերաբերյալ, մինչև չվերացվի ժամանակային հապաղումից առաջացած ազդեցությունը: Հետևաբար, առաջնահերթ պետք է լուծվի այդ խնդիրը, այն է թիրախի դիրքի որոշումը, որից հետո, միայն, հնարավոր կլինի որոշել թիրախի արագությունը:

Հաջորդ ենթապարագրաֆում կներկայացնենք, թե ինչպիսի ազդեցության է ենթարկվում արձագանք-աղանշանը հաճախականային հապաղման առկայության դեպքում:

## 2.2.2. Թիրախի արագությամբ պայմանավորված դոպլերյան հաճախականային շեղման ազդեցությունը OFDM ազդանշանի համաստեղության սիմվոլների վրա

Մի շարք ուսումնասիրություններ ցույց են տվել, որ բազմակրող հաղորդման ժամանակ դոպլերյան հապաղումը բերում է ազդանշանի փուլային շեղմանը և համապատասխանաբար, համաստեղության բևեռների՝ կոմպլեքս հարթության սկզբնակետի նկատմամբ պտույտի[92, 93]: Ընդ որում, դոպլերյան շեղման ազդեցությունը բոլոր ենթակրողների վրա ունի հաճախականային բնույթ, այլ ոչ ժամանակային, ինչպես նախորդ դեպքում էր: Այդ իսկ պատճառով տեղի է ունենում կոնստելացիոն ներկայացման բևեռների պտույտ կորոդինատական համակարգի



Նկ. 2.2.1. Ժամանակային հապաղմամբ ընդունված OFDM ազդանշանի համաստեղությունը:



սկզբնակետի շուրջը, անկախ ենթակրողի ինդեքսից և արդյունքում չորս բևեռները պահպանում են միմյանց նկատմամբ մասշտաբային դասավորվածությունը[94]:

Իրականում, առանձին ենթակրողների վրա դրայլերյան հաճախականությունը ունենում է ազդեցություն: Սակայն, ենթակրողի ինդեքսից կախված ազդեցության փոփոխությունը չնչին է և կրում է ֆլուկտուացիոն բնույթ: Դա է պատճառը, որ ընդհանուր պտույտից բացի, առաջանում է համաստեղության բևեռների ամպանման ցրվածության գոյացում: [64, 95]:

Ինչպես գիտենք  $v_r$  արագությամբ շարժվող թիրախի կողմից ստեղծած դրայլերյան հաճախականային շեղումը կլինի՝

$$f_d = 2 \frac{v_r}{c} f_c \quad (2.2.6)$$

Հաղորդված  $s_n$  և  $f_d$  դրայլերյան հաճախականային շեղում պարունակող, ընդունված  $r_n$  ազդանշանների միջև կապը կտրվի հետևալ առնչությամբ.

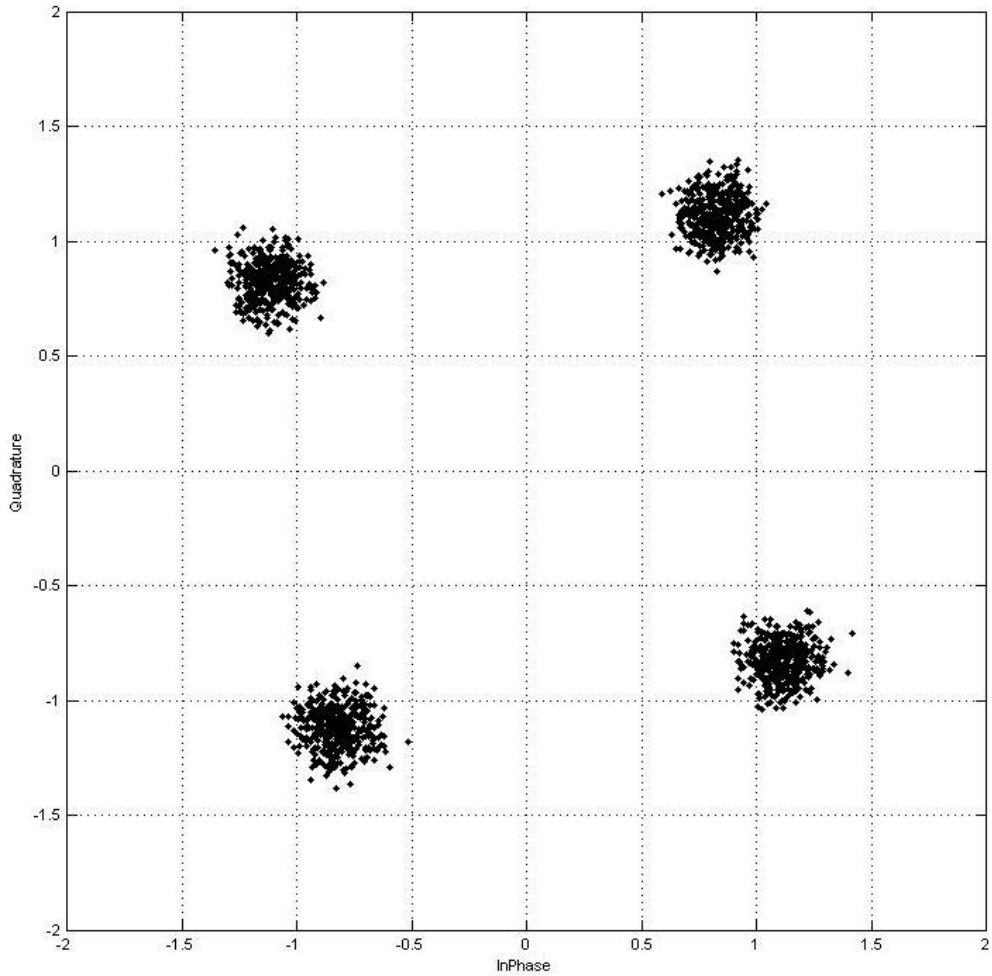
$$r_n = s_n \exp\left(j \frac{2\pi n f_d}{N}\right) \quad (2.2.7)$$

Այստեղից կարող ենք գրել դրայլերյան հաճախականային շեղմամբ ընդունված ազդանշանի տեսքը ըստ  $n$ -րդ ենթակրող բաղադրիչի՝

$$R_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \left( s_m \exp\left(j \frac{2\pi m f_d}{N}\right) \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n m}{N}\right) \quad (2.2.8)$$

(2.2.8)-ից երևում է, որ դրայլերյան շեղմամբ պայմանավորված փուլային շեղումը կախված չէ ենթակրողների ինդեքսից, և բոլոր ենթակրողների վրա ունի միևնույն ազդեցությունը: Դրայլերյան հապաղմամբ OFDM ազդանշանի համաստեղությունը բերված է նկ. 2.2.2-ում:

Ինչպես արդեն նշել էինք, ռադիոլուկացիոն համակարգի նախագծման և OFDM ազդանշանի պարամետրիզացիայի փուլում շատ կարևոր է ուշադրություն դարձնել OFDM սիմվոլի տևողության ընտրությանը, որով պայմանավորված է ենթակրողների



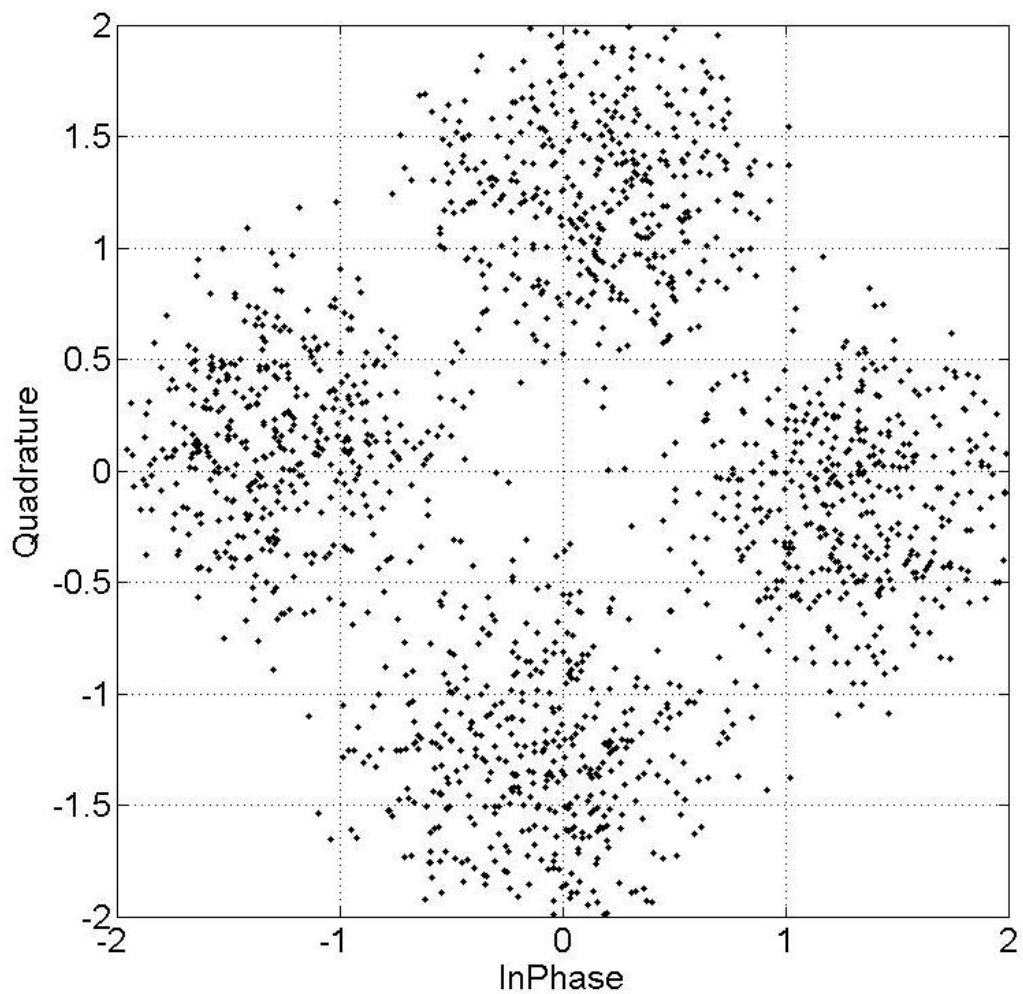
*Նկ. 2.2.2. Դոպլերյան հաճախականային շեղմամբ ընդունված OFDM ազդանշանի համաստեղությունը:*

միջև հաճախականության տարբերությունը, քանի որ դոպլերի շեղման որոշակի արժեքից սկսած, խախտվում է օրթոգոնալության պայմանը[96]: Օրթոգոնալության պայմանի խախտման դեպքը կոնստելացիոն ներկայացման վրա երևում է, երբ համաստեղության վեկտորների բևեռների պտույտը նախնական դիրքից սկսում է գերազանցել  $\pi/4$ -ը, այսինքն՝ բևեռները դուրս են գալիս կոորդինատական հարթության իրենց սկզբնական քառորդ տիրույթներից:

Քանի որ, հետագայում ցույց կտրվի, որ արագության չափումը ուղղակիորեն կապված է համաստեղության բևեռների պտտման անկյամբ, ապա այն դեպքում, երբ, բևեռները տեղափոխվեն մեկ այլ քառորդ, կհանգենք անորոշության և չենք կարող

հստակ ասել, ինչպիսի անկյամբ է շեղվել իր սկզբնական դիրքից համաստեղության որևէ բևեռը:

Ընդ որում, դոպլերյան շեղման աճին զուգընթաց, սկզբնականի շուրջը պտույտից բացի մեծանում է բևեռներում գոյացող «ամպը» և արդյունքում տեղի է ունենում բոլոր սիմվոլների ցրված պատկեր, որից արդեն անհնար է դառնում կատարել ճշգրիտ գնահատումներ (Նկ. 2.2.3):



*Նկ. 2.2.3. Ենթակրողների միջև տարբերությունը գերազանցող դոպլերյան հաճախականային շեղմամբ ընդունված OFDM ազդանշանի համաստեղությունը:*

Մեր կատարված ուսումնասիրությունները հիմնված են ժամանակային և հաճախականային հապաղված ազդանշանի համաստեղությունից՝ բևեռների պտտման անկյան, ցրվածության համապատասխան միջին քառակուսային շեղման, ենթակրողների միջև փուլային պտույտի անկյան և այլ պարամետրերի արտազատման

միջոցով ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշման վրա: Ընդ որում, շատ մեծ ուշադրություն է դարձվել, փոքրածավալ հաշվողական ռեսուրսների օգտագործումը:

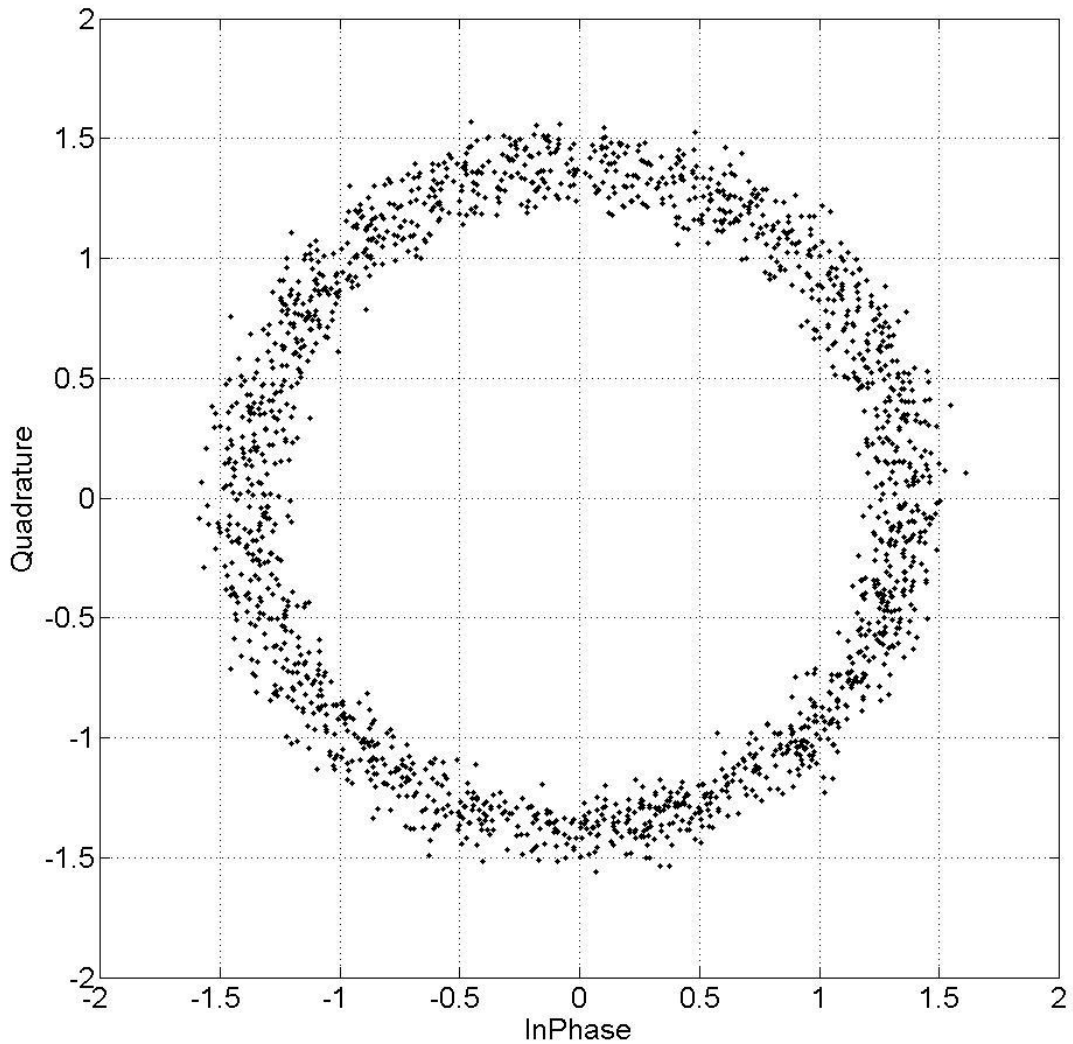
### **ԳԼՈՒԽ 3. OFDM ԱԶԴԱՆՇԱՆԻ ՀԱՄԱՍՏԵՂՈՒԹՅԱՆ ՄԻՋՈՑՈՎ ՈՒԱԴԻՈԼՈԿԱՑԻՈՆ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՈՐՈՇՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԸ**

#### **3.1. OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղությունից թիրախի դիրքի որոշման գտման եղանակը**

##### **3.1.1 Թիրախի դիրքի որոշման ժամանակային հապաղման գտիչների բանկի կիրառման եղանակի նկարագրությունը**

Ինչպես արդեն նշեցինք, շարժվող թիրախից անդրադարձած արձագանք-ազդանշանը իր մեջ պարունակում է ռադիոլուկացիոն կայանից թիրախի հեռավորությամբ պայմանավորված ժամանակային հապաղում և թիրախի շարժման արագությամբ պայմանավորված դոպլերյան հաճախականային շեղում: Նախորդ գլխում քննարկել էինք այդ երկու շեղումների ազդեցությունները OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանի կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության վրա:

Ե՛վ ժամանակային, և՛ հաճախականային հապաղումները բերում են ենթակրողների փուլային շեղման: Սակայն, դրանց ազդեցությունները միանգամայն տարբերվում են միմյանցից: Ժամանակային հապաղումը ամեն ենթակրող բաղադրիչի վրա տալիս է, այդ հապաղմամբ պայմանավորված, փուլային շեղում և յուրաքանչյուր ենթակրողի փուլային շեղումը խիստ տարբերվում է մյուսներից: Բայց այդ փուլային տարբերությունները ունեն մեկ ընդհանուր օրինաչափություն: Յուրաքանչյուր երկու հարևան ենթակրողների միջև փուլային տարբերությունը մնում է նույնը և պայմանավորված է ենթակրողների միջև հաճախականային տարբերությամբ, որը հավասար էր սիմվոլի տևողության հակադարձ մեծությանը: Դոպլերյան հաճախականային շեղումը, սակայն, ընդհանուր առմամբ, ունենում է միևնույն փուլային շեղումը բոլոր ենթակրողների վրա, և ինչպես տեսանք (2.2.8)-ից, դրա առաջացրած փուլային շեղումը կախված չէ ենթակրողների ինդեքսից և զուտ պայմանավորված է դոպլերյան հաճախականությամբ:



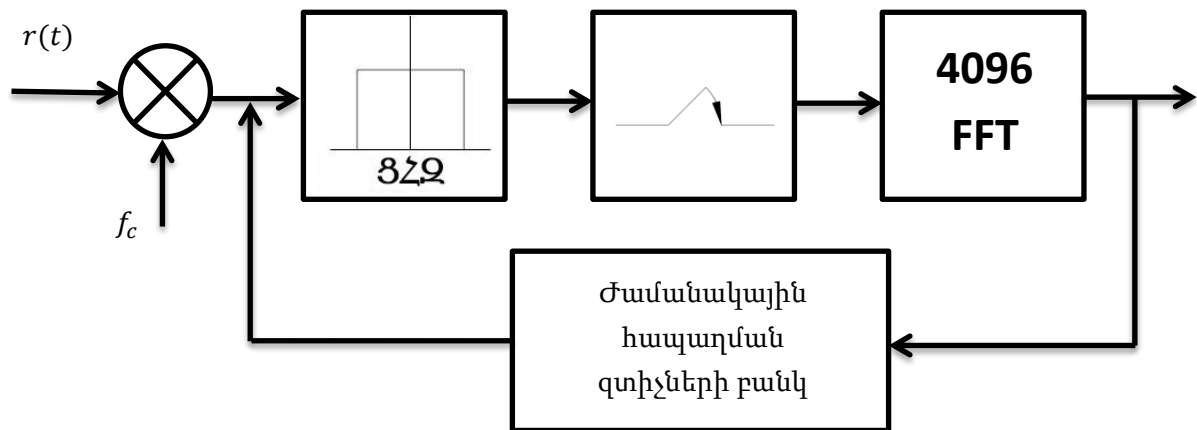
*Նկ. 3.1.1. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի կոմպլեքս համաստեղությունը, որն իր մեջ պարունակում է և ժամանակային, և հաճախականային հապաղում:*

