

ՀՀ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԿՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

ԼԵՎՈՆ ՆԵՐՍԵՍԻ ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

ԲՋՋԱՅԻՆ ԿԱՊԻ ՀԻՆԳԵՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐՈՒՄ
ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑԻԱՅԻ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

ԱՏԵՆԱԽՈՍՈՒԹՅՈՒՆ

Ե.12.03-«Հեռահաղորդակցական ցանցեր, սարքավորումներ և համակարգեր»
մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի գիտական աստիճանի
համար

Գիտական դեկավար՝ տ.գ.թ., դոցենտ
Մ.Յ. ԱՅՎԱՋՅԱՆ

ԵՐԵՎԱՆ 2019

ԲՈՎԱՆԴԱԿՈՒԹՅՈՒՆ

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ.....	4
ԳԼՈՒԽ 1. ԲՋՋԱՅԻՆ ԿԱՊԻ ՀԻՆԳԵՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՑԱՆՑԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ ԱՆՀՐԱԺԵՇՏՈՒԹՅՈՒՆԸ, ՅՈՒՐԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ԵՎ ՀՆԱՐԱՎՈՐ ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԸ	10
1.1. Հինգերորդ սերնդի ցանցերի մշակման անհրաժեշտությունը.....	10
1.2. Հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացվող հիմնական պահանջները.....	13
1.3. Հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացվող պահանջները բավարարելու հնարավորություն տվյալ տեխնոլոգիական լրացնումները	18
1.4. Թվային կապի համակարգերում մոդուլյացիայի սկզբունքները	22
1.5. Հինգերորդ սերնդի բջջային կապի համակարգերում մոդուլյացիայի եղանակներին առաջադրվող պահանջները.....	34
1.6. Խնդրի դրվածքը.....	36
Եզրակացություններ 1-ին գլխի վերաբերյալ.....	38
ԳԼՈՒԽ 2. ՀԻՆԳԵՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ ՀԱՃԱԽՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԵՎ ՌԱԴԻՈԿԱՊՈՒՂՈՒ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ	39
2.1. Հինգերորդ սերնդի ցանցերում աշխատանքային հաճախությունների տիրույթի հետազոտում.....	39
2.2. Սանտիմետրային և միլիմետրային ռադիոկապուղու պարամետրերի վերլուծություն և առավել նպատակահարմար հաճախությունների տիրույթի ընտրություն	43
Եզրակացություններ 2-րդ գլխի վերաբերյալ.....	52
ԳԼՈՒԽ 3. ԱՌԱՋԱԴԵՄ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑԻԱՅԻ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ ԵՎ ՀՍՑ-ՈՒՄ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑԻԱՅԻ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄ	53
3.1. OFDM-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները	53
3.2. SC-FDMA-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները	60

3.3. FBMC-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները	78
3.4. Մոդուլյացիայի այլ առաջադեմ եղանակների սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները	90
3.5. Հինգերորդ սերնդի ցանցերում մոդուլյացիայի եղանակների մշակումը.....	96
Եզրակացություններ 3-րդ գլխի վերաբերյալ.....	100
ԳԼՈՒԽ 4. ԱՌԱՋԱՐԿՎԱԾ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ ԵՎ ՄՇԱԿՎԱԾ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԸ.....	102
4.1. OFDM-ի հատկությունների և քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի ադապտացիայի բնութագրերի փորձնական հետազոտումը.....	102
4.2. Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմի մշակումն ու իրագործումը	111
Եզրակացություններ 4-րդ գլխի վերաբերյալ	135
ԵԶՐԱՀԱՆԳՈՒՄ	137
ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ.....	139
ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ	150
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1. ՉՈՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՑԱՆՑԵՐԻ ՇԱՀԱԳՈՐԾՄԱՆ ՀԱՄԱՐ ՀԱՏԿԱՑՎԱԾ ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ ՀԱՃԱԽԱՇԵՐՏԵՐ	1
ՀԱՎԵԼՎԱԾ 2. ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ԵՎ ՏԵՐՄԻՆՆԵՐԻ ՑԱՆԿ.....	4

ՆԵՐԱԾՈՒԹՅՈՒՆ

Ատենախոսության թեմայի արդիականությունը: Վերջին մի քանի տասնամյակների ընթացքում շարժական կապը էականորեն ազդել է զարգացած և զարգացող երկրների տնտեսական և հասարակական զարգացման վրա: Այսօր շարժական կապի ծառայությունների օգտագործումը միլիարդավոր մարդկանց առօրյա կյանքի անբաժանելի մասն է հանդիսանում և ակնկալվում է, որ այս միտումը ոչ միայն կշարունակվի ապագայում այլ կրառնա ավելի լայնատարած [1,2]:

Ներկայում չորրորդ սերնդի ցանցերը սկսում են բազմաթիվ բջջային կապի օպերատորների կողմից լայնորեն կիրառվել ամբողջ աշխարհում, բաժանորդներին տրամադրելով ավելի հուսափ կապ, ցածր հապաղումով և երրորդ սերնդի ցանցերի համեմատ ավելի արդյունավետ: Ժամանակի ընթացքում, մեծ ծավալով տվյալների հաղորդման պահանջը, տարատեսակ ծառայություններից օգտվող մեծաքանակ սարքավորումների առկայությունը ցանցի մատուցվող ծառայությունների նկատմամբ առաջացնում են նոր պահանջներ, որոնց բավարարման համար էլ ստեղծվում են նոր, ավելի զարգացած և ընդլայնված հնարավորություններով համակարգեր:

Հինգերորդ սերնդի ցանցերը նախ և առաջ նախատեսված են լինելու լայնաշերտ շարժական կապի տրամադրման, մեծաքանակ մեքենա տիափ բաժանորդների սպասարկման, գերհուսափ և ցածր հապաղմամբ կապի ծառայությունների մատուցման համար:

Այս կիրառությունների միավորումը մեկ՝ հինգերորդ սերնդի բջջային կապի ցանցում, պահանջում է ցանցի նոր կառուցվածք և արձանագրություններ, որոնք էականորեն կտարբերվեն ավանդական՝ մարդկանց սպասարկող, ցանցերի կառուցվածքից և արձանագրություններից: Մարդկանց և մեքենաների կողմից ստեղծվող տվյալների հոսքերի միավորումը մեկ ցանցում բարդ խնդիր է [3]:

Մեքենաների կողմից ստեղծվող տվյալների հոսքը կարող է լինել տարբեր՝ մեծ կամ փոքր արագությամբ, ժամանակային հապաղման նկատմամբ զգայուն կամ հապաղման նկատմամբ կայուն, սխալների նկատմամբ կայուն կամ մեծ հուսալիություն պահանջող, որը ստեղծում է լրացուցիչ բարդություն:

Նշված կիրառությունները հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացնում են տարատեսակ պահանջներ: Լայնաշերտ շարժական կապի համար կարևոր են ակնկալվող բաժանորդին հասանելի տվյալների հաղորդման արագությունը, միավոր մակերեսին բաժին ընկնող ցանցի թողունակությունը, տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունը, շարժունակությունը, Էներգաարդյունավետությունը և սպեկտրալ արդյունավետությունը:

Գերհուասալի և ցածր հապաղմամբ կապի համար մեծ նշանակություն ունեն ցանցի հապաղման ժամանակը և բաժանորդային սարքավորումների շարժունակությունը:

Մեծաքանակ մեքենա տիպի բաժանորդների սպասարկման համար առավել էական է ցանցի ռեսուրսներից օգտվողների խտությունը, սարքավորումների էժանությունը և Էներգաարդյունավետությունը:

Հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացվող պահանջները բավարարելու համար անհրաժեշտ են արդեն առկա առաջարեմ ցանցերի կառուցվածքային, ֆիզիկական մակարդակի, այդ թվում նաև մոդույացիայի եղանակի փոփոխություններ կամ շտկումներ: Կապի ծառայությունների որակի բարձրացման հնարավոր է հասնել արդեն առկա տեխնոլոգիական, ալգորիթմական լուծումների զարգացման և նոր տեխնոլոգիական լուծումների կիրառման միջոցով:

Ատենախոսությունը նվիրված է հինգերորդ սերնդի ցանցերում (ՀՍԹ) հնարավոր կիրառելի մոդույացիայի եղանակների հետազոտմանը և նոր ալգորիթմական ու տեխնոլոգիական լուծումների մշակմանը:

Հետազոտության առարկան: Հինգերորդ սերնդի ցանցերում կիրառման հնարավորություն ունեցող մոդույացիայի եղանակները և հաղորդման տեխնոլոգիաները, նրանց լավարկման միջոցները: Տեսականորեն առավել ցանկալի հատկություններ ունեցող հաղորդման տեխնոլոգիայի, հինգերորդ սերնդի ցանցերում կիրառման համար առաջարկվող մոդույացիայի եղանակի փորձնական իրագործումը և հետազոտումը: Բջջային կապի ցանցերի հնարավորությունների ընդլայնումը:

Հետազոտության մեթոդները: Ատենախոսության կատարման ընթացքում կիրառվել են տեսական վերլուծության, մաթեմատիկական մոդելավորման և գիտա-արտադրական նախատիպի իրագործման մեթոդներ:

Ատենախոսության նպատակը և խնդիրները: Ատենախոսության նպատակն է հետազոտել առաջադեմ մոդուլացիայի եղանակները և առաջարկել ՀՍՑ-ի պահանջներին բավարարող ազդանշանի մոդուլացիայի եղանակ: Առավել նախընտրելի հատկություններ ունեցող եղանակի կիրառմամբ մշակել հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ և առաջարկել մոդուլացիայի եղանակի, հաղորդման տեխնոլոգիայի և ընդհանուր համակարգի աղյունավետության և մատուցվող ծառայությունների որակի բարձրացման միջոցներ:

Նշված նպատակին հասնելու համար ատենախոսությունում լուծվել են հետևյալ խնդիրները՝

- հստակեցվել են ՀՍՑ-ում մոդուլացիայի եղանակներին և հաղորդման տեխնոլոգիաներին ներկայացվող պահանջները, որոնք և որոշում են նրանց գնահատման չափանիշները,
- հստակեցվել են պահանջվող հաճախաշերտի լայնությունը և հնարավոր աշխատանքային հաճախությունները: Հետազոտվել են այդ հաճախությունների համար արդեն առկա և դեռ մշակման մեջ գտնվող կապուղու մոդելները,
- հետազոտվել են համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում ՀՍՑ-ում հնարավոր կիրառման համար նշված հաճախաշերտերում ռադիոկապուղու պարամետրերը և առաջարկվել են թթվի համեմատաբար մեծ ծածկույթ ապահովող հաճախությունները,
- Ենելով հաղորդման տեխնոլոգիաներին ներկայացվող պահանջներից կատարվել է առաջադեմ հաղորդման տեխնոլոգիաների համեմատություն և առաջարկվել են ՀՍՑ-ի պահանջները առավելագույնս բավարարող եղանակները,
- առաջարկված հաղորդման տեխնոլոգիայի և նրա հետ համատեղելի մոդուլացիայի եղանակների կիրառմամբ մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման վրա հիմնված հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ,

- առաջարկվել է OFDM-ի բարձր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման պատճառով առաջացող ինտերֆերենցից և էլեկտրամագնիսական համատեղելիության խնդիրներից խուափելու եղանակ և հիմնավորվել է վերբեռնման ուղղությամբ հաղորդման տեխնոլոգիայի ադապտիվ ընտրության անհրաժեշտությունն ու հնարավորությունը,
- առաջարկվել է MU-MIMO և CP-OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմ և ալգորիթմի կիրառմամբ մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորումների վրա հիմնված համակարգ: Մշակված համակարգի օգնությամբ ցուցադրվել է ալգորիթմի կիրառելիությունը և չափվել է անկյան որոշման ճշտությունը:

Գիտական նորույթը: Ասենախոսության կատարման ընթացքում ստացվել են գիտական նորույթ հանդիսացող հետևյալ արդյունքները՝

- հինգերորդ սերնդի բջջային կապի համակարգերում մոդուլացիայի եղանակների մշակման արդյունքները,
- MU-MIMO և CP-OFDM տեխնոլոգիաների համադրության համար առաջարկված ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմը,
- ալգորիթմի կիրառմամբ մշակված համակարգը և ծրագրային մոդուլները:

Պաշտպանության ներկայացվող հիմնական դրույթները:

- Հինգերորդ սերնդի ցանցերում մոդուլացիայի եղանակների մշակման արդյունքները:
- Վերածածկման և գումարման մեթոդի կիրառման հիմնավորումը ՀՍՑ-ում:
- MU-MIMO և CP-OFDM տեխնոլոգիաների համադրության համար առաջարկված ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ալգորիթմը:
- Ալգորիթմի կիրառմամբ մշակված նախատիպային համակարգը:
- Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման համար մշակված ծրագրային մոդուլները:

Գիտական դրույթների հավաստիությունը: Գիտական դրույթների հավաստիությունը հիմնավորվում է մշակված նախատիպային համակարգով և ծրագրային ապահովումով: Մշակված ծրագրային մոդուլները կիրառվել են ավելի բարդ ինտեգրված համակարգերի ստեղծման ընթացքում, ինչպես նաև տեղադրվել են ազատ հասանելիությամբ պահոցում:

Աշխատանքի կիրառական նշանակությունը: Ատենախոսությունը ունի կիրառական ուղղվածություն:

- Մոդուլացիայի եղանակների մշակման արդյունքները առաջարկվում են կիրառել շարժական կապի համակարգերի նախագծման ընթացքում:
- Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման համար մշակված ալգորիթմը կարող է կիրառվել MIMO և OFDM տեխնոլոգիաների վրա հիմնված համակարգերում, այդ թվում առաջադեմ բջջային կապի ցանցերում:
- Մշակված ծրագրային մոդուլները կիրառվել են MIMO նախատիպավորման հարթակի ծրագրային ապահովման մեջ և կարող են կիրառվել հետազոտման և նախագծման նպատակներով:

Արդյունքների ներդրումը: Աշխատանքի արդյունքները ներդրվել են «YEA Engineering» ՍՊԸ-ի կողմից մշակված MIMO նախատիպավորման հարթակի համար նախատեսված ծրագրային ապահովման մեջ: Այն օգտագործվում է այն դեպքում եթե անհրաժեշտ է գնահատել բաժանորդային սարքավորման բազային կայանի նկատմամբ ունեցած անկյունը:

Աշխատանքի փորձարկումը: Ատենախոսության հիմնական գիտական ու գործնական արդյունքները զեկուցվել և ներկայացվել են՝

- 4-րդ միջազգային «Технологии Мобильной и Беспроводной Связи. Тренды и Перспективы» գիտաժողովում (Սանկտ-Պետերբուրգ, Ռուսաստան, 2016թ.),
- 14-րդ միջազգային «EWDTS: East-West Design & Test» սիմպոզիումում (Երևան, Հայաստան, 2016թ.),
- «ԱՐՀ տարեկան գիտաժողովներում (Երևան, Հայաստան, 2016թ., 2017թ.),
- «ԱՐՀ SCSL ինստիտուտի «Կապի համակարգեր» ամբիոնի գիտական սեմինարներում (Երևան, Հայաստան, 2016թ., 2017թ., 2018թ.),

- Երիտասարդ գիտնականների դպրոցում (Ծաղկաձոր, Հայաստան, 2016թ.),
- DigiTec Expo ցուցահանդեսներում (Երևան, Հայաստան, 2016թ., 2017թ., 2018թ.),
- 16-րդ ճյուղային «Развитие Радиоэлектроники – Основа Цифровой Экономики России» գիտա-տեխնիկական կոնֆերանսում (Օմսկ, Ռուսաստան, 2017թ.),
- ISTC հետազոտական օրերի ընթացքում (Երևան, Հայաստան, 2017թ., 2018թ.):

Հրապարակումներ: Ատենախոսության հիմնական արդյունքները և դրույթները ներկայացված են 4 գիտական աշխատանքներում, որոնցից 2-ը տպագրված են Scopus շտեմարանում ընդգրկված գիտական հրատարակություններում, իսկ 2-ը առանց համահեղինակների են:

Ատենախոսության կառուցվածքը և ծավալը: Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, չորս գլուխներից, ամփոփիչ եզրահանգումից, 132 անուն գրականության ցանկից և երկու հավելվածներից: Հիմնական տեքստը շարադրված է 150 էջերում, ներառելով 65 նկար և 3 աղյուսակ:

**ԳԼՈՒԽ 1. ԲՋՋԱՅԻՆ ԿԱՊԻ ՀԻՆԳԵՐՈՐԴ ՍԵՐՄՆԻ ՑԱՆՑԵՐԻ ՄՇԱԿՄԱՆ
ԱՆՀՐԱԺԵՏՈՒԹՅՈՒՆԸ, ՅՈՒՐԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ԵՎ ՀՆԱՐԱՎՈՐ
ՏԵԽՆՈԼՈԳԻԱԿԱՆ ԼՈՒԾՈՒՄՆԵՐԸ**

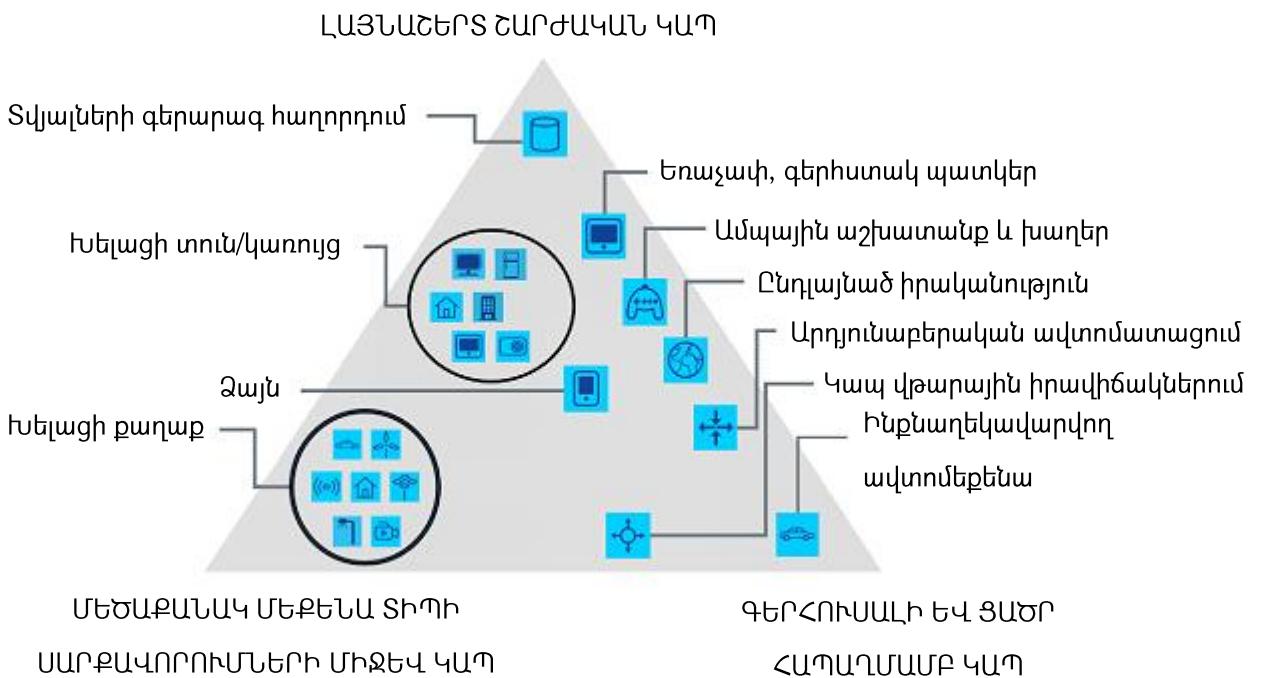
1.1. Հինգերորդ սերնդի ցանցերի մշակման անհրաժեշտությունը

Վերջին մի քանի տասնամյակների ընթացքում շարժական կապը էականորեն ազդել է զարգացած և զարգացող երկրների տնտեսական և հասարակական զարգացման վրա: Այսօր շարժական կապի ծառայությունների օգտագործումը միլիարդավոր մարդկանց առօրյա կյանքի անբաժանելի մասն է հանդիսանում և ակնկալվում է, որ այս միտումը ոչ միայն կշարունակվի ապագայում այլ կրառնա ավելի լայնատարած [1,2]: Ներկայում չորրորդ սերնդի ցանցերը (2G, 4G) սկսում են լայնորեն կիրառվել ամբողջ աշխարհում, բազմաթիվ բջջային կապի օպերատորների կողմից, բաժանորդներին տրամադրելով ավելի հուսալի կապ, ցածր հապաղումով և երրորդ սերնդի (3G) ցանցերի համեմատ ավելի արդյունավետ: Ժամանակի ընթացքում մեծ ծավալով տվյալների հաղորդման պահանջը, տարատեսակ ծառայություններից օգտվող մեծաքանակ սարքավորումների առկայությունը ցանցի մատուցվող ծառայությունների նկատմամբ առաջացնում են նոր պահանջներ, որոնց բավարարման համար էլ ստեղծվում են նոր, ավելի զարգացած և ընդլայնված հնարավորություններով համակարգեր:

Հինգերորդ սերնդի (5G) ցանցերը նախ և առաջ նախատեսված են լինելու ստորև թվարկված սցենարներում (Նկ. 1.1.) կապի ծառայությունների մատուցման համար [4]:

Լայնաշերտ շարժական կապ: Խելացի հեռախոսների և ժամացույնների, թաքրիթների և մյուս մեծածավալ տվյալներ օգտագործող սարքավորումների քանակի կտրուկ ավելացումը, գուգորդված մոլտիմեդիա պարունակություն ապահովող հավելվածների զարգացմամբ և տարածմամբ հանգեցնում է շարժական կապի միջոցով հաղորդվող տվյալների ծավալի մեծացման: Համաձայն Cisco-ի և Ericsson-ի կանխատեսումների [1,2,5] շարժական կապի միջոցով հաղորդվող տվյալների ծավալի մեծացումը կշարունակվի նաև ապագա տարիներին և արդեն 2020թ.-ին բջջային

կապի ցանցերը պետք է կարողանան 100...200 անգամ ավելի մեծ ծավալի տվյալներ հաղորդել քան 2010թ.-ին շահագործվող ցանցերը:



Նկ. 1.1. Հինգերորդ սերնդի ցանցերի կիրառման սցենարները [4]

ՀՍՏ-ի լայն տարածումը և ակնկալվող զարգացումները որոշ չափով կմեծացնեն ցանցերի թողունակությունը, սակայն ակնկալվում է, որ 2020թ.-ին շարժական կապի բաժանորդը պետք է ունենա հուսալի կապ ցանկացած պահի, ցանկացած տեղում և ցանկացած սարքավորմամբ: Այս հանգամանքը <ՍՏ-ի նկատմամբ առաջարկում է նոր, բավականին խիստ պահանջներ:

Մեծաքանակ մեքենա պիտի բաժանորդների սպասարկում: Կիրառության այս սենսորը վերաբերվում է այժմ մեծ հետաքրքրություն ներկայացնող և արագ զարգացող մեքենա-մեքենա (անգլերեն՝ Machine-to-machine, M2M) կապին և իրերի համացանցին (անգլերեն՝ Internet of Things, IoT): Այս երկուաշխ միասին կազմում են ապագա բջջային կապի անբաժանելի մասը, որի միջոցով միլիարդավոր առորյա սարքավորումներ կապ են հաստատելու միմյանց միջև և դեկավարվելու են մարդու կողմից [6,7]: Այս դասին պատկանող կիրառություններ են՝ խելացի տները, որոնց խելացի սարքավորումները հեռակառավարման միջոցով կնվազեցնեն էներգիայի սպառումը և առօրյա ծախսերը, թանկ արդյունաբերական կամ բժշկական

սարքավորումների հեռահար մշտադիտարկումը, էլեկտրոնային առողջապահությունը, շրջակա միջավայրի պարամետրերի (օդի աղտոտվածություն, օդի ճնշում, ջրի ջերմաստիճան և այլն) վերաբերյալ տվյալների հավաքագրումը: Այս կիրառությունները և ծառայությունները պահանջում են բջջային կապի ցանցերի նոր կառուցվածք և արձանագրություններ, որոնք էականորեն տարբերվում են ավանդական, մարդկանց սպասարկող ցանցերի (անգլերեն՝ Human-to-human, H2H) կառուցվածքից և արձանագրություններից: Այդ պատճառով մարդկանց և մեքենաների կողմից ստեղծվող տվյալների հոսքերի միավորումը մեկ ՀՍՑ-ում բարդ խնդիր է [3]: Անհրաժեշտ է նշել, որ մեքենաների կողմից ստեղծվող տվյալների հոսքը իր հերթին կարող է լինել տարբեր՝ մեծ կամ փոքր արագությամբ, ժամանակային հապաղման նկատմամբ զգայուն կամ հապաղման նկատմամբ կայուն, սխալների նկատմամբ կայուն կամ մեծ հուսալիություն պահանջող, որը իր հերթին ստեղծում է լրացուցիչ բարդություն:

Մեքենա տիպի սարքավորումները պետք է լինեն էժան, պարզ և էներգախնայող, որպեսզի առանց մարտկոցի վերալիցքավորման աշխատեն որքան հնարավոր է երկար ժամանակ:

Գերհուսալի և ցածր հապաղմամբ կապի տրամադրում: Կիրառության այս սենարը առնչվում է իրերի համացանցի այն կիրառություններին որոնք ունեն խիստ պահանջներ հուսալիության, տեղեկույթի հաղորդման հապաղման ժամանակի և ցանցի հասանելիության նկատմամբ: Այս դասին պատկանող կիրառություններ են՝ ինքնաղեկավարվող ավտոմեքենաների միջև կապի ապահովումը, որոնք պետք է միջավայրի փոփոխություններին արձագանքեն իրական ժամանակում և կանխեն հնարավոր ճանապարհատրանսպորտային պատահարները, արդյունաբերական արտադրական գործընթացի հեռակառավարումը:

Թվարկված կիրառությունները փաստում են, որ իինգերորդ սերնդի ցանցերը պետք է լինեն ավելի արտադրողական քան առկա երրորդ սերնդի և չորրորդ սերնդի ցանցերը: Ակնկալվող կիրառություններից բխում են ՀՍՑ-ին ներկայացվող պահանջները [8]:

1.2. Հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացվող հիմնական պահանջները

Տվյալների հաղորդման առավելագույն արագություն (ՏՀԱԱ): Տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունը, դա իդեալական պայմաններում 1 բաժանորդի համար հասանելի տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունն է (չափվում է քիթ/Վ միավորով), որը հնարավոր է ստանալ միանալով միայն մեկ բազային կայանի և օգտագործելով կապուղու տվյալ ուղղության համար հատկացված բոլոր հասանելի ռեսուրսները: Բացառություն են կազմում միայն այն ռեսուրսները, որոնք նախատեսված են ֆիզիկական մակարդակի համաժամանակեցման, պիլոտային կամ բազային ազդանշանների հաղորդման, որպես պաշտպանիչ հաճախային շերտ կամ ժամանակային միջակայք ծառայելու համար:

Եթե օգտագործվում է մեկ ֆիքսված հաճախային շերտ, ապա ՏՀԱԱ-ն ուղիղ համեմատական է այդ հաճախաշերտում սպեկտրալ արդյունավետությանը: ՏՀԱԱ-ի սպեկտրալ արդյունավետությունից կախվածությունը կարելի է ներկայացնել (1.1) արտահայտությամբ [8]:¹

$$R_{\text{առ.}} = BW \cdot SE_{\text{առ.}}, \quad (1.1)$$

որտեղ $R_{\text{առ.}}$ -ը տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունն է, BW -ն աշխատանքային հաճախաշերտը, $SE_{\text{առ.}}$ -ը առավելագույն սպեկտրալ արդյունավետությունը:

Առավելագույն սպեկտրալ արդյունավետությունը և աշխատանքային հաճախաշերտը տարբեր հաճախային տիրույթներում կարող են ունենալ տարբեր արժեքներ: Այն դեպքում երբ միավորվում են Q աշխատանքային հաճախաշերտեր գումարային ՏՀԱԱ-ն որոշվում է (1.2)-ով [8]:¹

$$R_{\text{առ.}} = \sum_{i=1}^Q BW_i \cdot SE_{\text{առ.}i}, \quad (1.2)$$

որտեղ BW_i -ն և $SE_{\text{առ.}i}$ -ն համապատասխանաբար հերթական աշխատանքային հաճախաշերտի լայնությունը և առավելագույն սպեկտրալ արդյունավետությունն են:

ՀՍՏ-ի համար ՏՀԱԱ-ի նվազագույն արժեքը ներբեռնման ուղղությամբ պետք է կազմի 20 Գբիթ/Վ, իսկ վերբեռնման ուղղությամբ 10 Գբիթ/Վ:

Առավելագույն սպեկտրալ արդյունավետություն (ԱՍԱ): Առավելագույն սպեկտրալ արդյունավետությունը դա ՏՀԱԱ-ն է նորմավորված ըստ աշխատանքային

հաճախաշերտի (չափվում է բիթ/վ/Հց միավորով): ՀՍՏ-ի համար ԱՍԱ-ի նվազագույն արժեքը ներբեռնման ուղղությամբ պետք է կազմի 30 բիթ/վ/Հց, իսկ վերբեռնման ուղղությամբ 15 բիթ/վ/Հց: Ենթադրվում է, որ այս արդյունավետությանը հասնելու համար կօգտագործվեն 8×8 տարածական հոսքեր (spatial streams) ներբեռնման ուղղությամբ և 4×4 տարածական հոսքեր վերբեռնման ուղղությամբ [8]:

Ակնկալվող բաժանորդին հասանելի տվյալների հաղորդման արագություն (ԱԲՀՏՀԱ): Ակնկալվող բաժանորդին հասանելի տվյալների հաղորդման արագությունը սահմանվում է որպես տվյալների հաղորդման արագության բաշխվածության ինտեգրալ ֆունկցիայի 5%-ի արժեքին համապատասխանող կետ [8]: Կամ այլ կերպ կարելի է սահմանել որպես բաժանորդների 95%-ին հասանելի տվյալների հաղորդման նվազագույն արագություն: Եթե օգտագործվում է մեկ հաճախային շերտ և կապ է հաստատվում միայն մեկ բազային կայանի հետ, ապա ԱԲՀՏՀԱ-ն կարելի է հաշվել ենելով բաժանորդների 95%-ին հասանելի սպեկտրալ արդյունավետության արժեքից [8]:

$$R_{\text{օգտ.}} = BW \cdot SE_{\text{օգտ.} 95\%} \quad (1.3)$$

Քաղաքային պայմաններում ԱԲՀՏՀԱ-ն ներբեռնման ուղղությամբ պետք է կազմի 100 Մբիթ/վ, իսկ վերբեռնման ուղղությամբ 50 Մբիթ/վ [8]:

Ակնկալվող սպեկտրալ արդյունավետություն: Ակնկալվող սպեկտրալ արդյունավետությունը սահմանվում է որպես ըստ աշխատանքային հաճախաշերտի նորմավորված տվյալների հաղորդման արագության բաշխվածության ինտեգրալ ֆունկցիայի 5%-ի արժեքին համապատասխանող կետ: Ակնկալվող սպեկտրալ արդյունավետության արժեքները տարբեր օգտագործման սցենարների համար բերված են Աղ. 1.1.-ում [8]:

Սցենարը	Ներբեռնում (բիթ/վ/Հց)	Վերբեռնում (բիթ/վ/Հց)
Կառուցների ներսում (մարզա- դաշտ, կայարան և այլն)	0.3	0.21
Քաղաքային պայմաններ	0.225	0.15
Գյուղական պայմաններ	0.12	0.045

Աղ. 1.1. Ակնկալվող սպեկտրալ արդյունավետության արժեքներ

Միջին սպեկտրալ արդյունավետություն: Միջին սպեկտրալ արդյունավետությունը մեկ բազային կայանի սպասարկման գոտում գտնվող բաժանորդների տվյալների հաղորդման գումարային արագության հարաբերությունն է կապուղու աշխատանքային հաճախաշերտի լայնությանը: Այն չափվում է բիթ/վ/Հց/բազային կայան միավորով:

Միավոր մակերեսին բաժին ընկնող ցանցի թողունակություն: Միավոր մակերեսին բաժին ընկնող ցանցի թողունակությունը սահմանվում է որպես որոշակի աշխարհագրական տարածք սպասարկող ցանցի թողունակության և այդ տարածքի մակերեսի հարաբերություն: Այն որոշվում է (1.4) արտահայտությամբ՝

$$C = \rho \cdot BW \cdot SE_{\text{միջ}}, \quad (1.4)$$

որտեղ ρ -ն բազային կայանների քանակն է միավոր մակերեսում ($\text{Բկ}/\text{մ}^2$): ՀՍՑ-ի համար միավոր մակերեսին բաժին ընկնող ցանցի թողունակության ցանկալի արժեքը հասարակական կառուցների ներսում ներբեռնման ռեժիմում կազմում է 10 Մբիթ/վ/ մ^2 [8]:

Հապաղման ժամանակ: Հապաղման ժամանակը կարելի է բաժանել երկու տարրեր դասերի՝ տվյալների հաղորդման հապաղման ժամանակ և բաժանորդային սարքերի դեկավարման հապաղման ժամանակ: Տվյալների հաղորդման հապաղման ժամանակը այն ժամանակահատվածն է, որը անհրաժեշտ է տեղեկատվությունը աղբյուրից սպառողին հաղորդելու համար: Ենթադրվում է, որ հաղորդման ժամանակ տեղեկատվության աղբյուրը և սպառողը գտնվում են ակտիվ աշխատանքային ռեժիմում:

Տվյալների հաղորդման հապաղման ժամանակի ցանկալի արժեքը լայնաշերտ շարժական կապի համար կազմում է 4 մվ, իսկ գերհուսալի և ցածր հապաղմամբ կապի համար 1 մվ [8]:

Բաժանորդային սարքավորումների դեկավարման ժամանակը դա ցանցի հրահանգով բաժանորդային սարքավորման էներգախնայողության ռեժիմից ակտիվ տվյալների հաղորդման կամ ընդունման ռեժիմի անցման ժամանակն է: Դեկավարման հապաղման ժամանակի ցանկալի արժեքը կազմում է 20 մվ [8]:

Յանցի ռեսուլտաներից օգտվող սարքավորումների խորոշություն:

Յանցի ռեսուլտաներից օգտվող սարքավորումների խորոշությունը դա միավոր մակերեսում տեղակայված սարքավորումների խորոշությունն է, որոնք կարող են միաժամանակ որոշակի որակով սպասարկվել ցանցի կողմից: Այս պարամետրը շատ կարևոր է մեծաքանակ մեքենա տիպի սարքավորումների սպասարկման որակը գնահատելու համար: ՀՍՑ-ի համար սարքավորումների նվազագույն խորոշությունը պետք է լինի 1 մլնսարք/կմ² [8]:

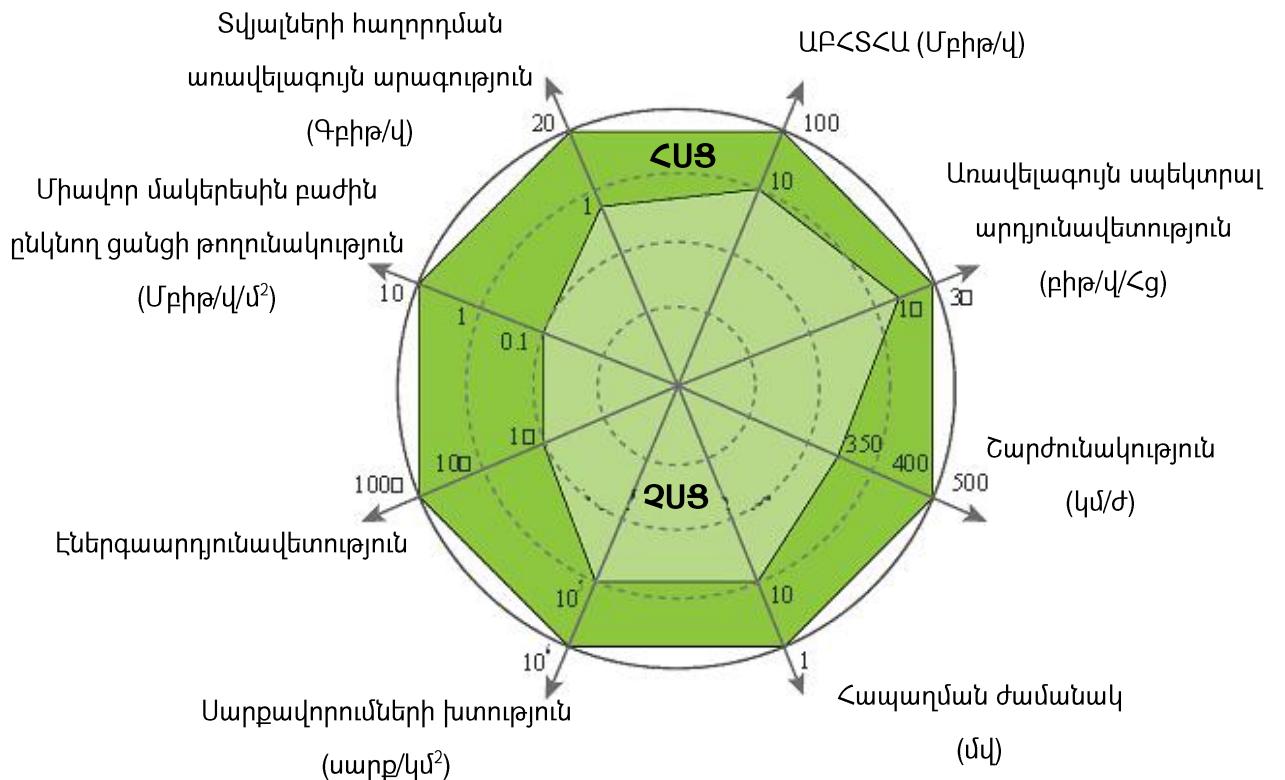
Էներգաարդյունավելություն: Առանձնացվում են շարժական սարքավորումների և ցանցի էներգաարդյունավետություններ: Յանցը և սարքավորումը պետք է արդյունավետ հաղորդեն տվյալները ակտիվ հաղորդման ռեժիմում և ծախսեն որքան հնարավոր է քիչ էներգիա սպասման ռեժիմում [8]:

Հուսալիություն: ՀՍՑ-ում մեքենա տիպի բաժանորդները պետք է կարողանան առավելագույն 10^{-5} անհաջող հաղորդման հավանականությամբ հաղորդել 32 բիթ տեղեկույթ 1 մվ ժամանակահատվածում: Այս դեպքում ենթադրվում է, որ կապուղու պարամետրերը համապատասխանում են քաղաքային կապուղու պարամետրերին [8]:

ՀՍՑ-ին ներկայացվող մյուս կարևոր պարամետրերն են շարժունակությունը, մի բազային կայանի սպասարկումից մյուսի սպասարկմանը անցման ժամանակը և աշխատանքային հաճախաշերտի օգտագործման ճկունությունը [8]:

Շարժունակությունը բնութագրվում է այն առավելագույն արագությամբ, որով շարժվելով բաժանորդը կարող է օգտվել շարժական լայնաշերտ կապի ծառայություններից, որոշակի ծառայության որակով: Հինգերորդ սերնդի ցանցերը պետք է կարողանան կապ ապահովվել մինչև 500 կմ/ժ արագությամբ շարժվող բաժանորդների համար և նվազագույն սպեկտրալ արդյունավետությունը պետք է լինի ոչ պակաս քան 0.45 բիթ/վ/Հց: Մեկ բազային կայանի սպասարկման գոտուց մյուս բազային կայանի սպասարկման գոտի անցնելիս շարժական կայանը կապի ընդհատում պետք է չունենա: 6 ԳՀց-ից ցածր հաճախային տիրույթում շարժական կայանը պետք է կարողանա օգտագործել մինչև 100 ՄՀց, իսկ 6 ԳՀց-ից բարձր հաճախային տիրույթում մինչև 1 ԳՀց հաճախաշերտ, ընդ որում հաճախաշերտը

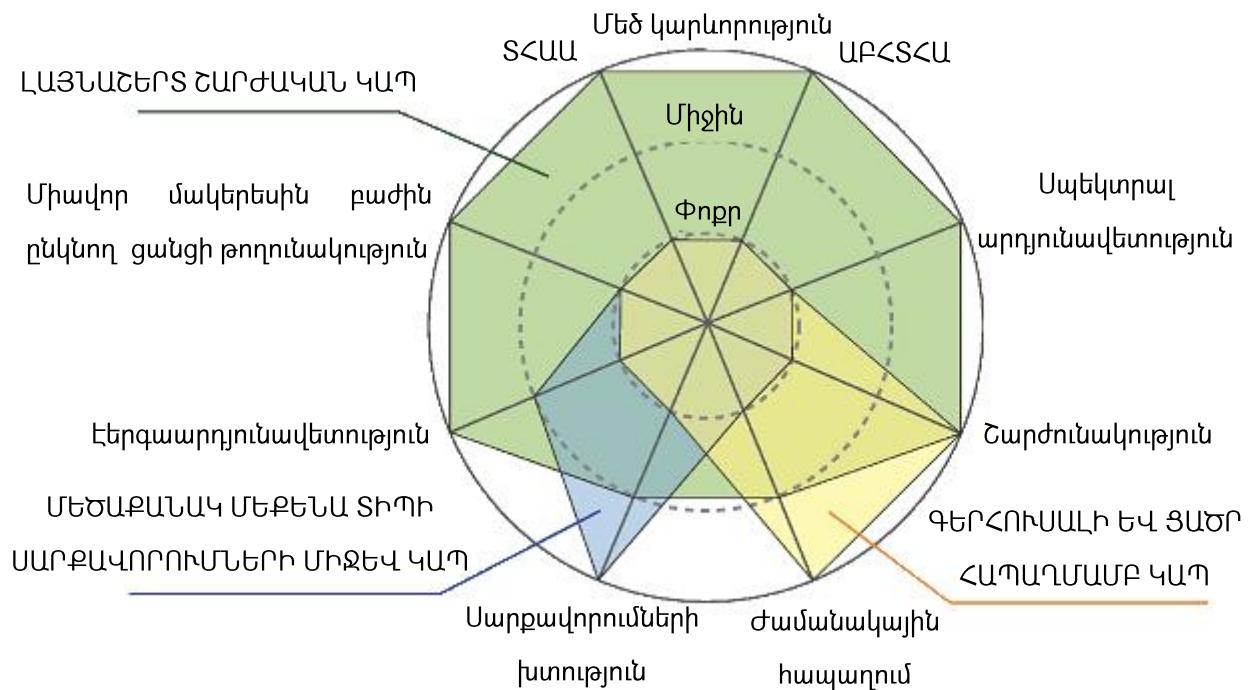
Կարող է լինել գումարային և տարբեր կրող հաճախություններ ունենալ: Նկ 1.2.-ում կատարված է ՀՍՑ-ի և ՀՍՑ-ի պարամետրերի համեմատություն [8]:



Նկ. 1.2. Չորորդ սերնդի և հինգերորդ սերնդի ցանցերի պարամետրերի համեմատություն

Թվարկված պահանջները տարբեր կիրառման սցենարների համար ունեն տարբեր կարևորություն: Լայնաշերտ շարժական կապի համար կարևոր են ակնկալվող բաժանորդին հասանելի տվյալների հաղորդման արագությունը, միավոր մակերեսին բաժին ընկնող ցանցի թողունակությունը, տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունը, շարժունակությունը, էներգաարդյունավետությունը և սպեկտրալ արդյունավետությունը, իսկ մնացած պարամետրերը ունեն նվազ նշանակություն (Նկ. 1.3.):

Գերհուսայի և ցածր հապաղմամբ կապի կիրառման սցենարի համար մեծ նշանակություն ունեն ցանցի հապաղման ժամանակը և շարժունակությունը, իսկ մեծաքանակ մեքենա տիպի բաժանորդների համար առավել էական է ցանցի ռեսուլսներից օգտվողների խտությունը:



Նկ. 1.3. Ցանցին ներկայացվող պահանջների կարևորության աստիճանը տարբեր կիրառման սենարիների համար [8]

1.3. Հինգերորդ սերնդի ցանցերին ներկայացվող պահանջները բավարարելու հնարավորություն տվող տեխնոլոգիական լուծումները

ՀՍՏ-ին ներկայացվող պահանջները բավարարելու համար անհրաժեշտ են արդեն առկա առաջադեմ ցանցերի կառուցվածքային և առանձին բաղկացուցիչների փոփոխություններ [9]: Կապի ծառայությունների որակի բարձրացմանը ակնկալվում է հասնել արդեն առկա տեխնոլոգիական, ալգորիթմական լուծումների զարգացման և նոր տեխնոլոգիական լուծումների կիրառման միջոցով: ՀՍՏ-ում կիրառության են հավակնում ստորև թվարկված նոր ցանցային կառուցվածքները և տեխնոլոգիաները [9-11]:

Խիստ գործառնություն ունեցող տեխնոլոգիաներ (ՈՀՏ) օգտագործող հետերոցանցեր: Ցանցի բազային կայանների խոստումը դիտարկվում է որպես կիրառման համար շատ խոստումնալից տեխնոլոգիա: Փոքր բջիջները կարող են բավականին մեծացնել ցանցի թողունակությունը, էներգաարդյունավետությունը և

Երկարացնել մինչև վերալիցքավորումը մարտկոցի էներգիայի օգտագործմամբ սարքի աշխատանքի ժամանակը: Ապագա հինգերորդ սերնդի ցանցերում ՈՀՏ-ի և փոքր սպասարկման գոտի ունեցող, այժմ արդեն տվյալներում, խելացի ժամացույցներում, առողջության հետևման համակարգերում լայնորեն կիրառվող Bluetooth-ի, WiFi-ի, ZigBee-ի զարգացումների համադրությունը թույլ կտա կտրուկ մեծացնել ցանցին միացած սարքավորումների քանակը: Նոր ցանցերում հնարավոր է կիրառել բազմաշերտ կառուցվածք ունեցող ցանցի գաղափարը, որտեղ մակրո շերտը ծածկույթ է ապահովվում մեծ արագությամբ շարժվող բաժանորդներին և այն տարածքի բաժանորդներին որտեղ միկրո շերտի ծածկույթը բացակայում է, իսկ միկրո շերտը ապահովվում է մեծ արագությամբ և մեծ թողունակությամբ կապ այն հատվածներում, որտեղ կա բաժանորդային սարքավորումների մեծ խտություն: Մեկ այլ նորություն կարող է լինել ցանցի տարբեր կայանների հետ մի քանի ակտիվ միացումների միաժամանակյա օգտագործումը, որոնք օգտագործում են միևնույն կամ տարբեր ՈՀՏ-ներ: Այս դեպքում ամեն մի ակտիվ միացում կարող է ծառայել որևէ յուրահատուկ նպատակի, օրինակ մի միացումը կարող է օգտագործվել մեծ արագությամբ տվյալների հաղորդման համար, իսկ մյուսը՝ դեկավարման հրահանգների փոխանակման:

Ռադիոհաճախային սպեկտրի սանդիմետրային և միլիմետրային ալիքների օգտագործում: Ներկա պահին շահագործվող բջջային ցանցերը օգտագործում են 600 ՄՀց հաճախաշերտ մինչև 3 ԳՀց կրող հաճախությունների վրա, որը բաժանված է բջջային կապի օպերատորների միջև [9]: Ավելացնել բջջային կապի ցանցերի կողմից օգտագործվող հաճախաշերտը հնարավոր է արդեն օգտագործվող հաճախությունների վերալիցքավորման (օրինակ՝ հեռուսատահեռարձակման համար հատկացված հաճախությունները բջջային կապի օպերատորներին հատկացնելու միջոցով) և կողնիտիվ ռադիոհամակարգերի օգտագործման միջոցով: Այս եղանակով միկրոալիքային տիրույթում հնարավոր է առավելագույնը կրկնապատկել արդեն օգտագործվող հաճախաշերտը: Հաճախային տիրույթի կրկնապատկումը թույլ չի տա լիովին բավարարել ՀՍՑ-ի հաճախաշերտի պահանջարկը:

Վերջին տարիների կապի համակարգերի և սարքավորումների զարգացումները, գուգորդված անտենային և միլիմետրային ռադիոտեխնոլոգիաների զարգացման հետ

իրատեսական են դարձնում 3...300 ԳՀց տիրույթում սանտիմետրային և միլիմետրային (անգլերեն՝ mmWave) ալիքների օգտագործումը: Միլիմետրային ալիքների օգտագործման համար հիմնական խոչնորու է հանդիսանում ալիքների մեծ մարումը, սակայն վերջին չափումները ցույց են տալիս, որ միլիմետրային ալիքների օգտագործմամբ հնարավոր է ազդանշանի անդրադարձումների շնորհիվ կապ հաստատել նույնիսկ ուղղակի տեսանելիության բացակայության դեպքում: Միլիմետրային տիրույթի ալիքները նաև շատ զգայուն են կապուղու արգելափակման նկատմամբ:

Անդենաների զանգվածի միջոցով ուղղվածության դիագրամի ձևավորում միլիմետրային ալիքների գրիրույթում: Մեծաքանակ անտենաներից կազմված անտենային զանգվածը կարող է միլիմետրային տիրույթում անտենայի բացվածքը պահել հաստատուն և վերացնել ազատ տարածությունում կորուստների հաճախությունից կախվածությունը: Նեղ ուղղվածության դիագրամի ձևավորման հնարավորությամբ անտենային զանգվածները կնվազեցնեն նաև ինտերֆերենցի մակարդակը, որի շնորհիվ միլիմետրային կապի համակարգերի հնարավորությունները ավելի շատ կսահմանափակվեն ջերմային աղմուկների մակարդակով, քան ինտերֆերենցի առկայությամբ: Անտենային զանգվածների օպտիմալ օգտագործման համար նաև անհրաժեշտ է մշակել ուղղվածության դիագրամի դեկավարման արդյունավետ ալգորիթմներ, որոնք կապուղու խոչնորուներով (օրինակ՝ մարդու մարմին) արգելափակման դեպքում կկարողանան արագ ադապտացվել:

Մեծաքանակ անդենաներով բազմակի մուլտիբրուկ բազմակի ելքերով (անգլերեն՝ massive MIMO) գեխնոլոգիայի կիրառում: MIMO-ն բազմակի մուլտիբրուկ բազմակի ելքերով տեխնիկա է, որի դեպքում բազային կայանի անտենաների քանակը ավելի շատ է քան միաժամանակ սպասարկվող բաժանորդային սարքավորումների քանակը [12]: Բազային կայանի անտենաների մեծ քանակը հնարավորություն է տալիս տարբեր սարքավորումների հետ կապ հաստատելու համար ընտրել քվազիօրթոգոնալ կապուղիներ և տարածական մոլուստիալ բազմազանության և դեմոլուստիալ բազմազանության կատարել ավելի արդյունավետ: Մեծ թվերի օրենքի համաձայն մեծ քանակի անտենաները տարածական բազմազանության շնորհիվ նվազեցնում են

կապուղու պարամետրերի կախվածությունը հաճախությունից: Թվարկած առավելությունների համադրությունը թույլ է տալիս հասնել սպեկտրալ արդյունավետության էական մեծացման, նույնիսկ այն դեպքում երբ կապուղում բացակայում է ուղղակի տեսանելիությունը:

Սարքավորում-սարքավորում (անգլերեն՝ *Device-to-Device, D2D*) կապի լայնագարած կիրառում: Զայնային տվյալների հաղորդման ժամանակ հավանականությունը, որ երկու իրար մոտ գտնվող բաժանորդ կցանկանան կապ հաստատել իրար հետ շատ փոքր է: Տվյալների հաղորդման դեպքում արդեն իրավիճակը փոխվում է և իրար մոտ գտնվող բաժանորդները ավելի հաճախ են սկսում տեղեկատվությամբ փոխանակվել: Իրար մոտ գտնվող բաժանորդների միջև տվյալների փոխանակման համար բջջային ցանցի ռեսուրսներից օգտվելը ոչ արդյունավետ է: Այս դեպքում մեկ հաղորդման և ընդունման փոխարեն օգտագործվում է մի քանի հաղորդում և ընդունում, որը բերում է դեկավարման ռեսուրսների ոչ արդյունավետ օգտագործման և հապաղման ժամանակի մեծացման: Վերբեռնման ռեժիմում ճառագայթվում է մինչև 1 Վտ, իսկ ներբեռնման ռեժիմում մինչև մի քանի Վտ էներգիա, այն դեպքում երբ սարքավորում-սարքավորում կապով փոխարինման դեպքում անհրաժեշտ կլիներ ընդամենը մի քանի մՎտ: Այսպիսով սարքավորում-սարքավորում կապի ներդնումը հնարավորություն կտա մեծացնել հաճախային սպեկտրի վերօգտագործումը, նվազեցնել ժամանակային հապաղումը և էներգասպառումը, մեծացնել տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունը և սպեկտրալ արդյունավետությունը [13]:

Միևնույն հաճախաշերպում միաժամանակ հաղորդում ընդունում: Միաժամանակ հաղորդման և ընդունման ռեժիմում աշխատելու դեպքում, սարքավորումը ժամանակի ցանկացած պահի կարող է և հաղորդել, և ընդունել տվյալներ օգտագործելով միևնույն հաճախային շերտը: Այս տեխնոլոգիան հնարավորություն է տալիս երկու անգամ ավելացնել ցանցի ֆիզիկական մակարդակի թողունակությունը և ժամանակային բաժանմամբ համակարգերի նկատմամբ նվազեցնել ժամանակային հապաղումը: Միաժամանակյա հաղորդման և ընդունման ռեժիմում աշխատող սարքավորման ընդունած ազդանշանը աղավաղված է լինում նույն

սարքավորման հաղորդած ազդանշանի ինտերֆերենցով [14]: Սովորաբար ինքնինտերֆերենցի հզորությունը ավելի մեծ է լինում քան ընդունված ազդանշանինը: Սա միաժամանակ հաղորդող և ընդունող համակարգեր ստեղծելու հիմնական խոչնդուտն է և այսպիսի համակարգերի ստեղծման հիմնական խնդիրը ինքնինտերֆերենցի ճնշումն է, հատկապես մինչև քիչ աղմկող ուժեղարար ընկած ԳԲՀ տրակտում: Տարատեսակ կիրառվող անալոգային և թվային ինքնինտերֆերենցի ճնշման եղանակները այժմ արդեն ապահովում են մինչև 120 դԲ ինքնինտերֆերենցի ճնշում, թույլ տալով այս եղանակով ապահովվել կապ ֆեմտորջիշներում և WiFi ցանցերում: Ինտերֆերենցի չեղարկման եղանակների զարգացումը թույլ կտա այս տեխնոլոգիան օգտագործել ավելի լայն ծածկույթ ապահովվող բջջային ցանցերում:

1.4. Թվային կապի համակարգերում մոդուլյացիայի սկզբունքերը

Ուղիղությունով հաղորդվող ռադիոազդանշանը արտահայտվում է (1.5) արտահայտությամբ [15]:

$$x(t) = U_c \cos(2\pi f_c t + \varphi_c), \quad (1.5)$$

որտեղ U_c -ն կրողի ամպլիտուդն է, f_c -ն կրողի հաճախությունը, իսկ φ_c -ն կրողի փուլը:

Այսպիսով ռադիոկապուղով օգտակար տեղեկատվության հաղորդման համար հնարավոր է օգտագործել մոդուլացման ամպլիտուդային, հաճախային և փուլային եղանակներից մեկը կամ նրանց որևէ համադրություն: Կրող ազդանշանի օգտակար ազդանշանի տեղեկատվությամբ մոդուլյացիան կատարվում է մի քանի նպատակներով:

- Ցածր հաճախային օգտակար ազդանշանը կերպափոխվում է բարձր հաճախային շերտային ռադիոազդանշանի, որի սպեկտրը համընկնում է կապուղու թողունակության շերտի հետ և կարող է առանց մեծ մարումների հաղորդվել:
- Օգտագործելով հաճախային բաժանմամբ մուլտիպլեքսավորումը կարելի է նույն կապուղու հաղորդել մի քանի աղբյուրների մոդուլացված տեղեկատվություն:
- Ընդլայնել հաղորդվող ազդանշանի հաճախաշերտը, որպեսզի մեծանա հաղորդման աղմկակայունությունը:

Կապի համակարգերում առավել հաճախ օգտագործվում են քառակուսային մոդուլյատորներ, իսկ կապի համակարգի վերլուծության համար օգտագործվում է համակարգի կոմպլեքս ցածր հաճախային համարժեք մոդելը: Ռադիոազդանշանը հաճախ ներկայացվում է կոմպլեքս համափուլ (իրական) և քառակուսային (կեղծ) բաղկացուցիչների գումարով:

$$x(t) = U_r(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) - U_i(t)\sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) \quad (1.6)$$

Ընդունիչի և հաղորդիչի ճիշտ կարգաբերման և նորմալ աշխատանքի պայմաններում վերը նշված երկու բաղադրիչները մեկը մյուսի նկատմամբ օրթոգոնալ են: (1.6)-ում բերված ազդանշանը կարելի է ներկայացնել նաև կոմպլեքս թվի էքսպոնենցիալ տեսքով՝

$$x(t) = U(t)\sqrt{2} e^{j2\pi f_c t}, \quad (1.7)$$

որտեղ $U(t)$ -ն ռադիոազդանշանի կոմպլեքս պարուրիչն է:

Շատ հաճախ թվային կապի համակարգի մոդելավորման համար բավարար է սահմանափակվել կոմպլեքս պարուրիչի մակարդակով և անտեսել կրող հաճախության բաղադրիչը:

Ընդունիչում ընդունված ազդանշանից հնարավոր է ստանալ ազդանշանի համափուլ և քառակուսային բաղադրիչները [16]: Համափուլ բաղադրիչը ստանալու համար ընդունված ազդանշանը անհրաժեշտ է բազմապատկել $\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t)$ -ով և ստացված միջանկյալ ազդանշանը գտել ցածր հաճախային գտիչով:

$$\begin{aligned} y_r(t) = & x(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) = U_r(t)2 \cos^2(2\pi f_c t) - \\ & - U_i(t)2 \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Օգտագործելով՝ $\cos^2(A) = 0.5(1 + \cos(2A))$ բանաձևը (1.8)-ը կարելի է ձևափոխել:

$$y_r(t) = U_r(t) + U_r(t) \cos(2\pi 2f_c t) - U_i(t)2 \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.9)$$

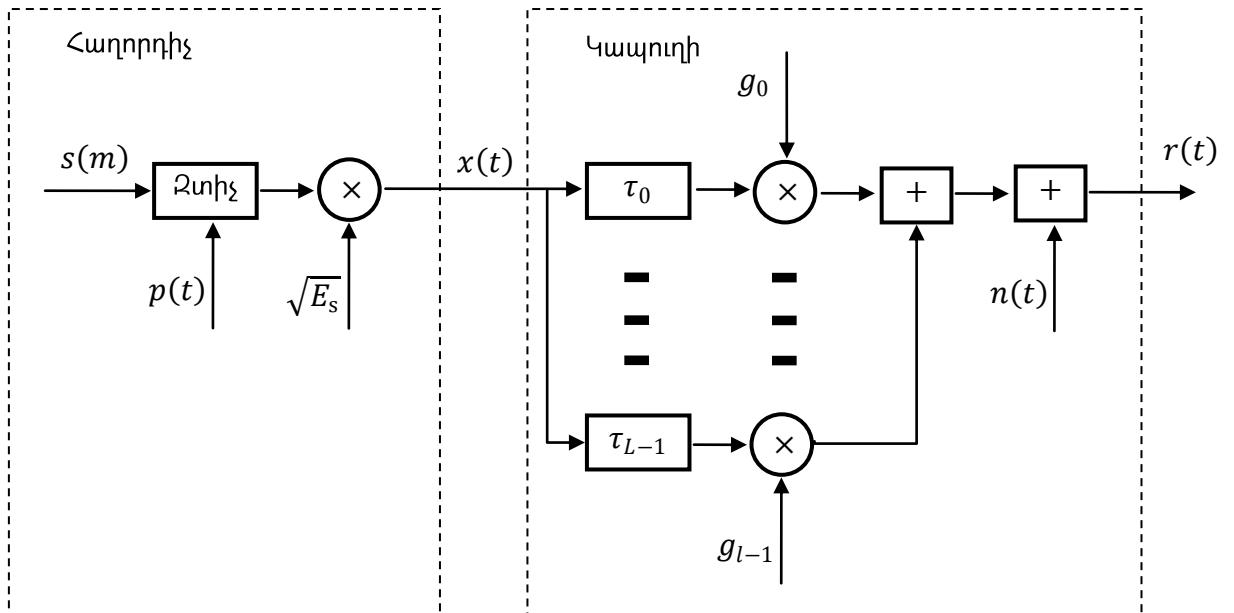
Զտիչը օգտագործվում է հավասարման աջ մասի երկրորդ և երրորդ բարձրհաճախային բաղադրիչներից ազատվելու համար: Համանման ձևով, ընդունված ազդանշանը բազմապատկելով $\sqrt{2} \sin(2\pi f_c t)$ -ով և գտելով հնարավոր է ստանալ ազդանշանի կոմպլեքս պարուրիչի քառակուսային բաղադրիչը:

Այստեղ համակարգի մոդելը բերված էր ըստ ժամանակի անընդհատ $U(t)$ ազդանշանի համար: Թվային կապի համակարգերում օգտակար $U(t)$ ազդանշանը ըստ ժամանակի դիսկրետ է [17]: Ազդանշանի ամեն ինֆորմացիոն դիսկրետ կոչվում է սիմվոլ: Ամեն սիմվոլ ունի իր ձևը (symbol shape, pulse shape), որով կարելի է հասկանալ սիմվոլի սկիզբը և ավարտը:

Մեկ կրող ունեցող հաղորդիչում կամ մոդեմում սիմվոլները հաղորդվում են հաջորդաբար՝

$$x(t) = \sqrt{E_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m)p(t - mT), \quad (1.10)$$