Քանի որ, ամեն ենթակրողի վրա փուլային շեղումը տարբերվում էր մյուսներից, ապա համաստեղության մեջ, ինչպես նշել էինք, ունենում ենք OFDM սիմվոլների համաստեղության վեկտորների ցրվածություն՝ ամպլիտուդային շառավղով շրջանագծի երկայնքով:

Դոպլերյան շեղումը, սակայն, բերում էր կոմպլեքս հարթության սկզբնակետի շուրջ՝ ազդանշանի համաստեղության բևեռների պտույտ, առանց խախտելով միմյանց նկատմամբ հիմնական դասավորվածությունը: Այնուամենայնիվ, դոպլերյան շեղման դեպքում տեղի էր ունենում ենթակրող բաղադրիչների ամպլիտուդային շեղում, և

արդյունքում առաջանում էր սկրնակետի շուրջ որոշակի անկյամբ պտտված ամպանման, ցրված բևեռներ: Դրանց երկուսի համադրությամբ ստացվում է շրջանագծի երկայնքով պտտված և ամպանման շերտ հիշեցնող պատկեր(Նկ. 3.1.1):

Առաջարկված մեթոդում կիրառվում է ժամանակային հապաղումների գոտիների բանկ: Մեթոդի իրականացման սխեման բերված է նկ. 3.1.2-ում: Անդադարձած ազդանշանը որոշակի հապաղման քայլով անցկացվում է ժամանակային հապաղման գոտիչով և ամեն անգամ գրանցվում է OFDM անդադարձած ազդանշանի համաստեղության պատկերը: Ստացված պատկերի համար, ամեն քայլին իրականացվում է OFDM համաստեղության սիմվոլների ցրվածության միջին քառակուսային շեղման հաշվարկ: Քանի որ, համաստեղության հարթության քառորդներում սիմվոլներին համապատասխան վեկտորների ցրվածությունը միևնույն բնույթի է, ապա միջին քառակուսային շեղման հաշվարկը բավական է իրականացնել համաստեղության քառորդներից որևիցե մեկում: Քանի որ սիմվոլների ցրվածության պատճառը ժամանակային հապաղումն էր, ապա դրա միջին քառակուսային շեղման



Նկ. 3.1.2. Ժամանակային հապաղման որոշման OFDM ընդունման սխեման:

նվազագույն արժեքի գրանցման դեպքում կարող ենք փաստել, որ ժամանակային հապաղումը վերացված է, այսինքն դրան համապատասխան գոտիչների բանկի տված ժամանակային հապաղմամբ էլ ընդունվել էր ազդանշանը:

Որքան փոքր վերցնենք բանկի հապաղման քայլը, կստանանք այնքան ավելի ճշգրիտ արդյունք: Սակայն, պետք չէ մոռանալ  $SNR$ -ի կարևորության մասին:

Հապաղման քայլի փոքրացման ճշգրտությունը կարգով զիջում է  $SNR$ -ով պայմանավորված ճշգրտությանը և բավականին մեծ աղմուկների դեպքում, հապաղման քայլի ընտրությունը էապես չի ազդի ճշգրտության վրա:

Ռադիոլուկացիոն համակարգի դիրքի որոշման գործողության տիրույթը սահմանափակված է սիմվոլի տևողությամբ: Քանի որ ցիկլիկ նախաձանցը նախապես ընտրվել է OFDM սիմվոլի տևողության  $\frac{1}{4}$ -ի չափով, ապա մաքսիմալ ժամանակային հապաղումն էլ, որ կարող է գրանցվել, պետք է չգերազանցի ցիկլիկ նախաձանցի տևողությանը:

Ալգորիթմը մշակվել և կառուցվել է MATLAB համակարգում: OFDM սիմվոլի տևողությունը սահմանվել է՝  $T = 11\mu\text{վ}$ : Համաձայն (1.1.1) բանաձևի ենթակրողներ հաճախականությունների միջև տարբերությունը սիմվոլի տևողության հակադարձ մեծությունն է և կլինի՝  $\Delta f = 90.91\text{կՀց}$ : Ինչպես որ նշեցինք, ցիկլիկ նախաձանցը վերցվել է սիմվոլի տևողության  $\frac{1}{4}$ -ը, այսինքն՝  $T_{CP} = 2.75\mu\text{վ}$ : Արդյունքում, ողջ սիմվոլի տևողությունը  $T_s = 13.75\mu\text{վ}$ : Ենթակրողների քանակը՝  $N = 1700$ : Որպես կրող հաճախականություն վերցվել է՝  $f_c = 24\text{ԳՀց}$ : Ռադիոլուկացիոն համակարգի հեռավորության որոշման մաքսիմալ արժեքը կլինի՝

$$R_{max} = \frac{c\tau_{max}}{2} = 413\text{մ} \quad (3.1.1)$$

Որպես ժամանակային հապաղման գտման քայլ վերցվել է՝  $\Delta\tau = 10.74\text{նվ}$ : Այստեղից էլ կարող ենք հաշվարկել դիրքի որոշման ժամանակ, հապաղման գտման քայլով պայմանավորված ճշգրտությունը:

$$\Delta r = \frac{c\Delta\tau}{2} = 1.6\text{մ} \quad (3.1.2)$$

MATLAB միջավայրում ալգորիթմը գեներացնում է պատահական հեռավորության վրա(0-413մ) գտնվող, որևէ արագությամբ շարժվող(արագության մասին մանրամասն կքննարկվի հաջորդ պարագրաֆում) պատահական թիրախ: Այնուհետև ընդունված, աղավաղված ազդանշանը անցկացվում է ժամանակային հապաղման գոտիների բանկով և, ինչպես նշեցինք, ամեն մի քայլից հետո OFDM ազդանշանի համաստեղության բևեռների համար կատարվում է ցրվածության միջին քառակուսային



շեղման հաշվարկ: Արդյունքում ստացվում է համաստեղության բևեռների սիմվոլների ցրվածության միջին քառակուսային շեղման կապը ժամանակային հապաղման գտման քայլի հետ: Ժամանակային հապաղման գտման քայլին համապատասխանում է որոշակի հեռավորություն: Դիրքի որոշումը հենց կատարվում է հապաղման գտման քայլի և միջին քառակուսային շեղման կախվածության գրաֆիկից (Նկ. 3.1.3):

Հաջորդիվ բերված են կատարված սիմուլյացիայի մի քանի զտիչների գրանցած արդյունքներ: Չզտված վիճակում կոնստելացիոն պատկերը բերված էր նկ. 3.1.1-ում: Նկ. 3.1.4-3.1.7 բերված են սիմուլյացիայի արդյունքները ժամանակային հապաղման գտիչի  $\tau_1 = 200\Delta\tau = 1.07\mu\text{վ}$ ,  $\tau_2 = 280\Delta\tau = 1.5\mu\text{վ}$ ,  $\tau_3 = 287\Delta\tau = 1.56\mu\text{վ}$ ,  $\tau_4 = 295\Delta\tau = 1.58\mu\text{վ}$ :

Սիմուլյացիայի արդյունքում ալգորիթըմ գեներացրել է  $R_{act} = 232\text{մ}$  հեռավորությամբ թիրախ: Դրան համապատասխան ժամանակային շեղումը կլինի՝  $\tau_{act} = 1.55\mu\text{վ}$ : Ընդունված ազդանշանի համաստեղության ցրվածության միջին քառակուսային շեղման նվազագույն արժեքին համապատասխան ժամանակային հապաղման արժեքը գրանցվել է  $\tau_{meas} = 1.56\mu\text{վ}$ : Օգտվելով (2.2.1) բանաձևից կհաշվենք, հապաղման այս արժեքին համապատասխան թիրախի դիրքը՝

$$R_{meas} = \frac{c\tau_{meas}}{2} = 234\text{մ} \quad (3.1.3)$$

Հեռավորության արժեքը չափելուց հետո անհրաժեշտ է իրականացնել ալգորիթմի սխալի գնահատում: Դրա համար, նախ, անհրաժեշտ է հաշվել դիրքի որոշման բացարձակ սխալը.

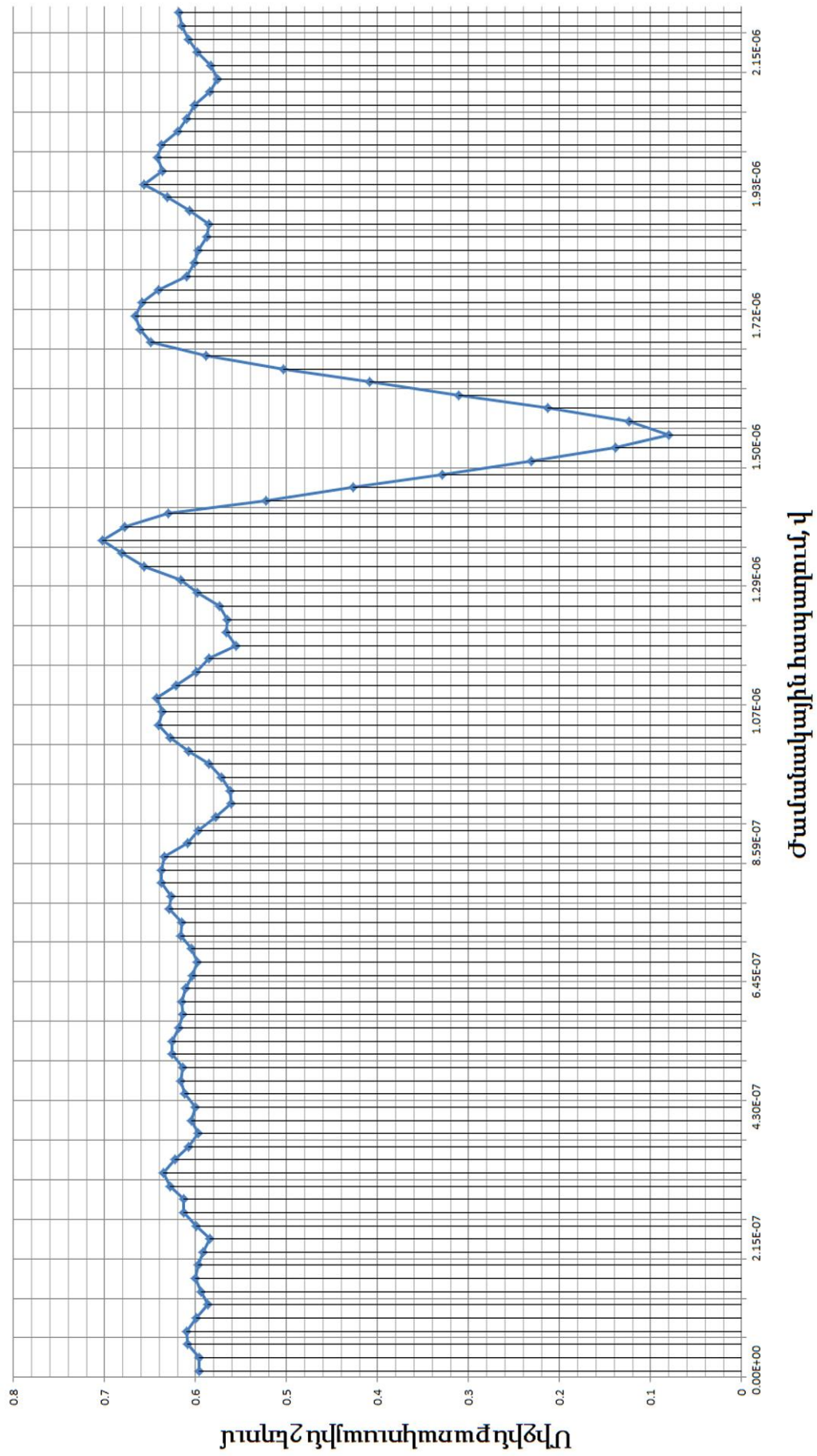
$$E_{\tau,abs} = |R_{act} - R_{means}| = 2\text{մ} \quad (3.1.4)$$

Այնուհետև, (3.1.4)-ից հաշվում ենք դիրքի որոշման հարաբերական սխալը.

$$E_{\tau,rel} = \frac{E_{\tau,abs}}{R_{act}} = 0.009 \quad (3.1.5)$$

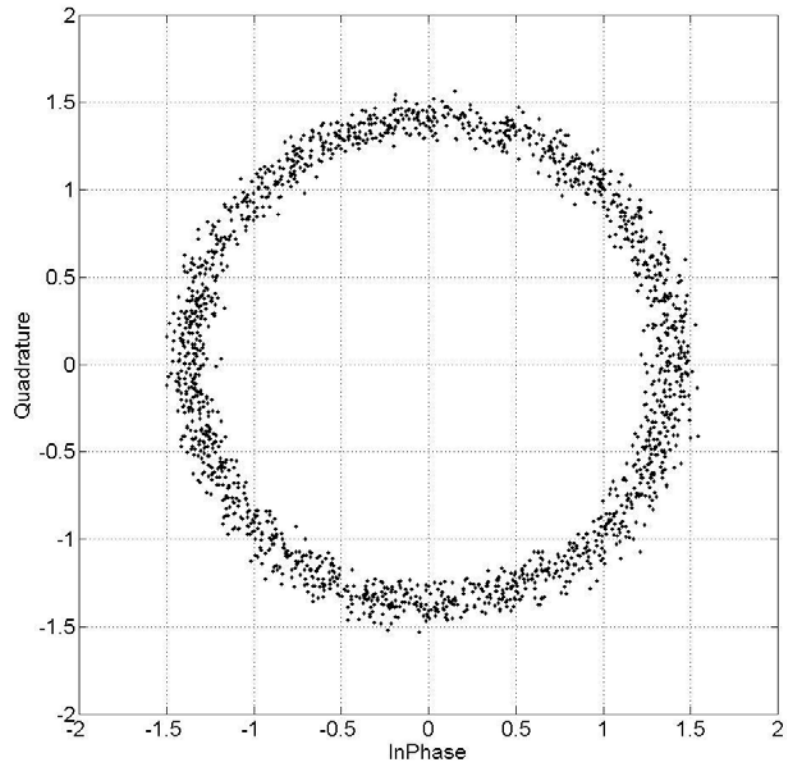
որտեղից էլ, կստանանք հարաբերական սխալի տոկոսային արտահայտումը.

$$E_{\tau,rel,\%} = \frac{E_{\tau,abs}}{R_{act}} \cdot 100\% \approx 1\% \quad (3.1.6)$$

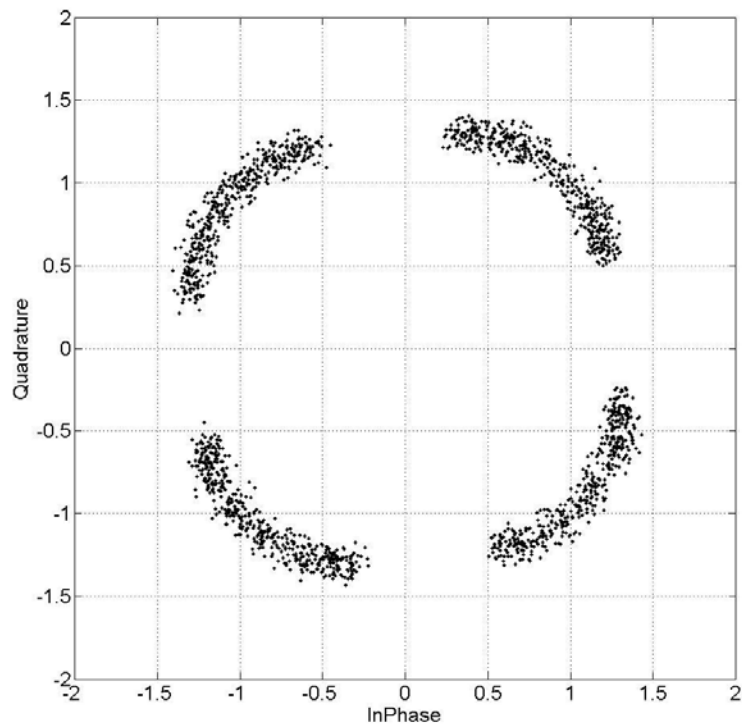


Ժամանակային հապաղում, վ

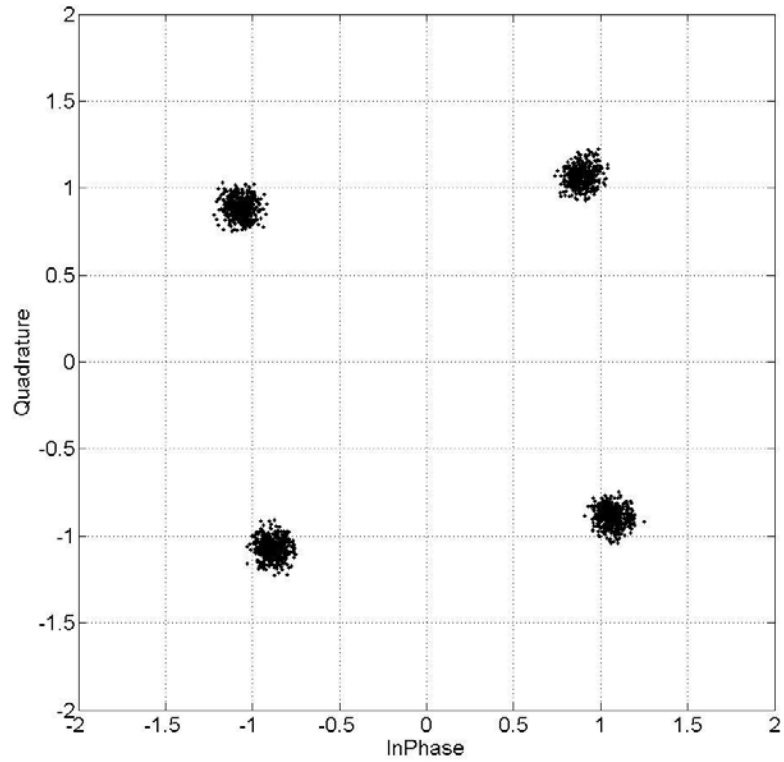
Նկ. 3.1.3. OFDM սխեմայի գրվածության միջին բառակրության 2 եղանակով կախվածությունը ժամանակային հապաղման զտման քայլից



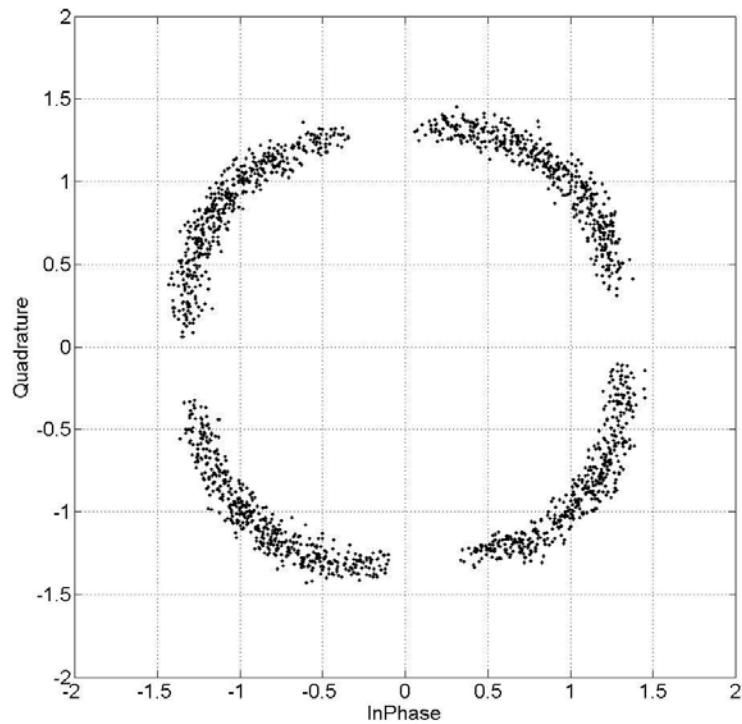
Նկ. 3.1.4. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝  
 գտված  $\tau_1 = 100\Delta\tau = 1.07\mu\text{վ}$  հապաղմամբ:



Նկ. 3.1.5. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝  
 գտված  $\tau_2 = 140\Delta\tau = 1.5\mu\text{վ}$  հապաղմամբ:



Նկ. 3.1.6. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝  
 գտված  $\tau_3 = 143\Delta\tau = 1.54\mu\text{վ}$  հապաղմամբ:



Նկ. 3.1.7. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝  
 գտված  $\tau_4 = 147\Delta\tau = 1.58\mu\text{վ}$  հապաղմամբ:

Արդյունքում ստանում ենք, որ թիրախի դրքի որոշման ալգորիթմը աշխատում է 1% հարաբերական սխալով: Սակայն, նշված սիմուլյացիայում չի ենթադրվել արտաքին աղմուկների առկայությունը, այսինքն ընդունվել է, որ ազդանշանը բացի թիրախից ստացված հապաղումների չի ենթարկվել այլ տեսակի աղավաղումների: Աղմուկների առկայության դեպքում ալգորիթմի սխալի գնահատումը կներկայացվի հաջորդ ենթապարագրաֆում:

### **3.1.2. Դիրքի որոշման զտման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում:**

Ինչպես տեսանք, նախորդ ենթապարագրաֆում, աղմուկների բացակայության դեպքում ալգորիթմը գրեթե գերձզգրիտ է աշխատում: Սակայն, ոչ մի համակարգի ճշգրտության մասին չի կարելի տալ որևէ գնահատական մինչև նրա աշխատանքը չիրականացվի աղմուկի առկայության դեպքում: Միայն այդ գնահատումից հետո կարելի է հստակ ասել, թե ինչքանով է ճշգրիտ աշխատում համակարգը:

Ինչպես և ցանկացած ինֆորմացիոն համակարգի, այնպես էլ ռադիոլուկացիոն համակարգի հաղորդման կանալում առկա են այսպես կոչված, ադիտիվ սպիտակ գաուսյան աղմուկներ[97-99]: Դրանց բնորոշվում են համաչափ սպեկտրալ խտությամբ, ամպլիտուդի նորմալ բաշխմամբ և ազդանշանի նկատմամբ գումարային կամ ադիտիվ հատկությամբ[100-101]:

Ընդհանուր առմամբ, նկ. 3.1.3-ում միջին քառակուսային շեղման նվազագույն արժեքը բավականին նեղ տիրույթում է գրանցվում, և դա թույլ է տալիս ենթադրել, որ գրանցումը կլինի բավականին ճշգրիտ: Այնուամենայնիվ, ինչպես նշեցինք, շատ կարևոր է համոզվել այդ ճշգրտության մեջ: Որպեսզի համոզվենք ալգորիթմի ճշգրտության մեջ, կարելի է իրականացնել միջին քառակուսային շեղման գնահատումը  $SNR$ -ի տարբեր արժեքների դեպքում: Նկ. 3.1.8-ում, բերված է ժամանակային հապաղման քայլից՝ միջին քառակուսային շեղման կախվածության գրաֆիկը, տարբեր  $SNR$ -ի արժեքների դեպքում: Այստեղ կարող ենք նկատել, որ անգամ  $SNR = 6$  արժեքի դեպքում ինչքան էլ գրաֆիկում առկա են աղմկային զագաթներ, միևնույն է, հիմնական զագաթը չափված  $R_{means} = 234\mu$  արժեքին շատ մոտ է: Սխալի գնահատման հաջորդ քայլում կարելի է իրականացնել

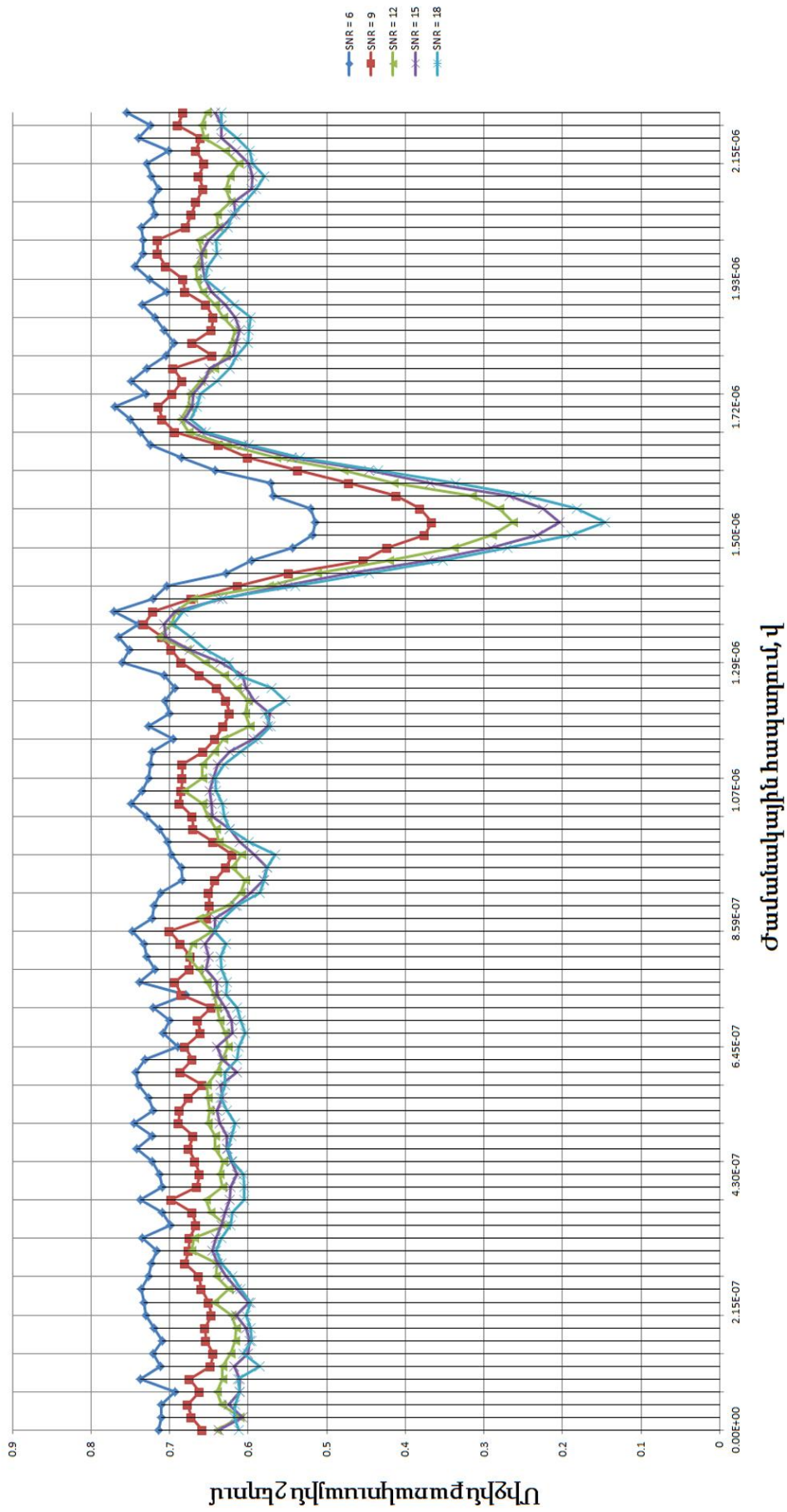
հեռավորության հարաբերական սխալի արժեքի գնահատում՝  $SNR$ -ի տարբեր արժեքների դեպքում[102]: Եվ այսպես, նկ. 3.1.9-ում կարող ենք տեսնել, որ  $SNR = 3$  արժեքից սկսած հարամերական սխալը դառնում է 1%-ի կարգի : 1%-ի սխալն արդեն պայմանավորված է հապաղման քայլի ընտրությամբ:

Ինչքան փոքր վերցնենք հապաղման գտման քայլը, այդքան հարաբերական սխալի տոկոսային արժեքը կմոտենցնենք 0-ի, սակայն, դրան զուգահեռ կտրուկ կաճի հաշվողական ռեսուրսների քանակը, որը կոնկրետ այս դեպքում էֆեկտիվ չի, քանի որ սխալն ընդամենը 1% է:

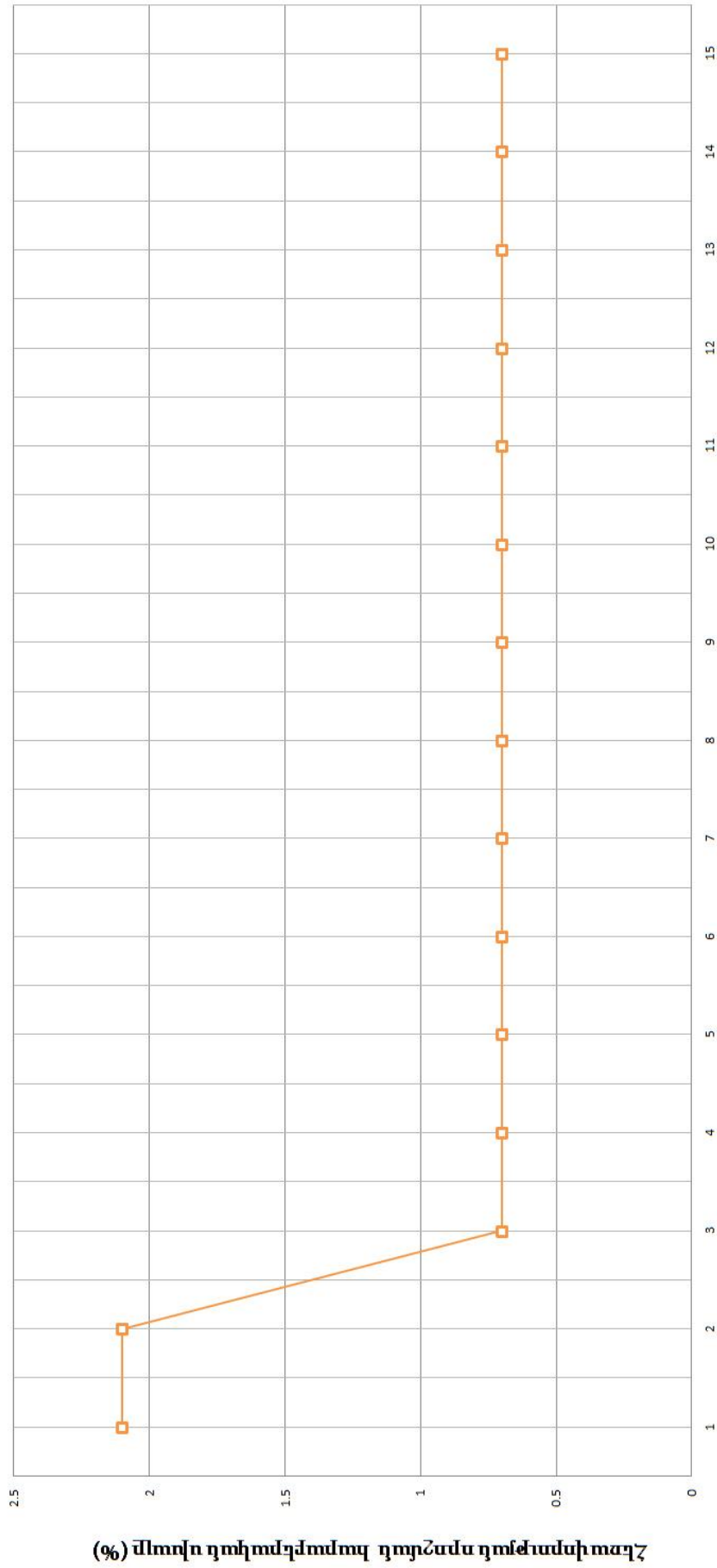
Նման ճշգրտության պատճառը կայանում է նրանում, որ OFDM ազդանշանը շատ զգայուն է ժամանակային հապաղման նկատմամբ, սինվոլների ցրվածության տեսանկյունից: Ինչպես նշել էինք, ժամանակային հապաղման փուլը ամեն եթենակրող բաղադրիչ շեղում է առանձին փուլով՝ կախված ենթակրողի ինդեքսից: Այդ իսկ պատճառով, անգամ չնչին ժամանակային հապաղումը համաստեղության մեջ բերում է համեմատաբար մեծ ինդեքսով ենթակրող բաղադրիչի վեկտորի՝ սկզբնակետի շուրջը բազմակի պտույտի: Այդ իսկ պատճառով միջին քառակուսային շեղումը շատ արագորեն է մեծանում, և հետևաբար հեշտ է հապաղման քայլին նայելով տարբերել դրա նվազագույն արժեքը, որը շատ լավ երևում էր և նկ. 3.1.3-ում և նկ. 3.1.9-ում:

Արդյունքում կարող ենք փաստել, որ նշված մեթոդը աշխատում է բավականին լավ և ճշգրիտ որոշում է թիրախի դիրքը տարածության մեջ: Ընդ որում, համեմատած մատրիցական ներկայացմամբ OFDM ռադիոլոկացիայի նշված մեթոդի իրականացման համար պահանջվում են շատ անգամ ավելի քիչ հաշվողական ռեսուրսներ: Այնուամենայնիվ ներկայացված ալգորիթմը գտման ամեն քայլում իրականացնում է ընդունված ազդանշանի մշակում: Այս իսկ պատճառով դիրքի որոշման հաջորդ ներկայացվող մեթոդի նախագծման ժամանակ, շեշտը դրվել է իրակաացվող գործողությունների քանակը բերել մինիմալին:

Ժամանակային հապաղման ազդեցությունից հետո անցնում ենք ռադիոլոկացիոն հաջորդ, կարևորագույն պարամետրի՝ արագության որոշման եղանակը, որը ներկայացված է հաջորդ պարագրաֆում:



Նկ. 3.1.8. OFDM սխեմայի ցրվածության միջին քառակուսային շեղման կախվածությունը ժամանակային զտման քայլից, ազդանշան-աղմուկ հարաբերության տարբեր արժեքների դեպքում



Ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունը (SNR)

Նկ. 3.1.9. Թիրախի դիրքի որոշման հարաբերական սխալի կախվածությունը համակարգի ազդանշան-աղմուկ հարաբերության արժեքից



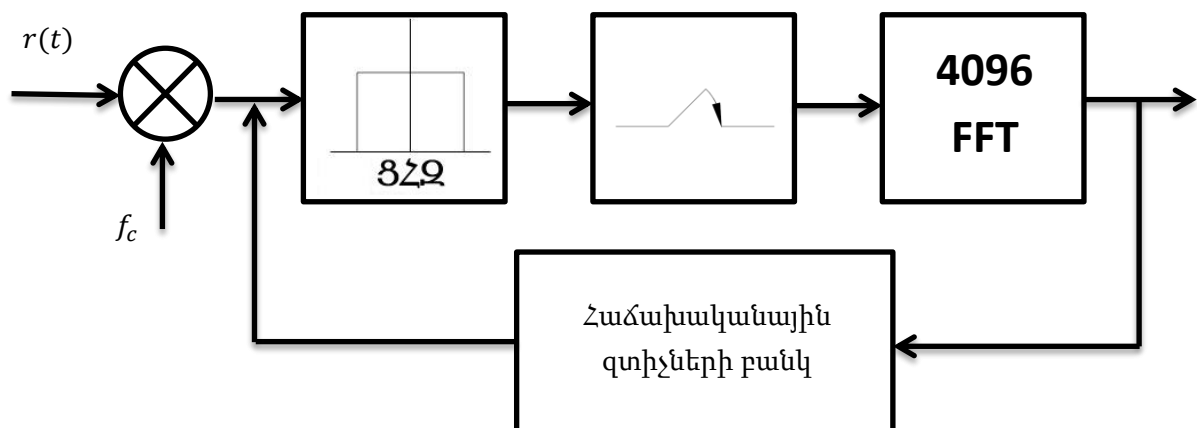
### 3.2. OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության միջոցով թիրախի արագության որոշման գտման եղանակը

#### 3.2.1. Թիրախի արագության որոշման հաճախականային գտիչների բանկի կիրառման եղանակի նկարագրությունը

Երբ արդեն թիրախի դիրքը որոշված է, անցնում ենք հաջորդ՝ ոչ պակաս կարևոր, թիրախի շարժման արագության որոշման խնդրի լուծմանը: Նախորդ պարագրաֆներում արդեն նշել էինք, թե ինչպիսի փոփոխության է ենթարկվում OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ դոպլերյան հաճախականային շեղման արդյունքում: Ընդ որում, OFDM ազդանշանի համաստեղության մեջ, կոնկրետ դոպլերյան ազդեցությունը կարելի է տեսնել միայն, երբ ազատվում ենք ժամանակային հապաղումից(Նկ. 3.1.6):

Արագության որոշման մեթոդը իրենից ներկայացնում է ընդունված արձագանք-ազդանշանի անցկացումը հաճախականությունների գտիչների բանկով, որի արդյունքում OFDM ազդանշանի համաստեղությունից հնարավոր է գրանցել այն դոպլերյան հաճախականությունը, որով շեղվել է OFDM սազդանշանի փուլը: Դոպլերյան հաճախականության որոշումից անմիջապես կկարողանանք որոշել թիրախի արագությունը[6]:

Համակարգի սխեման բերված է նկ. 3.2.1-ում: Ակնհայտ երևում է, որ նախորդ ալգորիթմում կիրառված ժամանակային հապաղման գտիչների բանկի փոխարեն, այստեղ օգտագործված է հաճախականային գտիչների բանկ[4]:



Նկ. 3.2.1. Դոպլերյան շեղման որոշման OFDM ընդունման սխեման:

Այս եղանակն իրականացվել է նախորդ պարագրաֆում տրված OFDM նույն պարամետրերի դեպքում՝  $T = 11\mu\text{s}$ ,  $\Delta f = 90.91\text{կՀց}$ ,  $T_{CP} = 2.75\mu\text{s}$ ,  $N = 1700$ ,  $f_c = 24\text{ԳՀց}$ :

Նաև, շատ կարևոր է սահմանել արագության չափման սարժեքները: Փաստորեն որպեսզի չխախտվի օրթոգոնալության պայմանը պետք է դոպլերյան շեղումը լինի՝  $f_D \ll \Delta f$ : Իրականացված սիմուլյացիայի ընթացքում, օրթոգոնալության պայմանի չխախտման համար ենթադրվել է, որ  $|2\pi f_D T| < \pi/4$ , հետևաբար՝  $f_D < \Delta f/8$ : Այստեղից կարող ենք հաշվել մաքսիմալ արագությունը, որը կարելի է հաշվել նշված պարամետրիզացիայի դեպքում:

$$v_{max} = \frac{c\Delta f}{16f_c} = 71\text{մ/վ} = 255\text{կմ/ժ} \quad (3.1.4)$$

Որպես գտման հաճախականության քայլ վերցրել ենք  $\Delta f_v = 50\text{Հց}$ :

Սիմուլյացիայի ժամանակ, ինչպես նշել էինք նախորդ պարագրաֆում, գեներացվել էր որոշակի դիրքում գտնվող(0-413մ), 0-255կմ/ժ արագությամբ շարժվող թիրախ: Կոնկրետ սիմուլյացիայի դեպքում թիրախի գործող արագությունը գեներացվել է՝  $v_{act} = 16.45\text{մ/վ}$ : Ժամանակային հապաղման որոշման և ազդանշանից դրա ազդեցության ազատման փուլից հետո սկսվում է արագության որոշման փուլը, որի ժամանակ ազդանշանը անցկացվում է հաճախականային գոտիների բանկով: Զտման ընթացքում OFDM համաստեղության մեջ կարող ենք նկատել, որ դրա ամպանման բևեռները սկսում են պտտվել կոորդինատական համակարգի սկզբնակետի նկատմամբ և պտույտին զուգընթաց տեղի է ունենում սիմվոլների ցրվածության նվազում: Ինչպես և նախորդ ալգորիթմի իրականացման ժամանակ, այնպես էլ այս դեպքում, կարող ենք նկատել, որ կոնստելացիոն հարթության չորս բևեռներն էլ ցրվածության տեսանկյունից համարժեք են միմյանց, հետևաբար, հաշվարկները բավական է իրականացնել միայն մեկ քառորդի համար: Հաճախականային ամեն հաջորդ քայլի ընթացքում իրականացվում է համաստեղության բևեռի ցրվածության միջին քառակուսային շեղման հաշվարկ[5]: Այն հաճախականային հապաղման քայլին, երբ այդ միջին քառակուսային շեղումը կլինի նվազագույնը, այդ քայլին համապատասխան հաճախության արժեքն էլ կարող ենք համարել, որպես դոպլերյան հաճախականային շեղման արժեք:

Նկ. 3.2.2-3.2.5-ում բերված են կատարված սիմուլյացիայի արդյունքները: OFDM կոնստելացիաները համապատասխանում են գոտիների բանկի չորս տարբեր  $f_v$  հաճախականությունների արժեքներին՝  $0.5կՀց$ ,  $1.3կՀց$ ,  $2.65կՀց$  և  $5.55կՀց$ : Նկ. 3.2.5-ում կարելի է նկատել, որ համաստեղության բևեռները կուտակումից հետո սկսում են ստանալ հակառակ նշանով փուլային շեղում: Ի սկզբանե բևեռները պտտված կլինեին այդ ուղղությամբ, եթե թիրախը հակառակ ուղղությամբ շարժվելիս լիներ: Այսինքն, ստացված պատկերը նաև տալիս է մեզ տեղեկություն, թիրախը շարժվում է դեպի մեր ուղղությամբ, թե հակառակ ուղղությամբ: Նկ. 3.2.6-ում բերված է համաստեղության սիմվոլների ցրվածության միջին քառակուսային շեղման կախվածությունը հաճախականային գոտման քայլի արժեքից: Կատարված չափման արդյունքում միջին քառակուսային շեղման նվազագույն արժեքը ստացվել է  $f_D = 2.65 կՀց$  հաճախականային գոտման արդյունքում, որտեղից էլ (2.2.6)-ի միջոցով անմիջապես կարելի է հաշվել շարժվող թիրախի չաված արագությունը.

$$v_{meas} = \frac{cf_D}{2f_c} = 16.56 \text{ մ/վ} = 59.62 \text{ կմ/ժ} \quad (3.2.1)$$

Քանի որ հաճախականային գոտման քայլը վերցված էր՝  $\Delta f_v = 50 Հց$ , ապա չափումները կբերեն դրանով պայմանավորված հավելյալ սխալմունքի՝ որը կլինի՝

$$\Delta v = \frac{c\Delta f_v}{2f_c} = 0.31 \text{ մ/վ} \quad (3.2.2)$$

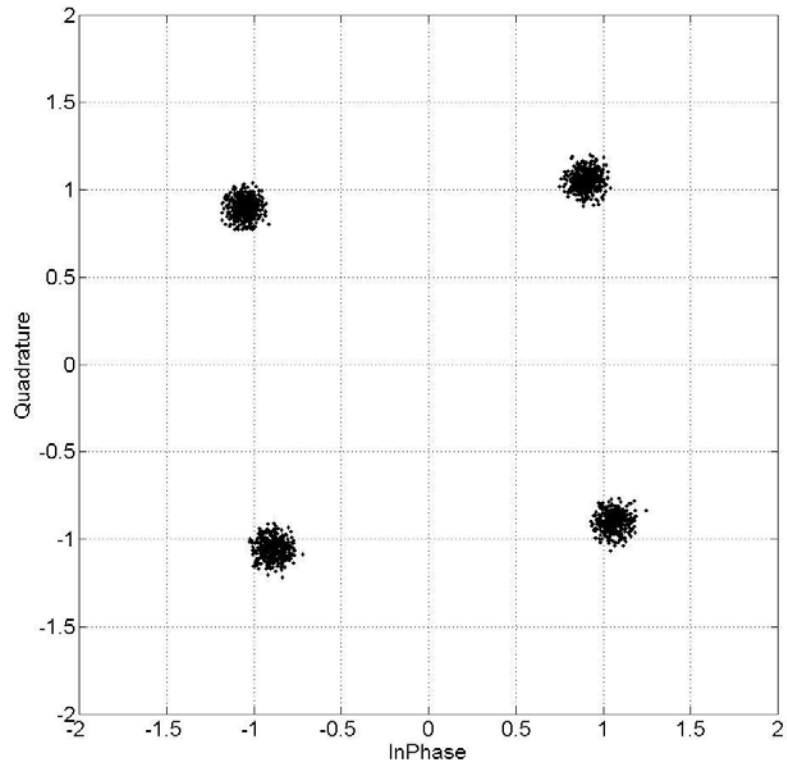
Արագության արժեքի չափումից հետո, ինչպես և նախորդ պարագրաֆում իրականացնում ենք հարաբերական սխալի որոշում:

Թիրախի արագության որոշման բացարձակ սխալը կլինի՝

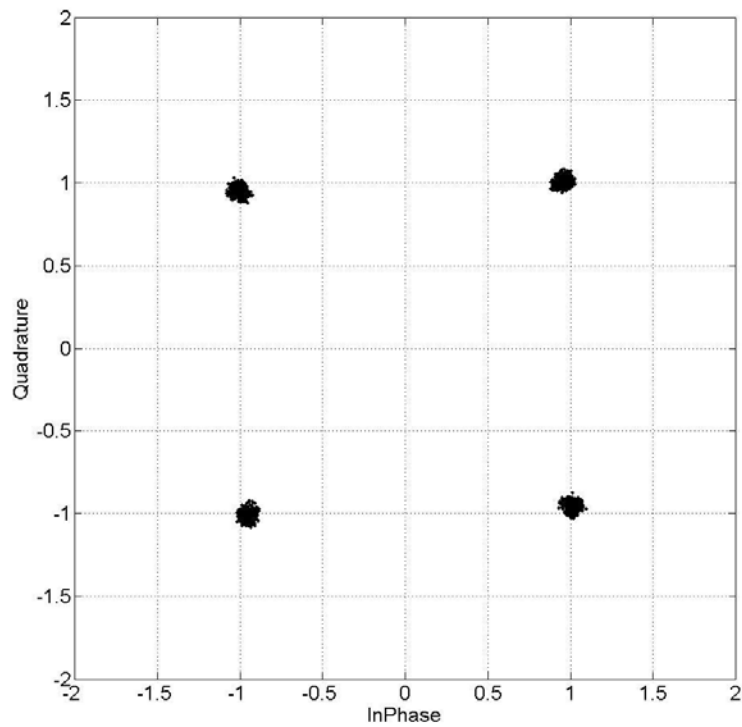
$$E_{v,abs} = |v_{act} - v_{means}| = 0.11 \text{ մ/վ} \quad (3.2.3)$$

(3.2.3)-ից կհաշվենք թիրախի արագության որոշման հարաբերական սխալը.

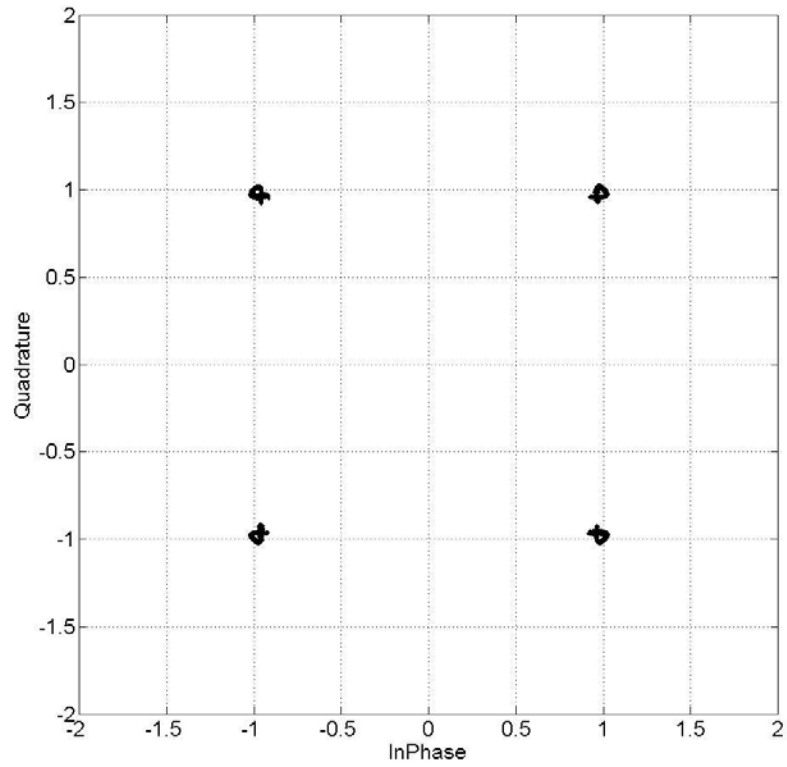
$$E_{v,rel} = \frac{E_{v,abs}}{v_{act}} = 0.007 \quad (3.2.4)$$



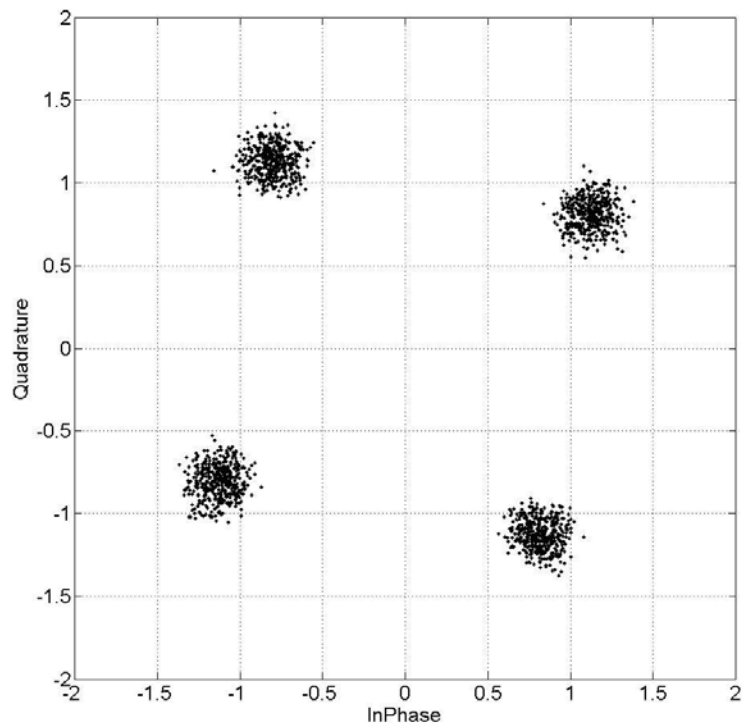
Նկ. 3.2.2. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ գտված  $f_{v,1} = 0.5$  կՀց հաճախականությամբ:



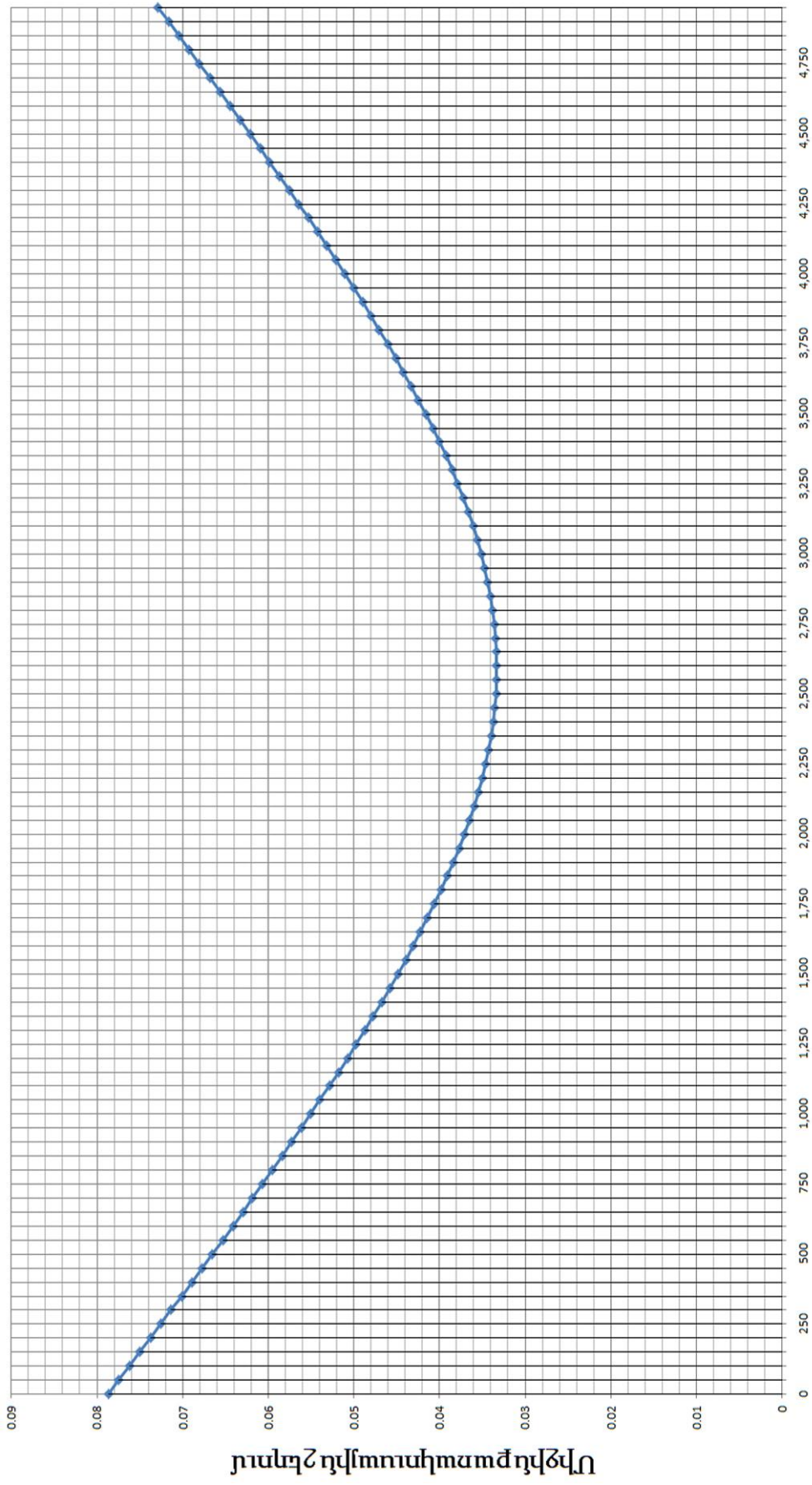
Նկ. 3.2.3. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ գտված  $f_{v,2} = 1.3$  կՀց հաճախականությամբ:



Նկ. 3.3.2. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ գտված  $f_{v,3} = 2.65$  կՀց հաճախականությամբ :



Նկ. 3.2.5. Շարժվող թիրախից անդրադարձած OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ գտված  $f_{v,3} = 5.55$  կՀց հաճախականությամբ :



Հաճախականություն, Հց

Նկ. 3.2.6. OFDM սինվոլների ցրվածության միջին քառակուսային շերտի քառակուսային շառավղիները դրալերյան հաճախականության զտման քայլից

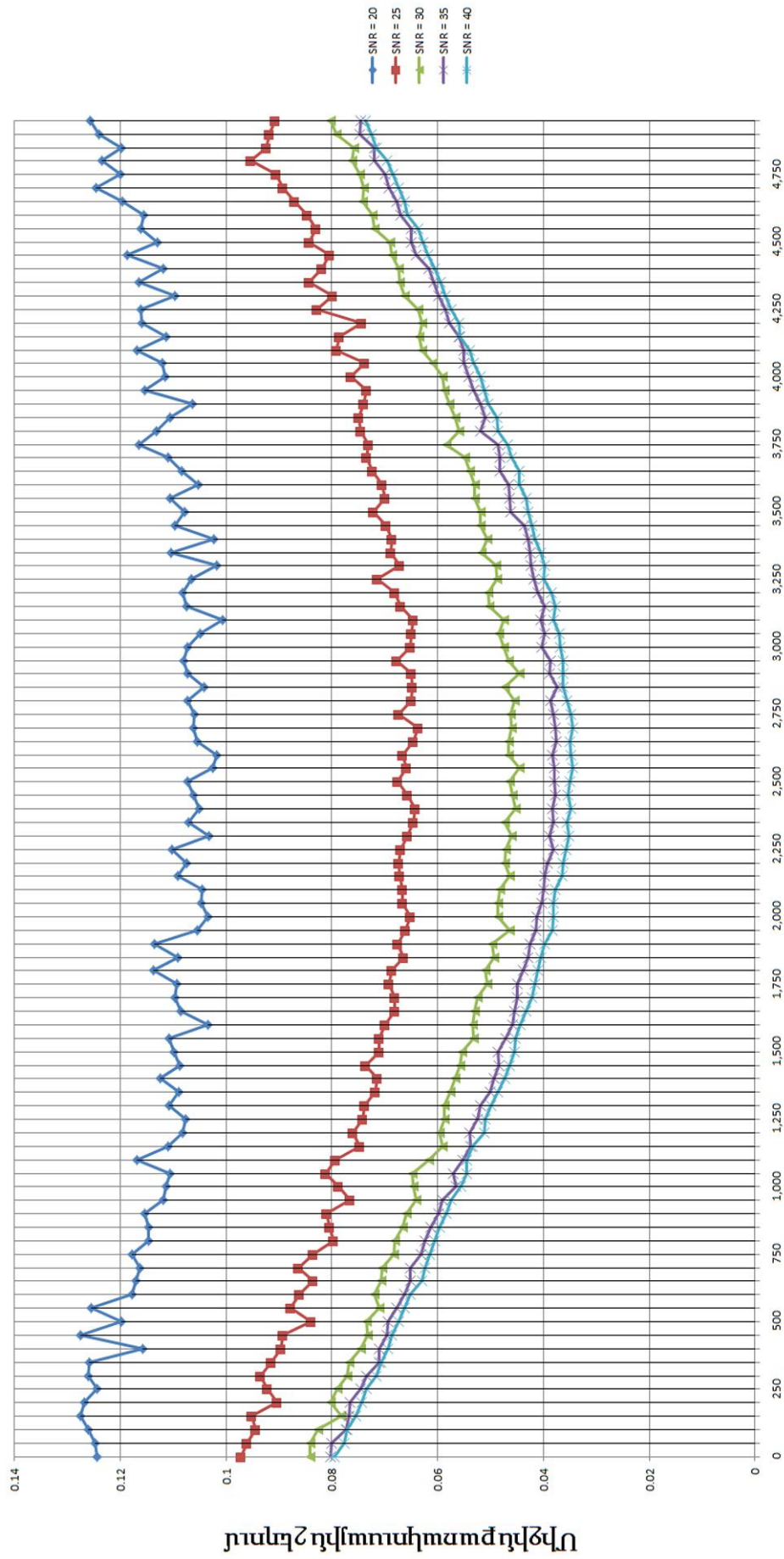
որտեղից էլ, կատանանք հարաբերական սխալի տոկոսային արտահայտումը.

$$E_{v,rel,\%} = \frac{E_{v,abs}}{v_{act}} \cdot 100\% \approx 1\% \quad (3.2.5)$$

Ստանցանք, որ թիրախի արագության որոշման ալգորիթմը աշխատում է 1% հարաբերական սխալով: Բայց այս արդյունքը նույնպես ստացվել է այն դեպքում, երբ բացակայում էին արտաքին աղմուկները: Ընդ որում, միջին քառակուսային շեղման գրաֆիկից երևում է, որ աղմուկների առակայությունը կբերի դրա լուրջ աղավաղման: Հաջորդ ենթապարագրաֆում կներկայացնենք, թե ինչպիսի աղավաղումների է ենթարկվում մեր ընդունված OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանի համաստեղությունը և թե ինչպես է փոփոխվում արագության որոշման հարաբերական սխալը  $SNR$ -ի տարբեր արժեքների դեպքում:

### **3.2.2. Արագության որոշման գտման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան սպիտակ աղմուկների առկայության դեպքում:**