որտեղ E_s -ը սիմվոլի միջին էներգիան է, $s(m)$ -ը m -րդ հաղորդման պարբերության ընթացքում հաղորդված կոմպլեքս սիմվոլն է, $p(t)$ -ն սիմվոլին համապատասխանող իմպուլսի ձևն է, որը հիմնականում լինում է իրական:



Նկ. 1.4. Համակարգի մոդելի բլոկային կառուցվածքը [17]

Սովորաբար սիմվոլները նորմավորվում են՝

$$E\{|s(m)|^2\} = 1, \quad (1.11)$$

որտեղ $E\{|s(m)|^2\}$ -ը կոմպլեքս սիմվոլների բոլոր հնարավոր արժեքների քառակուսիների մաթեմատիկական սպասումն է: Իմպուլսի ձևը նույնանական նորմավորվում է (1.12):

$$\int_{-\infty}^{\infty} |p(t)|^2 dt = 1 \quad (1.12)$$

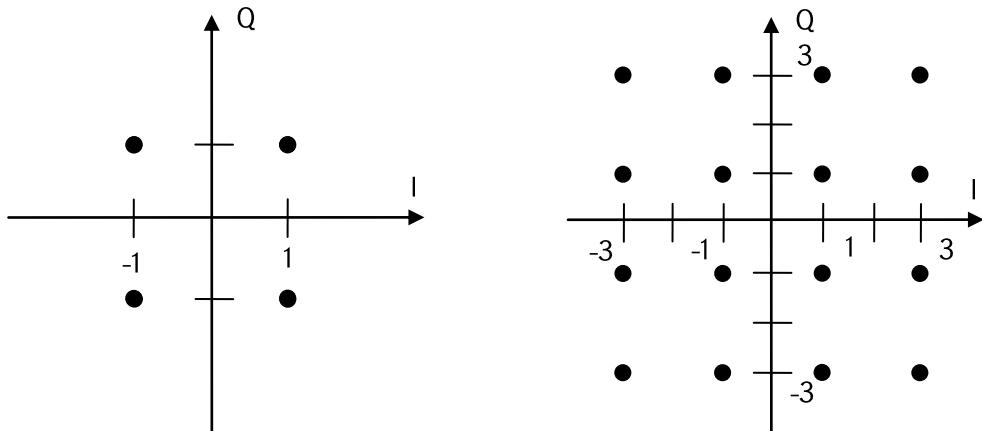
Բանաձև (1.10)-ը խորհրդանշում է հաղորդվող սիմվոլների անվերջ հաջորդականություն: Գործնականում, որոշակի N_s քանակի հաջորդական սիմվոլներ հաղորդվում են փաթեթի տեսքով: Սովորաբար N_s -ը այնքան մեծ է լինում, որ (1.10)-ը իրավացի է լինում փաթեթի սիմվոլների գերակշիռ մասի համար: Մնացած սիմվոլները, որոնք գտնվում են փաթեթի եզրերին մոտ տեսականորեն պետք է ներկայացվեն այլ կերպ, սակայն դեպքերի մեծամասնությունում ընդունելի է երբ բոլոր սիմվոլները ներկայացվում են միևնույն ձևով:

Յուրաքանչյուր հաղորդվող $s(m)$ սիմվոլ կարող է ունենալ M հնարավոր արժեքներ վերցված (1.13) բազմությունից:

$$S = \{S_j : j = 1 \dots M\} \quad (1.13)$$

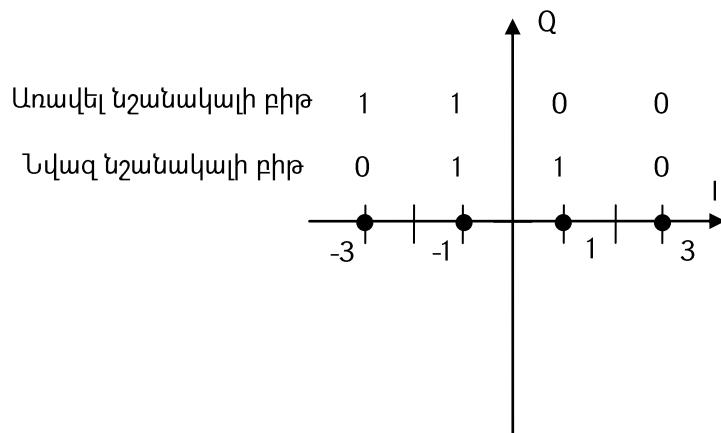
Մ հնարավոր կոմպլեքս սիմվոլների արժեքները կարող են ունենալ տարբեր փուլեր (փուլային մանիպուլացիա) և/կամ տարբեր ամպլիտուդներ (ամպլիտուդային մանիպուլացիա): Ընդունիչի բարձր աղմկակայունության և արտադրողականության համար անհրաժեշտ է, որպեսզի սիմվոլի միջին հզորության որոշակի արժեքի դեպքում սիմվոլների արժեքները կոմպլեքս հարթությունում մեկը մյուսից որքան հնարավոր է տարբեր լինեն: Սիմվոլների M հնարավոր արժեքների դեպքում յուրաքանչյուր սիմվոլով հնարավոր է հաղորդել $\log_2 M$ բիթեր:

Առավել տարածված մոդուլացիայի եղանակներից է M վիճակ ունեցող քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլացիան (M-QAM, M-ary Quadrature Amplitude Modulation) իր ենթատեսակներով՝ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM ...: Ազդանշանի համաստեղության օպտիմալ դասավորվածության համար QAM-ի վիճակների քանակը սովորաբար աճում է 4-ի աստիճաններով: QPSK-ն նաև կարելի է դիտարկել որպես BPSK (Binary Phase Shift Keying) համափուլ և քառակուսային առանցքների վրա, իսկ 16-QAM-ը՝ նույն առանցքների վրա որպես 4-ASK (Amplitude Shift Keying):



Նկ. 1.5. QPSK և 16-QAM մոդուլյացիայի եղանակների ազդանշանային համաստեղություններ

Ազդանշանային համաստեղությանը պատկանող սիմվոլներին բիթեր վերագրելիս սովորաբար օգտագործվում է Գրեյի սկզբունքը, որտեղ հարևան սիմվոլների տեղեկատվական արժեքները իրարից տարբերվում են որքան հնարավոր է քիչ:



Նկ. 1.6. 4-ASK մոդուլյացիայի եղանակի ազդանշանային համաստեղությունը Գրեյի սկզբունքով կոդավորմամբ

Նկ. 1.6-ում բերված 4-ASK մոդուլյացիայի համաստեղությունում յուրաքանչյուր սիմվոլ կրում է 2 բիթ տեղեկատվություն: Բիթերից մեկը կոչվում է առավել նշանակալի բիթ, իսկ մյուսը՝ նվազ նշանակալի բիթ: Առավել նշանակալի բիթը, նվազ նշանակալի

բիթի համեմատությամբ համաստեղությունում ունի համեմատաբար ավելի մեծ էվկլիդեսյան հեռավորություն և համապատասխանաբար ավելի փոքր սխալի հավանականություն:

Իմպուլսի ձևավորման համար, սովորաբար օգտագործվում են նայկվիստյան ֆունկցիաներ [18]: Այս ֆունկցիաների դիսկրետացված ինքնակոռելացիոն ֆունկցիան բավարարում է (1.14) արտահայտությունում բերված պայմանին:

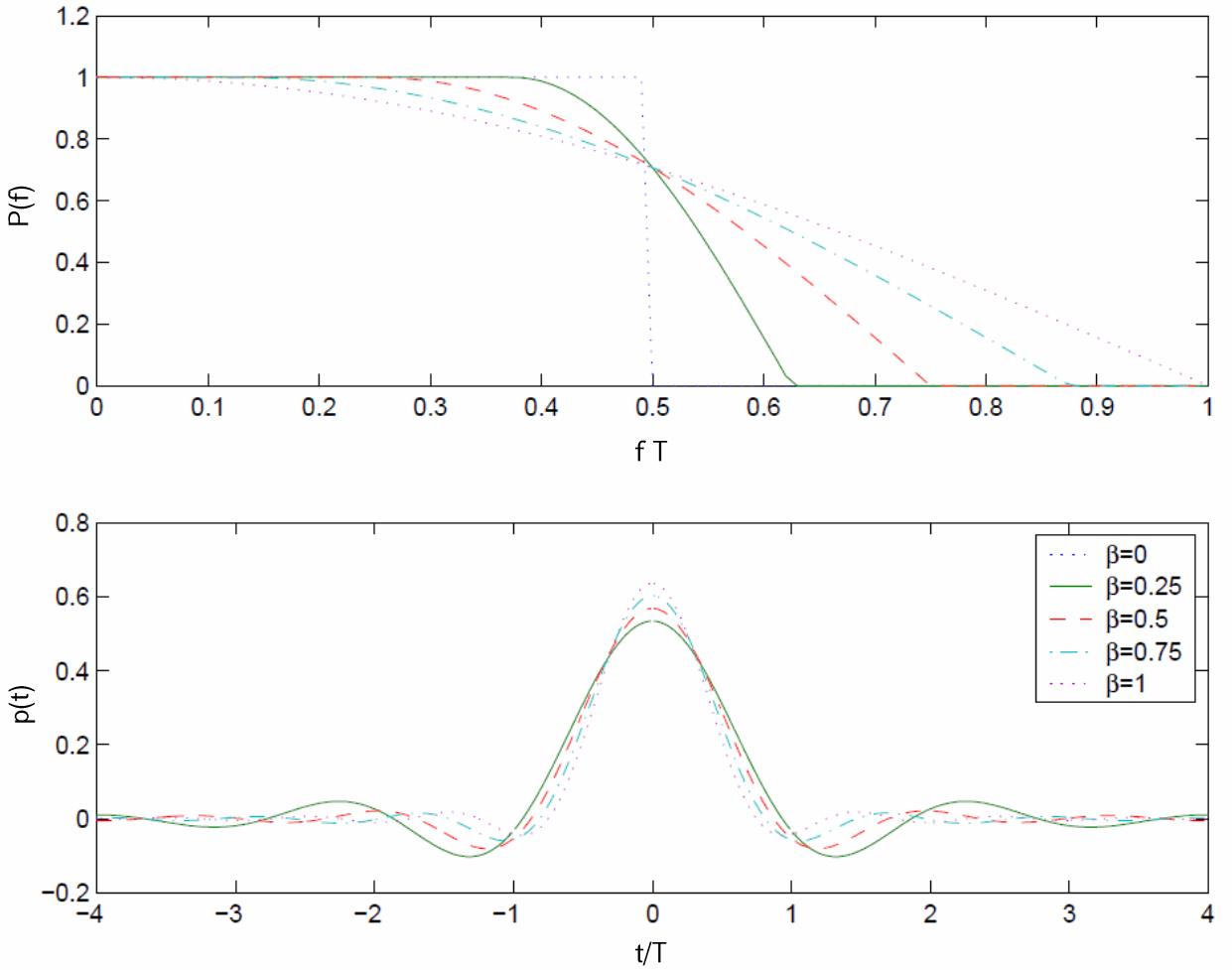
$$R_p(mT) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t + mT)p^*(t)dt = \delta(m) \quad (1.14)$$

Այստեղ $*\text{-ը}$ խորհրդանշում է կոմպլեքս համալույծը, իսկ $\delta(m)$ -ը կրոնեկերի դելտա ֆունկցիան է ($\delta(m) = 1$, եթե $m = 0$ և $\delta(m) = 0$, m -ի մյուս բոլոր արժեքների համար): Իմպուլսների նայկվիստյան ֆունկցիաներով ձևավորումը հնարավորություն է տալիս ընդունիչում վերացնել միջսիմվոլային ինտերֆերենցը (ISI, Inter Symbol Interference) այն պայմանով, որ կապուղին ոչ դիսպերսիվ է և ընդունիչը ընդունված ռադիոազդանշանը զտում է իմպուլսաձևավորման ֆունկցիայի հետ համաձայնեցված զտիչով: Երբեմն կապի համակարգերում օգտագործվում է մասնակի իմպուլսային բնութագրով իմպուլսների ձևավորում, որտեղ հաղորդչում տվյալների հաղորդման մեծ արագություն ստանալու համար միտումնավոր առաջացվում է միջսիմվոլային ինտերֆերենց [19]:

Առավել հաճախ օգտագործվող իմպուլսների ձևավորման նայկվիստյան ֆունկցիան արմատ հանված կոսինուսն է (RRC, Root-raised cosine): Նրա ինքնակոռելացիոն ֆունկցիան բերված է (1.15)-ում՝

$$R_{RRC}(t) = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T}\right)} \right) \left(\frac{\cos\left(\frac{\beta\pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\beta t}{T}\right)^2} \right), \quad (1.15)$$

որտեղ β -ն կոչվում է անկման գործակից (rolloff factor): RRC-ի իմպուլսային և հաճախային բնութագրերը անկման գործակից մի քանի արժեքների դեպքում բերված են Նկ. 1.7-ում [20]:



Նկ. 1.7. RRC իմպուլսաձևավորիչ զտիչի հաճախային և իմպուլսային բնութագրերը
անկման գործակցի տարբեր արժեքների դեպքում

Հաղորդված ազդանշանը ընդունիչ անտենային հասնելու համար պետք է անցնի հեռահաղորդակցության կապուղով, որը բջջային կապի համար եթերային է: Կապուղին կարելի է մոդելավորել վերջավոր իմպուլսային բնութագրով (Finite Impulse Response, FIR) զտիչով և բնութագրել որոշակի իմպուլսային բնութագրով [17]: Իրական ֆիզիկական կապուղին կարող է ունենալ հարյուրավոր ճառագայթներ և ճառագայթների տարբեր հապաղումներ: Կամայական կապուղու մոդելավորման համար անհրաժեշտ է, որպեսզի վերջավոր իմպուլսային բնութագրով զտիչի ճյուղերի միջև ժամանակային տարբերությունը բավարարի նայկվիստի դիսկրետացման պայմանին, ըստ որի դիսկրետացման հաճախությունը պետք է նվազագույնը երկու անգամ ավել լինի ընդունվող ազդանշանի հաճախաշերտից: Մոդելավորման ճշտությունը նաև մեծապես կախված է օգտագործվող ճյուղերի քանակից:

Կարգավորող մարմինները միշտ սահմանափակում են առավելագույն հաճախաշերտը, որը կարող է զբաղեցնել եթերային կապուղու ռադիոազդանշանը: Այսպիսով անլար կապուղինները շերտային են: Տեսականորեն, արմատ-նայկվիստյան իմպուլսաձևավորման դեպքում ռադիոազդանշանի հաճախաշերտը պետք է լինի հավասար առնվազն սիմվոլային (բոդային) հաճախությանը: Իրավացի է նաև հակառակը, տրված հաճախաշերտի պայմաններում, արմատ-նայկվիստյան իմպուլսաձևավորված ազդանշանի համար սիմվոլային արագության առավելագույն արժեքը սահմանափակվում է ռադիոհաճախաշերտի արժեքով կամ օգտակար ցածրհաճախային ազդանշանի հաճախաշերտի կրկնակիով [18]: Սիմվոլային արագության այս սահմանը կոչվում է նայկվիստյան սիմվոլային արագություն:

Կապի համակարգերի մեծամասնությունում միշտ օգտագործվում է մի փոքր ավելի լայն հաճախաշերտ, որը հանգեցնում է ավելցուկային պաշտպանիչ հաճախաշերտի գաղափարին: Եթե ավելցուկային հաճախաշերտը նեղ է, կիրառելի է կապուղու մոտարկումը սիմվոլային պարբերությանը հավասար միջջուղային հապաղում ունեցող FIR զտիչով: Սա հատկապես կիրառելի է եթե կապուղին ունի ժամանակային դիսպերսիայի մեծ արժեք:

Կապուղում ազդանշանի վրա ազդող մյուս կարևոր գործոնները ջերմային աղմուկն և այլ ազդանշանի աղբյուրներից ինտերֆերենցն են: Ջերմային աղմուկը սովորաբար նշանակվում է $n(t)$ և բնութագրվում է որպես գումարային, սպիտակ գառայան աղմուկ [21]: Այսպիսի աղմուկը ունի 0 միջին արժեք՝

$$E\{n(t)\} = 0, \quad (1.16)$$

և աղմուկի տարբեր դիսպերտները չեն կոռելացվում: Գումարային, սպիտակ գառայան աղմուկի մյուս կարևոր հատկությունը շրջաբերելիությունն է: Դա նշանակում է, որ աղմուկի ցանկացած կոմպլեքս դիսպերտի իրական և կեղծ մասերը չեն կոռելացվում և ունեն նույն բաշխվածությունը: Ջերմային աղմուկը ունի գառայան բաշխվածությանը համապատասխանող հավանականության բաշխվածության խտության ֆունկցիա (Probability density function, PDF), որը բերված է (1.17)-ում՝

$$f_n(x) = \frac{1}{\pi N_0} \exp \left\{ \frac{-|x - m_n|^2}{N_0} \right\}, \quad (1.17)$$

որտեղ m_n -ը աղմուկի միջին արժեքն է, որը ենթադրվում է որ զրոական է, N_0 -ն աղմուկի հզորության միակողմյան սպեկտրալ խտությունն է: Հաշվի առնելով, որ $n(t)$ -ն կոմպլեքս է, կարելի է գրել՝

$$n = n_r + jn_i, \quad (1.18)$$

որտեղ n_r -ը և n_i -ն իրական պատահական փոփոխականներ են և ունեն միևնույն հավանականության բաշխվածության խտության ֆունկցիան (1.19):

$$f_{nr}(x) = f_{ni}(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left\{ \frac{-|x - m_{r,i}|^2}{N_0} \right\} \quad (1.19)$$

Հաճախաշերտի սահմանափակումները և աղմուկի առկայությունը սահմանափակում են հուսալի կերպով կապուղով հաղորդվող տվյալների առավելագույն արագությունը: Շենոնը կապուղում գառայան աղմուկի առկայության դեպքի համար ցույց է տվել, որ կապուղու թողունակությամբ սահմանափակվող տվյալների հաղորդման առավելագույն արագությունը որոշվում է (1.20)-ով [22,23]:

$$C = BW \log_2(1 + SNR) \quad (1.20)$$

Մշակված և մշակվող մոդուլյացիայի և կոդավորման եղանակները ձգտում են հասնել այս առավելագույն սահմանին:

Հաշվի առնելով կապուղու դիսպերսիան և ջերմային աղմուկի առկայությունը, ընդունիչում ընդունված ազդանշանը կարելի է մոդելավորել հետևյալ կերպ՝

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} g_l x(t - \tau_l) + n(t), \quad (1.21)$$

որտեղ L -ը թվային զտիչի ճյուղերի քանակն է, g_l -ը l -րդ ճյուղի փոխանցման գործակիցն է, τ_l -ը l -րդ ճյուղի ժամանակային հապաղումն է:

Համադրելով (1.10)-ը և (1.21)-ը ընդունված ազդանշանի համար ստացվում է հետևյալ մոդելը՝

$$r(t) = \sqrt{E_s} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(t - mT) s(m) + n(t), \quad (1.22)$$

որտեղ $h(t)$ -ն կապուղու իմպուլսային բնութագիրն է և իր մեջ ներառում է իմպուլսի ծևավորման ֆունկցիան և միջավայրի իմպուլսային բնութագիրը:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} g_l p(t - \tau_l) \quad (1.23)$$

Ընդունիչում միջավայրով անցնելիս աղավաղված, աղմկոտ և միջսիմվոլային ինտերֆերենց ունեցող ընդունված $r(t)$ ազդանշանը մշակվում է սկզբնական մոդուլացված սիմվոլները ստանալու նպատակով:

Կապուղում ազդանշանի աղավաղումներում մեծ ազդեցություն ունեցող միջսիմվոլային ինտերֆերենցը կարող է ունենալ մի քանի աղբյուրներ: Նույն հաղորդչի այլ սիմվոլներից ինտերֆերենց՝ պայմանավորված իմպուսի ձևավորումով, դիսպերսիոն հաղորդման միջավայրով և/կամ ընդունիչում համաձայնեցված գտմամբ: Ինչպես նաև հնարավոր է ինտերֆերենց պայմանավորված այլ հաղորդիչների ազդանշաններով, որոնք կարող են նախատեսված լինել այլ MIMO ընդունիչների համար և/կամ նախատեսված լինեն այլ ընդունիչի համար (միջկապուղային ինտերֆերենց): Աղմուկի և միջսիմվոլային ինտերֆերենցի պատճառով ընդունիչը կարող է կատարել սխալներ, սխալ դետեկտել հաղորդված սիմվոլը, որը իր հերթին կհանգեցնի բիթի սխալ արժեքի: Բիթային սխալի հավանականությունը (Bit Error Rate, BER) թվային կապի որակի գնահատման կարևոր պարամետրերից է:

Բերված մոդելը կարելի է ընդլայնել նաև մի քանի կրողներ օգտագործող կապի համակարգերի համար: K ենթակրող օգտագործող հաղորդչի համար հաղորդվող ազդանշանը արտահայտվում է (1.24)-ով [17]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{E_s(k)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_k(m) a_{k,m}(t - mT), \quad (1.24)$$

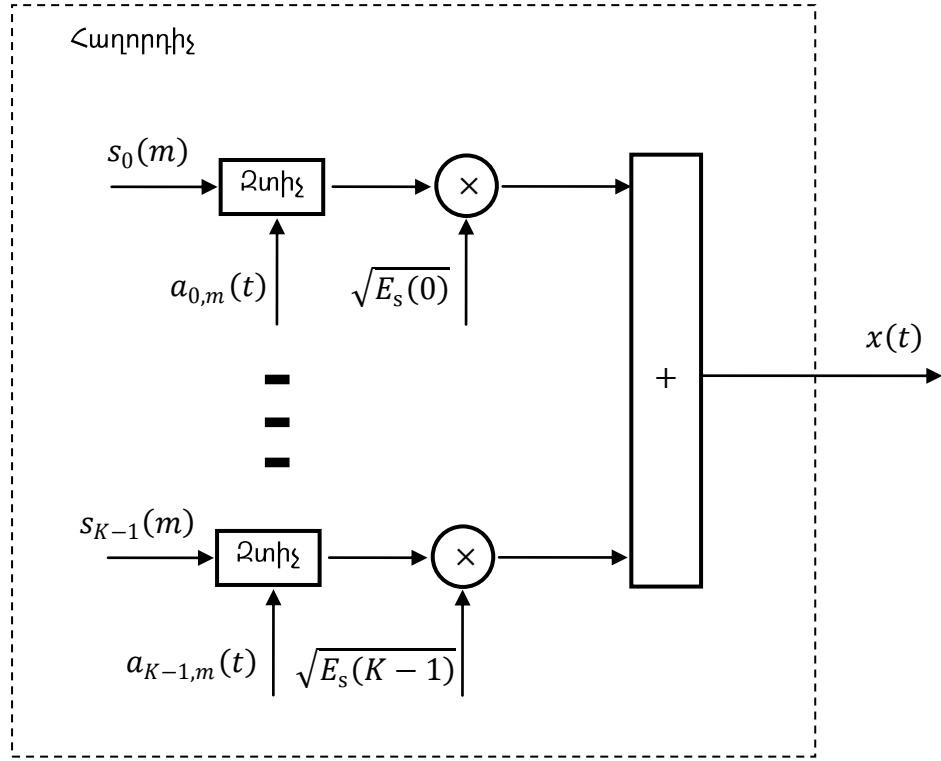
որտեղ $E_s(k)$ -ն k -րդ ենթակրողով հաղորդվող սիմվոլների միջին էներգիան է, $s_k(m)$ -ը m -րդ սիմվոլային պարբերությունում k -րդ ենթակրողով հաղորդվող սիմվոլն է, $a_{k,m}(t)$ -ն m -րդ սիմվոլային պարբերությունում, k -րդ ենթակրողով հաղորդվող սիմվոլին համապատասխանող ազդանշանն է:

Այստեղ նոյնպես սիմվոլները և սիմվոլային ազդանշանները նորմավորված են:

$$E\{|s_k(m)|^2\} = 1 \quad (1.25)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |a_{k,m}(t)|^2 dt = 1 \quad (1.26)$$

Բազմակրող հաղորդիչի պարզեցված բյուկ դիագրամը բերված է Նկ. 1.8-ում [24]:



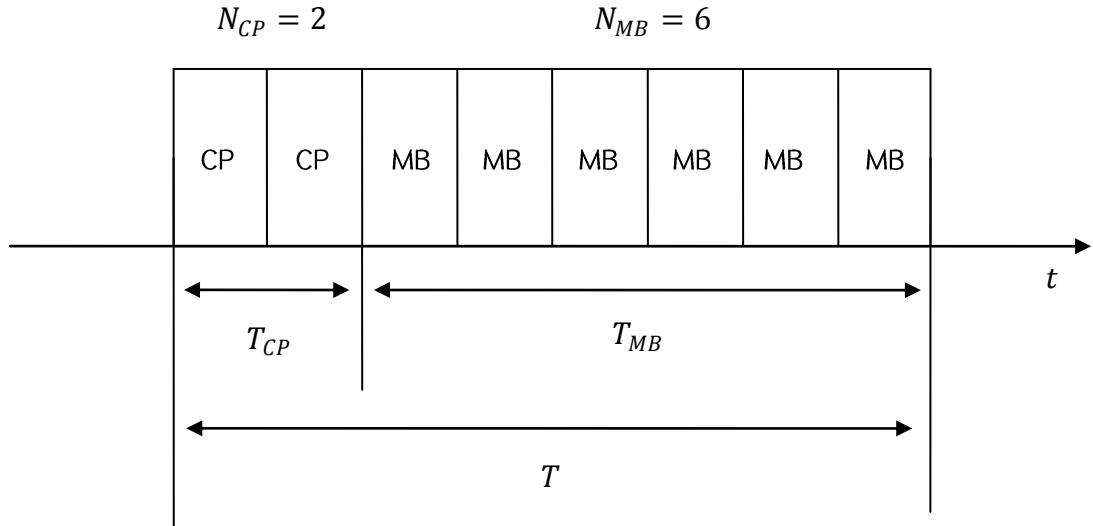
Նկ. 1.8. Բազմակրող հաղորդչի պարզեցված բլոկ դիագրամ

OFDM-ը (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ամենալայն տարածում ունեցող բազմակրող հաղորդման եղանակն է: Առավել հաճախ օգտագործում է ցիկլիկ ներդիրով OFDM-ը (Cyclic Prefix OFDM, CP-OFDM), որտեղ յուրաքանչյուր սիմվոլ բաժանվում է ցիկլիկ ներդիրի [25] կամ զրոական պաշտպանիչ միջակայքի [26] և նրան հաջորդող հիմնական բլոկի: OFDM սիմվոլի կառուցվածքը բերված է Նկ. 1.9-ում:

CP-OFDM-ի դեպքում սիմվոլին համապատասխանող ազդանշանը ներկայացվում է (1.27)-ով՝

$$a_{k,m}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} c_k(n) p(t - nT_c) \alpha(t - mT), \quad (1.27)$$

որտեղ $N_c = N_{CP} + N_{MB}$ –ն ոչ զրոական դիսկրետների քանակն է, N_{CP} –ն ցիկլիկ ներդիրի դիսկրետների քանակն է, N_{MB} –ն հիմնական բլոկի դիսկրետների քանակն է, $c_k(n)$ -ը k -րդ ենթակրողով հաղորդվող n -րդ սիմվոլի արժեքն է, $p(t)$ -ն սիմվոլի ձևավորման ֆունկցիան է, $\alpha(t)$ -ն ուղղանկյուն պատուհանի ֆունկցիան է:



Նկ. 1.9. OFDM սիմվոլի կառուցվածքը ժամանակային տիրուպթում

Պատուհանավորման ազդեցությունը յուրաքանչյուր ՕՖԴՄ սիմվոլի եզրերին մոտարկման արդյունքում կարելի է անտեսել և սիմվոլի ազդանշանը ներկայացնող արտահայտությունը կպարզենա՝

$$a_{k,m}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=0}^{N_c-1} c_k(n) p(t - nT_c): \quad (1.28)$$

ՕՖԴՄ-ում $c_k(n)$ ֆունկցիաները կոմպլեքս սինուսոիդներ են, որոնք ժամանակային հավասարեցման դեպքում իրար օրթոգոնալ են և տրվում են (1.29) արտահայտությամբ:

$$c_k(n) = \exp(j2\pi kn/K), \quad n = 0, \dots, N_{MB} - 1 \quad (1.29)$$

Վերջին արտահայտությամբ որոշվող կոմպլեքս ֆունկցիաները ունեն մեկ այլ կարևոր հատկություն ևս: $c_k(n)$ հաջորդականության շրջանային տեղափոխությունը համարժեք է սկզբնական հաջորդականությանը փոփային շեղում ավելացնելուն (1.30):

$$\begin{aligned} c_k(n-l) &= \exp\left(\frac{j2\pi k[n-l]}{K}\right) = \exp\left(-\frac{j2\pi kl}{K}\right) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{K}\right) = \\ &= \exp(-j2\pi kl/K) c_k(n) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Այս հատկության շնորհիվ շրջանային տեղափոխությունից հետո $c_k(n)$ հաջորդականությունները մնում են մեկը մյուսին օրթոգոնալ:

Ցիկլիկ ներդիրի օգտագործումից և որոշակի ընդունված դիսկրետների անտեսումից հետո OFDM սիմվոլի միմյանցից ժամանակային շեղված տարբերակները

կարելի է դիտարկել որպես սիմվոլի շրջանային տեղափոխություն: Այս հատկությունը հնարավորություն է տալիս պահպանել ենթակրողների օրթոգոնալությունը դիսպերսիվ կապուղով հաղորդման դեպքում և խուսափել միջսիմվոլային ինտերֆերենցից [27,28]: Ցիկլիկ ներդիր հնարավոր է ունենալ նաև կոդային և ժամանակային տարանջատմամբ համակարգերում: Որպես օրինակ կարելի է դիտարկել LTE (Long Term Evolution) ցանցերում վերբեռնման ուղղությամբ կիրառվող կապի տեխնոլոգիան [29]:

Ընդունիչի կողմից ընդունված ազդանշանը մոդելավորելու համար (1.21)-ը անհրաժեշտ է ընդլայնել, հաշվի առնելով որ յուրաքանչյուր ենթակրող ունի կապուղու փոխանցման իր գործակիցը և որոշակի գումարային, սպիտակ գառայան աղմուկ (1.31)¹

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{g}_l x(t - \tau_l) + \mathbf{n}(t), \quad (1.31)$$

որտեղ \mathbf{g}_l -ը փոխանցման գործակիցների զանգված է և նրանում ամեն ենթակրողի համապատասխանում է մեկ տարր, $\mathbf{n}(t)$ -ն գումարային աղմուկի տարրերի զանգվածն է:

Արտահայտություն (1.24)-ը տեղադրելով (1.31)-ում կստացվի բազմակրող ընդունված ազդանշանը նկարագրող մոդել՝

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{E_s(k)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \mathbf{h}_{k,m}(t - mT) s_k(m) + \mathbf{n}(t): \quad (1.32)$$