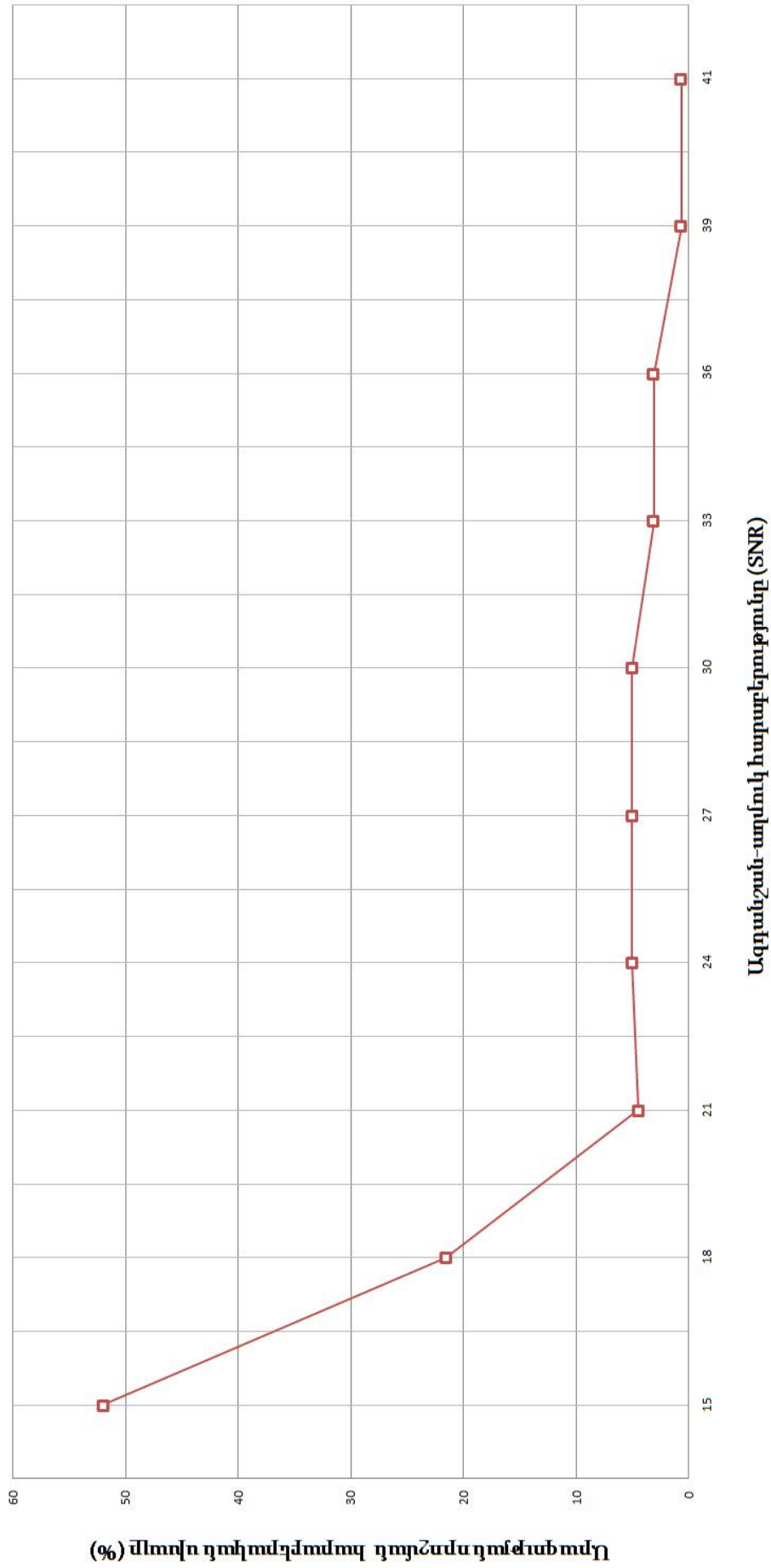
Ավելի լավ հասկանալու համար մշակված ալգորիթմի էֆեկտիվությունն ու ճշգրտությունը, անհրաժեշտ է ուսումնասիրել ստացված արդյունքները տարբեր մակարդակի աղմուկների առկայության դեպքում: Ինչպես և նախորդ մեթոդում, այստեղ էլ համակարգում ներմուծվում է գաուսյան սպիտակ աղմուկների տարբեր մակարդակներ, և այդ մակարդակներին համապատասխան իրականացվում էղանակի սխալի գնահատում: Առաջին հերթին տեսնենք, թե ինչպես է փոխվում համաստեղության սիմվոլների ցրվածության միջին քառակուսային շեղումը, երբ համակարգում առկա են աղմուկներ: Նկ. 3.2.8-ում ներկայացված է OFDM համաստեղության սիմվոլների վեկտորների միջին քառակուսային շեղման կախվածությունը դոպլերյան հաճախականային գտման արժեքից, ազդանշան-աղմուկ հարաբերության՝  $SNR$ -ի տարբեր արժեքների դեպքում: ( $SNR = 20, 25, 30, 35, 40$ ): Գրաֆիկներից էլ երևում է, որ նույնիսկ  $SNR = 20$  արժեքի դեպքում, դեռևս դժվար է տարբերել միջին քառակուսային շեղման նվազագույն արժեքը: Միայն  $SNR > 20$  արժեքների դեպքում նվազագույն արժեքը սկսում է տարբերվել աղմկային



Հաճախականություն, Հց

Նկ. 3.2.9. OFDM սխեմայի գրվածության միջին քառակուսային շեղման կախվածությունը ռոպլերյան հաճախականության գտման քայլից, ազդանշան-արևույկ հարաբերության տարբեր արժեքների դեպքում





Նկ. 3.2.7. Թիրախի արագության որոշման հարաբերական սխալի կախվածությունը հասակարգի ազդանշան-արժույթ հարաբերության արժեքից

զագաթներից: Միանգամից կարող ենք նկատել, որ նույնիսկ չնչին աղմուկների առկայության դեպքում էլ, արագության որոշման հարաբերական սխալը կտրուկ աճում է: Դա պայմանավորված է նրանով, որ դոպլերյան հաճախականային շեղումը սիմվոլների ցրվածության վրա չունի մեզ չափազանց ազդեցություն:

Հաջորդ փուլում իրականացվում է արագության որոշման հարաբերական սխալի գնահատում՝ *SNR*-ի տարբեր արժեքների համար (Նկ. 3.2.7): Այս գնահատումը ևս մեկ անգամ փաստում է, որ նշված եղանակով արագության որոշման համար անհրաժեշտ է բավականին հզոր ազդանշան, որպեսզի աղմուկային ֆոնը հզորությամբ ավելի քան 20 անգամ զիջի ազդանշանին: Այսինքն OFDM կոնստելացիոն սիմվոլները ցրվածության տեսանկյունից ավելի իներտ են իրենց դրսևորում, քան ժամանակային հապաղման դեպքում: Դրանով էլ բացատրվում է, միջին քառակուսային շեղման՝ հաճախականային զտման քայլի նկատմամբ կախվածության գրաֆիկի փոքր դիքությունը, որը նույնպես որևէ մեծության չափման ճշգրտության կարևոր հատկանիշներից մեկն է:

Դա հենց հանդիսանում է այս մեթոդի հիմնական թերություններից մեկը և մեթոդի բարելավման հիմնական ուղղությունը, դա միջին քառակուսային շեղման գրաֆիկի դիքության բարելավումն է:

### **3.3. Թիրախի դիրքի որոշման միջինացման եղանակը**

#### **3.3.1. Թիրախի դիրքի որոշման միջինացման եղանակի նկարագրությունը**

Չնայած նախորդ պարագրաֆում ներկայացված ալգորիթմները իրենց իրագործմամբ պարզ էին և չէին պահանջում հսկայածավալ հաշվողական ռեսուրսներ, այնուամենայնիվ, կարիք է զգացվում օպտիմիզացնել հաշվողական պրոցեսը, ի հաշիվ կատարվող մշակման քայլերի նվազեցման:

Ժամանակային հապաղման առկայության դեպքում OFDM համաստեղության մեջ նկատվում էր սիմվոլների ցրվածություն՝ ազդանշանի ամպլիտուդին հավասար շառավղով շրջանագծի երկայնքով: Դա պայմանավորված էր նրանով, որ առանձին ենթակրողները ստանում էին միմյանցից տարբեր փուլային շեղումներ: (2.2.5)-ից ակնհայտ երևում է, որ ժամանակային հապաղմամբ պայմանավորված փուլային շեղումը ուղիղ համեմատական է OFDM ազդանշանի ենթակրողների ինդեքսին: Նաև

կարելի է տեսնել, որ յուրաքանչյուր իրար հաջորդող ենթակրողների միջև փուլային շեղումը կլինի նույնը և կախված կլինի հարևան ենթակրողների միջև հեռավորության չափից: Այսպես,  $\tau$  ժամանակային հապաղմամբ արձագանք-ազդանշանի  $n$ -րդ և  $n + 1$ -րդ ենթակրողների ստացված փուլային շեղումները կլինեն՝

$$\Delta\varphi_n = 2\pi f_n \tau \quad (3.3.1)$$

$$\Delta\varphi_{n+1} = 2\pi f_{n+1} \tau \quad (3.3.2)$$

որտեղ  $f_n$ -ը և  $f_{n+1}$ -ը, համապատասխանաբար,  $n$ -րդ և  $n + 1$ -րդ ենթակրող հաճախականություններն են:  $n$ -րդ և  $n + 1$ -րդ ենթակրող բաղադրիչներին համապատասխան OFDM ազդանշանները կլինեն.

$$R_n = S_n \exp(-j2\pi f_n \tau) \quad (3.3.3)$$

$$R_{n+1} = S_{n+1} \exp(-j2\pi f_{n+1} \tau) \quad (3.3.4)$$

որտեղ  $S_n$ -ն ու  $S_{n+1}$ -ը հաղորդված OFDM ազդանշանի  $n$ -րդ և  $n + 1$ -րդ ենթակրող բաղադրիչներն են, համապատասխանաբար:

Քանի որ, մեր հաղորդվող ազդանշանը ինֆորմացիոն բնույթի է, ապա հարևան ենթակրող սիմվոլների վեկտորների սկզբնափուլերը կարող են ընդունել  $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$  և  $\frac{7\pi}{4}$  արժեքները՝ կախված համաստեղության կոմպլեքս հարության քառորդից: Այսինքն, ցանկացած երկու ենթակրող սիմվոլների միջև փուլային տարբերությունը կարող է ընդունել  $0, \frac{\pi}{2}, \pi$  և  $\frac{3\pi}{2}$  արժեքները: Հետևաբար ցանկացած երկու հարևան ենթակրող բաղադրիչների հարաբերությունը կլինի՝

$$\frac{S_{n+1}}{S_n} = \exp\left(\mu \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.3.5)$$

որտեղ  $\mu = 0, 1, 2, 3$ : Այժմ, վերցնենք ընդունված ենթակրող բաղադրիչները և յուրաքանչյուր երկու հարևան ենթակրողների հարաբերությամբ ձևավորենք  $N - 1$  չափանի հաջորդականություն՝

$$Q_k = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{S_{n+1}}{S_n} \exp(-j2\pi f_{n+1} \tau + j2\pi f_n \tau) \quad (3.3.6)$$

որտեղ  $k = 1, 2, \dots, N - 1$ : Հաշվի առնելով (3.3.5)-ը՝ (3.3.6)-ը կլինի՝

$$Q_k = \exp\left(\mu \frac{\pi}{2}\right) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) \quad (3.3.7)$$

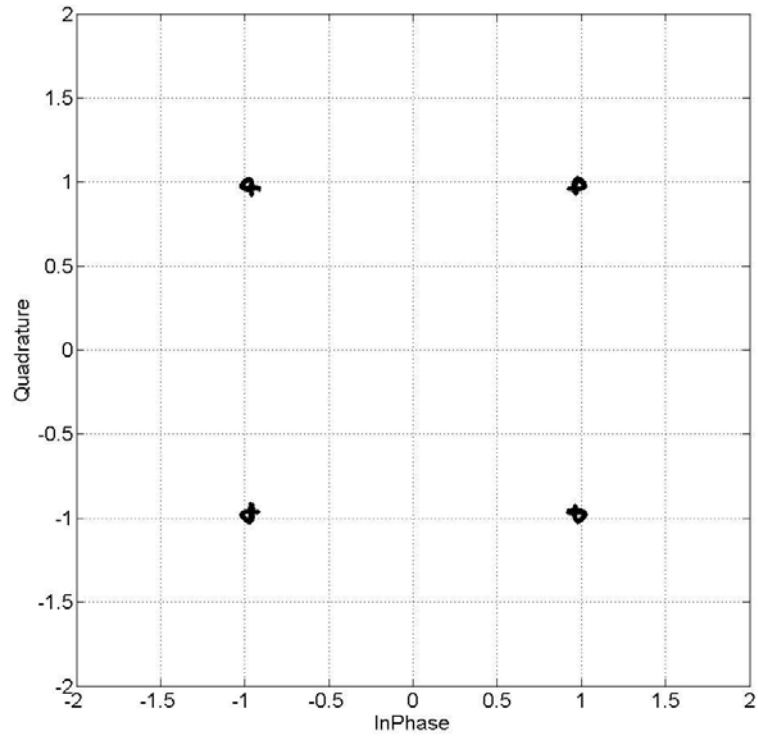
որտեղ՝  $\Delta f = f_{n+1} - f_n$  հարևան ենթակրողների միջև տարբերությունն է: Փաստորեն ստանում ենք մի նոր կոմպլեքս սիմվոլների հաջորդականություն, որի էլեմենտները իրենցից ներկայացնում են ընդունված OFDM ազդանշանի հարևան ենթակրողների հարաբերությունը: (3.3.6)-ից երևում է, որ փուլային շեղումը, որը ստացվել էր արձագանք-ազդանշանի ժամանակային հապաղման պատճառով, այլևս կախված չէ ենթակրողի ինդեքսից և նոր ձևավորված հաջորդականության մեջ նույնն է բոլոր էլեմենտների համար: Կարելի է ասել, որ միջանկյալ հաջորդականության ներմուծումով, ժամանակային հապաղման էֆեկտը բերվում է դրայլերյան հաճախականության էֆեկտին, այսինքն, շեղումը բոլոր ենթակրողների վրա ունենում էր միևնույն ազդեցությունը:

(3.3.7)-ի համաձայն ազդանշանի  $(Q_k)_{k=1}^{N-1} = \mathbf{Q}$  սիմվոլների փուլային  $\Delta\varphi$  շեղումը անկյունային ներկայացմամբ կլինի՝

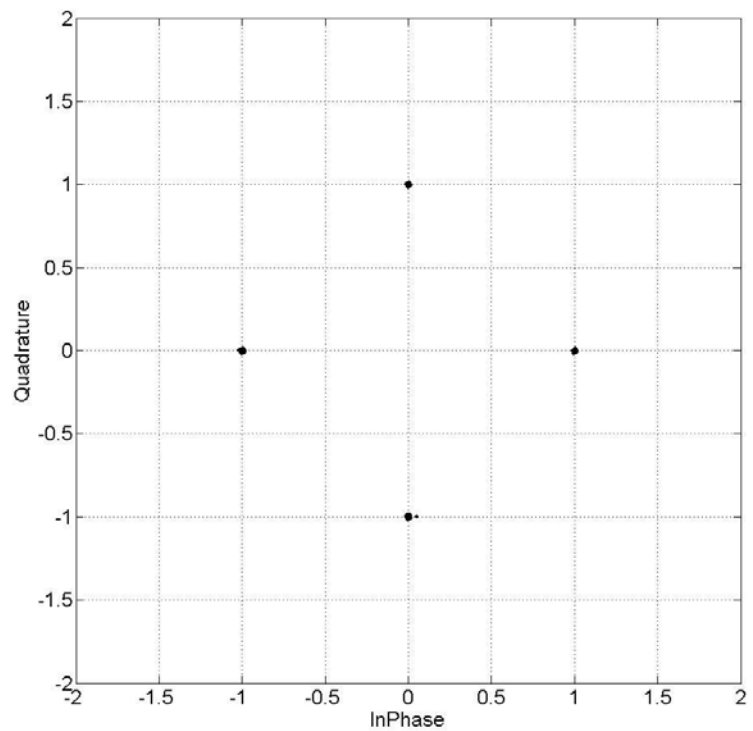
$$\Delta\varphi = 360 \cdot \Delta f\tau \quad (3.3.8)$$

Նկ. 3.3.1-ում բերված է առանց աղավաղման ընդունված OFDM կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղությունը, իսկ նկ. 3.3.2-ում՝ նոր ձևավորված  $\mathbf{Q}$  սիմվոլների համաստեղությունը: Նկարից երևում է որ, ժամանակային հապաղման բացակայության ժամանակ վեկտորների բևեռների սիմվոլները գտնվում են առանցքների վրա և կախված  $\mu$ -ի արժեքից ընդունում են  $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$  և  $\frac{7\pi}{4}$  փուլային արժեքներ:

Այժմ տեսնենք, թե ինչպես կփոխվի համաստեղության պատկերը, ժամանակային հապաղման առկայության դեպքում: Հաշվարկները և ալգորիթմը իրականացվել են MATLAB միջավայրում: Միմուլյացիայի ընթացքում գեներացվել է ռադիոլոկացիոն կայանից թույլատրելիության սահմաններում, որևէ հեռավորության վրա գտնվող թիրախ: Կոնկրետ օրինակում, համակարգը գեներացրել է գործող  $R_{act} = 248.1 \text{ M}$  հեռավորության վրա գտնվող թիրախ: Համաձայն (2.2.1)-ի, այդ թիրախից անդադարձած



Նկ. 3.3.1. Բնֆորմացիոն QPSK-OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ աղավաղումների բացակայության դեպքում:



Նկ. 3.3.2. Հարևան ենթակրողների հարաբերությամբ ձևավորված, նոր՝ Q սիմվոլների համաստեղությունը՝ աղավաղումների բացակայության դեպքում:

արձագանք-ազդանշանի վրա կավելանա  $\tau_{act} = 1.65\mu\text{վ}$  ժամանակային հապաղում: Այս եղանակը, ինչպես որ նախորդ եղանակները, իրականացվել է OFDM հետևյալ պարամետրիզացիայով՝  $T = 11\mu\text{վ}$ ,  $\Delta f = 90.91\text{կՀց}$ ,  $T_{CP} = 2.75\mu\text{վ}$ ,  $N = 1700$ ,  $f_c = 24\text{ԳՀց}$ : Ժամանակային հապաղման գործող արժեքին համապատասխան, հարևան զույգ ենթակրողների միջև փուլային տարբերությունը (3.3.8)-ից՝ կհաշվենք  $\Delta\varphi_{act} = 54^\circ$ :

Ինչքան էլ, որ նշում ենք, որ յուրաքանչյուր հարևան ենթակրողների միջև փուլային տարբերությունը նույնն է, այնուամենայնիվ, համակարգի անճշտությունների արդյունքում, համաստեղության բևեռներում կունենանք փոքր միջին քառակուսային շեղմամբ ցրվածություն: Փուլային շեղման ավելի ճշգրիտ իրականացման համար, կիրականացնենք համաստեղության սիմվոլների վեկտորների դիրքերի միջինացում: Նկ. 3.3.3-ում բերված է ժամանակային հապաղմամբ ընդունված ազդանշանի համաստեղությունը: Նկ. 3.3.4-ում, արդեն նոր ձևավորված  $Q$  սիմվոլների համաստեղությունն է՝ ժամանակային հապաղման առկայության դեպքում: Նկարից երևում է, որ  $Q$  սիմվոլները շեղվել են որոշակի փուլային անկյամբ: Նկ. 3.3.5-ում բերված է  $Q$ -ի համաստեղության բևեռի միջինացված պատկերը: Միմուլյացիայից ստացված փուլային տարբերության մաթեմատիկական սպասումը ստացվել է՝  $E[\Delta\varphi] = \Delta\varphi_{means} = 50.2^\circ$ :

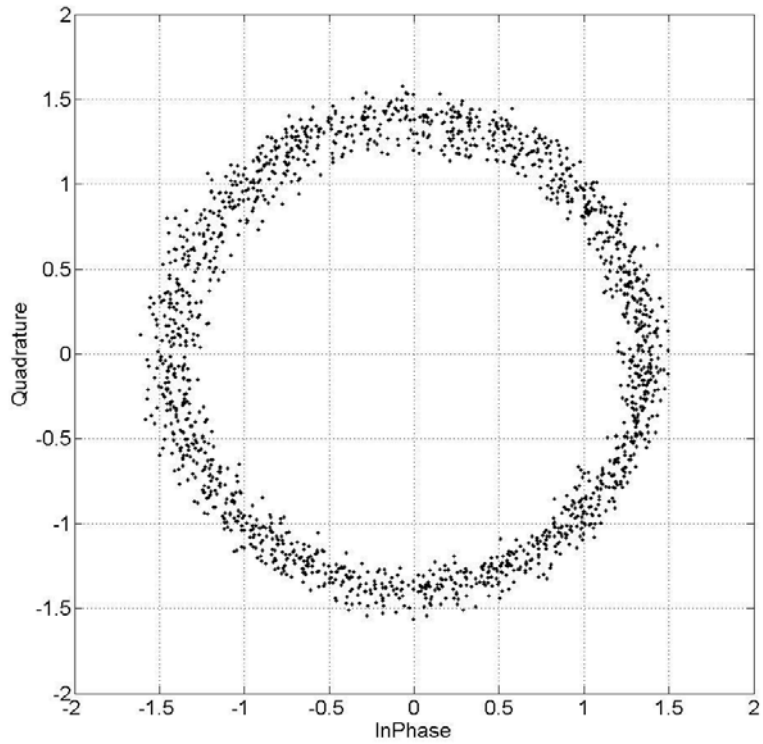
Օգտվելով (3.3.8)-ից և (1.1.1)-ից հաշվում ենք հապաղման ժամանակը՝

$$\tau_{means} = \frac{\Delta\varphi_{means}}{360 \cdot \Delta f} = 1.53\mu\text{վ} \quad (3.3.9)$$

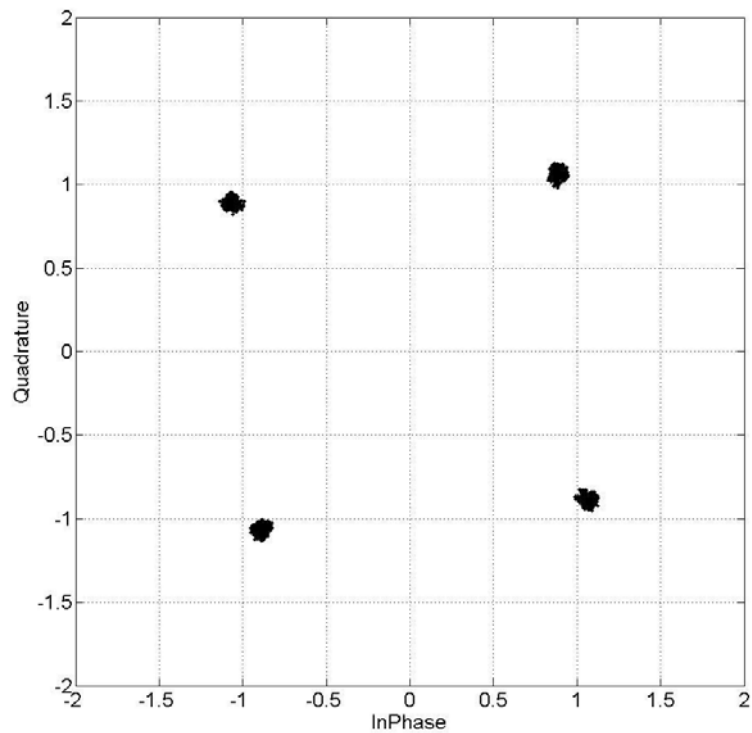
որտեղից էլ (2.2.1)-ի միջոցով ստանում ենք թիրախի հաշվարկված հեռավորությունը՝  $R_{meas} = 230\text{մ}$ :

Հեռավորության արժեքը չափելուց հետո անհրաժեշտ է իրականացնել ավգորիթմի ճշգրտության գնահատում: Դրա համար, նախ, անհրաժեշտ է հաշվել հեռավորության որոշման բացարձակ սխալը.

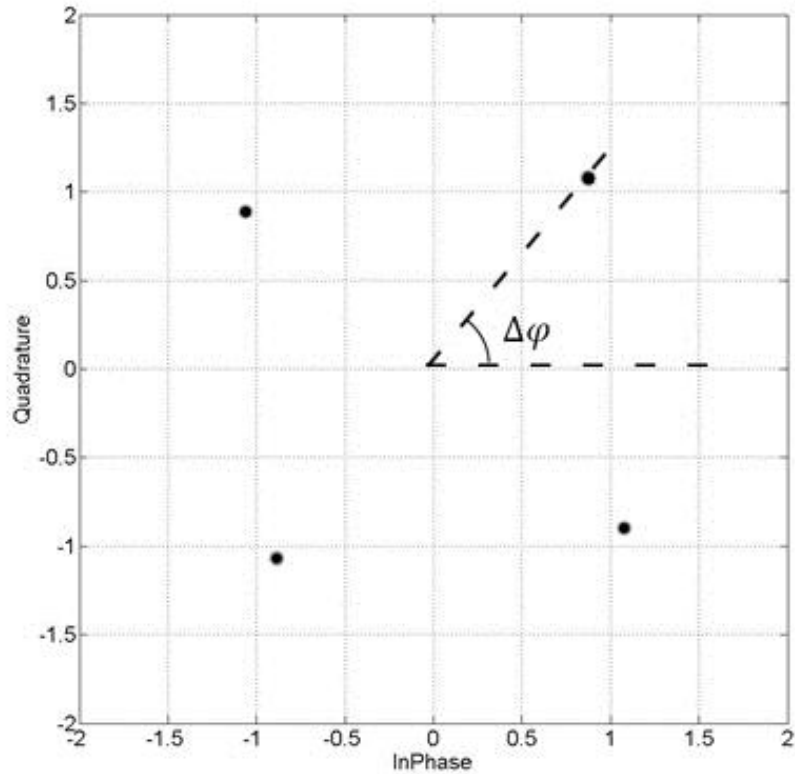
$$E_{\tau,abs} = |R_{act} - R_{means}| = 18.1\text{մ} \quad (3.3.10)$$



Նկ. 3.3.3. Բնֆորմացիոն QPSK-OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ աղավաղումների բացակայության դեպքում:



Նկ. 3.3.4. Հարևան ենթակրողների հարաբերությամբ ձևավորված, նոր՝ Չսինվոլների համաստեղությունը, ժամանակային հապաղման առկայության դեպքում:



Նկ. 3.3.5. Չսինվոլյունտի միջինացված համաստեղությունը, ժամանակային հապաղման առկայության դեպքում:

Այնուհետև, (3.3.10)-ից հաշվում ենք հեռավորության որոշման հարաբերական սխալը.

$$E_{\tau,rel} = \frac{E_{\tau,abs}}{R_{act}} = 0.072 \quad (3.3.11)$$

որտեղից էլ, կստանանք հարաբերական սխալի տոկոսային արտահայտումը.

$$E_{\tau,rel,\%} = \frac{E_{\tau,abs}}{R_{act}} \cdot 100\% \approx 7\% \quad (3.3.12)$$

Արդյունքում ստանում ենք, որ թիրախի հեռավորության որոշման ալգորիթմը աշխատում է 7% հարաբերական սխալով: Սակայն, նշված սիմուլյացիայում չի ենթադրվել արտաքին աղմուկների առկայությունը, այսինքն ընդունվել է, որ ազդանշանը բացի թիրախից ստացված հապաղումներից չի ենթարկվել այլ աղավաղումների: Աղմուկների առկայության դեպքում դիրքի որոշման սխալի գնահատումը կներկայացվի հաջորդ ենթապարագրաֆում:



### 3.3.2. Դիրքի որոշման միջինացման եղանակի հարաբերական սխալի

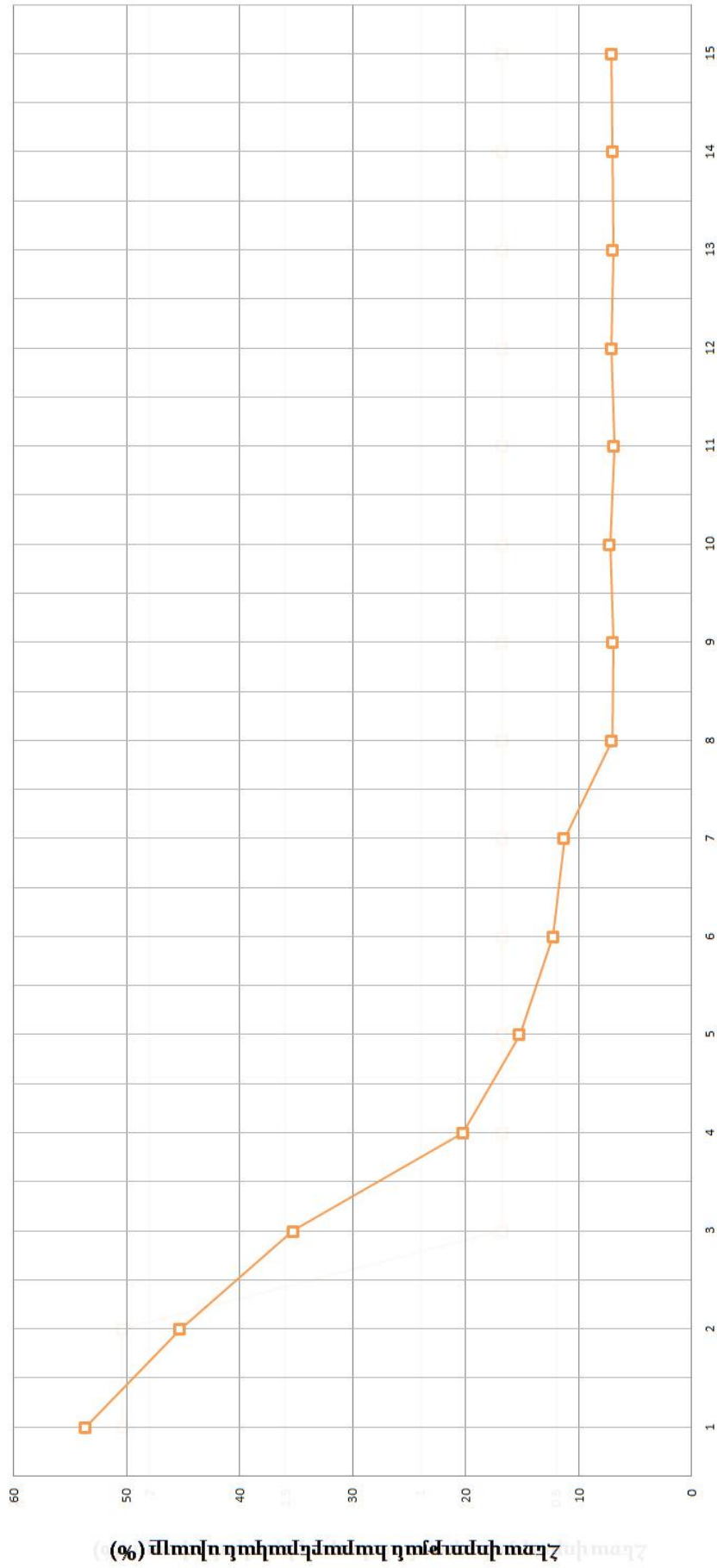
**գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում:**

Ինչպես տեսանք, առանց աղմուկների համակարգը աշխատում է 7% հարաբերական սխալով: Արդյունքները համեմատելով դիրքի որոշման նախորդ մեթոդի հետ, նկատում ենք, որ հարաբերական սխալը աճել է 6%-ով: Այնուամենայնիվ այս եղանակի իրականացումը պահանջում է առնվազն մեկ կարգով ավելի պակաս հաշվողական ռեսուրսներ: Պատճառը կայանում է նրանում, որ այս եղանակի ժամանակ դիրքի որոշման համար իրականացվում է հարևան ենթակրող բաղադրիչների հարաբերության հաշվարկ և ստացված փուլային շեղումների մաթեմատիկական սպասման հաշվարկ: Իսկ մենք հիշում ենք, որ նախորդ եղանակի դեպքում իրականացվում էր ժամանակային հապաղման գտում և ամեն գտման քայլում իրականացվում էր ընդունված արձագանք ազդանշանի համաստեղության մշակում և վեկտորների միջին քառակուսային շեղման հաշվարկ:

Սյժմ հետաքրքիր է տեսնել, թե ինչպես կփոփոխվի համակարգի աշխատանքի ճշտությունը, երբ համակարգում դիտարկվեն գաուսյան սպիտակ աղմուկներ: Նկ. 3.3.6-ում բերված է դիրքի որոշման հարաբերական սխալի կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից(*SNR*):

Պատկերից կարող ենք փաստել, որ ինչպես որ դիրքի որոշման նախորդ ալգորիթմում, այնպես էլ այստեղ, անգամ ոչ շատ մեծ *SNR*-ի դեպքում պահպանվում է հարաբերական սխալի արժեքը: Դա փաստում է այն, որ այս եղանակը աղմուկների նկատմամբ բավականին կայուն է:

Համեմատելով դիրքի որոշման երկու մշակված մեխանիզմները կարող ենք փաստել, որ գտման եղանակը միջինացման եղանակի համեմատությամբ, օժտված է բավականին մեծ ճշգրտությամբ, այն դեպքում երբ միջինացման եղանակը գտմանի համեմատ պահանջում է շատ ավելի քիչ հաշվողական ռեսուրսներ: Այնպես որ եղանակի ընտրության հարցում պետք է առաջնորդվել դրված խնդիրների և պայմանների առաջնահերթությամբ և որոշել, թե որ առավելությունն է ավելի կարևոր, ճշգրտությունը, թե հաշվողական քիչ ռեսուրսների անհրաժեշտությունը:



Ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունը (SNR)

Նկ. 3.3.6. Թիրախի դիրքի որոշման հարաբերական սխալի կախվածությունը համակարգի ազդանշան-աղմուկ հարաբերության արժեքից

### 3.4. Թիրախի արագության որոշման միջինացման եղանակը

#### 3.4.1. Թիրախի արագության որոշման միջինացման եղանակի նկարագրությունը

Թիրախի դիրքի որոշման փուլից հետո, ընդունված արձագանք-ազդանշանում ազատվում ենք ժամանակային հապաղումից առաջացած աղավաղումներից: Արագության որոշման փուլի իրականացման համար դա պարզապես անհրաժեշտ պայման է, քանի որ հաշվարկի իրականացման համար անհրաժեշտ է, որպեսզի OFDM ռադիոլուկացիոն կոմպլեքս ազդանշանի համաստեղության ներկայացման փուլում, ունենանք միայն դոպլերյան հաճախականային շեղման արդյունքը:

Իրականացված սիմուլյացիայի ընթացքում, օրթոգոնալության պայմանի չխախտման համար ենթադրվել է, որ  $|2\pi f_d T| < \pi/4$ , հետևաբար՝

$$f_d < \frac{1}{8T_s} = \frac{\Delta f}{8} \quad (3.4.1)$$

Քանի որ, թողարկման շերտը շատ անգամ ավելի փոքր է, քան կրող հաճախականությունը՝  $N\Delta f \ll f_c$ , ապա փաստում ենք, որ դոպլերյան հաճախականային շեղումը կարելի է համարել նույնը, բոլոր ենթակրողների համար: Ելնելով (2.2.6)-ից  $n$ -րդ ենթակրողի վրա դոպլերյան շեղման համար կարող ենք գրել.

$$f_{d_n} = (f_c + n\Delta f) \frac{2v_r}{c} \approx f_c \frac{2v_r}{c} = f_d \quad (3.4.2)$$

Ընդունված ազդանշանի համար կարող ենք գրել.

$$r(t) = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} R_n \exp(j2\pi(f_n + f_d)t) \right\} \quad (3.4.3)$$

Ինչպես բազմիցս նշել էինք, դոպլերյան հաճախականային շեղումը բերում է OFDM ազդանշանի փուլային շեղմանը, որն էլ արտահայտվում էր՝ կոորդինատական համակարգի սկզբնակետի նկատմամբ OFDM ազդանշանի համաստեղության բևեռների պտույտով: Եթե կարողանանք հաշվարկել պտտման անկյան կապը դոպլերյան հաճախականության հետ, ապա OFDM համաստեղության բևեռների պտտման անկյունը չափվեով կկարողանանք որոշել դոպլերյան հաճախականությունը և, հետևաբար, շարժվող թիրախի արագությունը: Այդ նպատակով մեր ուշադրությունը սևեռենք ազդանշանի համափուլ(In-Phase) և կվադրատուր(Quadrature) բաղադրիչների

վրա: Դրանց միջոցով է, որ կկարողանանք հետագայում կապ հաստատել դոպլերյան շեղման և համաստեղության բևեռների պտտման անկյան միջև:

Դոպլերյան հաճախականային շեղում պարունակող OFDM ազդանշանի  $n$ -րդ ենթակրողի In-Phase և Quadrature բաղադրիչների համար կունենանք՝

$$I_n = \operatorname{Re}\{g(t)\} \int_0^{T_s} [\cos 2\pi(f_n + f_d)t - \sin 2\pi(f_n + f_d)t] \cos 2\pi f_n t dt \quad (3.4.4)$$

$$Q_n = -\operatorname{Im}\{g(t)\} \int_0^{T_s} [\cos 2\pi(f_n + f_d)t + \sin 2\pi(f_n + f_d)t] \sin 2\pi f_n t dt \quad (3.4.5)$$

Այստեղ  $\operatorname{Re}\{g(t)\}$ -ը և  $\operatorname{Im}\{g(t)\}$ -ը ազդանշանի կոմպլեքս ամպլիտուդի իրական և կեղծ մասերն են: Հետագա հաշվարկները կատարում ենք կոնստելացիոն հարթության և կոմպլեքս և իրական առանցքների դրական տիրույթում, հետևաբար, կոմպլեքս ամպլիտուդի և իրական, և կեղծ բաղադրիչները ընդունում ենք հավասար  $\sqrt{2}/2$ -ի: Մյուս, երեք քառորդներում հաշվարկներ իրականացնելու դեպքում պարզապես կարող է փոխվել ամպլիտուդի բաղադրիչների նշանը՝ կախված քառորդի ընտրությունից: (3.4.4)-ում և (3.4.5)-ում իրականացնելով եռանկյունաչափական պարզագույն գործողություններ, կստանանք դիտարկվող ենթակրողի համար In-Phase և Quadrature բաղադրիչները:

Արդյունքում  $n$ -րդ ենթակրողի համար In-Phase բաղադրիչը կլինի՝

$$I_n = \frac{\sqrt{2}}{4} \left[ \frac{1}{2\pi f_d} (\sin 2\pi f_d T_s + \cos 2\pi f_d T_s - 1) + \frac{1}{4\pi f_n + 2\pi f_d} (\sin 2\pi(2f_n + f_d)T_s + (\cos 2\pi(2f_n + f_d)T_s - 1)) \right] \quad (3.4.6)$$

իսկ Quadrature բաղադրիչը կլինի՝

$$Q_n = -\frac{\sqrt{2}}{4} \left[ \frac{1}{2\pi f_d} (\cos 2\pi f_d T_s - \sin 2\pi f_d T_s - 1) + \frac{1}{4\pi f_n + 2\pi f_d} (\sin 2\pi(2f_n + f_d)T_s - \cos 2\pi(2f_n + f_d)T_s + 1) \right] \quad (3.4.7)$$

Եվ (3.4.6)-ը և (3.4.7)-ը իրենց մեջ պարունակում են երկուական գումարելի անդամներ: (3.4.6)-ի ու (3.4.7)-ի և առաջին գումարելիների, և երկրորդ գումարելիների հայտարարները նույնն են, ընդ որում,  $f_d$ -ը առկա է բոլոր հայտարարներում: Քանի որ

$f_n = n/T$  և  $f_n \gg f_d$ , մենք կարող ենք դրանք արհամարհել: Նշենք նաև, որ  $f_n$ -ի առկայությունը (3.4.6)-ի և (3.4.7)-ի սինուսային և կոսինուսային բաղադրիչներում բերում է այն բանին, որ դրանք ընդունում են պատահական արժեքներ՝ կախված ենթակրողի համարից: Այդ իսկ պատճառով ալգորիթում իրականացվում է In-Phase և Quadrature բաղադրիչների մաթեմատիկական սպասումների հաշվարկ, որն էլ վերացնում է դրանց կախվածությունը ենթակրողի համարից: Դա է հիմնական պատճառը, որ մենք կարող ենք իրականացնել հաշվարկը մեկ OFDM սիմվոլի տևողության ընթացքում: Ընտրելով մեկ այլ OFDM սիմվոլ և կատարելով միջինացման գործողությունը մենք կստանանք միևնույն արդյունքները(հնարավոր է բաղադրիչների նշանի փոփոխություն՝ կախված թե սիմվոլը որ քառորդում է գտնում):