1.5. Հինգերորդ սերնդի բջջային կապի համակարգերում մոդուլյացիայի եղանակներին առաջադրվող պահանջները

ՀՍՏ-ում մոդուլյացիայի եղանակի օպտիմալ ընտրությունը կախված է մի շարք գործոններից, որոնցից են ռադիոկապուղու պարամետրերը (տես §1.4.) և ազդանշանի հաղորդման համար կիրառվող տեխնոլոգիաները: Մոդուլյացիայի եղանակը և հաղորդման տեխնոլոգիան հաճախ դիտարկվում են միասնաբար, քանի որ որոշ տեխնոլոգիաների կիրառման դեպքում որոշ տեսակի մոդուլյացիաներ հնարավոր չեն օգտագործել (OFDM-ի կոհերենտ հաղորդման և ընդունման դեպքում հնարավոր չեն

օգտագործել ենթակրողների հաճախային մոդուլացիա): Այս պատճառով, ուսումնասիրվող հաղորդման տեխնոլոգիաները և մոդուլացիայի եղանակները այսուհետ դիտարկենք միասնաբար և հաճախ մոդուլացիայի անվան տակ կհասկանանք այս երկուսի համադրությունը [30]:

Լավագույն մոդուլացման եղանակը պետք է բավարարի հետևյալ պահանջներին:

- Ունենա առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության փոքր գործակից (PAPR, Peak to average power ratio): Ռադիոհաղորդչի ելքային հզորության ուժեղարարը սպառում է բավականին մեծ քանակի էներգիա և նրա ՕԳԳ-ն մեծապես կախված է հաղորդվող ազդանշանի PAPR-ից [31]: Որքան մեծ է PAPR-ը, այնքան փոքր է ուժեղարարի ՕԳԳ-ն և համապատասխանաբար փոքր է հաղորդիչ համակարգի էներգաարդյունավետությունը [32]: Այս պարամետրը հատկապես կարևոր է բաժանորդային սարքավորումների համար, քանի որ նրանք սնուցվում են մարտկոցներից և պետք է աշխատեն որքան հնարավոր է երկար:
- Ունենա բարձր սպեկտրալ արդյունավետություն (տես §1.2.):
- Ունենա կապուղու ժամանակային օգտագործման բարձր արդյունավետություն: Ցիկլիկ ներդիրի օգտագործումը հնարավորություն է տալիս օգտագործել ազդանշանի հաճախային հավասարեցում, սակայն նվազեցնում է օգտակար տեղեկատվության հաղորդման ժամանակահատվածը:
- Կարողանա օգտագործել կտրտված հաճախային սպեկտրը և ունենա աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ցածր ճառագայթում: Հեռուստահեռարձակմանը հատկացված հաճախային սպեկտրում առկա են բազմաթիվ չօգտագործվող հաճախաշերտեր [33]: Այս ազատ հաճախաշերտերը հնարավոր է օգտագործել բջջային կապում, սակայն անհրաժեշտ է որպեսզի բջջային կապի հաղորդիչները չստեղծեն ինտերֆերենց հարակից կապուղիների վրա: Այս հատկությունը սովորաբար բնութագրվում է հարևան ուղու ներծծման գործակցով (Adjacent Channel Leakage Ratio, ACLR), իսկ համեմատական վերլուծության համար օգտագործվում է սպեկտրների համեմատություն:

- Ունենա փոքր իրագործման բարդություն: Բարդ իրագործվող մոդուլացիայի եղանակը բերում է սարքավորման ազդանշանի թվային մշակման բլոկի էներգասպառման մեծացմանը, սարքավորման ինքնարժեքի և չափերի մեծացմանը: Թվարկված երեք ազդեցություններն էլ անցանկալի են:
- Որոշակի ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում ապահովի բիթային սխալի հավանականության որքան հնարավոր է փոքր արժեք:
- Ունենա բաժանորդներին ռեսուլսների տրամադրման ճկունություն և բազմակի մուտքի տեխնոլոգիայի բարձր արդյունավետություն:
- Համատեղելի լինի MIMO տեխնոլոգիայի հետ: Արդեն նշվել է (տես §1.3.), որ MIMO տեխնոլոգիան մեծ դեր է ունենալու բջջային կապի հետագա զարգացման ընթացքում, այդ իսկ պատճառով MIMO տեխնոլոգիայի հետ համատեղելիությունը կարևոր պայման է:
- Ապահովի բարձր կարգի մոդուլացիաների օգտագործման հնարավորություն: Արագտիվ մոդուլացիայի եղանակների համարությունը աղմկակայուն կոդավորման տեխնոլոգիաների հետ հնարավորություն է տալիս հնարավորինս մոտենալ կապուղով տեղեկատվության հաղորդման Շենոնի սահմանին:
- Տեխնոլոգիան պետք է լինի հասուն: Շատ կարևոր է որպեսզի տեխնոլոգիան լինի հասուն և հնարավոր լինի նրան արագ ներդնել և կիրառել:

1.6. Խնդրի դրվածքը

Ատենախոսության նպատակն է հետազոտել առաջադեմ մոդուլացիայի եղանակները և առաջարկել ՀՍՑ-ի պահանջներին բավարարող ազդանշանի մոդուլացիայի եղանակ: Առավել նախընտրելի հատկություններ ունեցող եղանակի կիրառմամբ մշակել հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ և առաջարկել մոդուլացիայի եղանակի, հաղորդման տեխնոլոգիայի և ընդհանուր համակարգի այլունավետության և մատուցվող ծառայությունների որակի բարձրացման միջոցներ:

Առաջադրված նպատակն իրագործելու համար լուծվել են ստորև թվարկված խնդիրները:

1. Ուսումնասիրվել են ՀՍՅ-ին ներկայացվող հիմնական պահանջները և հիմնավորվել է ՀՍՅ-ի մշակման անհրաժեշտությունը:
2. Ուսումնասիրվել են թվային կապի համակարգերում մոդուլացման սկզբունքները և բերվել է թվային կապի համակարգի մաթեմատիկական մոդելը:
3. Հստակեցվել են ՀՍՅ-ում մոդուլյացիայի եղանակներին և հաղորդման տեխնոլոգիաներին ներկայացվող պահանջները, որոնք և որոշում են նրանց գնահատման չափանիշները:
4. Հստակեցվել են պահանջվող հաճախաշերտի լայնությունը և հնարավոր աշխատանքային հաճախությունները: Ուսումնասիրվել են այդ հաճախությունների համար արդեն առկա և դեռ մշակման մեջ գտնվող կապուղու մոդելները: Մեկնաբանվել է եթերային կապուղով հաղորդված ռադիոազդանշանի հզորության ժամանակային բաշխվածության կախվածությունը ազդանշանի կրող հաճախությունից:
5. Հետազոտվել են համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում ՀՍՅ-ում հնարավոր կիրառման համար նշված հաճախաշերտերում ռադիոկապուղու պարամետրերը և նշվել են բջջի համեմատաբար մեծ ծածկույթ ապահովող հաճախությունները:
6. Ելնելով հաղորդման տեխնոլոգիաներին ներկայացվող պահանջներից կատարվել է առաջադեմ հաղորդման տեխնոլոգիաների համեմատական վերլուծություն և առանձնացվել է ՀՍՅ-ի պահանջները առավելագույնս բավարարող եղանակը:
7. Առաջարկված հաղորդման տեխնոլոգիայի և նրա հետ համատեղելի մոդուլացման եղանակների կիրառմամբ մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման վրա հիմնված հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ:
8. Առաջարկվել է OFDM-ի բարձր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման պատճառով առաջացող ինտերֆերենցից և էլեկտրամագնիսական համատեղելիության խնդիրներից խուսափելու եղանակ և հիմնավորվել է վերբեռնման ուղղությամբ հաղորդման տեխնոլոգիայի ադապտիվ ընտրության անհրաժեշտությունն ու հնարավորությունը:

9. Առաջարկվել է MU-MIMO և CP-OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ուղիղազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմ և ալգորիթմի կիրառմամբ մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ուղիղութափավորումների վրա հիմնված համակարգ: Մշակված համակարգի օգնությամբ ցուցադրվել է ալգորիթմի կիրառելիությունը և չափվել է անկյան որոշման ճշտությունը:

Եզրակացություններ 1-ին գլխի վերաբերյալ

- ՀՍՅ-ին ներկայացվող խիստ և տարատեսակ պահանջները թելադրում են ՀՍՅ-երի համեմատ ֆիզիկական մակարդակի, այդ թվում նաև մոդուլյացիայի եղանակի փոփոխությունների կամ շտկումների անհրաժեշտությունը:
- Վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ ֆիզիկական մակարդակի իրագործումը մեծապես կախված է ուղիղությունուն պարամետրերից, որն էլ իր հերթին կախված է օգտագործվող հաճախային տիրությունը: Հետագա աշխատանքում անհրաժեշտ է հստակեցնել հաճախային տիրությունը և կապուղու պարամետրերը:
- ՀՍՅ-ում մոդուլյացիայի եղանակին ներկայացվող պահանջները տարբեր են և հաճախ մեկը մյուսին հակասող: Այս հանգամանքը բարդացնում է օպտիմալ եղանակի ընտրությունը և եղանակների գնահատումը:
- Մոդուլյացիայի եղանակի պարամետրերը և արդյունավետությունը կախված են կիրառվող հաղորդման տեխնոլոգիայից: Մոդուլյացիայի եղանակը և հաղորդման տեխնոլոգիան անհրաժեշտ է դիտարկել միասնաբար:
- Հստակեցվել է ատենախոսության նպատակը և բերվել են առաջադրված խնդիրները, որոնք ատենախոսության ընթացքում անհրաժեշտ է լուծել:

**ԳԼՈՒԽ 2. ՀԻՆԳԵՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՑԱՆՑԵՐՈՒՄ ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ
ՀԱՃԱԽՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԵՎ ՌԱԴԻՈԿԱՊՈՒՂՈՒ ՊԱՐԱՄԵՏՐԵՐԻ
ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ**

**2.1. Հինգերորդ սերնդի ցանցերում աշխատանքային հաճախությունների
տիրույթի հետազոտում**

Մոդուլյացիայի եղանակի ընտրության համար անհրաժեշտ է ունենալ ռադիոկապուղու պարամետրերը: Նրանց հստակեցնելու համար՝ անհրաժեշտ է հստակեցնել ռադիոհաճախային սպեկտրի հաճախային տիրույթը, որը օգտագործելու է կապուղին:

Ներկա պահին 3GPP-ն (3rd generation partnership project) 2G-ի շահագործման համար առանձնացրել է 52 տարբեր լայնություն ունեցող հաճախաշերտեր, որոնք հիմնված են տարբեր պետությունների հատկացումների վրա և որոշ դեպքերում կարող են վերածածկվել (Հավելված 1.) [34]: Հավելված 1.-ից երևում է, որ առանձնացված հաճախաշերտերը միասին ներառում են մոտավորապես 1,5 ՄՀց չվերածածկվող ռադիոհաճախաշերտ:

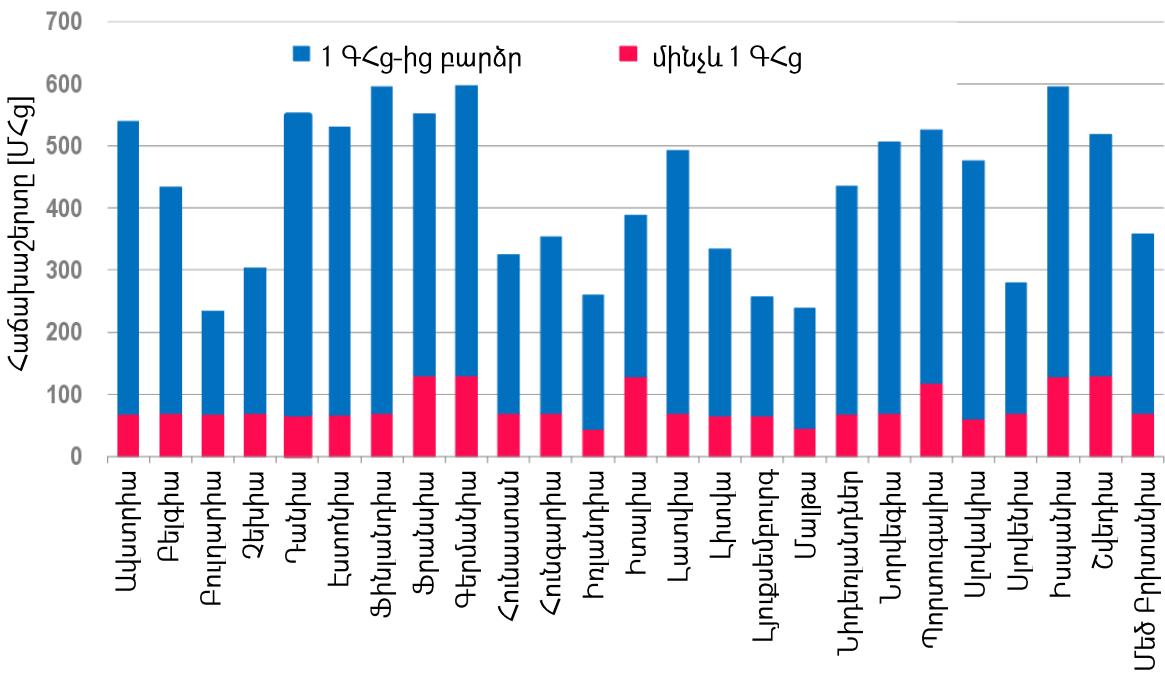
Սկզբնապես 2G-ում մեկ կրողը կարող էր ունենալ 1,4 ՄՀց-ից մինչև 20 ՄՀց ռադիոհաճախաշերտ: Հետագա զարգացումների արդյունքում առաջացավ կրողների միավորման (Carrier aggregation, CA) տեխնոլոգիան, որը հնարավորություն է տալիս մեծացնել 1 բաժանորդի կողմից օգտագործվող հաճախաշերտը: Ստանդարտում նշված են տարբեր հաճախային տիրույթում տեղակայված ավելի քան 100 կրողների համադրություններ, որոնց միավորման միջոցով հնարավոր է բաժանորդի օգտագործած հաճախաշերտը 20 ՄՀց-ից ընդլայնել մինչև 100 ՄՀց: 100 ՄՀց-ը համապատասխանում է առավելագույն 5 կրողների միավորման դեպքին: Կրողների միավորում հնարավոր է նաև հաճախային բաժանմամբ դուալեքսավորմամբ և ժամանակային բաժանմամբ դուալեքսավորմամբ հաճախաշերտերի միջև: Կրողների միավորումը կապի օպերատորներին հնարավորություն է տալիս կտրուկ մեծացնել օգտագործվող հաճախաշերտը, ցանցի թողունակությունը և կապի առավելագույն արագությունը: LTE ստանդարտի 13-րդ բացթողումից հետո կրողների միավորման միջոցով լիցենզավորված հաճախաշերտերի հետ միասին հնարավոր է օգտագործել

նաև լիցենզավորվող հաճախաշերտեր [34]: Այս հաճախաշերտերը գտնվում են 2,4 ԳՀz և 5 ԳՀz հաճախությունների տիրույթում և այժմ մասամբ օգտագործվում են տեղային կամ անձնական ցանցային տեխնոլոգիաների կողմից (Wi-Fi, Bluetooth):

Տարբեր երկրներում շարժական կապի համակարգերին հատկացվել են տարբեր լայնությամբ հաճախաշերտեր [35] և լիցենզավորված հաճախաշերտը տատանվում է 200 ՄՀz-ից 750 ՄՀz տիրույթում: Աշխարհի առաջատար տնտեսություններ ունեցող երկրներում բջջային կապի համակարգերին կատարված ռադիոհաճախաշերտերի հատկացումները բերված են Աղ. 2.1.-ում, իսկ Եվրոպական երկրներում հատկացումները բերված են Նկ. 2.1.-ում:

Հաճ. տիրույթը	ԵՄ	ԱՄՆ	Ճապոնիա	Ավստրալիա
700/800 ՄՀz	60 ՄՀz	70 ՄՀz	72 ՄՀz	90 ՄՀz
800/900 ՄՀz	70 ՄՀz	72 ՄՀz	115 ՄՀz	95 ՄՀz
1500 ՄՀz	չկա	չկա	97 ՄՀz	չկա
1800/1900 ՄՀz	150 ՄՀz	120 ՄՀz	210 ՄՀz	150 ՄՀz
2 ԳՀz	155 ՄՀz	90 ՄՀz	135 ՄՀz	140 ՄՀz
2,3 ԳՀz	չկա	25 ՄՀz	չկա	98 ՄՀz
2,6 ԳՀz	190 ՄՀz	194 ՄՀz	120 ՄՀz	140 ՄՀz
Այլ	չկա	23 ՄՀz	չկա	չկա
Ընդհանուր	625 ՄՀz	594 ՄՀz	749 ՄՀz	713 ՄՀz

Աղ. 2.1. Աշխարհի առաջատար տնտեսություններում բջջային կապի համակարգերին ռադիոհաճախաշերտերի հատկացումները [35]



Նկ. 2.1. Եվրոպական երկրներում բջջային կապի համակարգերին ռադիոհաճախաշերտերի հատկացումները [35]

ՀՍՑ-ը կարող են օգտվել ՀՍՑ-ի համար լիցենզավորված հաճախաշերտերից և կիրառվող տեխնոլոգիաներից: Սակայն ՀՍՑ-ին ներկայացվող հուսալիության, թողունակության, տվյալների հաղորդման առավելագույն արագության, ցանցի ռեսուրսներից օգտվող սարքավորումների խտության և ժամանակային հապաղման պահանջները ավելի խիստ են քան ՀՍՑ-ին ներկայացվողները, այդ պատճառով ՀՍՑ-երը կպահանջեն ավելի լայն հաճախաշերտ: ITU-R-ի գնահատմամբ մինչև 2020թ.-ը բջջային կապի համակարգերը բաժանորդների խտությունից կախված կպահանջեն 1340...1960 ՄՇց հաճախաշերտ, առանց ներկա դրությամբ մատուցվող բջջային կապի ծառայությունների որակի լուրջ փոփոխությունների [36,37]: Նկատի ունենալով ցանցի թողունակության և օգտագործողներին հասանելի տվյալների հաղորդման արագության բազմապատիկ անգամ ավելացումը ՀՍՑ-ը կպահանջեն շատ ավելի լայն հաճախաշերտ: Մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթում, որը ներկա ՀՍՑ-ը օգտագործում է, հաճախային սպեկտրի ընդլայնումը հնարավոր է արդեն օգտագործվող հաճախաշերտերի վերալիցենզավորման և չլիցենզավորվող հաճախաշերտերի ավելի լայն օգտագործման շնորհիվ: Մինչև 6 ԳՀց հաճախային

տիրույթը բավականին զբաղված է և լայն հաճախաշերտեր ազատել և լիցենզավորել հնարավոր չեն [38], իսկ բարձր կապի որակ ապահովվելու համար անհրաժեշտ է ունենալ լիցենզավորված ֆիքսված հաճախաշերտ: Մասնակիորեն վերալիցենզավորել հնարավոր է եթերային հեռուստատեսությանը հատկացված 470...862 ՄՀց հաճախային տիրույթը, որը անալոգային ստանդարտներից թվային ստանդարտների անցումից հետո օգտագործվում է ոչ լիարժեք [38]:

Այս բոլոր հատկացումները որոշակիորեն ավելացնում են կիրառելի հաճախաշերտը, սակայն չեն կարող բավարարել ՀՍՑ-ի պահանջարկը, որը ըստ METIS հետազոտական նախագծի գնահատման, կախված բաժանորդների խտությունից, կազմում է 1...3 ԳՀց [39]: Առավել լայն հաճախաշերտ պահանջում է լայնաշերտ կապի տրամադրումը, իսկ հաճախային սպեկտրի նկատմամբ կիրառման մյուս երկու սցենարների պահանջները մեծ չեն: Անհրաժեշտ հաճախաշերտի պահանջը բավարարելու համար պետք է օգտագործվեն այլ հաճախաշերտեր, որոնք գտնվում են 6 ԳՀց-ից ավելի բարձր հաճախությունների վրա:

Մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթում տեղակայված կապույիները լավ ուսումնասիրված և մոդելավորված են: Առկա մոդելներից են՝ ITU-R IMT-Advanced [40], 3GPP SCM [41], 3GPP 3D [42], 3GPP D2D [43], IEEE P802.11 TGn [44]:

6 ԳՀց-ից բարձր հաճախությունների համար կապույտու մոդելների մշակման համար ընթանում են ինտենսիվ աշխատանքներ՝ 3GPP 0,5...100 GHz [45], mmMAGIC [46]:

2015թ.-ին կայացած համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում (World radio conference 2015, WRC-15), անդամ երկրների միջև համաձայնություն է ձեռք բերվել ուսումնասիրել 24,25...27,5 ԳՀց, 31,8...33,4 ԳՀց, 37...40,5 ԳՀց, 42,5...43,5 ԳՀց, 45,5...47,2 ԳՀց, 50,4...52,6 ԳՀց, 66...76 ԳՀց և 81...86 ԳՀց հաճախաշերտերը ՀՍՑ-ին հատկացնելու հնարավորությունները: Հատկացման վերաբերյալ վերջնական որոշում կկայացվի հաջորդ համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի ընթացքում, որը տեղի է ունենալու 2019թ.-ին:

ՀՍՑ-ում սանտիմետրային և միլիմետրային ռադիոալիքների տիրույթի օգտագործումը հնարավորություն կտա բավարարել ռադիոհաճախաշերտի

պահանջարկը և լրացուցիչ հաճախային ռեսուրսներ ապահովել հետագա զարգացումների համար:

2.2. Սանտիմետրային և միլիմետրային ռադիոկապուղու պարամետրերի վերլուծություն և առավել նպատակահարմար հաճախությունների տիրույթի ընտրություն

Հաշվի առնելով 2015թ.-ին կայացած համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում առաջարկված հաճախաշերտերը, հետազոտենք այդ հաճախաշերտերում կապուղու պարամետրերը և կատարենք հաճախաշերտերի նպատակահարմարության համեմատական վերլուծություն [47]:

Սանտիմետրային և միլիմետրային ալիքների տիրույթում, ինչպես և մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթում, էլեկտրամագնիսական ալիքների վրա ազդող տարբեր գործոնները կարելի են դասակարգել ըստ անդրադարձման, դիֆրակցման և ցրման [48,49]:

Թվարկված երևույթներով պայմանավորված՝ ազդանշանի մարումը կարելի է բաժանել լայնամասշտաբ մարման և փոքրամասշտաբ մարման: Լայնամասշտաբ մարման դեպքում տեսական և փորձնական մոդելները ցույց են տալիս, որ ընդունվող ազդանշանի մակարդակը, ընդունիչի և հաղորդիչի միջև եղած հեռավորությունից կախված նվազում է լոգարիթմական կախվածությամբ, անկախ նրանից, թե կապուղին տեղակայված է շինության մեջ, թե շինությունից դուրս: Լայնամասշտաբ մարման դեպքում կապուղում կորուստների միջին արժեքը (α), կամայական հաղորդիչ-ընդունիչ հեռավորության դեպքում, կարելի է բնութագրել (2.1) հայտնի արտահայտությամբ՝

$$\alpha \sim \left(\frac{d}{d_0} \right)^n, \quad (2.1)$$

կամ արտահայտված դեցիբելներով՝

$$\alpha(\eta\mathcal{P}) = \alpha(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right), \quad (2.2)$$

որտեղ n -ը կապուղու հատկություններից կախված պարամետր է, d_0 -ն հաղորդչի և հաղորդչին շատ մոտ գտնվող որևէ կետի միջև հեռավորությունը, d -ն հաղորդչի և

ընդունիչի միջև հեռավորությունը: (2.1) և (2.2) արտահայտություններով որոշվում է կապուղում կորուստների միջին մակարդակը տարածության կամայական կետի համար:

Բանաձև (2.2)-ում հաշվի առնված չէ, որ շրջակա միջավայրի առարկաների դասավորվածությունից կախված՝ միևնույն հաղորդիչ-ընդունիչ հեռավորության դեպքում ընդունված ազդանշանի մակարդակը կարող է խիստ տարբերվել բանաձևով որոշվող միջին արժեքից: Այս երևոյթը կոչվում է ստվերացում: Զափումները ցույց են տվել, որ կապուղում կորուստները d -ի որոշակի արժեքի դեպքում պատահական են և լոգարիթմական հաշվարկման համակարգում ունեն O միջին արժեքով նորմալ բաշխվածություն [50,51]: Դա հաշվի առնելով՝ (2.2)-ը կարելի է գրել հետևյալ կերպ՝

$$\alpha(\eta F) = \alpha(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma: \quad (2.3)$$

Քանի որ ստվերացումն ունի պատահական բնույթ, հավանականությունը, որ ընդունման կետում ընդունող ազդանշանի հզորությունը կգերազանցի որոշակի β արժեքը, կարելի է որոշել (2.4) արտահայտությամբ՝

$$Pb(P(d) > \beta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-\frac{x^2}{2}} dx, \quad (2.4)$$

որտեղ

$$z = \frac{\beta - P(d)_{\eta F}}{\sigma},$$

σ-ն մարման արժեքի միջին քառակուսային շեղումն է և կախված է միջավայրի պարամետրերից:

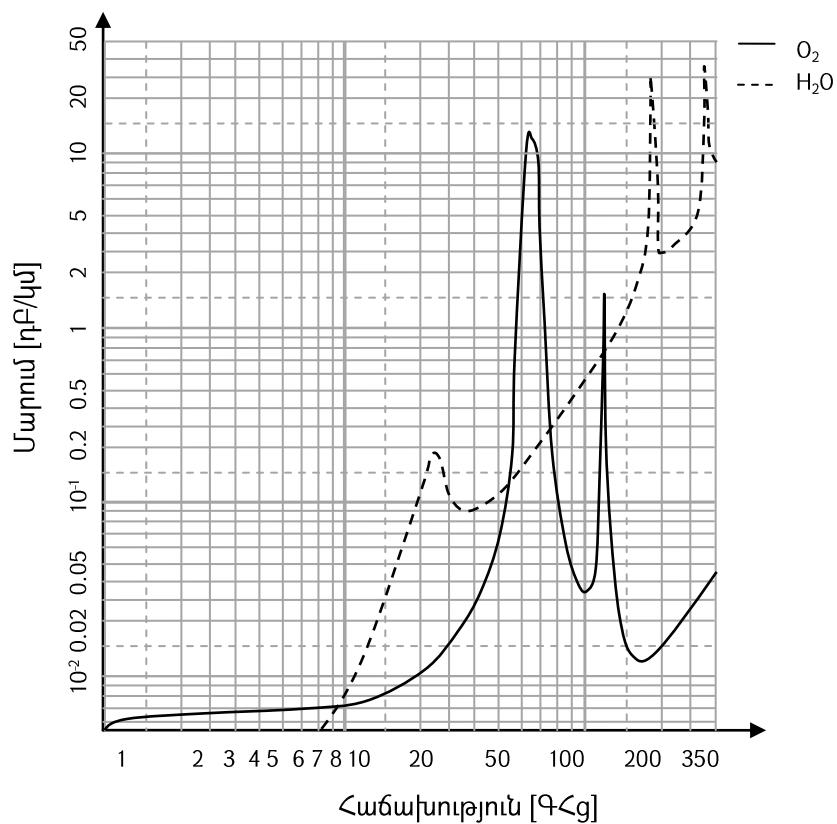
Ազդանշանի մարումը (ըստ լարման) ազատ տարածությունում կարելի է նկարագրել (2.5) արտահայտությամբ՝

$$\alpha(\eta F) = 20 \log(f) + 20 \log(d): \quad (2.5)$$

Փոքրամասշտաբ մարումը նկատվում է այն դեպքում, երբ ընդունվող ազդանշանի հզորությունը կրում է արագ փոփոխություններ շատ փոքր ժամանակահատվածում կամ շատ փոքր տեղափոխությունների դեպքում ($d \sim \lambda$): Փոքրամասշտաբ մարումը պայմանավորված է հաղորդված ազդանշանի երկու տարբերակների միջև ինտերֆերենցով և շարժմամբ պայմանավորված դոպլերյան շեղումով:

Ի տարբերություն մետրային ալիքների տիրույթի, որտեղ կորուստները հիմնականում պայմանավորված են ազատ տարածությունում ռադիոալիքների մարմամբ, միլիմետրային ալիքների տիրույթում առաջանում են լրացուցիչ կորուստներ՝ պայմանավորված մթնոլորտային գագերի կլանմամբ և ջրային կաթիլների ցրմամբ:

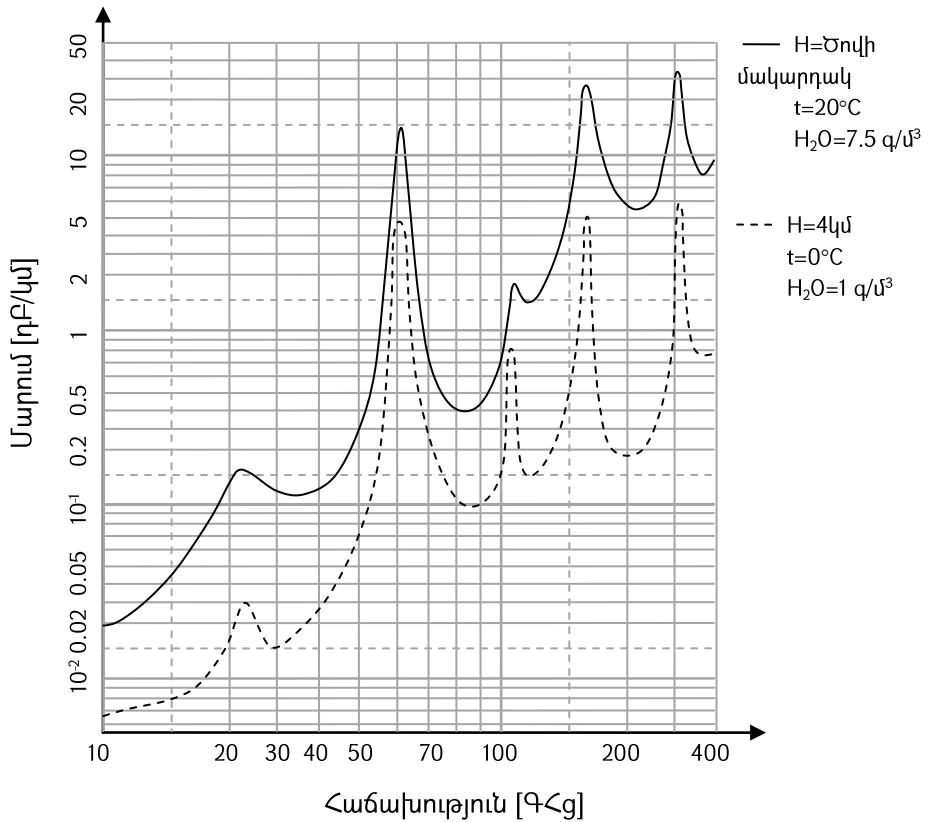
Որոշ հաճախությունների վրա գագերով պայմանավորված կորուստները բավականին մեծ են: Այս հաճախությունները սովորաբար համընկնում են գազի մոլեկուլների ռեզոնանսային հաճախությունների հետ: Թթվածնի և ջրի մոլեկուլներով պայմանավորված կլանումները բերված են Նկ. 2.2.-ում [52]:



Նկ. 2.2. Թթվածնի և ջրի մոլեկուլներով պայմանավորված մարումներ

Ջրի մոլեկուլներն ունեն մեծ կլանում 24 ԳՀg, 180 ԳՀg և 330 ԳՀg, իսկ թթվածնի մոլեկուլները 60 ԳՀg և 120 ԳՀg հաճախությունների վրա: Այս հաճախությունները հնարավորություն են տալիս առավելագույնս վերօգտագործել հաճախությունները փոքր հեռավորությունների վրա, սակայն ՀՍՑ-ում անհրաժեշտ է ապահովել որքան հնարավոր է մեծ ծածկույթ, և այս հաճախությունները կիրառելի չեն:

Մթնոլորտում կորուստների գոմարային կորը բերված է Նկ. 2.3.-ում:

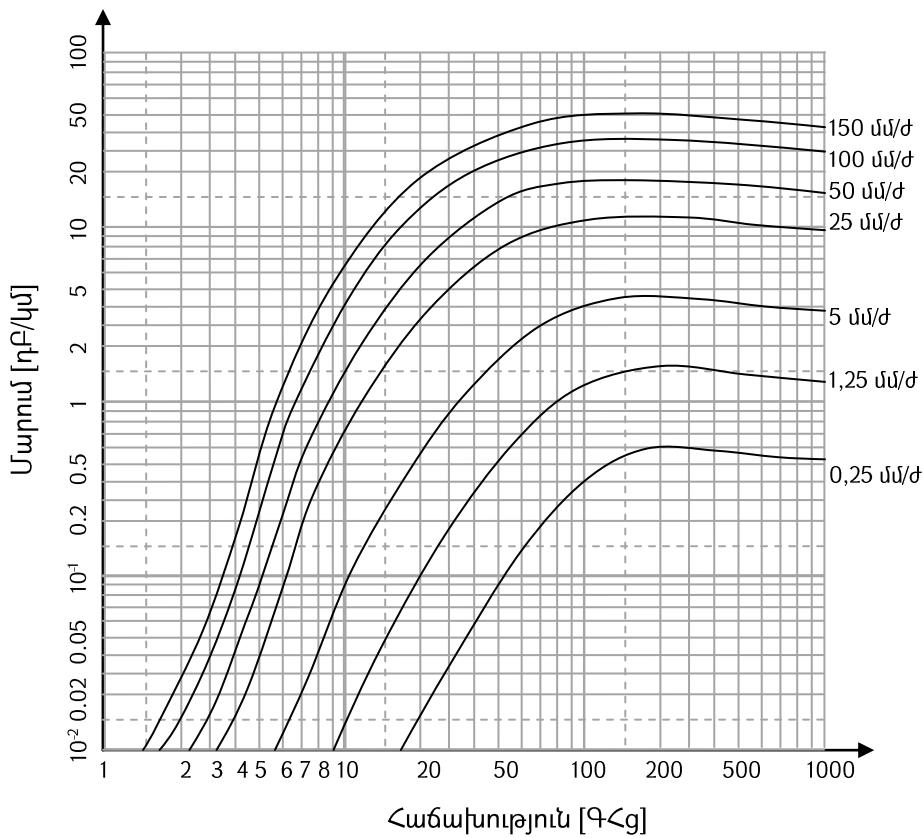


Նկ. 2.3. Մթնոլորտում ռադիոազդանշանի մարման կորերը

Կորից ակնհայտ է դառնում, որ մթնոլորտում համեմատաբար փոքր մարում ունեն $10\ldots 20 \text{ ԳՀց}$, $25\ldots 40 \text{ ԳՀց}$ և $70\ldots 100 \text{ ԳՀց}$ միջակայքերը: Հաշվի առնելով փոքր մարումները, այս հաճախությունները հնարավոր է կիրառել ՀՍՑ-ում:

Միլիմետրային ալիքների տարածումը ենթակա է նաև անձրևի ազդեցությանը: Անձրևի կաթիլները մոտավորապես ալիքի երկարության կարգի են և դրա հետևանքով հարուցում են տարածվող ռադիոալիքի ցրում: Նկ. 2.4.-ում պատկերված է ռադիոալիքների մարման կախվածությունը անձրևի ինտենսիվությունից [48,53]:

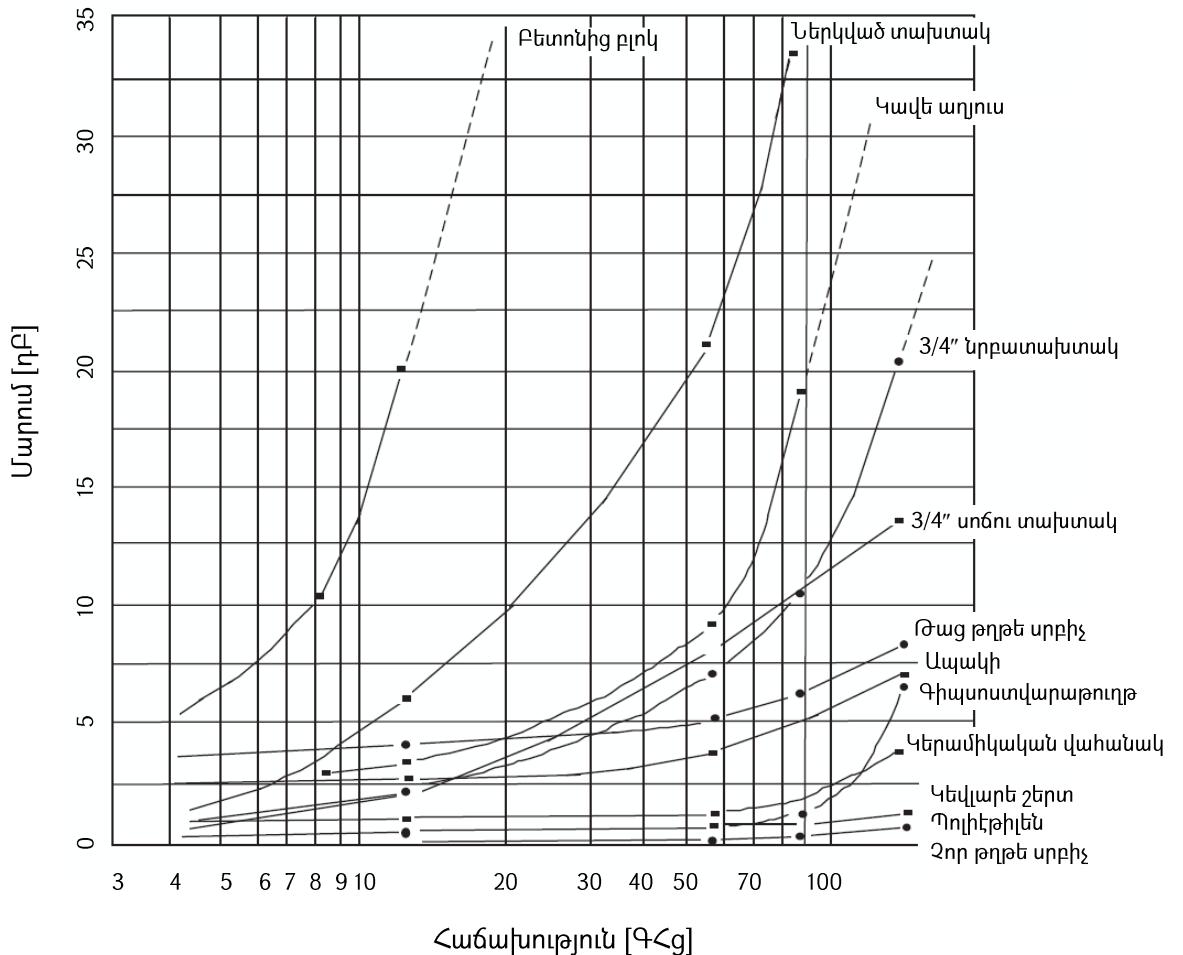
Գրաֆիկներից հետևում է, որ անձրևի ինտենսիվության մեծացումը հանգեցնում է մարումների մեծացմանը: Հաճախության աճի հետ մարումները նույնաբես աճում են մինչև որոշակի արժեք, որից հետո աստիճանաբար սկսում են նվազել: Այսպիսով, կարելի է պնդել, որ տեղումների առկայության դեպքում ցածր հաճախությունները ավելի ցանկալի են օգտագործման համար, քան բարձր հաճախությունները:



Նկ. 2.4. Ռադիոալիքների մարման կախվածությունը անձրևի ինտենսիվությունից

Հաշվի առնելով մթնոլորտի գազերով և անձրևով պայմանավորված մարումները՝ ՀՍՑ-ում ավելի նախընտրելի են համարվում համեմատաբար ցածր հաճախությունները (մինչև 20 ԳՀց):

Ուղղակի տեսանելիության կապուղիների դեպքում ռադիոազդանշանը հիմնականում մարում է տարածման և մթնոլորտային կլանումների շնորհիվ: Այն դեպքում, եթե բաժանորդային սարքավորումը գտնվում է շինությունում, ավտոմեքենայում կամ ինչ որ ստվերացում առաջացնող առարկայի ետևում, առաջանում են լրացուցիչ կորուստներ պայմանավորված պատերով, ապակու կամ այլ նյութերի միջով անցնելիս ռադիոազդանշանի մարմամբ: Այս լրացուցիչ կորուստները նույնպես մեծապես կախված են ռադիոազդանշանի հաճախությունից [54]:



Նկ. 2.5. Տարբեր նյութերում ռադիոազդանշանի մարման կախվածությունը հաճախությունից [54]

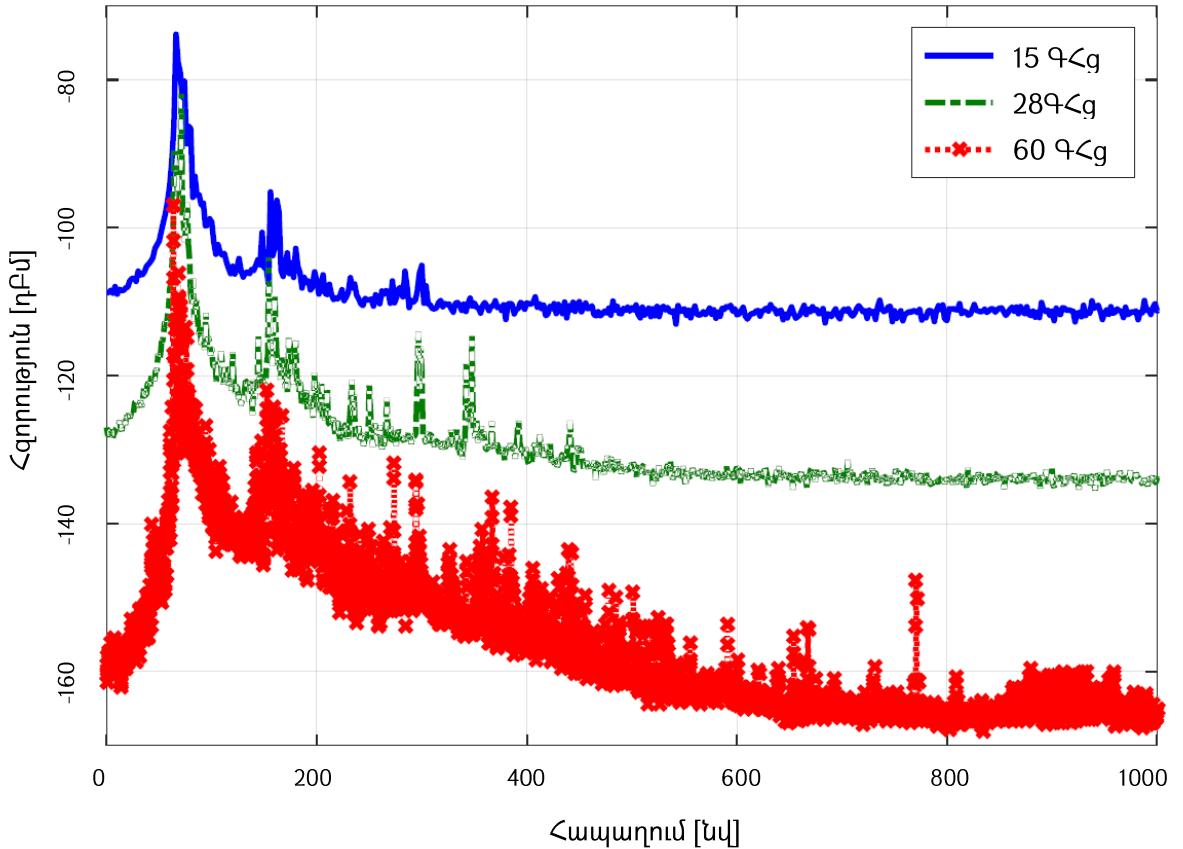
3GPP 3D [42] մոդելի համաձայն, 2 ԳՀց կրող հաճախության դեպքում միջինացված ներթափանցման կորուստները կազմում են 20 դԲ: Բերված կախվածություններից ակնհայտ է դառնում, որ կախված կրող հաճախությունից ռադիոազդանշանի ներթափանցումով պայմանավորված մարումները մինչև տասնյակ դԲ-ով կարող են ավելանալ:

Հաշվի առնելով տարբեր նյութերում ռադիոազդանշանի մարման կախվածությունը հաճախությունից, ռադիոալիքների մարման կախվածությունը անձրևի ինտենսիվությունից և Նկ. 2.3.-ում բերված մթնոլորտում ռադիոազդանշանների մարման կորը, համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում առաջարկված հաճախաշերտերից կարելի է առանձնացնել հետևյալ նախապատվություն ունեցող հաճախաշերտեր՝ 24,25...27,5 ԳՀց, 31,8...33,4 ԳՀց,

37...40,5 ԳՀց, 42,5...43,5 ԳՀց: Այս հաճախաշերտերը նախընտրելի են համեմատաբար լավ տարածման հատկությունների շնորհիվ: Բաժանորդային մեծ խտություն ունեցող հատվածներում (իրապարակներ, մարզադաշտեր), որտեղ լայն հաճախաշերտերի կարիք կա, նպատակահարմար են նաև լայն հաճախաշերտեր ապահովվող 66...76 ԳՀց, 81...86 ԳՀց միջակայքերը:

Կապուղու կարևոր պարամետր է նաև կապուղով տարածվող ռադիոազդանշանի ժամանակային դիսպերսիան: Հաճախային հավասարեցման համակարգերում ժամանակային ցրման (delay spread) արժեքից է կախված ցիկլիկ ներդիրի տևողությունը: Ժամանակային հավասարեցման համակարգերում նույն պարամետրից է կախված վերջավոր իմպուլսային բնութագրով թվային զտիչի ճյուղերի քանակը կամ հավասարեցուցիչի բարդությունը:

Որոշ աշխատանքներում [55] նշված է, որ ռադիոազդանշանի կրող հաճախության մեծացումը բերում է ժամանակային ցրման արժեքի ակնհայտ փոփրացման: Սակայն mmMAGIC գիտահետազոտական նախագծի ընթացքում ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ ժամանակային ցրման չափումը մեծապես կախված է չափիչ սարքավորման դինամիկ տիրույթից [56]: Սարքավորման չափաբերումից և կոմպլեքս ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրի հավասարեցումից հետո, բոլոր հաճախային տիրույթներում չափումները տալիս են մոտավորապես նույն արդյունքը և հաճախությունից կախվածություն չի դիտարկվում: 15, 28 և 60 ԳՀց կրող հաճախությունների դեպքում չափված ժամանակային հապաղման կորերը բերված են Նկ. 2.6.-ում:



Նկ. 2.6. Ընդունված ռադիոազդանշանի հզրության ժամանակային բաշխվածությունը 15, 28 և 60 ԳՀց կրող հաճախությունների դեպքում [56]

Երևոյթը կարելի է բնութագրել հետևյալ կերպ: Ռադիոազդանշանի ժամանակային ցրումը հիմնականում պայմանավորված է տարբեր խոչնշուտներից ազդանշանի անդրադարձումից: Անկախ կրող հաճախությունից միջավայրերի բաժանման սահմանում անդրադարձում տեղի կունենա և կրիտվի միևնույն բազմաճառագայթ տարածումը: Հաճախությունից կախված տարբեր կլինեն միայն մարումները և անդրադարձման գործակիցները: Բարձր հաճախությամբ ազդանշանի մեծ մարումները և փոքր անդրադարձման գործակիցները հիմնականում կազմեն բազմաթիվ անգամ անդրադարձ ճառագայթների վրա, որը համապատասխանում է ռադիոազդանշանի հզրության ժամանակային բաշխվածության կորի մեծ հապաղում ունեցող հատվածին: Իրական եթերային կապուղում որքան մեծ է ժամանակային հապաղումը, այդքան երկար ճանապարհ է անցել ռադիոազդանշանը և հավանաբար այդքան շատ անդրադարձումներ են տեղի ունեցել:

Կորի նշված հատվածը մեծ մարումների պատճառով կունենա ավելի կտրուկ անկում, սակայն կորի ձևը էականորեն չի փոխվի: Աղմուկով սահմանափակված համակարգերում, որոշակի մեծ ժամանակային հապաղում ունեցող ռադիոազդանշանի բաղկացուցիչներ չափելի չեն լինի, որի պատճառով որոշակիորեն կփոքրանա ժամանակային ցրման միջին քառակուսային արժեքը և առավելագույն չափելի հապաղումը:

Ժամանակային հապաղման վրա էապես կարող է ազդել անտենային զանգվածի կողմից ուղղվածության դիագրամի ձևավորումը: Անտենային զանգվածի միջոցով ուղղվածության դիագրամի ձևավորումը իրեն դրսևորում է որպես ճառագայթների անկյունային գտիչ: Բարձր ընդունման գործակցի համապատասխանող անկյան տակ ընկնող ռադիոալիքի ճառագայթներ ընդունվում են առանց մեծ մարումների, իսկ ցածր ընդունման գործակցի համապատասխանող անկյուններից ընկնող ճառագայթները մարվում են: Այս երևույթը կբերի ժամանակային հապաղման կորի ձևի կտրուկ փոփոխությունների, որի արդյունքում ժամանակային ցրման միջին քառակուսային արժեքը կտրուկ կնվազի: Սակայն կինեն իրավիճակներ, երբ կրկին կդիտվի ժամանակային ցրման մեծ արժեք:

Կարևոր պարամետր է նաև ընդունվող ռադիոազդանշանի ճառագայթների անկյունային բաշխվածությունը: Վերը նշվածից կարելի է եզրակացնել, որ բարձր հաճախություններում ճառագայթների անկյունային բաշխվածությունում էական փոփոխություններ չեն լինի:

Համադրելով վերը բերված արդյունքները կարելի է եզրակացնել, որ 6 ԳՀց-ից բարձր հաճախային տիրույթի ռադիոալիքները մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթի ալիքների համեմատ ունեն ավելի վատ տարածման պարամետրեր, իսկ ժամանակային դիսպերսիայի արժեքը շատ քիչ է տարբերվում: Յաջր հաճախությունների վրա ՀՍՑ-ի իրագործումը կապահովվի ավելի լայն ծածկույթ և բազային կայանների ոչ մեծ խտություն, որը նվազ կպահի ցանցի շահագործման ծախսերը: Հաճախության մեծացման հետ բջիջ չափսերը կփոքրանան և արդեն համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի մասնակիցների կողմից քննարկվող հաճախաշերտերում բազմաթիվ անգամ փոքր կինեն ներկա ցանցային բջիջների չափսերից: Բջջի

չափսերի փոքրացումը կսահմանափակի բարձր հաճախությունների օգտագործումը և նրանց նպատակահարմար կլինի կիրառել ցածր հաճախությունների հետ համատեղ, միայն խիտ բնակեցված հատվածներում:

Եզրակացություններ 2-րդ գլխի վերաբերյալ

- 1.ՀՍՑ-ն կպահանջի 1...3 ԳՀց հաճախաշերտ, որը մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթում հատկացնել հնարավոր չէ: Անհրաժեշտ հաճախաշերտը հնարավոր է ապահովել ավելի բարձր հաճախությունների հատկացումների դեպքում:
- 2.Մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթի կապուղիները լավ ուսումնասիրված և մոդելավորված են: Հայտնի մոդելներից են՝ ITU-R IMT-Advanced [40], 3GPP SCM [41], 3GPP 3D [42], 3GPP D2D [43], IEEE P802.11 TGn [44]:
- 3.6 ԳՀց-hg բարձր հաճախությունների համար կապուղու մոդելների մշակման ուղղությամբ տարվում են ինտենսիվ աշխատանքներ՝ 3GPP 0,5...100 GHz [45] , mmMAGIC [46]:
- 4.Հաճախության մեծացման հետ ազդանշանի ներթափանցման ժամանակ առաջացող կորուստները մեծանում են:
- 5.Մթնոլորտում ռադիոազդանշանները հիմնականում կլանվում են թթվածնի և ջոհ մոլեկուլների կողմից: Մարումը համեմատաբար փոքր է մինչև 20 ԳՀց և 25...40 ԳՀց հաճախային տիրույթում:
- 6.Կապուղում ռադիոազդանշանի ժամանակային դիսպերսիան շատ քիչ է կախված հաճախությունից:
- 7.Համաշխարհային ռադիոգիտաժողովի շրջանակներում ՀՍՑ-ում հնարավոր կիրառման համար նշված սանտիմետրային և միլիմետրային տիրույթի հաճախաշերտերից առավել մեծ ծածկույթ հնարավոր է ապահովել հնարավորինս ցածր հաճախությունների վրա (24,25...27,5 ԳՀց, 31,8...33,4 ԳՀց, 37...40,5 ԳՀց):
- 8.Հաճախության մեծացման հետ բջիջների չափսերը կփոքրանան և սանտիմետրային, միլիմետրային ալիքները առավել նպատակահարմար կլինի օգտագործել խիտ բնակեցված հատվածներում:

ԳԼՈՒԽ 3. ԱՌԱՋԱԴԵՄ ՄՈԴՈՒԼԱՑԻԱՅԻ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄ ԵՎ ՀՍՑ-ՈՒՄ ՄՈԴՈՒԼԱՑԻԱՅԻ ԵՂԱՆԱԿՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄ

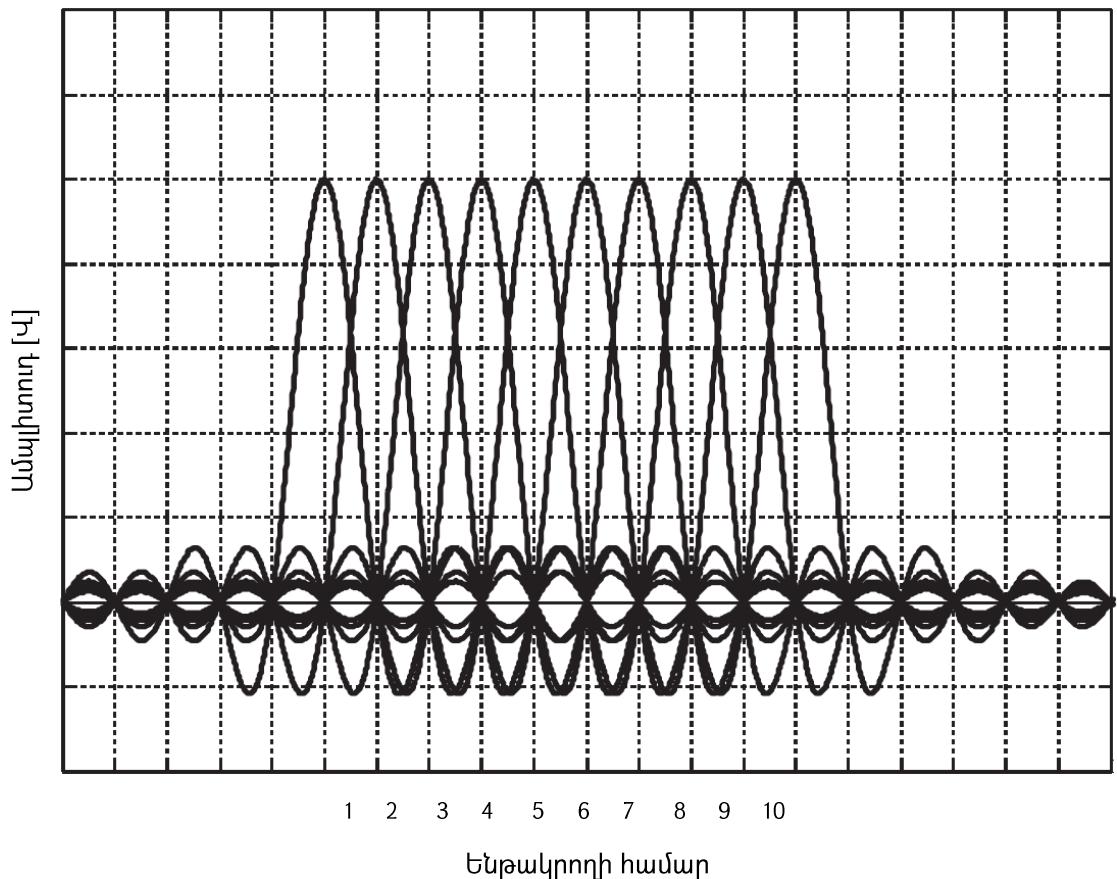
3.1. OFDM-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները

Օրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորումը (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) այժմ ՉՍՑ-ի կողմից կիրառվում է որպես ներբեռնման ուղղությամբ հաղորդման տեխնոլոգիա [34]: OFDM-ի պարամետրերը մենք կընդունենք որպես համեմատության հիմք և մյուս տեխնոլոգիաների համապատասխան պարամետրերը կհամեմատենք իրենց հետ:

OFDM հաղորդման տեխնոլոգիան և իր տարբեր ասպեկտները ուսումնասիրվել են բազմաթիվ աշխատություններում [24,25,27-29,32,57,58]: Մենք համառոտ կներկայացնենք OFDM տեխնոլոգիայի վրա հիմնված թվային ռադիոկապի համակարգի աշխատանքի սկզբունքները և կառանձնացնենք հիմնական առավելություններն ու թերությունները:

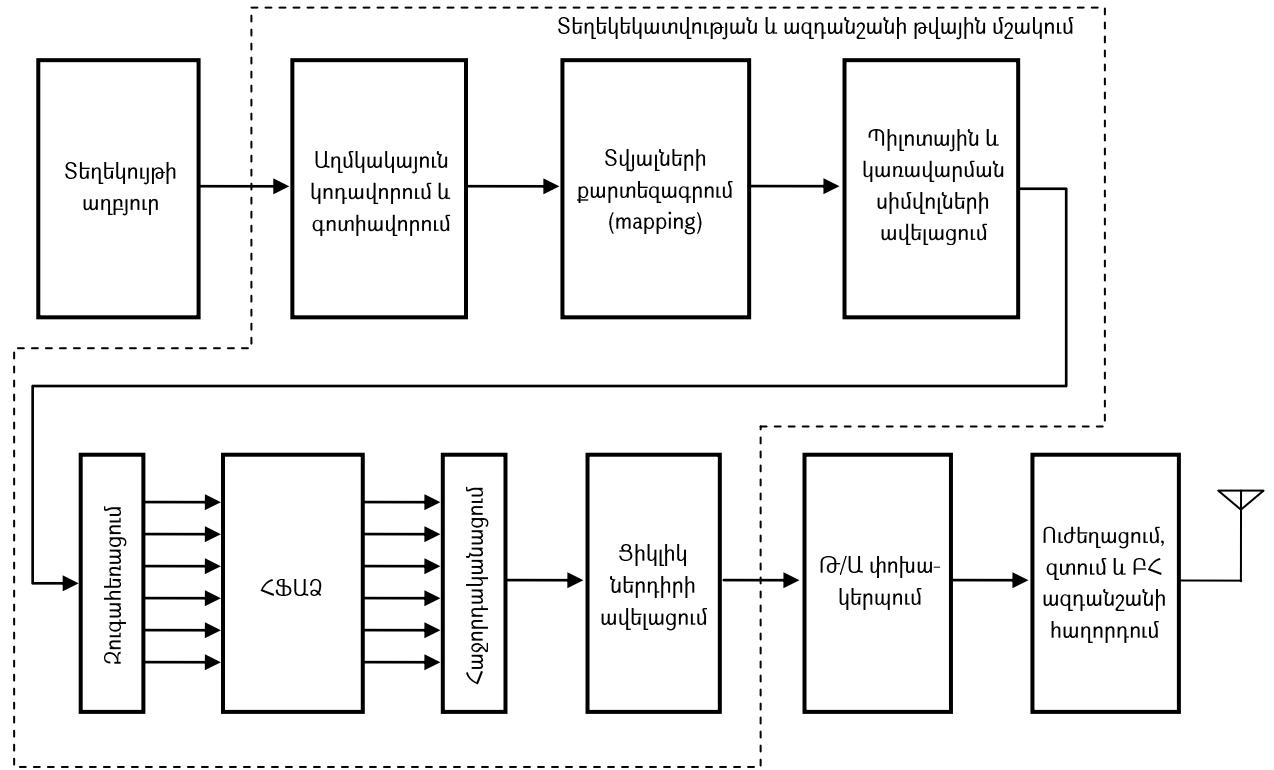
OFDM-ը բազմակրող հաղորդման տեխնոլոգիա է [28]: Այն մոլտիպլեքսավորում է մոդուլացված սիմվոլները բազմաթիվ ենթակրողների վրա և նրանց հաղորդում է զուգահեռ [59]:

OFDM-ը օգտագործում է օրթոգոնալ ենթակրողներ, որոնք հաճախային տիրույթում վերածածկվում են: Նկ. 3.1.-ում բերված են ենթակրողների հաճախային սպեկտրները, նրանց կոմպլեքս գումարից ստացվում է ընդհանուր OFDM սիմվոլի սպեկտրը: Ամեն մի ենթակրող յուրաքանչյուր OFDM սիմվոլի ընթացքում ունի հաստատուն պարամետրեր և ուղղանկյուն ժամանակային պարուրիչ, այդ պատճառով ենթակրողի հաճախային սպեկտրի պարուրիչը ունի $\sin(x)/x$ տեսքը [57]: Ի տարբերություն ավանդական հաճախային մոլտիպլեքսավորման, OFDM-ում ենթակրողները հաճախային տիրույթում վերածածկվում են, որի շնորհիվ OFDM-ը սովորական հաճախային մոլտիպլեքսավորման համեմատ ունի ավելի մեծ սպեկտրալ արդյունավետություն:



Նկ. 3.1. OFDM-ի ենթակրողների հաճախային սպեկտրները [57]

Դիտարկենք OFDM հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգի բլոկային կառուցվածքը: Հաշվի առնելով, որ ռադիոկապուղում միշտ առկա է ռադիոազդանշանի կոմպլեքս ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրի անհավասարությամբ պայմանավորված զրոին մոտ փոխանցման գործակից ունեցող կրողներ և աղմուկներ, մենք կդիտարկենք աղմկակայուն կողավորված և շերտավորված (interleaving) OFDM-ի դեպքը [28,57]: OFDM հաղորդիչի բլոկային կառուցվածքը բերված է Նկ. 3.3.-ում:



Նկ. 3.2. OFDM տեխնոլոգիայի վրա հիմնված հաղորդիչի բլոկային կառուցվածքը

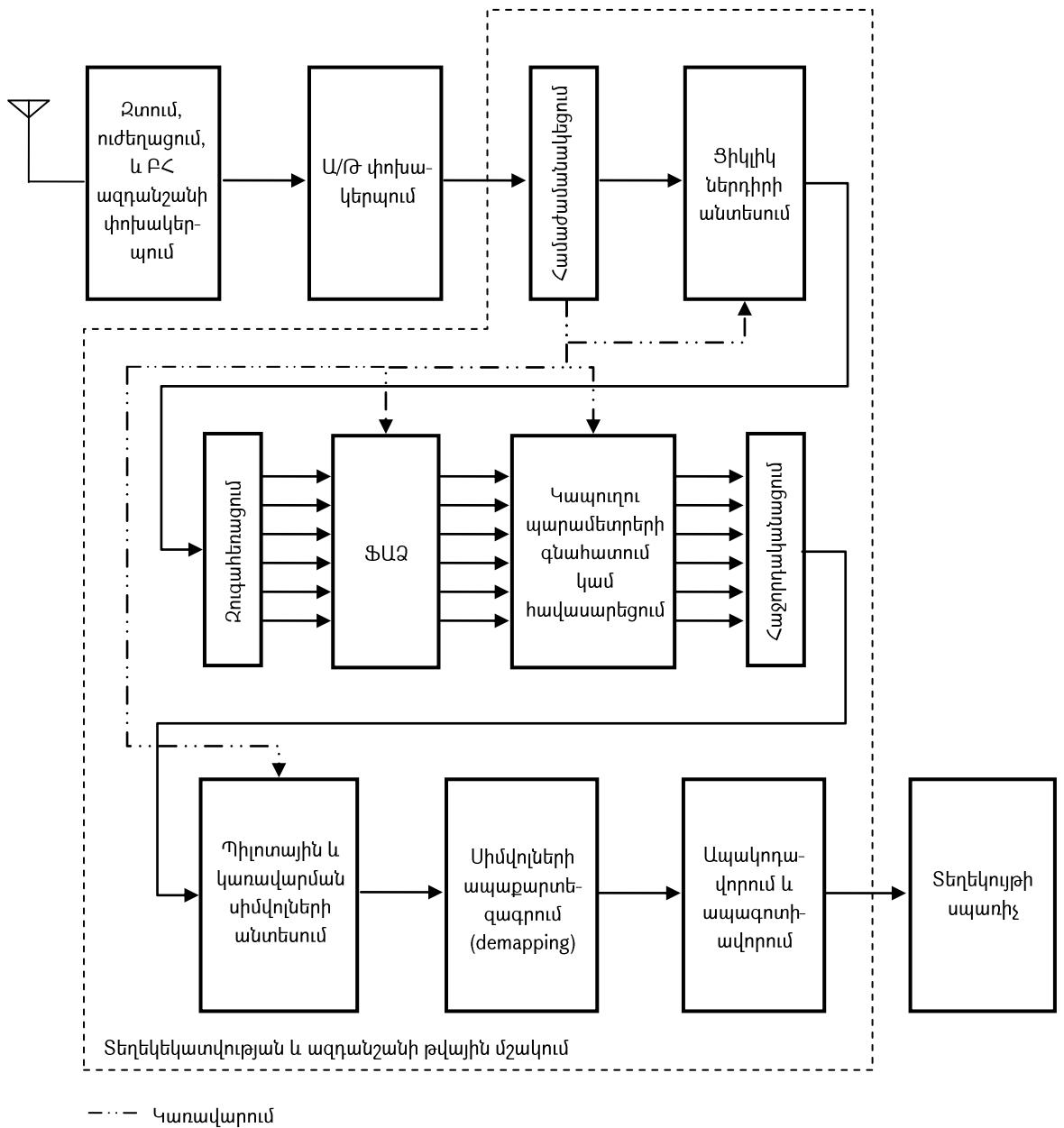
Սկզբում թվային տեղեկատվությունը ենթարկվում է աղմկակայուն կոդավորման և շերտավորման (բլոկ 1): Այնուհետև կոդավորված տվյալներին ավելացվում են պիլոտային և կառավարման սիմվոլներ, որոնք նախատեսված են կապուղու պարամետրերի գնահատման, կապուղու պարամետրերին հետևման և/կամ հաղորդման պարամետրերը կրելու համար [58]: Հաճախ կարող են հաղորդվել նախապես հայտնի որոշ հաջորդականություններ [60,61], որոնք օգտագործվում են ընդունիչի կողմից հաղորդիչի հետ համաժամանակեցման նպատակով [34]: Երբեմն եզրային կրողների համար պաշտպանիչ հաճախային միջակայք ստեղծելու, թվանալոգային փոխակերպչի դիսկրետացման հաճախությանը համապատասխանեցնելու և ֆուրյեի արագ ձևափոխության (ՓԱՁ) կատարման համար անհրաժեշտ սիմվոլների քանակ ապահովելու համար օգտագործվում են զրոական պաշտպանիչ սիմվոլներ [34]: Այնուհետև նախապատրաստված սիմվոլները գուգահեռացվում են (հիշվում են ոեգիստրներում կամ բլոկային հիշողությունում) և կարվում է հակադարձ ֆուրյեի արագ ձևափոխություն (ՀՓԱՁ): ՀՓԱՁ-ն հանդիսանում է բազմակրող հաղորդման հիմնական ձևավորիչ հանգույցը [63]: ՀՓԱՁ-ից հետո

ստացված դիսկրետների ժամանակային հաջորդականությանը ավելացվում է ցիկլիկ սկզբնադիր (որը կարող է կազմված լինել որոշակի քանակի դիսկրետներից, որոնք կրկնօրինակվում են բլոկի վերջից և տեղադրվում սկզբում, կամ ուղղակի բլոկի սկզբում ավելացվող գրոական դիսկրետներից) կամ ցիկլիկ վերջադիր (որը կարող է կազմված լինել որոշակի քանակի դիսկրետներից, որոնք կրկնօրինակվում են բլոկի սկզբից և տեղադրվում վերջում, կամ ուղղակի բլոկի վերջում ավելացվող գրոական դիսկրետներից):

Արդեն քննարկվել է, որ կապուղու ժամանակային դիսպերսիայի առավելագույն արժեքից երկար ցիկլիկ ներդիրի օգտագործումը հնարավորություն է տալիս հաղորդված ազդանշանի և կապուղու իմպուլսային բնութագրի գծային փաթեթավորումը (convolution) վերածել ցիկլիկ փաթեթավորման և հաճախային հավասարեցման միջոցով վերացնել միջսիմվոլյային և միջենթակրողային ինտերֆերենցը:

Այնուհետև, հաճախային սպեկտրի կողային թերթիկների ճնշման նպատակով հնարավոր է OFDM սիմվոլների պատուհանավորում կամ զտում [62]: Այս գործողությունը ոչ միշտ է օգտագործվում և որոշ դեպքերում կարող է հանգեցնել ենթակրողների օրթոգոնալության կորստի: Վերջում ստացված թվային ազդանշանը թվա-անալոգային կերպափոխչների միջոցով դարձվում է անալոգային, կատարվում է ցածրհաճախային քառակուսային ազդանշանի կերպափոխում բարձրհաճախային ազդանշանի, ուժեղացում, առաջացած ինտերմոդուլյացիոն ու հարմոնիկ աղավաղումների անալոգային զտում և հաղորդում:

OFDM ընդունիչի բլոկային կառուցվածքը բերված է Նկ. 3.3.-ում [57]:



Նկ. 3.3. OFDM տեխնոլոգիայի վրա հիմնված ընդունիչի բլոկային կառուցվածքը

Ընդունիչում եթերային անալոգային ազդանշանը զտվում է անալոգային զտիչների միջոցով, ուժեղացվում ցածր աղմկող ուժեղարարով, փոխակերպվում բարձրհաճախայինից ցածրհաճախային համափուլ և քառակուսային ազդանշանների: Ցածրհաճախային ազդանշանները անալոգա-թվային փոխակերպչի միջոցով փոխակերպվում են թվային կոմպլեքս դիսկրետների:

OFDM սիմվոլում առկա համաժամանակեցման սիմվոլները, ցիկլիկ ներդիրի հետ միասին օգտագործվում են ընդունիչի կողմից հաղորդչի հետ ժամանակային և

հաճախային համաժամանակեցման համար [64,65]: Համաժամանակեցնելուց հետո ցիլիկ ներդիրը անտեսվում է և OFDM սիմվոլի դիսկրետները զուգահեռացվելուց հետո տրվում են ՖԱԶ-ի բլոկին: ՖԱԶ-ից հետո հաճախային տիրույթ տեղափոխված ազդանշանի նկատմամբ կիրառվում է հաճախային հավասարեցում և յուրաքանչյուր Ենթակրող հավասարեցվում է նախորոք հաշվարկված մեկ կոմպլեքս գործակցով բազմապատկման միջոցով [58]: Հաճախային հավասարեցումը պահանջում է շատ ավելի քիչ հաշվողական ռեսուրսներ քան աղապտիվ թվային գտիչների միջոցով հավասարեցումը: Կատարվում է սիմվոլների հաջորդականացում, պիլոտային, կառավարման, պաշտպանիչ սիմվոլների անտեսում և տեղեկատվություն կրող սիմվոլների դեմոդուլյացիա (ապաքարտեզագրում): Թվային տվյալները ապագուտիավորվում են, ստուգվում է ընդունված բլոկի ճշմարտացիությունը և կատարվում է հայտնաբերված սխալների ուղղում: Վերջում ընդունված թվային տեղեկատվությունը փոխանցվում է տեղեկույթի սպառհչին:

OFDM-ը ունի հետևյալ առավելությունները՝

- Հաճախային հավասարեցման միջոցով չեղարկելով միջամվոլային ինտերֆերենցը OFDM-ը կտրուկ նվազեցնում է ընդունիչում կատարվող գործողությունների հաշվողական բարդությունը և այն նույնիսկ ավելի փոքր դարձնում քան մեկ կրողով հաճախային հավասարեցմամբ համակարգերում [66]: Դա փոքրացնում է ընդունիչի Էներգասպառումը և մեծացնում առանց մարտկոցի վերալիցքավորման սարքի աշխատանքի ժամանակը:
- Ենթակրողների հաճախային տիրույթում վերածածկման շնորհիվ սպեկտրալ արդյունավետությունը ավելի մեծ է քան հաճախային մոլտիպլեքսավորված միակրող հաղորդման դեպքում:
- Ձևավորման և վերլուծության համար օգտագործվում են ՖԱԶ և <ՖԱԶ, որոնց համար մշակված են արդյունավետ ալգորիթմներ [67]:
- Ենթակրողները կարելի է մոդուլացնել մեկը մյուսից անկախ, որի միջոցով հնարավոր է մեծացնել կապի համակարգի թողունակությունը և աղմկակայունությունը [68]:

- Բաժանորդների մոլուխավորման համար հնարավոր է օգտագործել օրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ մոլուխավորմամբ բազմակի մուտքի եղանակ (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA), որը վերացնում է օրթոգոնալ կոդերի (CDMA) օգտագործման անհրաժեշտությունը և հնարավորությունը է տալիս միևնույն OFDM սիմվոլի տարբեր ենթակրողներ հատկացնել տարբեր բաժանորդների [68]:
- OFDM-ը համատեղելի է MIMO հաղորդման տեխնոլոգիայի հետ:
- OFDM-ը հասուն հաղորդման տեխնոլոգիա է և կիրառվում է մի շարք ստանդարտներում [26,34,69,70]:

OFDM-ը ունի հետևյալ թերությունները՝

- OFDM-ը ունի մեծ առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերություն: Դա պայմանավորված է նրանով, որ OFDM ազդանշանը բոլոր մոդուլացված ենթակրողների կոմպլեքս հանրագումարն է և որոշ տվյալների հաջորդականության դեպքում ենթակրողները ժամանակի որոշ պահերի կլինեն համափուլ և կգումարվեն, իսկ այլ պահերի կլինեն հակափուլ և միմյանց կչեզրացնեն:
- OFDM-ը զգայուն է ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրի զրոների նկատմամբ և հաղորդված տվյալների ճշգրիտ ընդունման համար անհրաժեշտ է օգտագործել աղմկակայուն կոդավորում:
- Քանի որ ավանդական CP-OFDM-ում ենթակրողների զտում չի իրականացվում և սիմվոլը ունի ուղղանկյուն պարուրիչ, OFDM-ը ունի մեծ աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման մակարդակ (տես §4.1.): Աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը փոքրացնելու համար օգտագործվում են պաշտպանիչ զրոական կրողներ, որոնք որոշակիորեն նվազեցնում են OFDM-ի սպեկտրալ արդյունավետությունը [62]:

3.2. SC-FDMA-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները

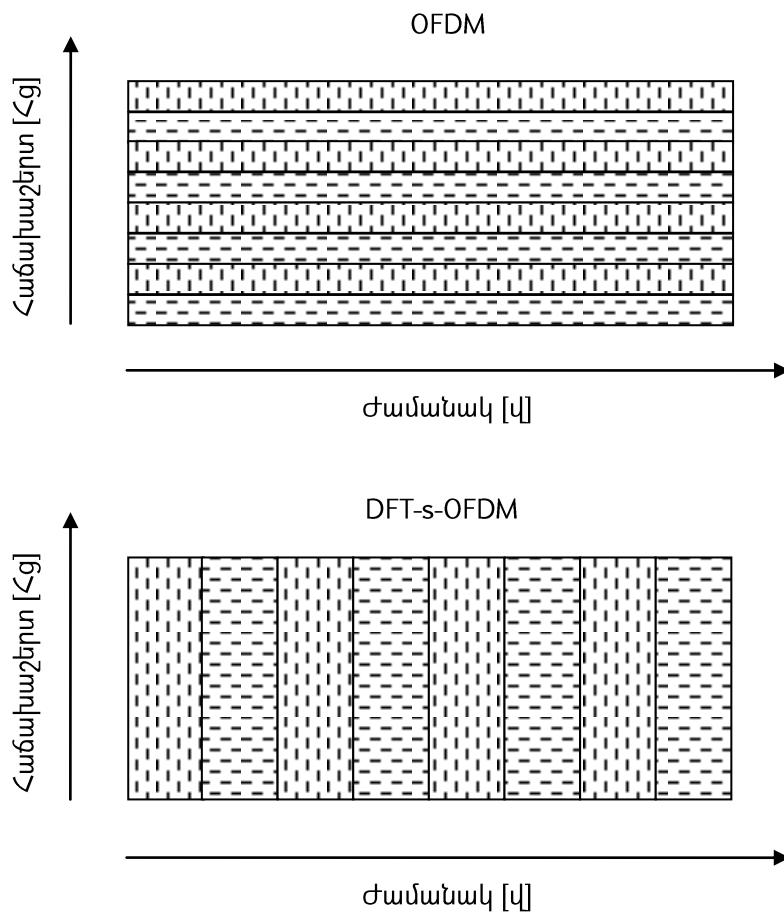
Մեկ կրողով հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորմամբ բազմակի մուտքի եղանակի (Single carrier frequency division multiple access, SC-FDMA) դեպքում օգտագործվում է ֆուրյեի դիսկրետ ձևափոխությամբ ցրված օրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորում (Discrete Fourier Transform spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DFT-s-OFDM): Այժմ SC-FDMA-ն ՉՍՑ-ում կիրառվում է որպես վերբեռնման ուղղությամբ հաղորդման և բազմակի մուտքի տեխնիկա [34]:

Ինչպես արդեն նշվել է, եթերային լայնաշերտ կապուղիների համար ավանդական ժամանակային հավասարեցումը արդյունավետ չէ, քանի որ հաճախաշերտի մեծացմամբ մեծանում է վերջավոր իմպուսային բնութագրով (FIR) թվային զտիչի ճյուղերի քանակը և հետևաբար պահանջվող հաշվողական ռեսուրսները [66]: Լայն հաճախաշերտերի դեպքում ավելի արդյունավետ է հաճախային տիրույթում հավասարեցումը:

Ազդանշանի հավասարեցումը ենթադրում է կապուղով ազդանշանի բազմաճառագայթ տարածմամբ պայմանավորված գծային աղավաղումների հակադարձ զտում և չեղարկում: Գծային զտումը փաթեթավորման գործողություն է ժամանակային տիրույթում և հաճախային սպեկտրի բազմապատկում հաճախային տիրույթում: Ֆուրյեի ձևափոխությունը ազդանշանը ժամանակային տիրույթից տեղափոխում է հաճախային տիրույթ և այն այնուհետև կարելի է հավասարեցնել կետ առ կետ բաժանելով կապուղու գնահատված կոմպլեքս հաճախային բնութագրի վրա կամ կետ առ կետ բազմապատկելով կապուղու կոմպլեքս հաճախային բնութագրի հակադարձով (Zero forcing equalization, ZF) [17]: Ժամանակային տիրույթում հավասարեցման համար հայտնի նվազագույն քառակուային սխալանքի (Minimum Mean Square Error, MMSE), որոշման հետադարձ կապով (Decision Feedback Equalization, DFE), տուրբո հավասարեցման եղանակները կիրառելի են նաև հաճախային տիրույթում հավասարեցման համար [71,72]: Հավասարեցումից հետո ՀՏԱՁ-ն ազդանշանի հավասարեցված հաճախային սպեկտրը տեղափոխում է ժամանակային տիրույթ և դետեկտորը դետեկտում է սկզբնական մոդուլացված սիմվոլները [66]:

SC-FDMA-ում OFDM-ի նմանությամբ գծային փաթեթավորումը շրջանային փաթեթավորման վերածելու համար օգտագործվում է ցիկլիկ ներդիր, սակայն ի տարբերություն OFDM-ի, որտեղ սիմվոլները հաղորդվում են զուգահեռ ենթակրողներով, SC-FDMA-ում մոդուլացված սիմվոլները հաղորդվում են հաջորդաբար [73]:

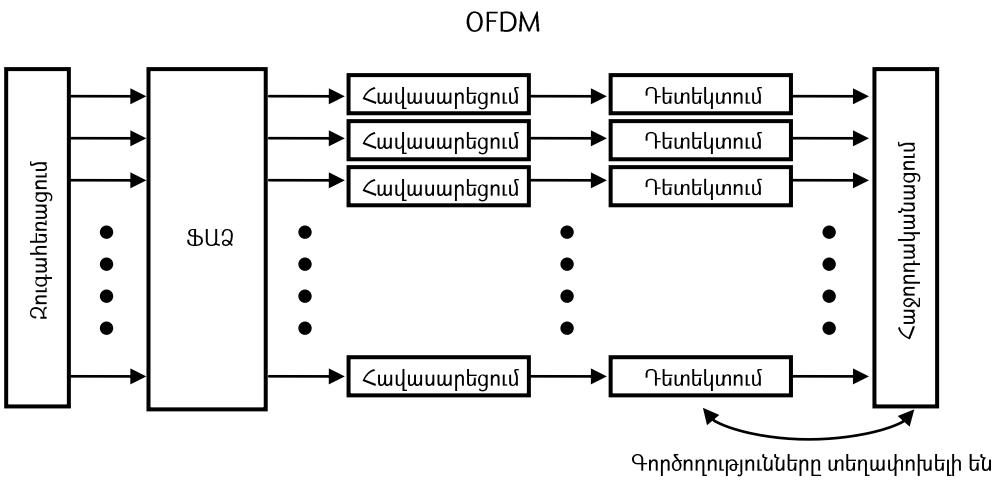
DFT-s-OFDM և OFDM եղանակներում սիմվոլների հաղորդման ժամանակա-հաճախային ռիհագրամը բերված է Նկ. 3.4.-ում:



Նկ. 3.4. DFT-s-OFDM և OFDM հաղորդման տեխնոլոգիաների սիմվոլների հաղորդման ժամանակա-հաճախային ռիհագրամները

Ժամանակային և հաճախային տիրույթներում սիմվոլների դետեկտմամբ պայմանավորված տարբերվում են նաև DFT-s-OFDM և OFDM ընդունիչները: OFDM-ի դեպքում ընդունիչը կատարում է տեղեկատվության դետեկտում (ապաքարտեզավորում) յուրաքանչյուր ենթակրողի համար, իսկ DFT-s-OFDM-ի

Ընդունիչը ապաքարտեզավորումը կատարում է ժամանակային տիրույթում, ՀՖԱԶ-ից հետո, յուրաքանչյուր հաղորդիչի համար առանձին: Ընդունիչների սկզբունքային համեմատությունը բերված է Նկ. 3.5.-ում:



Նկ. 3.5. DFT-s-OFDM և OFDM ընդունիչների դետեկտման սկզբունքների համեմատություն

SC-FDMA-ն DFT-s-OFDM-ին ավելացնում է բազմակի մուտքի հնարավորություն: Բազմակի մուտքի հնարավորությունը ստեղծվում է հաճախային տիրույթում մոլտիպլեքսավորման միջոցով: Գոյություն ունեն մոլտիպլեքսված բաժանորդներին ենթակրողների հատկացման երեք եղանակներ՝ տեղայնացված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք (Localized Frequency Division Multiple Access, LFDMA), բաշխված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք (Distributed Frequency Division Multiple Access, DFDMA) [74] և գոտիավորված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք (Interleaved Frequency Division Multiple Access, IFDMA) [73]: Հաճախային

տիրույթում մոլորդիալեքսավորման դեպքում հնարավոր է կախված կապուղու վիճակից փոխել բաժանորդներին հատկացվող ենթակրողները: Հատկացվող ենթակրողների փոփոխությունը հնարավորություն է տալիս բաժանորդի գտնվելու վայրին համապատասխան հատկացնել ցանկալի հաղորդման բնութագրերով ենթակրողներ [75] և ստանալ բազմաբաժանորդ բազմազանություն (Multiuser Diversity) [76,77]:

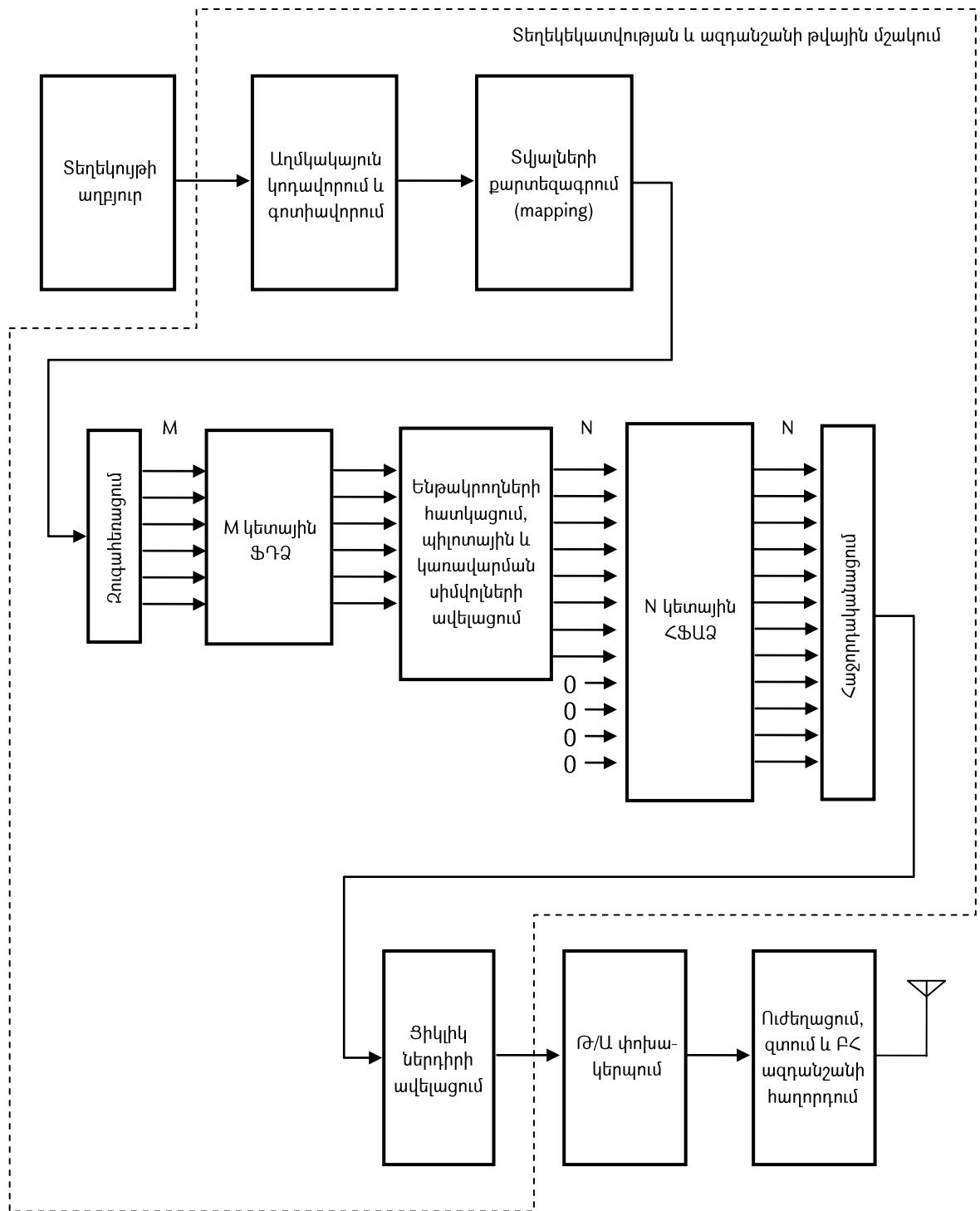
Դիտարկենք տվյալների բլոկի հաղորդումը բաժանորդային սարքավորումից բազային կայան SC-FDMA տեխնոլոգիայի կիրառմամբ: Նկ. 3.6-ում բերված է SC-FDMA տեխնոլոգիայի վրա հիմնված հաղորդիչ համակարգի բլոկային կառուցվածքը [78,79]:

Հաղորդիչում մուտքային թվային տվյալները մոդուլացվում (քարտեզագրվում) են կոմպլեքս մոդուլյացիոն սիմվոլների: Մոդուլյացիայի եղանակը կախված կապուղու պարամետրերից ընտրվում է ադապտիվ և կարող է լինել PSK, ASK կամ համակցված քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիա: Մոդուլացվելուց հետո թվային տվյալները վերածվում են M կոմպլեքս սիմվոլների բլոկի: Զուգահեռացվելուց հետո ժամանակային M կոմպլեքս սիմվոլները M կետային ֆուրյեի դիսկրետ ձևափոխության ($\Phi\Gamma\mathcal{Q}$) միջոցով տեղափոխվում են հաճախային տիրույթ և վերածվում M հաճախային սիմվոլների: Այնուհետև կախված բաժանորդներին ենթակրողների հատկացման եղանակից M հաճախային սիմվոլները բաշխվում են հաղորդչի ամբողջ հաճախային տիրույթը զբաղեցնող N հաճախային ենթակրողների միջև:

$$Q = \frac{N}{M} = \frac{BW_{կապուղ}}{BW_{բաժանորդ}} \quad (3.1)$$

$Q = \frac{N}{M}$ հարաբերությունը կոչվում է աշխատանքային հաճախաշերտի սփոման գործակից և ցույց է տալիս միաժամանակ մոլորդիալեքսավորվող բաժանորդների առավելագույն քանակը:

Ենթակրողների որոշակի օրենքով բաշխումից հետո կատարվում է N կետային $\Phi\Gamma\mathcal{Q}$, որը հաճախային ենթակրողները վերածում է ժամանակային ազդանշանի: Ժամանակային ազդանշանը հաջորդականացվում է և կատարվում է ցիկլիկ ներդիրի ավելացում: Ըստ անհրաժեշտության, աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը ճնշելու նպատակով հնարավոր է նաև ժամանակային ազդանշանի ձևավորում նայկվիստյան ֆունկցիաներով:



Նկ. 3.6. SC-FDMA տեխնոլոգիայի վրա հիմնված հաղորդիչի բլոկային կառուցվածքը

Անհրաժեշտ է նշել, որ նայկվիստյան ֆունկցիաներով ազդանշանի ձևավորման ժամանակ, ազդանշանի առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերությունը մեծանում է: Առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության փոփոխությունը կախված է նայկվիստյան ֆունկցիայի անկման գործակցից [80]: Որքան փոքր է

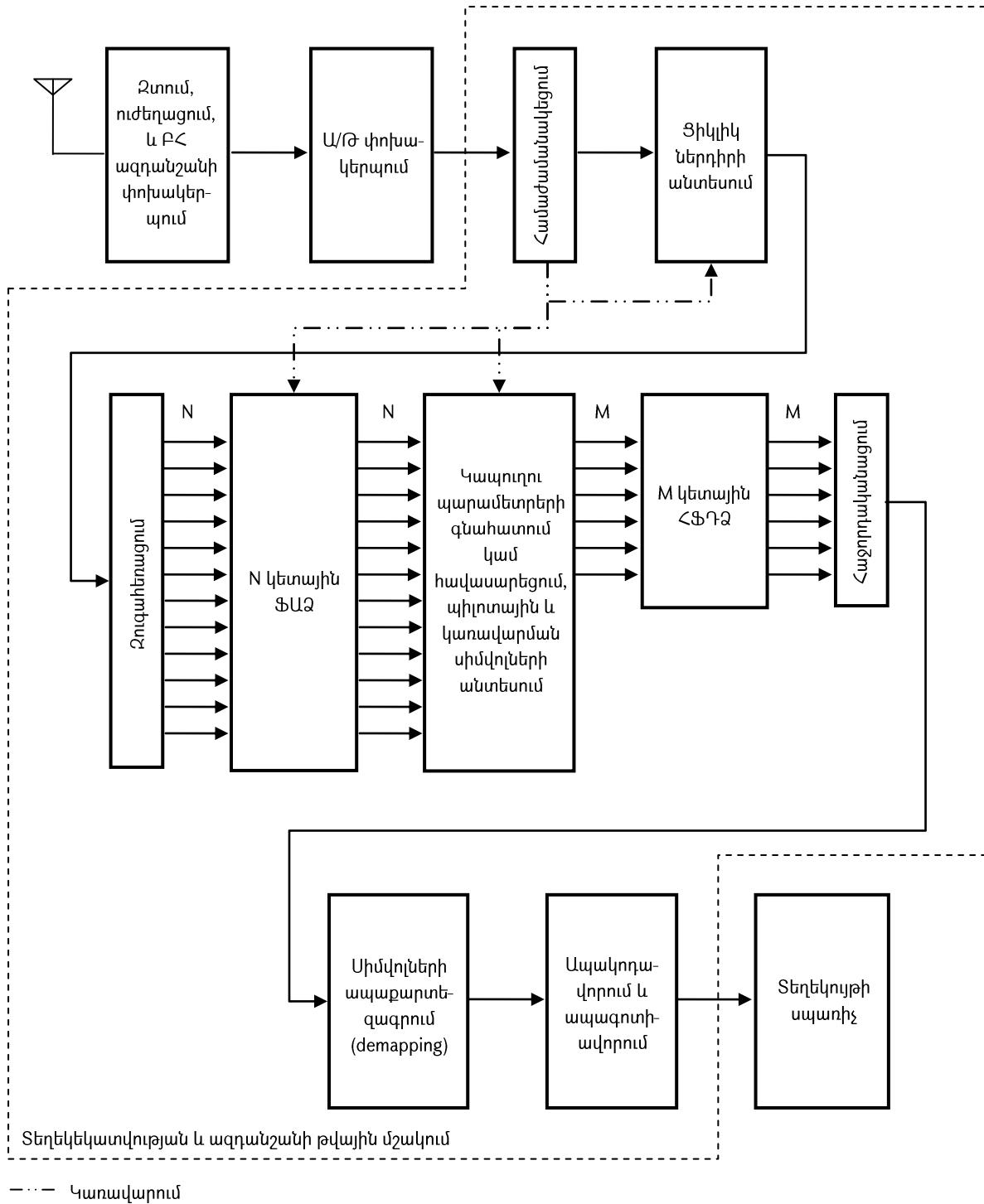
անկման գործակիցը այնքան փոքր է աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը և այնքան մեծ է առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերությունը: Լավագույն անկման գործակցի արժեքի ընտրության համար անհրաժեշտ է գտնել փոխգիծումային տարբերակ աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման և առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության միջև:

Վերջում ստացված թվային ազդանշանը թվա-անալոգային կերպափոխչների միջոցով դարձվում է անալոգային, կատարվում է ցածրհաճախային քառակուսային ազդանշանի կերպափոխում բարձրհաճախային ազդանշանի, ուժեղացում, առաջացած ինտերմոդուլյացիոն ու հարմոնիկ աղավաղումների անալոգային գտում և հաղորդում:

SC-FDMA տեխնոլոգիայի վրա հիմնված ընդունիչ համակարգի բլոկային կառուցվածքը բերված է Նկ. 3.7-ում [73,81]:

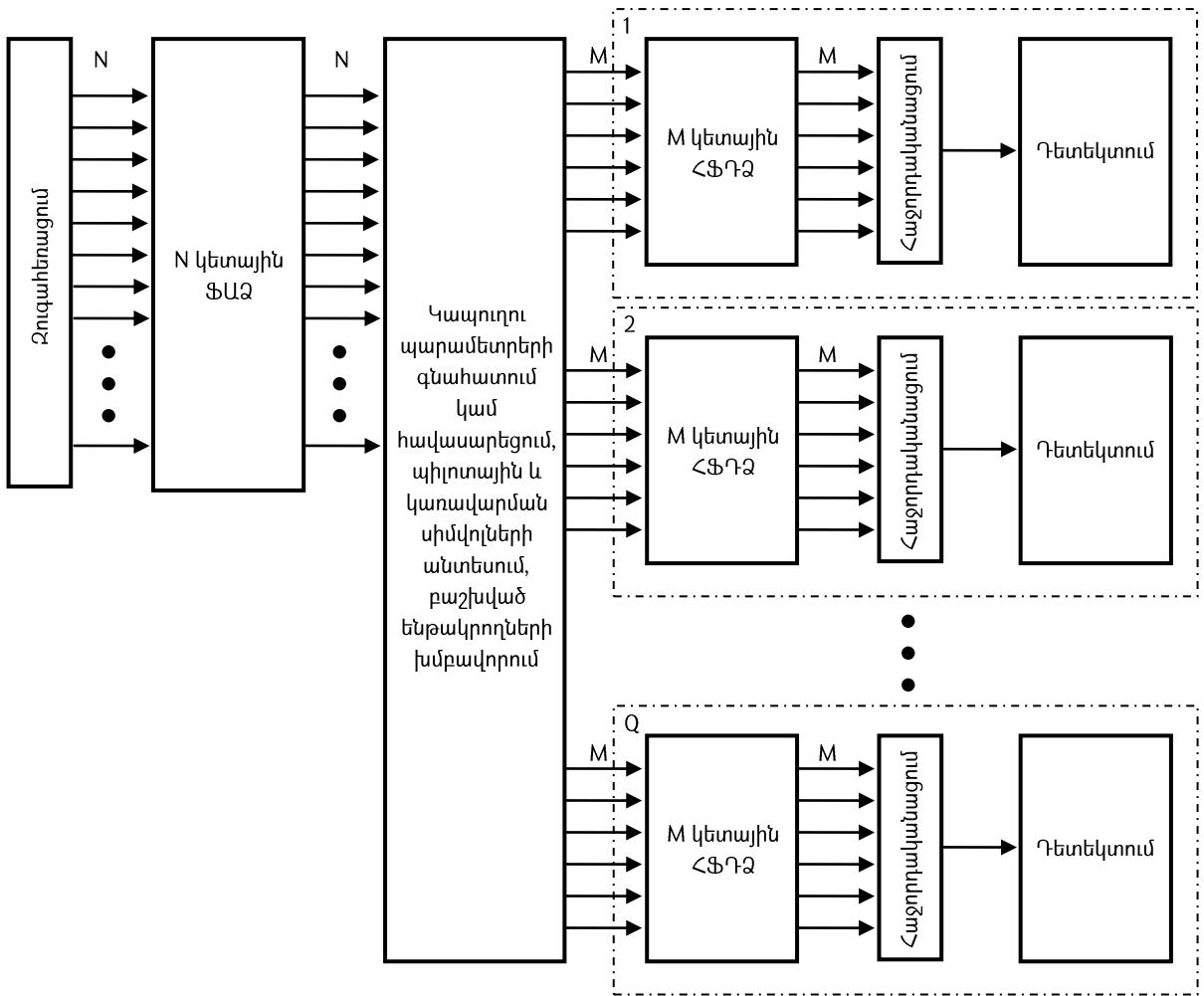
Ընդունիչում եթերային անալոգային ազդանշանը գտվում է անալոգային գտիչների միջոցով, ուժեղացվում ցածր աղմկող ուժեղարարով, փոխակերպվում բարձրհաճախայինից ցածրհաճախային համափուլ և քառակուսային ազդանշանների: Ցածրհաճախային ազդանշանները անալոգա-թվային փոխակերպչի միջոցով փոխակերպվում են թվային կոմպլեքս դիսկրետների:

Ազդանշանների թվային մշակման (Digital Signal Processing, DSP) միջոցով կատարվում է ընդունիչի համաժամանակեցում SC-FDMA բլոկի հետ և ցիկլիկ ներդիրի անտեսում: Ժամանակային ազդանշանի մնացած մասը գուգահեռացվում է, N կետային ֆԱԶ-ի միջոցով տեղափոխվում հաճախային տիրույթ և կատարվում է առանձին բաժանորդներին պատկանող ենթակրողների հավասարեցում: Այնուհետև յուրաքանչյուր բաժանորդին հատկացված ենթակրողները բաշխման հակադարձ օրենքով խմբավորվում են և M կետային հակադարձ ֆուրյեի դիսկրետ ձևափոխության ($\mathcal{F}\mathcal{D}\mathcal{Z}$) միջոցով կատարվում է հավասարեցված հաճախային ենթակրողների ձևափոխում ժամանակային ազդանշանի: Ժամանակային ազդանշանը ապամոդուլացվում է և վերականգնվում են սկզբնական մուտքային թվային տվյալները:



Նկ. 3.7. SC-FDMA տեխնոլոգիայի վրա հիմնված ընդունիչի բլոկային կառուցվածքը:

SC-FDMA ընդունիչը, հաճախային ենթակրողները խմբավորելուց հետո, յուրաքանչյուր բաժանորդի համար իրականացնում է առանձին ՀՖԴ: Q մոլտիպլեքսավորված բաժանորդներից ստացված ազդանշանի ընդունիչի բլոկային կառուցվածքը բերված է Նկ. 3.8-ում [81]:



Նկ. 3.8. SC-FDMA տեխնոլոգիայով Q մոլտիպլեքսավորված բաժանորդներից ստացված ազդանշանի ընդունիչի բլոկային կառուցվածքը

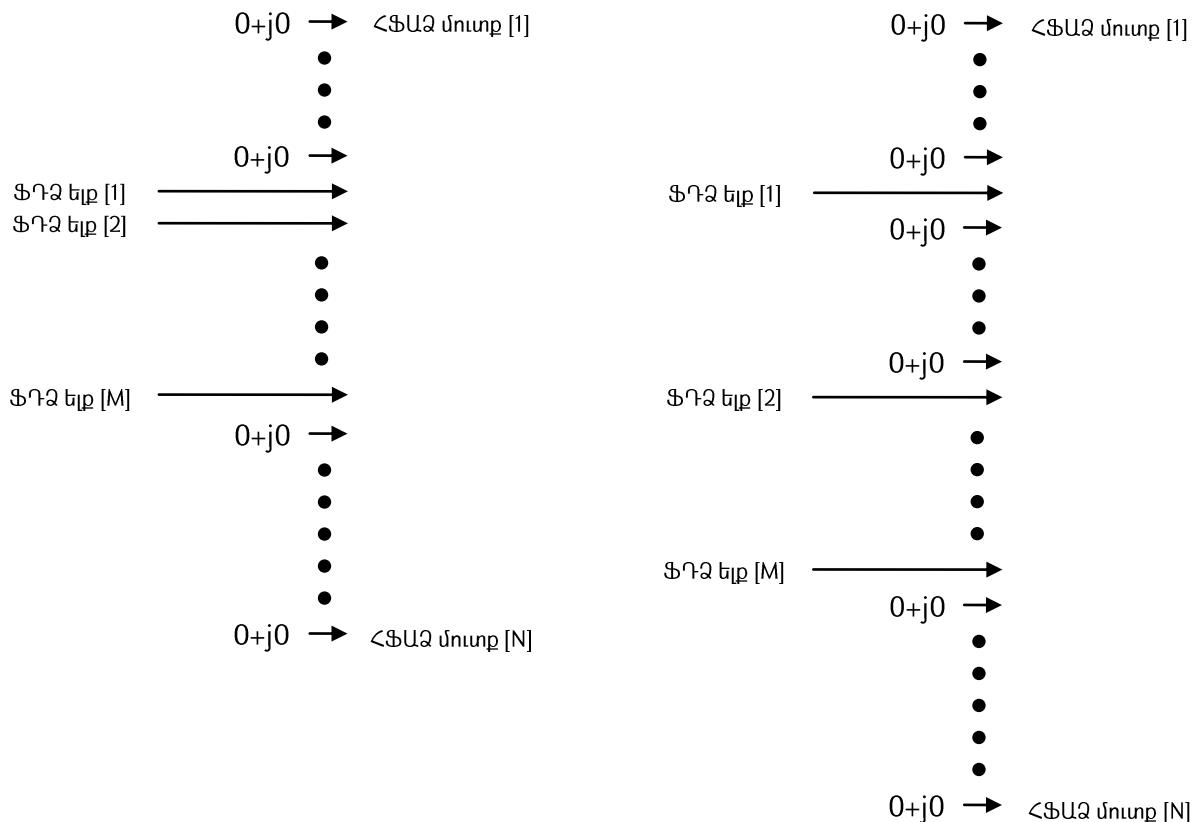
SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների կիրառմամբ կապի համակարգերի համեմատությունից պարզ է դառնում, որ SC-FDMA-ի յուրաքանչյուր հաղորդչում OFDMA-ի համեմատ առկա է մեկ լրացուցիչ M կետային ՀՖԴՁ, իսկ ընդունիչում յուրաքանչյուր մոլտիպլեքսավորված հաղորդիչի համար մեկ լրացուցիչ M կետային ՀՖԴՁ, որը մի փոքր մեծացնում է համակարգի բարդությունը:

SC-FDMA-ում ռադիոազդանշանի առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերությունը իմպուլսաձևավորիչ զտիչի անկման գործակցից բացի նաև կախված է բաժանորդներին ենթակրողների հատկացման եղանակից [82]: Տեղայնացված ենթակրողների հատկացման եղանակի դեպքում, մոդուլացված հաճախային

Ենթակրողների հաղորդման համար հատկացվում են M հարևան ենթակրողներ: Բաշխված ենթակրողների հատկացման եղանակի դեպքում, ենթակրողները հատկացվում են ամբողջ ռադիոկապուլուն հասանելի հաճախաշերտից, որոշակի օրենքով բաշխման միջոցով: Եթե բաշխված ենթակրողների միջև չօգտագործվող ենթակրողների քանակը հաստատուն է ամբողջ հաճախաշերտում, ստացվում է գոտիավորված ենթակրողների հատկացման եղանակը: Գոտիավորված ենթակրողների հատկացման եղանակը բաշխված ենթակրողների հատկացման եղանակի մասնավոր դեպքն է: Բոլոր եղանակների դեպքում $\angle \Phi_{\text{ԱԶ}}$ -ի կետերի քանակը լրացնելու համար չօգտագործվող ենթակրողներին հատկացվում է զրոական կոմպլեքս սիմվոլ: Տեղայնացված և բաշխված ենթակրողների հատկացման եղանակները գրաֆիկորեն պատկերված են Նկ. 3.9.-ում [74,80]:

Տեղայնացված հատկացում

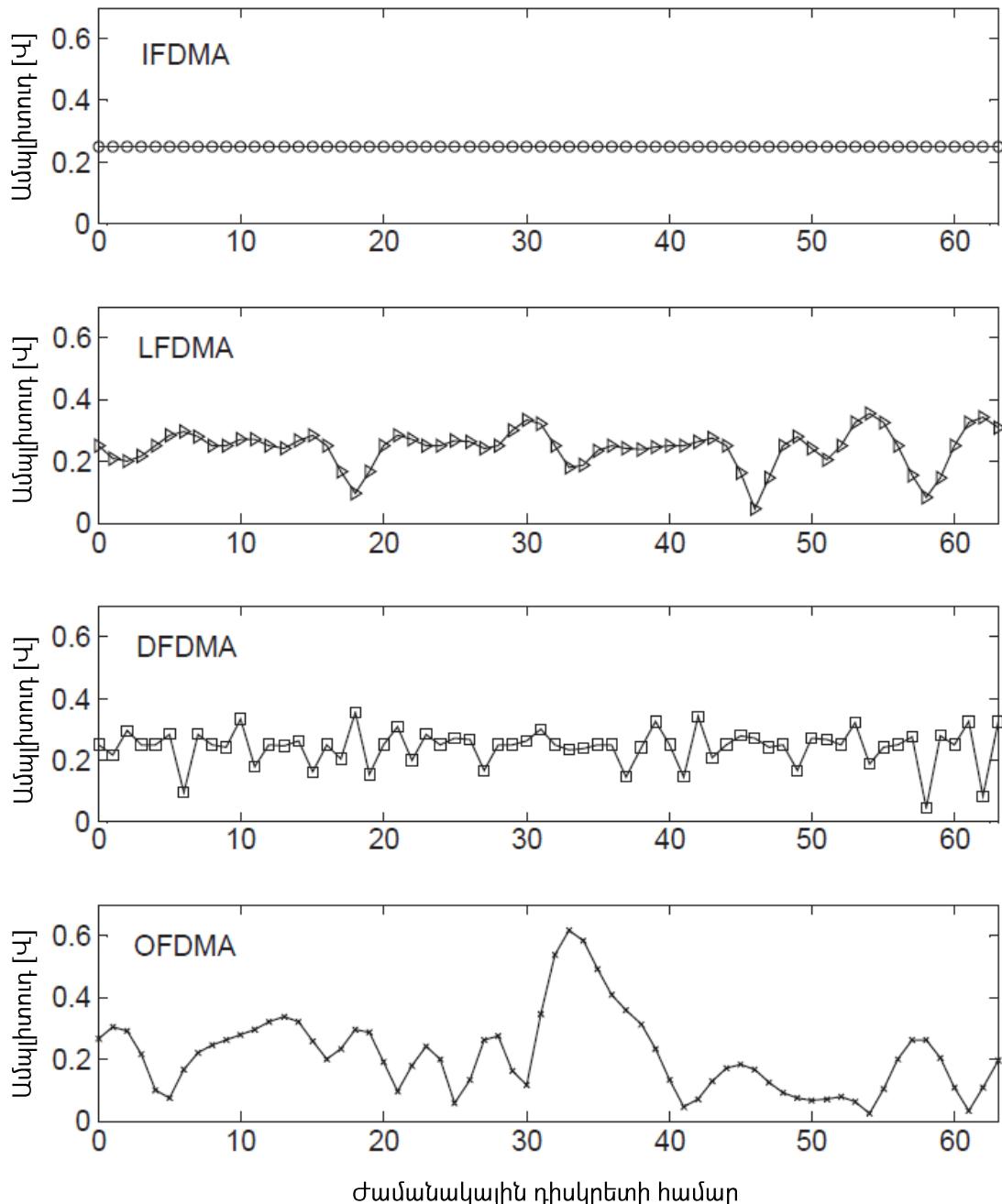
Բաշխված հատկացում



Նկ. 3.9. Ենթակրողների հատկացման տեղայնացված և բաշխված եղանակները

ՀԱՅ-ում 3GPP անդամ կազմակերպությունների քննարկումից հետո օգտագործման համար ընտրվել է Ենթակրողների հատկացման տեղայնացված եղանակը [34]:

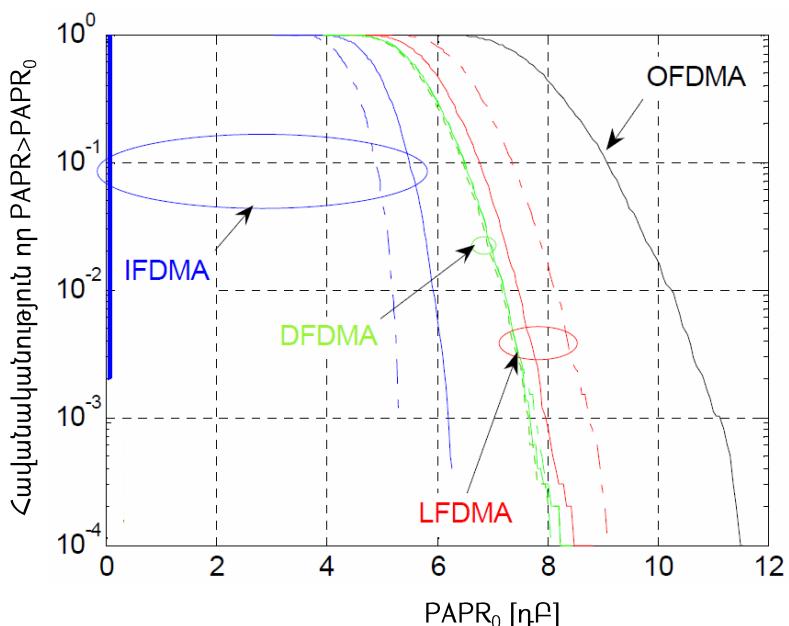
SC-FDMA երեք Ենթակրողների հատկացման եղանակների և OFDMA-ի համար ստացված ազդանշանի ամպլիտուդները բերված են Նկ. 3.10.-ում [79]:



Նկ. 3.10. SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների ռեպրում ազդանշանի ամպլիտուդի կախվածությունը ժամանակից

Այստեղ OFDMA-ի համար օգտագործվում է QPSK մոդուլյացիա և ենթակրողների քանակը 64 է: SC-FDMA-ի համար սփոման գործակիցը հավասար է 4-ի ($Q=4$, $M=16$): Բոլոր դեպքերում իմպուլսների ծևավորում իրականացված չէ:

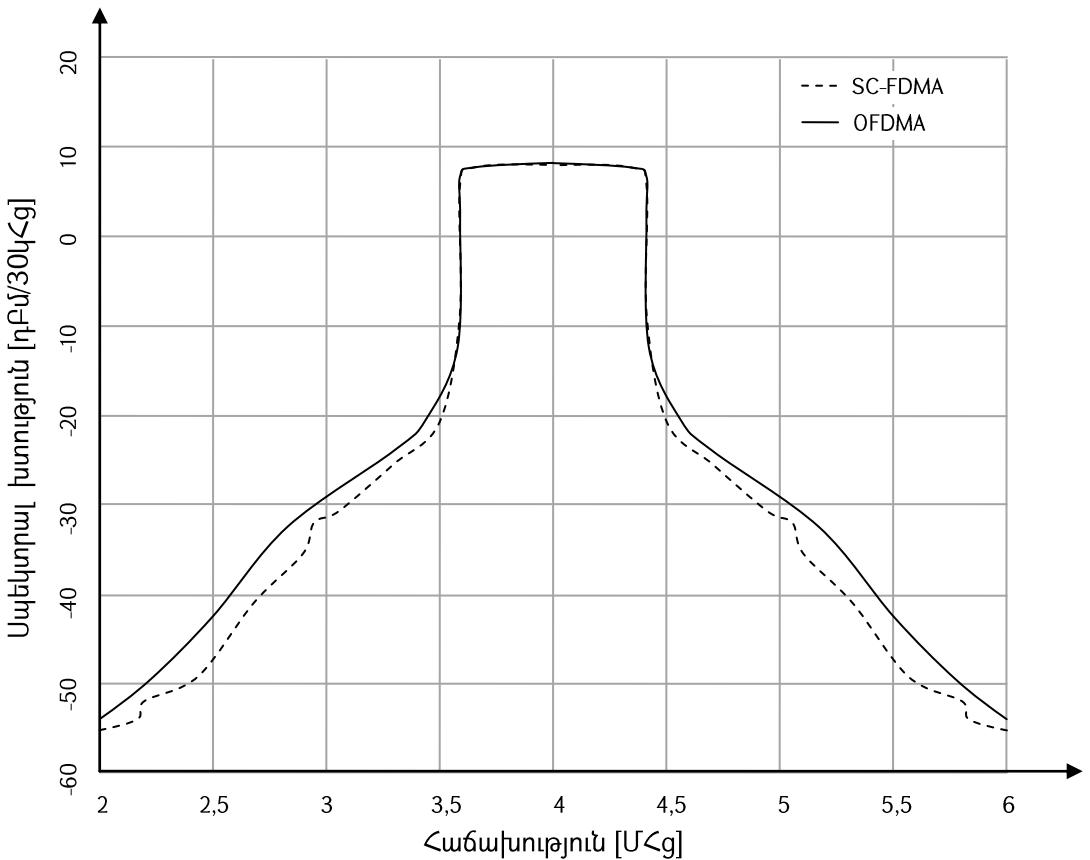
SC-FDMA-ի ենթակրողների հատկացման երեք եղանակների համար առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության համապարփակ վերլուծություն և համեմատություն արված է մի քանի աշխատություններում [80,83,84]: QPSK մոդուլացման եղանակի, 512 կետային ֆԱԶ-ի, անկման գործակցի $\beta = 0.22$ արժեքի և սփոման գործակցի $Q=4$ արժեքի համար, հավանականությունը որ առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերությունը կգերազանցի որոշակի արժեքը բերված է Նկ. 3.11.-ում:



Նկ. 3.11. QPSK մոդուլացման դեպքում SC-FDMA և OFDMA ազդանշանների առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության հավանականության բաշխվածության ինտեգրալ ֆունկցիան [79]

Բերված կախվածություններից ակնհայտ է, որ SC-FDMA-ն ցանկացած իրագործման դեպքում ունի ավելի փոքր առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերություն քան OFDMA-ն:

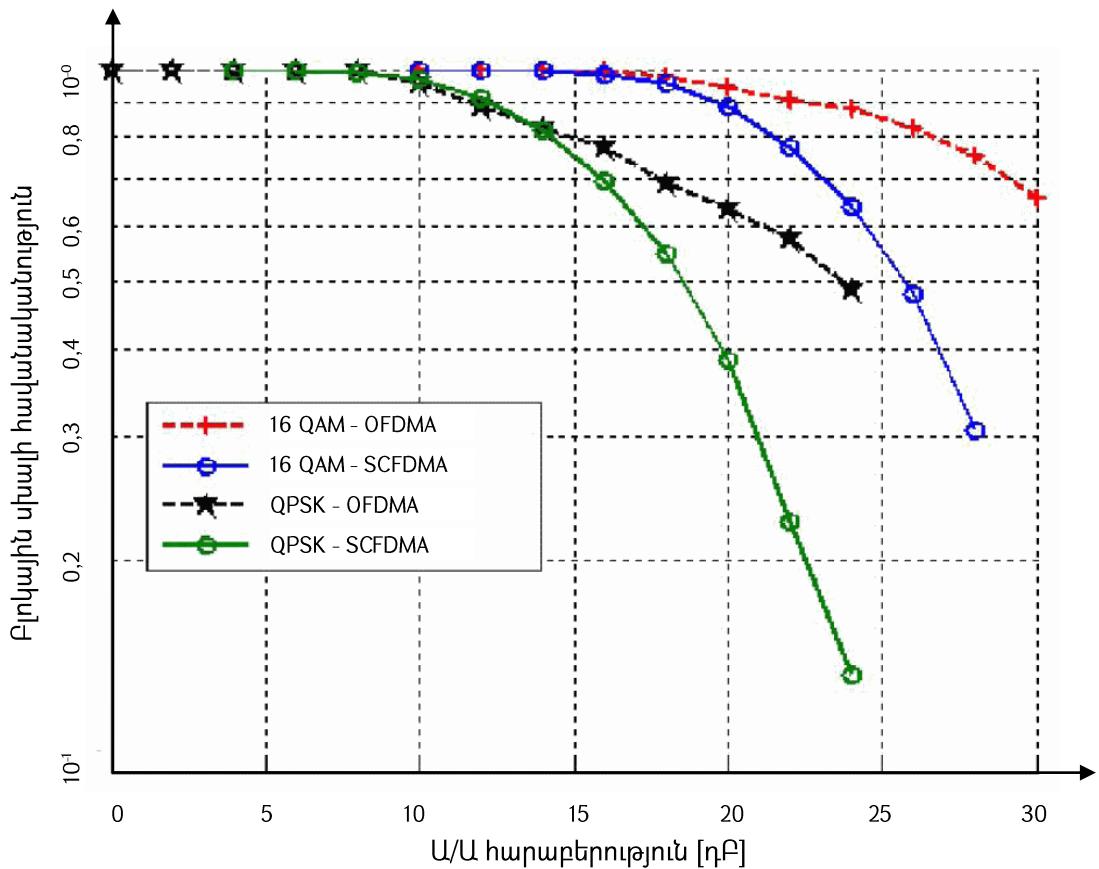
SC-FDMA և OFDMA ազդանշանների տիպիկ սպեկտրալ խտությունները ուղղիությունը հզորության ուժեղարարի ելքում բերված են Նկ. 3.12.-ում [85]:



Նկ. 3.12. Հզորության ուժեղարարի ելքում SC-FDMA և OFDMA ազդանշանների հզորության սպեկտրալ խտությունները

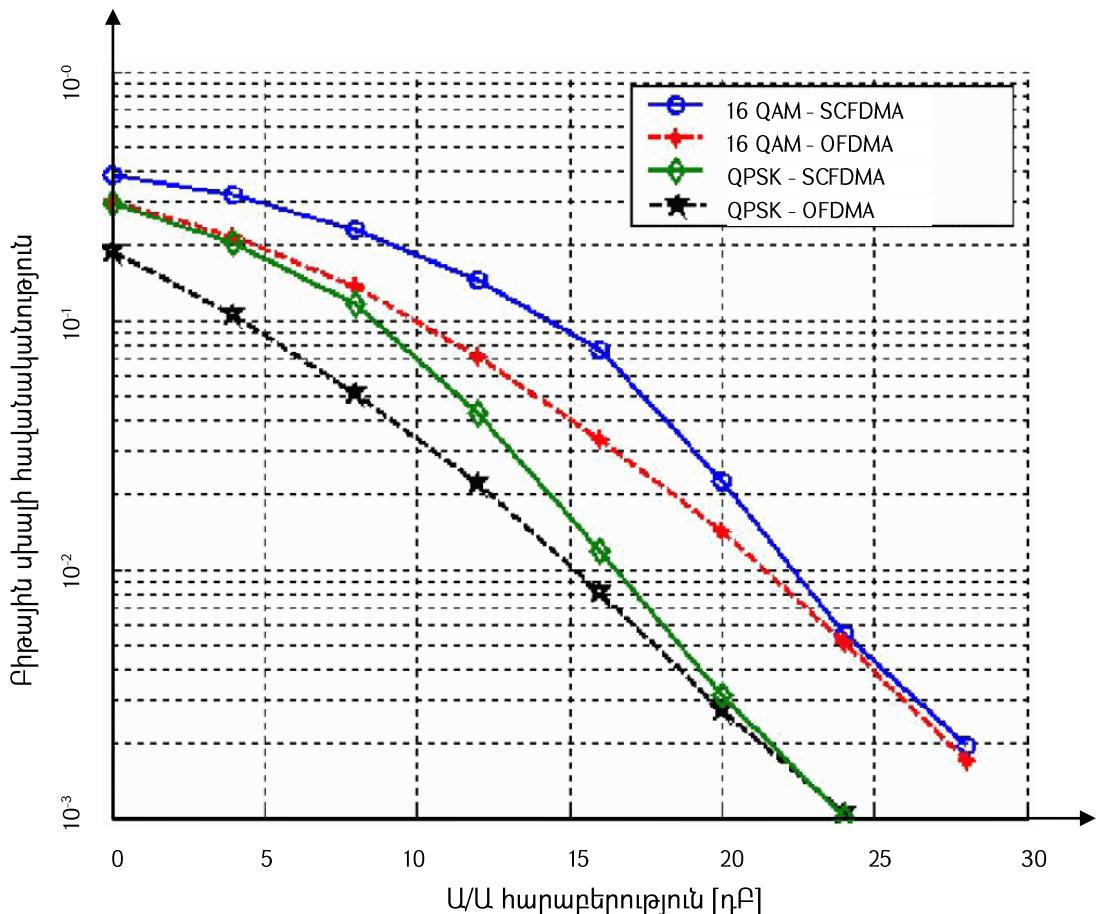
Սպեկտրների համեմատությունից պարզ դառնում, որ SC-FDMA ազդանշանը OFDMA ազդանշանի համեմատ ունի մի քանի ռեցիբել ավելի փոքր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթում: Կրողից որոշ շեղումների դեպքում հզորությունների սպեկտրալ խտությունների տարբերությունը կարող է կազմել մինչև 5 դԲ:

SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաներով գործող համակարգերի բլոկային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից QPSK և 16-QAM մոդուլացման եղանակների, բաժանորդային սարքավորման շարժման 3 կմ/ժ արագության և աղմկակայուն կոդավորման բացակայության դեպքում բերված է Նկ. 3.13.-ում [86]:



Նկ. 3.13. Աղմկակայուն կոդավորման բացակայության դեպքում, բլոկային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշան աղմուկ հարաբերությունից (ZF հավասարեցում) [86]