Արդյունքում, In-Phase բաղադրիչի մաթեմատիկական սպասման համար ստանում ենք՝

$$E[I_n] = I = \frac{\sqrt{2}}{8\pi f_d} (\sin 2\pi f_d T + \cos 2\pi f_d T - 1) \quad (3.4.8)$$

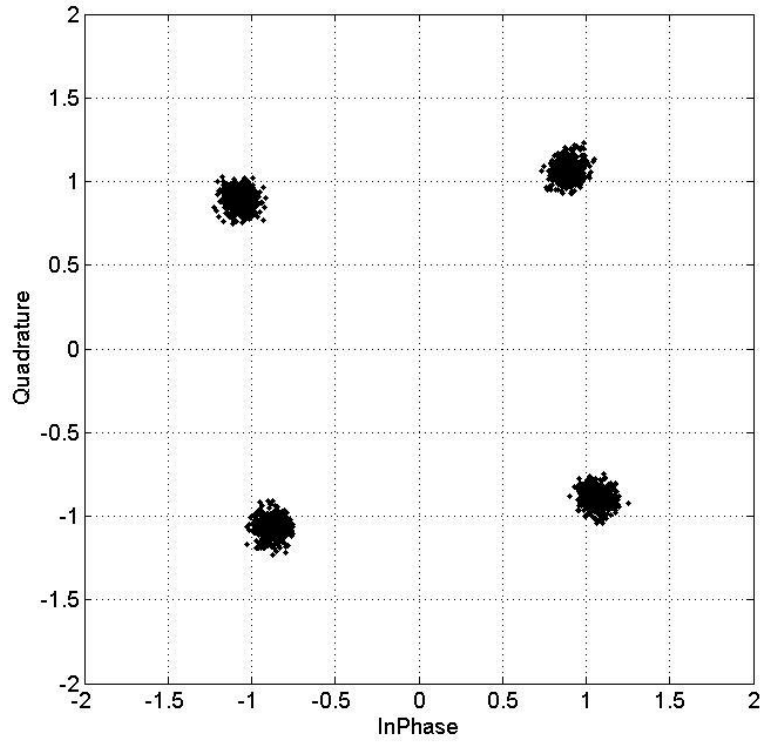
արտահայտությունը, իսկ Quadrature բաղադրիչի համար՝

$$E[Q_n] = Q = \frac{\sqrt{2}}{8\pi f_d} (\sin 2\pi f_d T - \cos 2\pi f_d T - 1) \quad (3.4.9)$$

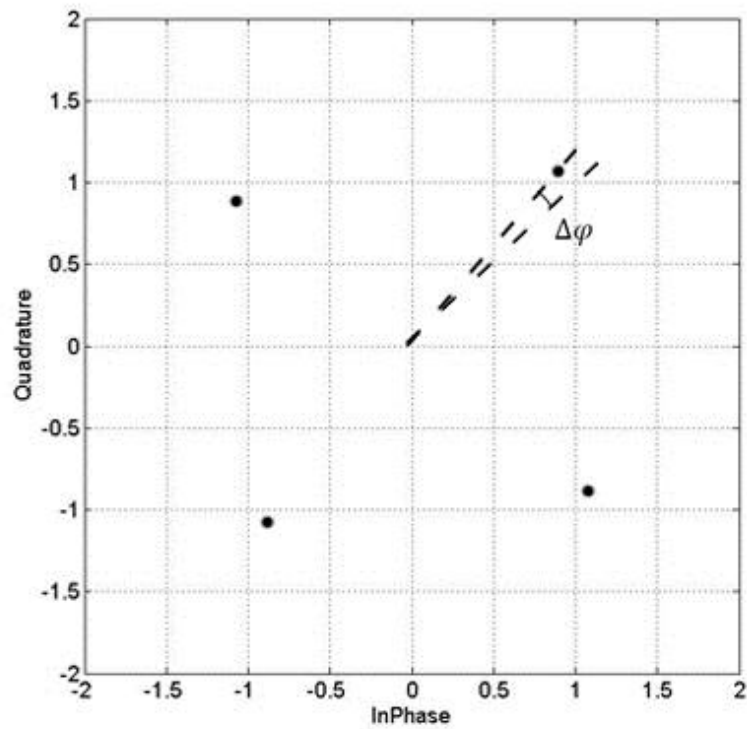
Ստացված երկու բաղադրիչների միջին արժեքից կարող ենք որոշել կոմպլեքս համաստեղության վեկտորների պտտման անկյունը[3].

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{\sin 2\pi f_d T - \cos 2\pi f_d T - 1}{\sin 2\pi f_d T + \cos 2\pi f_d T - 1} \right) \quad (3.4.10)$$

Մշակված ալգորիթմի սիմուլյացիան իրականացվել է MATLAB համակարգում: Իրականացված նախորդ եղանակների նման, այս եղանակը նույնպես իրականացվել է OFDM հետևյալ պարամետրիզացիայով՝  $T = 11\mu\text{s}$ ,  $\Delta f = 90.91\text{կՀց}$ ,  $T_{CP} = 2.75\mu\text{s}$ ,  $N = 1700$ ,  $f_c = 24\text{ԳՀց}$ : Սիմուլյացիայի ընթացքում գեներացվել է որևէ շարժվող թիրախ, որի արագության գործող արժեքը պատահականորեն ընտրվել է  $v_{act} = 16.3\text{մ/վ}$ : Այնուհետև, ստացված OFDM աղավաղված ազդնշանի համաստեղության պատկերից, որը



Նկ. 3.4.1. Դոպլերյան շեղմամբ OFDM ազդանշանի համաստեղությունը՝ մինչև միջինացման իրականացումը:



Նկ. 3.4.2. Դոպլերյան շեղմամբ OFDM ազդանշանի համաստեղությունը միջինացման պրոցեսից հետո:

պատկերված է նկ. 3.4.1-ում, միջինացման եղանակով ստացվել է բևեռների պտտման հաշվարկված անկյունը՝  $\Delta\varphi_{meas} \approx 5.44^\circ$  (Նկ. 3.4.2):

Ստացված անկյան արժեքի միջոցով կարող ենք (3.4.10)-ից որոշել դոպլերյան հաճախականության հաշվարկված արժեքը՝  $f_{d,meas} = 2112 \text{ Հց}$ ։ Ստանալով դոպլերյան շեղման արժեքը՝ (2.2.6)-ից ստանանք արագության հաշվարկված արժեքը, որը ստացվել է  $v_{meas} = 13.2 \text{ մ/վ}$ ։

Այժմ արագության ստացված արժեքի ճշգրտության գնահատման համար պետք է իրականացնենք նույն գործողությունները ինչ կատաել էինք նախորդ ենթապարագրաֆում՝ հեռավորության ճշգրտության հաշվարկի համար։ Նախ, հաշվում ենք արագության որոշման բացարձակ սխալը։

$$E_{v,abs} = |v_{act} - v_{means}| = 1.25 \text{ մ/վ} \quad (3.4.18)$$

Օգտվելով (3.4.18)-ում արագության որոշման բացարձակ սխալի արժեքից հաշվում ենք դրա հարաբերական սխալը.

$$E_{v,rel} = \frac{E_{v,abs}}{v_{act}} = 0.19 \quad (3.4.19)$$

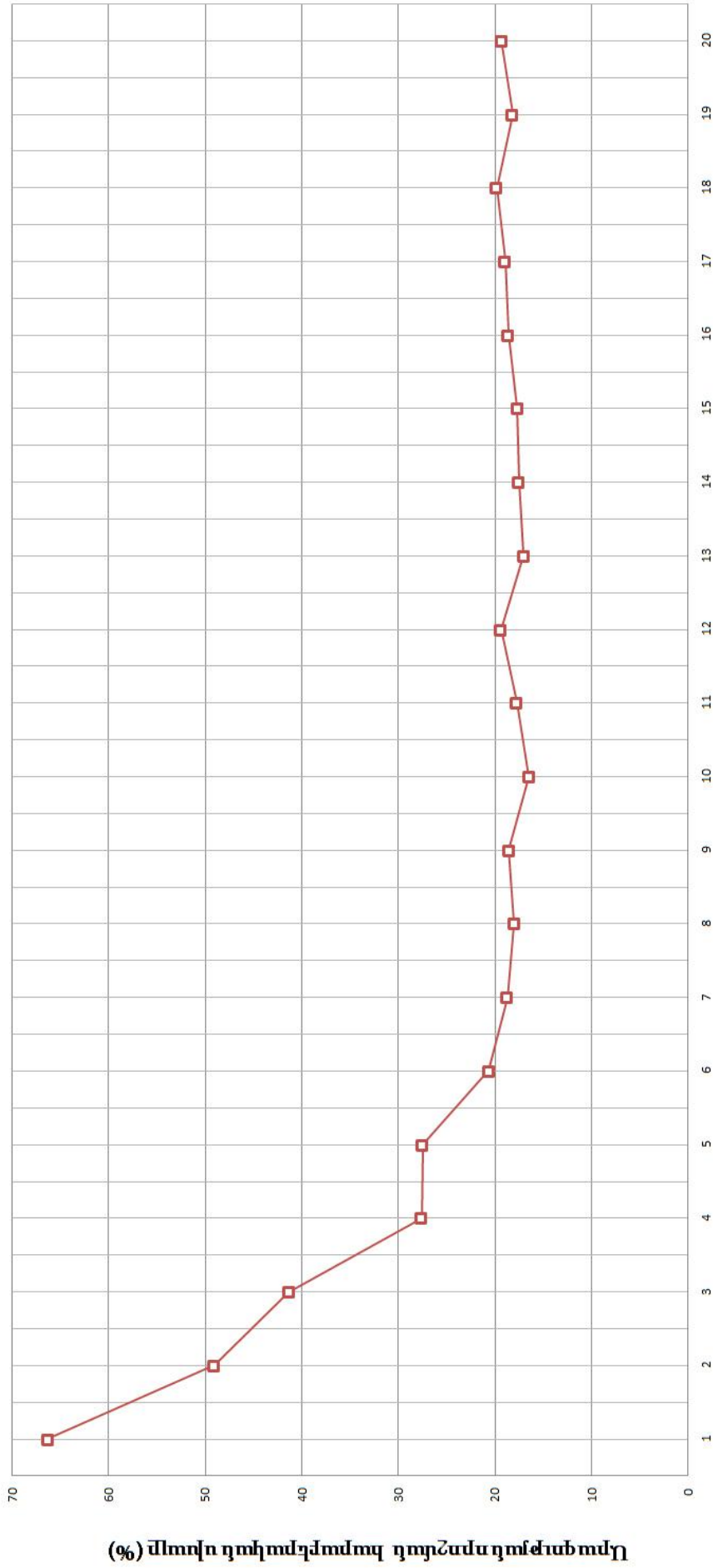
որտեղից էլ կհաշվենք արագության որոշման հարաբերական սխալի տոկոսային արտահայտումը.

$$E_{v,rel,\%} = \frac{E_{v,abs}}{v_{act}} \cdot 100\% \approx 19\% \quad (3.4.7)$$

Ստանում ենք, որ թիրախի արագության որոշման համար նախագծված ալգորիթմը աշխատում է 19% հարաբերական սխալով։ Ինչպես և նախորդ մեթոդի իրականացման ժամանակ, այնպես էլ այս անգամ ենթադրվել է, որ բացակայում են արտաքին գաուսյան աղմուկները։ Հաջորդիվ կներկայացվի ալգորիթմի հարաբերական սխալի գնահատումը համակարգում առկա գաուսյան աղմուկների տարբեր մակարդակների դեպքում։

**3.4.2. Արագության որոշման միջինացման եղանակի հարաբերական սխալի գնահատումը գաուսյան աղմուկների առկայության դեպքում։**

Այս ենթապարագրաֆում կներկայացնենք արագության որոշման միջինացման եղանակի ճշգրտության գնահատումը, տարբեր մակարդակի աղիտիվ գաուսյան



Ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունը (SNR)

Նկ. 3.4.3. Թիրախի արագության որոշման հարաբերական սխալի կախվածությունը համակարգի ազդանշան-աղմուկ հարաբերության արժեքից



աղմուկների առկայության դեպքում: Նախորդ ենթապարագրաֆում տեսանք, որ մեթոդի հարաբերական սխալը, աղմուկների բացակայության դեպքում կազմում էր 19%: Շատ կարևոր է ստուգել, թե ինչպես այն կփոխվի երբ հաշվի առնվեն համակարգում գործող աղմուկները:

Հիշենք, որ նախորդ՝ արագության որոշման գտման եղանակում, առանց աղմուկների հարաբերական սխալը կազմում էր գրեթե 1%: Իրավիճակը, սակայն, կտրուկ փոխվում էր, երբ հաշվի էին առնվում գաուսյան աղմուկները: Հաշվարկները ցույց էին տվել, որ նույնիսկ  $SNR = 15$  արժեքի դեպքում հարաբերական սխալը գրեթե 50% էր, ինչը նշանակում էր, որ նման  $SNR$ -ի դեպքում համակարգը չի աշխատի: Եվ, միայն  $SNR = 20$ -ից նոր, հարաբերական սխալը բերվում էր մոտավորապես 10%-ի: Այս եղանակի դեպքում, պատկերը փոքր ինչ այլ է: Քանի որ գաուսյան աղմուկները բերում են ազդանշանի համաստեղության բևեռների ցրվածության միջին քառակուսային շեղման աճին, բայց ընդհանուր առմամբ փուլային շեղումը պահպանվում է, ապա համակարգը պետք է լինի ավելի աղմկակայուն քան նախորդ մշակած տարբերակը: Եվ այսպես, հաշվարկները ցույց են տվել, որ  $SNR = 5$  արժեքից սկսած, թիրախի արագության որոշման հարաբերական սխալը կայունացել է, տատանվելով 19% հարաբերական սխալի շուրջը(Նկ. 3.4.3): Հենք դա է փաստում քիչ առաջ արված մեր ենթադրությունը, որ մեր այս մեթոդով նախագծված համակարգը իր բնույթով ավելի աղմկակայուն է, արագության որոշման գտման եղանակը:

Այսպիսով, կարող ենք փաստել, որ արագության որոշման միջինացման եղանակի միջոցով հնարավոր է հաշվարկել թիրախի արագությունը: Սակայն, այդ հաշվարկի հարաբերական սխալը կկազմի մոտավորապես 20%: Բայց, համեմատած ռադիոլուկացիոն պարամետրերի որոշման մատրիցական, ինչպես նաև, նախորդ գտման եղանակի, այն օգտագործում է շատ անգամ ավելի քիչ հաշվողական ռեսուրսներ: Դրա պատճառներից մեկը հենց այն է, որ հաշվարկները իրականանում են մեկ OFDM սիմվոլի տևողությամբ:

Ինչպես և դիրքի եղանակների դեպքում, այստեղ էլ, մենք ինքներս պետք է որոշենք, թե ինչին ենք տալիս առաջնահերթ կարևորություն, աղմկակայունությանն ու քիչ հաշվողական ռեսուրսների անհրաժեշտությանը, թե հարաբերական սխալի արժեքին:

## ԵԶՐԱԿԱՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐ

1. OFDM ռադիոլուկացիոն կոմպլեքս արձագանք-ազդանշանի համաստեղության մշակումը թույլ է տալիս իրականացնել ռադիոլուկացիոն հիմնական պարամետրերի՝ նշանակետի դիրքի և արագության որոշում՝ օգտագործելով փոքրածավալ հաշվողական ռեսուրսներ:
2. OFDM ռադիոլուկացիոն ազդանշանի համաստեղության՝ ռադիոլուկացիոն պարամետրերից կրած փոփոխությունները ցույց են տալիս, որ առաջանահերթ անհրաժեշտ է որոշել նշանակետի դիրքը, որից հետո միայն, հնարավոր կլինի իրականացնել արագության որոշում:
3. Մշակվել և իրականացվել է նշանակետի դիրքի և արագության որոշման նոր եղանակ, որը հիմնված է OFDM արձագանք-ազդանշանի սիմվոլների համաստեղության ցրվածության միջին քառակուսային շեղման գնահատման վրա:
4. Մշակվել և իրականացվել է նշանակետի դիրքի որոշման նոր եղանակ, որի հիմքում ընկած է ընդունված OFDM արձագանք-ազդանշանի՝ հարևան իմֆորմացիոն սիմվոլների հարաբերությամբ ստացվող նոր սիմվոլների փուլային շեղման արտաքսումը:
5. Հիմնվելով OFDM ազդանշանի միջինացման և արդյունարար փուլային շեղման հաշվարկի վրա՝ մշակվել է արագության որոշման նոր եղանակ, որի առանձնահատկությունն է արագության որոշումը մեկ OFDM սիմվոլի տևողության ընթացքում:

## ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ՑԱՆԿ

Հապավումը	Լրիվ անվանումը(անգլերեն)	Անվանման հայերեն թարգմանությունը
OFDM	- Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	- օրթոգոնալ հաճախականային բաժանումով մուլտիպլեքսացիա
CDMA	- Code Division Multiple Access	- կոդային բաժանումով բազմակի հասանելիություն
FFT	- Fast Fourier Transform	- արագ Ֆուրյե ձևափոխություն
IFFT	- Inverse Fast Fourier Transform	- հակադարձ արագ Ֆուրյե ձևափոխություն
PAPR	- Peak to Average Powr Ratio	- պիկային և միջին հզորության հարաբերություն
SNR	- Signal to Noise Ratio	- ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն
MCPC	- Multifrequency complementary phase-coding	- բազմահաճախականային կոմպլեմենտար փուլակոդավորում
CFO	- Carrier Frequency Offset	- կրող հաճախականության շեղում
QAM	- Quadrature Amplitude Modulation	- կվադրատուրա-ամպլիտուդային մոդուլյացիա
QPSK	- Quadrature Phase-Shift Keying	- կվադրատուրա-փուլային մոդուլյացիա
I	- In-Phase	- համափուլ
Q	- Quadrature	- կվադրատուր

## ՇՆՈՐՀԱԿԱԼԱԿԱՆ ԽՈՍՔ

Խորին երախտագիտություն եմ հայտնում իմ ատենախոսության ղեկավար՝ պարոն Արսեն Հախումյանին, մեր ծանոթության հինգ, և մասնավորապես վերջին երեք տարիների ընթացքում ատենախոսության աշխատանքիս ղեկավարությունը ստանձնելու, ինձ գիտության մեջ ուղղորդելու, նպատակասլացություն սերմանելու, դժվարին պահերին նոր գաղափարներով, իր բազմամյա փորձով ու նորանոր գիտելիքներով կիսվելու համար: Մեծ շնորհակալություն եմ հայտնում Ազդանշանների թվային մշակման լաբորատորիայի և ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիայի բոլոր աշխատակիցներին, աշխատանքի իրականացման ընթացքում օգնելու՝ իրենց պատրաստակամության, քննարկումների, սեմինարների և հաճելի ու ընկերական աշխատանքային միջավայր ստեղծելու համար:

Իմ մեծ շնորհակալություն եմ հայտնում, նաև, ծնողներիս, ավագ եղբորս և ընկերներիս, ովքեր միշտ կողքիս են եղել, ոգեշնչել և քաջալերել են ինձ դժվար պահերին, թե՛ ուղղակի, և թե՛ անուղղակիորեն նպաստելով իմ առջև դրված նպատակի իրականացմանը:

## ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. C. Sturm, T. Zwick, “Doppler estimation in an OFDM joint radar and communication system”, *2011 German Microwave Conference (GeMIC)*, 14-16 March 2011, pp. 1-4.
2. R. F. Tigrek, “A Processing Technique For OFDM-Modulated Wideband Radar Signals”, Thesis Delft University of Technology, 2008.
3. A. Hakhoumian, Kh. Tovmasyan, E. Gabrielyan, “Doppler Shift Extraction from QPSK Mapped OFDM Signal Constellation”, *Global Journal of Science Frontier Research - Physics & Space Science*, Volume 14, Issue 1, Version 1.0, 2014, pp. 39-43.
4. A. Hakhoumian, H. Avagyan, Kh. Tovmasyan, “QAM mapped OFDM signal processing on Radar applications”, *Telecommunications and Radio Engineering*, Volume 73, Issue 6, 2014, pp. 529-535.
5. Kh. Tovmasyan, “OFDM signal constellation processing on Radar applications”, *Armenian Journal of Physics*, Vol. 6, Issue 4, 2013, pp. 204-208.
6. Kh. Tovmasyan, “QPSK mapped OFDM signal processing on Radar applications”, *Proceedings of International Conference on Microwave and THz Technologies and Wireless Communications (IRPhE'2012)*, Yerevan, Armenia, October 16-17 2012, pp. 212-217.
7. 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)*, Yerevan, Armenia, October 16-17 2012, pp. 90-95.
8. L. Zhongqiang, X. Xingzhong, “Performance comparison of SC-FDMA-CDMA and OFDM-CDMA systems for uplink”, 2011 *International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet)*, 16-18 April 2011, pp. 1475-1479.
9. H. ur Rehman, M. Azam, I. Zaka, S. I. Shah, “Design and performance of OFDM-CDMA system in fading channels”, *Proceedings of the IEEE Symposium on Emerging Technologies - 2005*, 17-18 Sept. 2005, pp. 172- 177.

10. P. M. Woodward, "Probability and Information Theory with Application to Radar", Pergamon Press Ltd., London, 1953.
11. Qu Jin You, Zhang Jianyun, Liu Chunquan, "The Ambiguity Function of MIMO Radar", *2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 16-17 Aug. 2007, pp. 265- 268.
12. N. Prasad, V. Shameem, U.B. Desai, S.N. Merchant, "Improvement in target detection performance of pulse coded Doppler radar based on multicarrier modulation with fast Fourier transform (FFT)," *IEE Proc. Radar Sonar Navig.*, Volume 151, No. 1, Feb. 2004, pp. 11-17.
13. M.A. Sebt, Y. Norouzi, A. Sheikhi, M.M. Nayebi, "OFDM radar signal design with optimized ambiguity function", in *Proc. IEEE Radar Conference, RADAR'08, Rome/Italy*, 26-30 May 2008, pp. 448-452.
14. S. Sen, M. Hurtado, A. Nehorai, "Adaptive OFDM radar for detecting a moving target in urban scenarios," in *Proc. 2009 International Waveform Diversity and Design Conf., Orlando, FL/USA*, 8-13 Feb. 2009, pp. 268-272.
15. US 3488445 A, Robert W Chang, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing", Jan. 6, 1970.
16. S. B. Weinstein, P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," *IEEE Trans. On Communication Technology*, Volume 19, No. 5, Oct 1971, pp. 628-634.
17. Солонина А.И., "Основы цифровой обработки сигналов", БХВ-Петербург, 2-е издание, 2005.
18. Henrik Schulze, Christian Lüders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications", 2005.
19. Б. Скляр, «Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение» Второе издание, исправленное «Вильямс» Москва-Санкт-Петербург-Киев, 2003.

20. H. Steendam, M. Moeneclaey, "Different Guard Interval Techniques for OFDM: Performance Comparison", *Lecture Notes Electrical Engineering*, Volume 1, 2007, pp. 11-24.
21. O. Landau, A. J. Weiss, "OFDM Guard Interval: Analysis and Observations", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP 2007*, 15-20 April 2007, Volume 3, pp. III-93 - III-96.
22. Pilei Yin, Xiaopeng Yang, Tao Zeng, Xiaona Hu, "Robust time synchronization method based on step frequency signal for wideband distributed coherent aperture radar", *IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology*, 15-18 Oct. 2013, pp. 383- 388.
23. LeiKe WangXuegang, Gong Min, "Time and frequency synchronization analysis of Airborne Bistatic Synthetic Aperture Radar", *Asia-Pacific Microwave Conference, 2007. APMC 2007*. 11-14 Dec. 2007, pp. 1-4.
24. Xiangyang Liu, Jun Yan, Yingning Peng, "A Distributed Detection Scheme for Multiple Monostatic Radars", *CIE '06. International Conference on Radar*, 2006, pp. 1-4.
25. R.J. Burkholder, I.J. Gupta, J.T. Johnson, "Comparison of monostatic and bistatic radar images", *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, Volume 45, Issue 3, 2003, pp. 41-50.
26. D. Guel, J. Palicot, "OFDM PAPR Reduction Based on Nonlinear Functions without BER Degradation and Out-of-Band Emission", *2009 International Conference on Signal Processing Systems*, 2009, pp. 167-171.
27. M. Strom, M. Viberg, "Low PAPR waveform synthesis with application to wideband MIMO radar", *IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), 2011 4th*, 13-16 Dec. 2011, pp. 5-8.
28. S. Sen, "Characterizations of PAPR-Constrained Radar Waveforms for Optimal Target Detection", *IEEE Sensors Journal*, Volume 14, Issue 5, May 2014, pp. 1647-1654.
29. M.R. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Volume 16, No. 1, Jan. 1970, pp. 85-89.



30. I. Cosovic, T. Mazzoni, "Sidelobe Suppression in OFDM Spectrum Sharing Systems Via Additive Signal Method", *IEEE 65<sup>th</sup> Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring, 2007*, pp. 2692-2696.
31. H. A. Mahmoud, H. Arslan, "Spectrum shaping of OFDM-based cognitive radio signals", *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium, 2008*, pp. 113-116.
32. Tu Pingzhou, Huan Xiaojing, E. Dutkiewicz, "A Novel Approach of Spreading Spectrum in OFDM Systems", *ISCIT '06. International Symposium on Communications and Information Technologies, 2006*, pp. 487-491.
33. Hou-Shin Chen, Wen Gao, Daut D.G., "Spectrum Sensing for OFDM Systems Employing Pilot Tones and Application to DVB-T OFDM", *ICC '08. IEEE International Conference on Communications, 2008*, pp. 3421-3426.
34. R.A.M. Fens, M. Ruggiano, G. Leus, "Channel Characterization Using Radar for Transmission of Communication Signals", in *Proc. 1stt European Wireless Technology Conf., 27-28 October 2008*, pp. 127-130.
35. S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, "Constant envelope OFDM", *IEEE Trans. on Communications, Volume 56, No. 8, Aug. 2008*, pp. 1300-1312.
36. V. Jungnickel, T. Hindelag, T. Haustein, W. Zirwas, "SC-FDMA Waveform Design, Performance, Power Dynamics and Evolution to MIMO," in *IEEE International Conference on Portable Information Devices, Orlando, Florida, 25-29 May 2007*, pp. 1-6.
37. K. Bruninghaus, H. Rohling, "Multi-carrier spread spectrum and its relationship to single-carrier transmission," in *48th IEEE Vehicular Technology Conference, Volume 3, 18-21 May 1998*, pp. 2329-2332.
38. Huang Yong, Guan Jian, "A track-before-detect algorithm for statistical MIMO radar multitarget detection", *2010 IEEE Radar Conference, 10-14 May 2010*, pp. 12-16.
39. Jing Liang, "Multitarget detection using high-resolution passive radar sensor networks (HRPRSN)", *2012 IEEE International Conference on Communications (ICC), 10-15 June 2012*, pp. 6421-6425.

40. B. R. Mahafza, L. H. Heifner, V. C. Gracchi, "Multitarget detection using synthetic sampled aperture radars", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume 31, Issue 3, Jul 1995, pp. 1127-1132.
41. N. Khambekar, Liang Dong, V. Chaudhary, "Utilizing OFDM Guard Interval for Spectrum Sensing", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007.WCNC 2007*, 11-15 March 2007, pp. 38-42.
42. Deng Shanqin, Yi Xingwen, Deng Mingliang, Luo Zhengyu, "Reduced-Guard-Interval OFDM Using Digital Sub-Band-Demultiplexing", *IEEE Photonics Technology Letters*, Volume 25, Issue 22, Nov.15, 2013, pp. 2174-2177.
43. C. Sturm, E. Pancera, T. Zwick, W. Wiesbeck, "A Novel Approach To OFDM Radar Processing", *2009 IEEE Radar Conference*, Publication, 2009, pp. 1-4.
44. 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.
45. H. Avagyan, "A Clutter Reduction Algorithm in Non-Coherent LFM CW Radars", *Transactions of IIAP of NAS of RA, Mathematical Problems of Computer Science*, Volume 39, 2013, pp. 66-71.
46. M. A. Gonzalez, J. Grajal, A. Asensio, D. Madueno, "A detailed study and implementation of an RPC for LFM-CW radar", *36th European Microwave Conference*, 10-15 Sept. 2006, pp. 1806-1809.
47. R. Tigrek, W. de Heij, P. van Genderen, "Solving Doppler ambiguity by Doppler sensitive pulse compression using multi-carrier waveform", *EuRAD 2008 in Radar Conference - 2008*, Oct. 2008, pp. 72-75.
48. R. Tigrek, W. De Heij, P. van Genderen, "OFDM Signals as the Radar Waveform to Solve Doppler Ambiguity", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume 48, Issue 1, Jan. 2012, pp. 130-143.

49. T. K. Sarkar, R. D. Brown, "An ultra-low sidelobe pulse compression technique for high performance radar systems", *IEEE National Radar Conference*, 13-15 May 1997, pp. 111-114.
50. Sang-Ho Yoon, Young-Soo Kim, "Classified pixel-based windowing algorithm for polarimetric SAR speckle filtering", *Electronics Letters*, Volume 39, Issue 1, Jan. 2003, pp. 115-116.
51. V. C. Gracchi, B. R. Mahafza, N. F. Audeh, "Pseudo windowing for synthetic sampled aperture radar target detection", *National Telesystems Conference, 1993. 'Commercial Applications and Dual-Use Technology', Conference Proceedings.*, 16-17 Jun 1993, pp. 185-189.
52. M. Braun, C. Sturm, F. K. Jondral, "Maximum likelihood speed and distance estimation for OFDM radar", *2010 IEEE Radar Conference*, 10-14 May 2010, pp. 256- 261.
53. F.F. Kretschmer, B. L. Lewis, "Doppler Properties of Polyphase Coded Pulse Compression Waveforms", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume AES-19, Issue 4, Jul. 1983, pp. 521-531.
54. Yuping Cheng, Zheng Bao, Fufu Zhao, Zhiping Lin, "Doppler compensation for binary phase-coded waveforms", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume 38, Issue 3, Jul 2002, pp. 1068- 1072.
55. Yang, J., Peng, Y.X., Qin, Y.L., Wang, H.Q., "Optimising chaotic phase coded waveforms for MIMO radar", *IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012)*, 22-25 Oct. 2012, pp. 1-4.
56. B. M. Povovic, "Complementary sets based on sequences with ideal periodic autocorrelation", *Electronics Letters*, Volume 26, Issue 18, Aug. 1990, pp. 1428-1430.
57. D. A. Huffman, "The generation of impulse-equivalent pulse trains", *Information Theory, IRE Transactions on*, Sep. 1962, pp. 10-16.
58. Ackroyd, Martin H., "The Design of Huffman Sequences", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume AES-6, Issue 6, Nov. 1970, pp. 790-796.

59. N. Levanon, E. Mozeson, "Phase-Coded Pulse", *Wiley-IEEE Press Radar Signals*, 2004, pp. 100-167.
60. J. P. Costas, "A study of a class of detection waveforms having nearly ideal range-Doppler ambiguity properties", *Proceedings of the IEEE*, Volume 72, Issue 8, Aug. 1984, pp. 996-1009.
61. N. Touati, Ch. Tatkeu, T. Chonavel, A. Rivenq, "Doubly coded costas signals for grating lobes mitigation", *2013 IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 8-11 Sept. 2013, pp. 481-485.
62. N. Touati, C. Tatkeu, T. Chonavel, A. Rivenq, "Phase Coded Costas Signals for Ambiguity Function Improvement and Grating Lobes Suppression", *2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 2-5 Sept. 2013, pp. 1-5.
63. N. Levanon, "Multifrequency complementary phase-coded radar signal," *Sonar and Navigation in IEE Proceedings Radar*, Volume 147, no. 6, Dec. 2000, pp. 276-284.
64. P. Liu, "Comparing the effect of Carrier Frequency Offset on OFDM and Single-Carrier Block Transmission in AWGN Channels", *IEEE Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06.*, Nov. 27 -Dec. 1 2006, pp. 1-5.
65. Challakere, Nagaravind, "Carrier Frequency Offset Estimation for Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (2012). All Graduate Theses and Dissertations. Paper 1423.
66. M. L. Stephens, "Design features of a new frequency shift carrier telegraph system", *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, Volume 78, Issue 6, Jan. 1960, pp. 927-934.
67. Qi Cheng, "Blind Channel and Carrier Frequency Offset Estimation for Zero-Prefix OFDM Systems", *2005 IEEE Region 10 TENCN*, 21-24 Nov. 2005, pp. 1 - 6.
68. N. Huan Cong, E. de Carvalho, R. Prasad, "A generalized carrier frequency offset estimator for uplink OFDMA", *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - 2008(PIMRC 2008)*, 15-18 Sept. 2008, pp. 1-5.

69. B. Ai, J.-h. Ge, Y. Wang, S. Y. Yang, P. Liu., "Decimal Frequency Offset Estimation in COFDM Wireless Communications", *154 IEEE Transactions on broadcasting*, Volume 50, No. 2, June 2004, pp. 154-158.
70. A. P. Rathkanthiwar, A. S. Gandhi, "New Efficient Timing and Frequency Error Estimation in OFDM", *Journal of Cyber Security*, Volume. 2 No. 3&4, January 2014, pp. 291-306.
71. H. Elkamchouchy, K.S. Saada, A.E.-D.S. Hafez, "An alternative measures for detecting stealthy aircraft using monostatic radars", *2013 15th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, 27-30 Jan. 2013, pp. 973-977.
72. H. Jingyu, M. Limin, X. Xiaojian, W. Dongming, "Novel Scheme for Joint Estimation of SNR, Doppler, and Carrier Frequency Offset in Double-Selective Wireless Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume 58, Issue 3, March 2009, pp. 1204-1217.
73. R. Jahagirdar, A. Ukey, "Study of Digital Modulation Techniques", BTech thesis, 2010.
74. E. Ozturk, Y. Tunckaya, "Performances of M-PSK and M-QAM modulated OFDM signals over AWGN and Rayleigh fading channels", *2010 IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, 22-24 April 2010, pp. 523-562.
75. Chia-Liang Liu, "Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 44, Issue 3, 1998, pp. 984-989.
76. H. Zou, H. J. Kim, S. Kim, B. Daneshrad, R. Wesel, W. Magione-Smith, "Equalized GMSK, Equalized QPSK and OFDM, a Comparative Study for High-Speed Wireless Indoor Data Communications", *1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference*, Volume 2, 16-20 May 1999, pp. 1106-1110.
77. A. Gusmao, R. Dinis, J. Conceicao, N. Esteves, "Comparison of Two Modulation Choices for Broadband Wireless Communications", *IEEE Vehicular Tech. Conference 2000 (VTC'2000)*, Tokyo, Japan, Volume 2, 2000, pp. 1300-1305.
78. Guillermo Acosta, "OFDM Simulation Using Matlab", Smart Antenna Research Laboratory, 2000.

79. R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM Wireless Multimedia Communications", Norwood, MA: Artech House, 2000.
80. A. Mehrtash, "Improving the Performance of Post-FFT Array Processing in OFDM Systems with Short Training Sequences", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, 9-14 July 2006, pp. 3335-3338.
81. E. Le Taillandier de Gabory, M. Arikawa, D. Ogasahara, K. Fukuchi, "Mixed bit rate DWDM transmission of 112Gb/s PM-QPSK signals over a dispersion managed link using real-time DSP to assess nonlinear distortions", *2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, 18-22 September 2011, pp. 1-3.
82. D. Morais, A. Sewerinson, Kamilo Feher, "The Effects of the Amplitude and Delay Slope Components of Frequency Selective Fading on QPSK, Offset QPSK and 8 PSK Systems", *IEEE Transactions on Communications*, Volume 27, Issue 12, Dec 1979, pp. 1849-1853.
83. Hung-Tao Hsieh, "Maximum Likelihood Timing and Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems With Periodic Preambles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume 58, Issue 8, Oct. 2009, pp. 4224-4237.
84. J. J. Van de Beek, M. Sandell, P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Volume 45, Issue 7, 1997, pp. 1800-1805.
85. A.-J. Van der Veen, M. C. Vanderveen, A. Paulraj, "SI-JADE: an algorithm for joint angle and delay estimation using shift-invariance properties", *First IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 16-18 April 1997, pp. 161-164.
86. «Справочник по радиолокации. Том 1. Основы радиолокации», Под ред. М. Сколника, Я. С. Ицхоки, Нью-Йорк, 1970 г.
87. Белоцерковский Г.Б., "Основы радиолокации и радиолокационные устройства". 1975.
88. US 6891792 B1, Leonard Joseph Cimini, Jr., Howell, NJ (US), Bruce Edwin McNair, Holmdel, NJ (US), "Method for Estimating Time and Frequency Offset in an OFDM System", May 10, 2005,

89. D. K. Kim, S. H. Do, H. B. Cho, H. J. Choi and K. B. Kim. "A New Joint Algorithm of Symbol Timing Recovery and Sampling Clock Adjustment for OFDM Systems", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 44, No. 3, August 1998, pp. 1142-1149.
90. D. Landstrijml, S.K. Wilson, J.-J. van de Beek, P. Odling, P.O. Borjesson, "Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems", *1999 IEEE International Conference on Communications, 1999. ICC '99.*, Volume 1, 1999, pp. 500-505.
91. J. Kim, J. Noh, K. H. Chang., "An efficient timing synchronization method for OFDMA system", *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, 3-7 April 2005, pp. 1018-1021.
92. D. Matic, N. Petrochilos, A Trindade, F. Schoute, P. Comon, R. Prasad, "OFDM synchronisation based on the phase rotation of sub-carriers", *2000 IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings, VTC 2000-Spring Tokyo.*, Volume 2, 2000, pp. 1260-1264.
93. B. Ai, J.-h. Ge, Y. Wang, S. Y. Yang, and P. Liu, "Decimal Frequency Offset Estimation in COFDM Wireless Communications", *154 IEEE Transactions on broadcasting*, Volume 50, No. 2, June 2004, pp. 154-158.
94. Yanxiang Jiang, Nanjing, Xiaohu You, Xiqi Gao, Hlaing Minn, "MIMO OFDM Frequency Offset Estimator with Low Computational Complexity", *IEEE International Conference on Communications, 2007. ICC '07*, 24-28 June 2007, pp. 5449-5454.
95. Souvik Sen, Naveen Santhapuri, Romit Roy Choudhury, Srihari Nelakuditi, "Accurate: Constellation based rate estimation in wireless networks", 2010.
96. M. Braun, C. Sturm, A. Jondral Niethammer, "Parametrization of Joint OFDM-based Radar and Communication Systems for Vehicular Applications", *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 3-16 Sept. 2009, pp. 3020-3024.
97. A. K. Ojha, D. B. Koch, "Performance analysis of complementary coded radar signals in an AWGN environment", *IEEE Proceedings of Southeastcon '91.*, Volume 2, Apr. 1991, pp. 842-846.

98. H. Paik, N. N. Sastry, I. SantiPrabha, "Effectiveness of noise jamming with White Gaussian Noise and phase noise in amplitude comparison monopulse radar receivers", 2014 *IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (IEEE CONECCT)*, 6-7 Jan. 2014, pp. 1-5.
99. S. Watts, "Duration of radar false alarms in band-limited Gaussian noise", *IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation*, Volume 146, Issue 6, Dec. 1999, pp. 273-278.
100. Игнатов В.А., «Теория информации и передачи сигналов», Советское радио, 1979.
101. Гурский Е.И., «Теория вероятностей с элементами математической статистики: Учебное пособие для вузов», Высшая школа, 328 с., 1971.
102. D. R. Pauluzzi, N. C. Beaulieu, "A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel", *IEEE Transactions on Communications*, Volume 48, Issue 10, Oct. 2000, pp. 1681-1691.