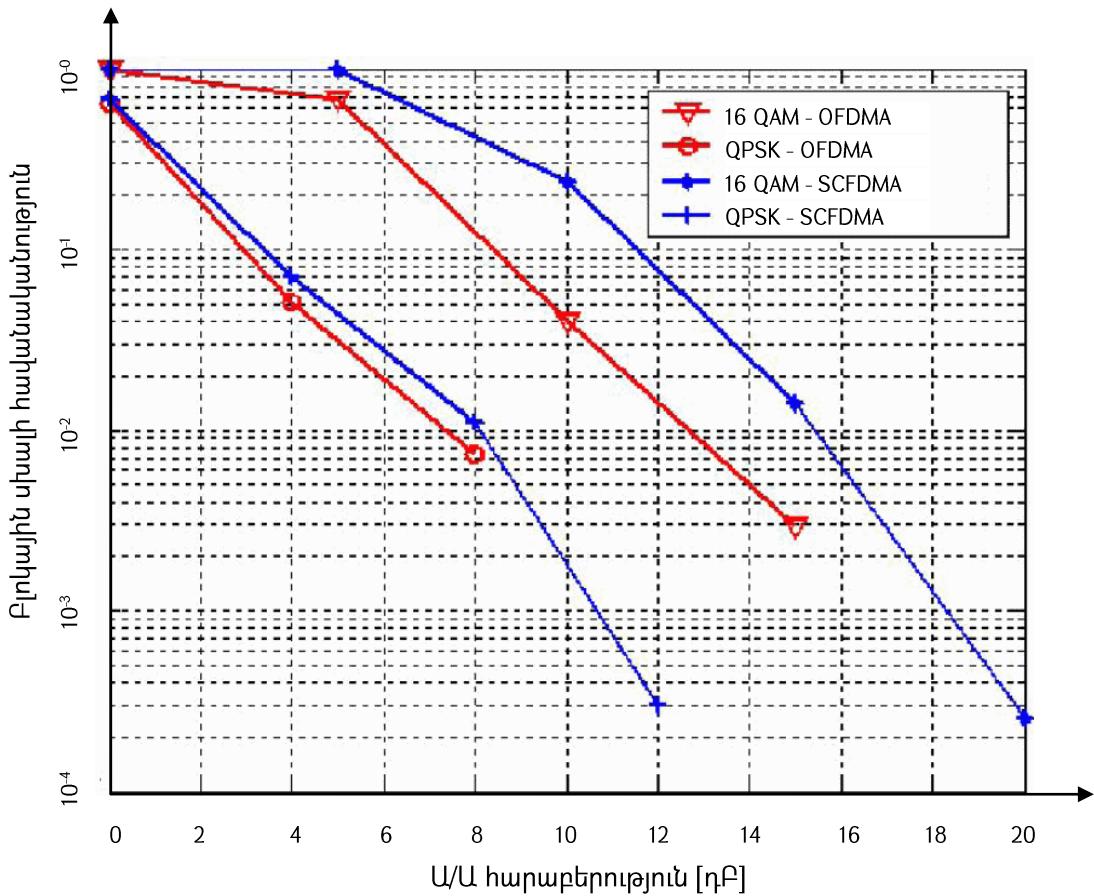
Աղմկակայուն կոդավորման բացակայության, կապուղու իդեալական գնահատման և բաժանորդային սարքավորման շարժման 3 կմ/ժ արագության դեպքում, SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաներով գործող հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգերի համար բիթային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից ZF հավասարեցման դեպքում բերված է Նկ. 3.14.-ում:



Նկ. 3.14. SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաներով գործող հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգերի համար բիթային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից (ZF հավասարեցում) [86]

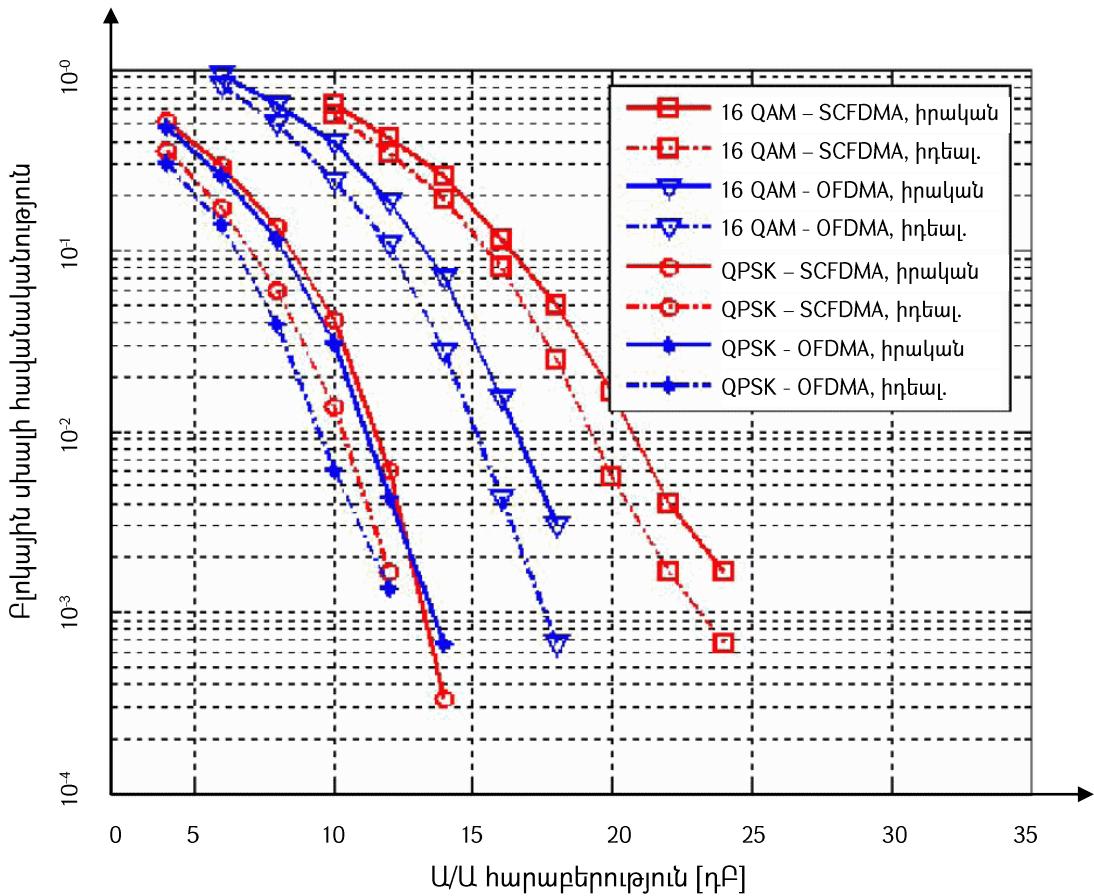
Ի տարբերություն բլոկային սխալի հավանականության, բիթային սխալի հավանականությունը միևնույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում OFDMA տեխնոլոգիայի համար ավելի փոքր է քան SC-FDMA տեխնոլոգիայի համար և այս տեսակետից OFDM-ը ավելի նախընտրելի է:

Աղմկակայուն կոդավորման առկայության դեպքում OFDMA-ի բլոկային սխալի հավանականությունը կտրուկ փոքրանում է և OFDMA-ն ունի ավելի փոքր բլոկային սխալի հավանականություն քան SC-FDMA-ն:



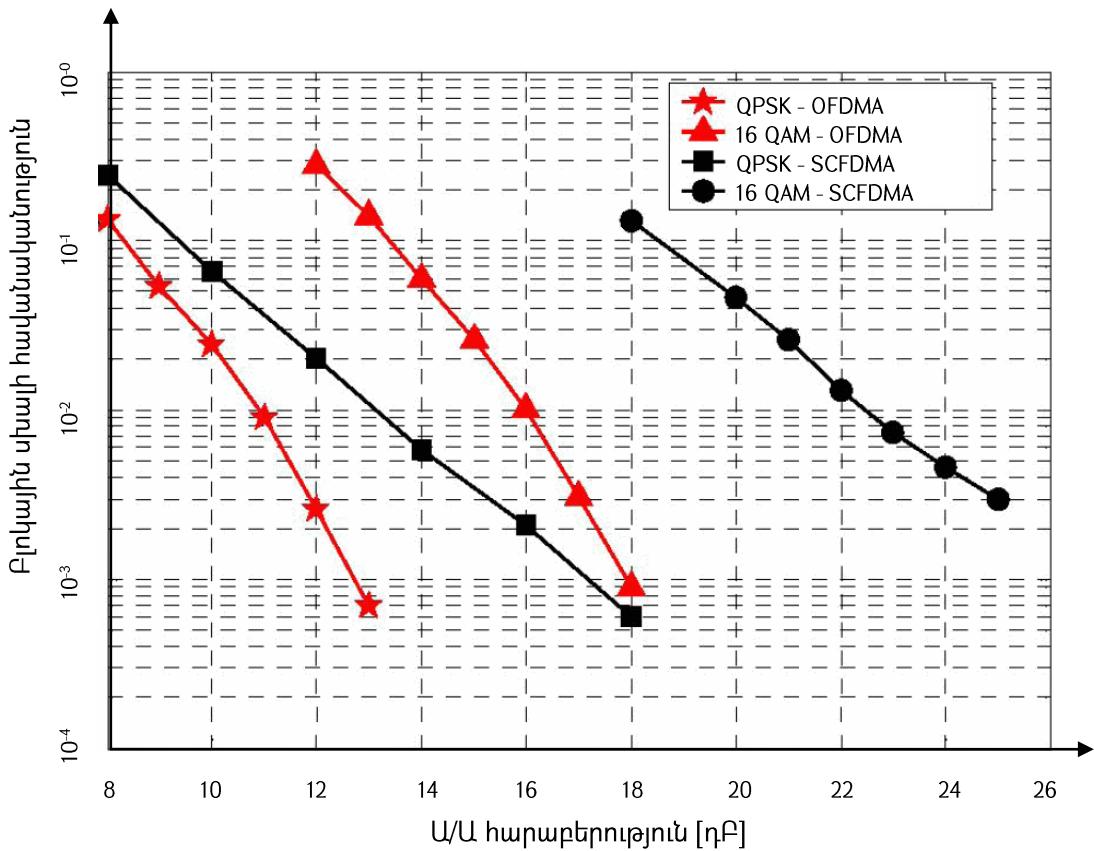
Նկ. 3.15. Աղմկակայուն կոդավորման առկայության դեպքում SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների բլոկային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշանակայուն կոդավորման առկայության դեպքում [86]

Բաժանորդային սարքավորման շարժման արագության մեծացման հետ, բարձր կարգի մոդուլյացիաների և աղմկակայուն կոդավորման առկայության դեպքում, SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների բլոկային սխալի հավանականության արժեքների տարրերությունը մեծանում է: Նկ. 3.16.-ից ակնհայտ երևում է, որ այս պայմաններում OFDMA-ն ավելի արդյունավետ է:



Նկ. 3.16. Կապուղու իրական և իդեալական գնահատման դեպքում SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների բլոկային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշանականության վերաբերյալ, 120 կմ/ժ բաժանորդային սարքավորման շարժման արագության և աղմկակայուն կոդավորման առկայության դեպքում [86]

Ակնկալվում է, որ տարածա-ժամանակային բլոկային կոդավորման տեխնոլոգիան լայնորեն կիրառվելու է LTE-ում [9], այդ պատճառով կարևոր է նաև SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաներով գործող համակարգերի պարամետրերի համեմատումը ազդանշանի տարածա-ժամանակային բլոկային կոդավորման (MIMO) դեպքում: 2×2 MIMO դեպքի համար, կապուղու իդեալական գնահատման, աղմկակայուն կոդավորման առկայության և բաժանորդային սարքավորման շարժման 3 կմ/ժ արագության դեպքում, SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների բլոկային սխալի հավանականության կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից բերված է Նկ. 3.17.-ում:



Նկ. 3.17. SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների բլոկային սխալի հավանականություն կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից 2×2 տարածա-ժամանակային բլոկային կոդավորման դեպքում (2×2 MIMO) [86]

Գրաֆիկից ակնհայտ երևում է, որ OFDMA-ն MIMO հաղորդման պայմաններում միևնույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում ունի ավելի լավ հատկություններ քան SC-FDMA-ն և որոշ բլոկային սխալի հավանականությունների դեպքում կարող է նույն արդյունքը ապահովել մինչև 10 դԲ-ով ավելի ցածր ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում:

Տարածա-ժամանակային կոդավորման առկայության դեպքում OFDMA տեխնոլոգիայի կիրառությունը ավելի նպատակահարմար է:

Հաշվի առնելով վերը բերված կախվածությունները կարելի է եզրակացնել, որ ցածր ազդանշան-աղմուկ հարաբերության և տարածա-ժամանակային կոդավորման բացակայության դեպքում SC-FDMA և OFDMA տեխնոլոգիաների պարամետրերի տարրերությունը մեծ չէ և ավելի փոքր առավելագույն և միջին հզորությունների

հարաբերության շնորհիվ SC-FDMA-ն ունի կիրառման ավելի մեծ նախապատվություն: Մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերության, բաժանորդների շարժման մեծ արագության, տարածա-ժամանակային կոդավորման առկայության պայմաններում OFDMA-ն ավելի նախընտրելի է:

Հաշվի առնելով վերը բերվածը կարելի է առանձնացնել SC-FDMA-ի OFDMA-ի նկատմամբ ունեցած հետևյալ առավելությունները՝

- Մեկ կրողով հաղորդմամբ պայմանավորված ունի ավելի ցածր առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերություն:
- Կապուղու փոքր փոխանցման գործակից ունեցող հաճախային հատվածների նկատմամբ ունի ավելի մեծ կայունություն [79]:
- Կրող հաճախության անկայունության նկատմամբ ունի փոքր զգայունություն [73]:

SC-FDMA-ն OFDMA-ի նկատմամբ ունի հետևյալ թերությունները՝

- Պահանջվում է բարդ և բազմաբաժանորդ ընդունիչ:
- Մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում բլոկային սխալի հավանականությունը շատ ավելի մեծ է քան OFDMA-ի դեպքում:
- Լրացուցիչ ՖԱԶ-ով պայմանավորված հաղորդիչի հաշվողական բարդությունը ավելի մեծ է քան OFDMA-ի դեպքում:
- OFDMA-ն ավելի ճկուն է քան SC-FDMA-ն, քանի որ իրական ժամանակում աշխատող համակարգերում ՖԴՇ-ի կետերի քանակը փոփոխելը բարդ է և ոչ նպատակահարմար [74], իսկ OFDMA-ում զրոական ենթակրողների հաշվին կարելի է առանց մեծ բարդության փոփոխել բաժանորդին հատկացվող ենթակրողների քանակը:
- OFDMA-ն MIMO հաղորդման պայմաններում միևնույն ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում ունի ավելի լավ հատկություններ քան SC-FDMA-ն:

SC-FDMA տեխնոլոգիան բավականին հասուն է: Սկսած 3GPP 8-րդ բացթողումից այն օգտագործվել է որպես 2G-ի վերբեռնման ուղղությամբ տվյալների հաղորդման և բաժանորդների բազմակի մուտքի տեխնոլոգիա և մինչև այժմ դեռ շարունակում է օգտագործվել [87]:

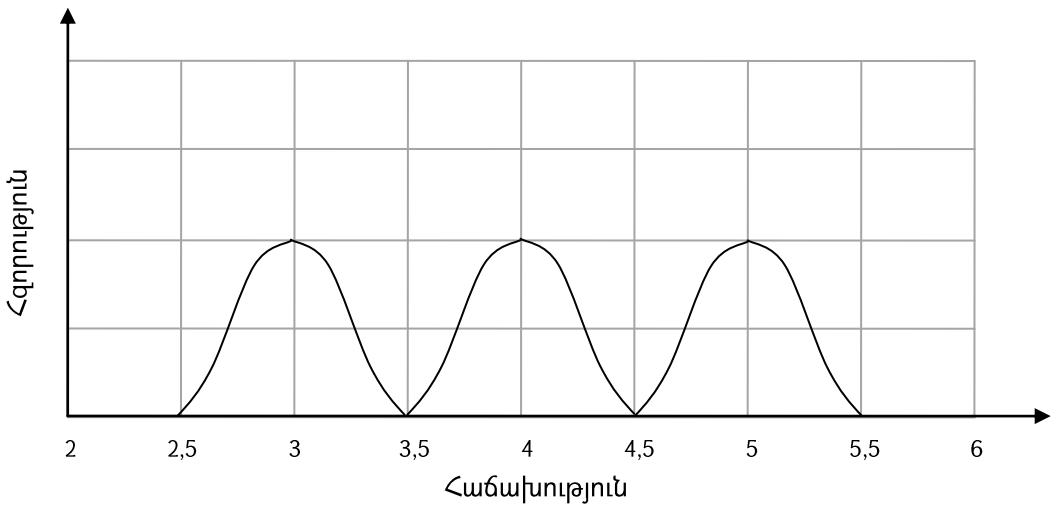
3.3. FBMC-ի սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները

Զտիչների խմբի վրա հիմնված բազմակրող հաղորդման տեխնոլոգիայի (Filter Bank Multi Carrier, FBMC) գաղափարը բխում է դեռ [24] աշխատությունից: Վերջերս FBMC-ն սկսել է դիտարկվել որպես <ԱՅ-ում OFDM-ի այլընտրանքային տարբերակ: Քանի որ FBMC-ն բազմակրող տեխնոլոգիա է, OFDM-ի համանմանությամբ մոդուլացված սիմվոլները հաղորդվում են զուգահեռ: FBMC-ն ենթակրողների նեղ հաճախաշերտերի օգտագործման շնորհիվ կայուն է կապուղում ազդանշանի բազմաճառագայթ տարածման նկատմամբ: FBMC-ում ի տարբերություն OFDM-ի, յուրաքանչյուր ենթակրող մինչև գումարային բազմակրող ազդանշան ստանալը զտվում է իմպուսաձևավորիչ զտիչով: Ենթակրողների զտումը կտրուկ նվազեցնում է աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը և հնարավորություն է տալիս ճկունորեն օգտագործել ցանկացած կտրտվածություն ունեցող հաճախաշերտ:

Հայտնի են FBMC տեխնոլոգիայի երեք տարատեսակներ՝ FMT-FBMC, CMT-FBMC և OQAM-FBMC:

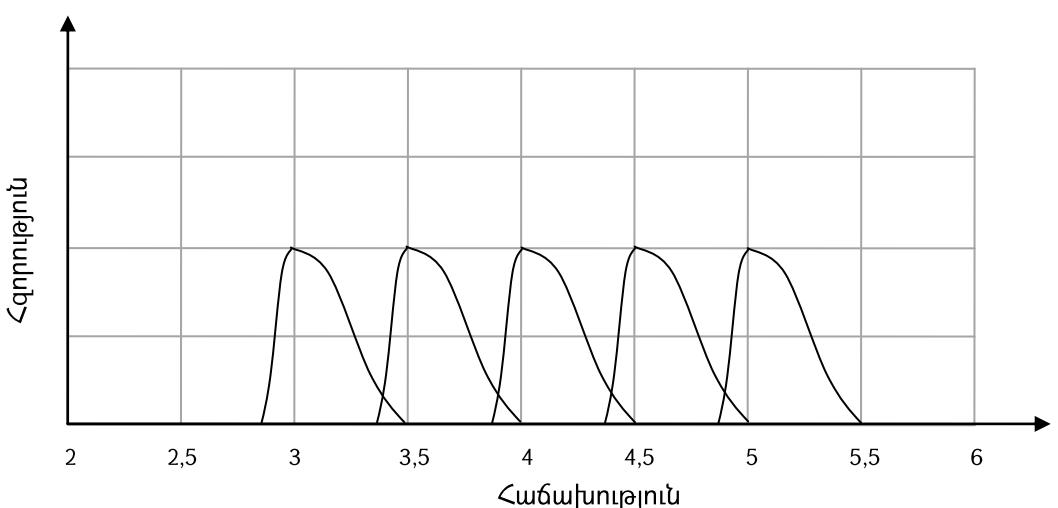
FMT-FBMC-ն (Filtered Multitone FBMC) զբաղեցնում է միջանկյալ դիրք միակրող և բազմակրող հաղորդման միջև [88]: FMT-FBMC-ի դեպքում ենթակրողները մոդուլացվում են որևէ մոդուլացման եղանակով, զտվում զտիչներով և տեղափոխվում իրենց հատկացված հաճախաշերտ: Զտման շնորհիվ մոդուլացված ենթակրողները հաճախային տիրույթում հնարավոր է իրար շատ մոտ տեղակայել և խուսափել հաճախային սպեկտրների վերածածկումից առաջացող ինտերֆերենցից: Զտումը նաև հնարավորություն է տալիս նվազագույնի հասցնել հարևան ենթակրողների միջև անհրաժեշտ պաշտպանիչ հաճախաշերտը:

FMT-FBMC ազդանշանի տիպիկ հաճախային սպեկտրը բերված է Նկ. 3.18-ում:



Նկ. 3.18. FMT-FBMC ազդանշանի տիպիկ հաճախային սպեկտրը

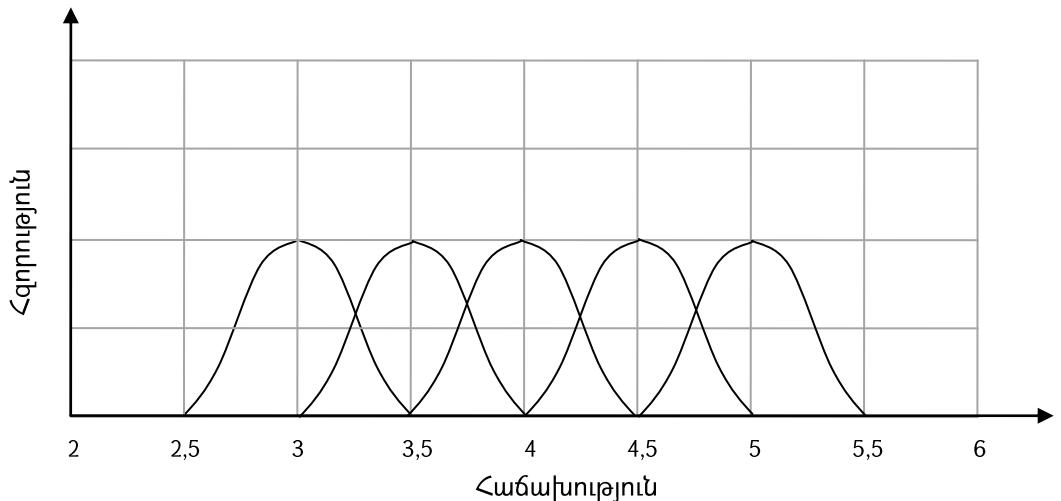
CMT-FBMC-ի (Cosine Modulated FBMC) դեպքում ենթակրողները մոդուլացվում են մնացորդային միակողմյան (Vestigial side band, VSB) ամպլիտուդային մոդուլացիայով, զտվում զտիչներով և տեղափոխվում իրենց հատկացված հաճախաշերտ: Ի տարբերություն FMT-FBMC-ի, այս եղանակի դեպքում հնարավոր է ենթակրողների հաճախային սպեկտրների մասնակի վերածածկում [89]: Մնացորդային միակողմյան ամպլիտուդային մոդուլացիայի օգտագործման շնորհիվ ենթակրողների հաճախային սպեկտրները մոտավորապես երկու անգամ ավելի նեղ են քան FMT-FBMC-ի դեպքում:



Նկ. 3.19. CMT-FBMC ազդանշանի տիպիկ հաճախային սպեկտրը

OQAM-FBMC-ն (Offset Quadrature Amplitude Modulation FBMC) հիմնված է շեղված քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի վրա [89,90]: Շեղված քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի դեպքում, մոդուլացված սիմվոլների իրական և կեղծ բաղադրիչները ժամանակային տիրութում միմյանցից շեղված են կես սիմվոլային պարբերությամբ:

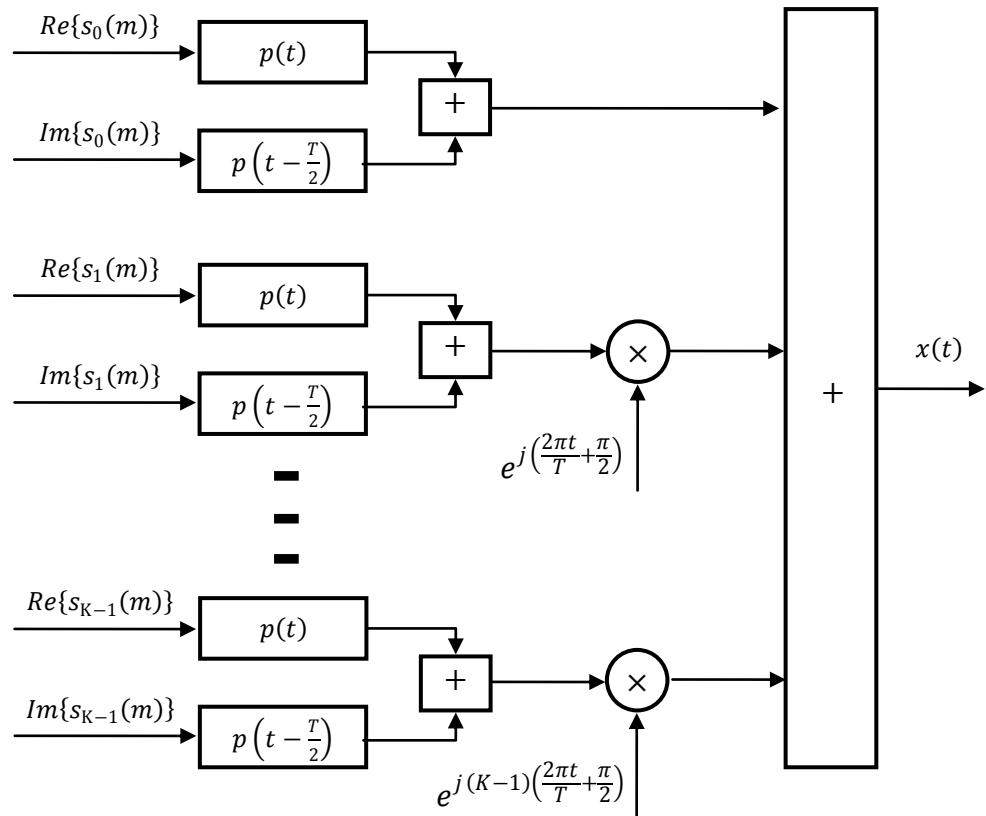
FBMC-ի այս տարատեսակի դեպքում թույլատրելի է հարևան ենթակրողների հաճախային սպեկտրների նշանակալի վերածածկում: Չնայած հարևան ենթակրողների սպեկտրների վերածածկմանը, ենթակրողների միջև օրթոգոնալություն կարելի է ապահովել քարտեզագրված սիմվոլների համափուլ և քառակուսային բաղադրիչների միջև ժամանակային շեղում մտցնելու և վերականգնման պայմանին բավարարող բնութագրերով իմպուլսաձևավորիչ և նրանց հետ համաձայնեցված ընդունիչ գտիչների կիրառման շնորհիվ [89]:



Նկ. 3.20. OQAM-FBMC ազդանշանի տիպիկ հաճախային սպեկտրը

Իրագործումից կախված, FMT-FBMC-ն ենթակրողների միջև օգտագործում է որոշակի պաշտպանիչ հաճախաշերտ, որը որոշակիորեն փոքրացնում է հաղորդման տեխնոլոգիայի սպեկտրալ արդյունավետությունը: CMT-FBMC-ն OQAM-FBMC-ի նմանությամբ թույլատրում է ենթակրողների հաճախային սպեկտրների վերածածկում, սակայն միակողմյան ամպլիտուդային մոդուլյացիայից բացի սկզբնական մոդուլացված սիմվոլները ճշգրիտ վերականգնելու համար պարունակում է հաճախային

մնացորդային բաղադրիչ, որը նույնպես փոքրացնում է տեխնոլոգիայի սպեկտրալ արդյունավետությունը: OQAM-FBMC-ն FBMC-ի մյուս երկու տարատեսակների համեմատ ունի ավելի մեծ սպեկտրալ արդյունավետություն, այդ պատճառով այսուհետ կղիտարկենք միայն FBMC տեխնոլոգիայի OQAM տարատեսակը:



Նկ. 3.21. OQAM-FBMC հաղորդչի ընդհանրացված կառուցվածքը [89,90]

OQAM-FBMC կապի համակարգում, քարտեզագրման բլոկի ելքում կոմպլեքս մոդուլացված սիմվոլները կարելի է ներկայացնել (3.2) արտահայտությամբ՝

$$s_k(m) = Re\{s_k(m)\} + jIm\{s_k(m)\}, \quad (3.2)$$

որտեղ k -ը ենթակրողի համարն է, m -ը տվյալ ենթակրողով հաղորդվող հերթական սիմվոլի համարը, $Re\{s_k(m)\}$ -ը և $Im\{s_k(m)\}$ -ը կոմպլեքս սիմվոլի համափուլ և քառակուսային բաղադրիչները, որոնք ժամանակային տիրույթում իրարից շեղվում են կես սիմվոլային պարբերությամբ: Քարտեզագրվելուց հետո սիմվոլի համափուլ և քառակուսային բաղադրիչները մեկը մյուսից անկախ գտվում են իմպուլսաձևավորիչ զտիչով, գումարվում միմյանց, տեղափոխվում ենթակրողին հատկացված հաճախային

շերտ, գումարվում մյուս Ենթակրողներին համապատասխանող ազդանշանների հետ և հաղորդվում:

OQAM-FBMC հաղորդիչ համակարգի Ելքում ազդանշանը ներկայացում է (3.3) արտահայտությամբ [90]՝

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[Re\{s_k(m)\}p(t - mT) + jIm\{s_k(m)\}p\left(t - mT - \frac{T}{2}\right) \right] e^{jk\varphi_t}, \quad (3.3)$$

որտեղ $p(t)$ -ն իմպուլսածնավորիչ գտիչի իմպուլսային բնութագիրն է,

$$\varphi_t = \frac{2\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}, \quad (3.4)$$

φ_t -ն Ենթակրողի ընդհանուր փուլն է:

OQAM-FBMC-ի համար առաջարկվել են սիմվոլի ժամանակային և հաճախային լավ տեղայնացում ապահովող մի քանի տեսակի իմպուլսային բնութագրով իմպուլսածնավորիչ գտիչներ: Հայտնի իմպուլսածնավորիչ գտիչներից են արմատնայկվածության գտիչը, օպտիմալ վերջավոր տևողությամբ իմպուլսածնավորիչ գտիչը, մի խումբ ընդլայնված Գառւայան ֆունկցիաներին համապատասխանող իմպուլսային բնութագրեր ունեցող գտիչներ և վերջերս առաջարկված PHYDYAS իմպուլսածնավորիչ գտիչը:

Օպտիմալ վերջավոր տևողությամբ իմպուլսածնավորիչ գտիչի իմպուլսային բնութագրիրը տրվում է (3.5) արտահայտությամբ [91]՝

$$p(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \psi_i(t), \quad (3.5)$$

որտեղ $\psi_i(t)$ -ն ալիքային ֆունկցիա է, իսկ a_i -ն լավարկման արդյունքում ստացված իրական գործակից:

Ընդլայնված գառւայան ֆունկցիաները տրվում են (3.6) արտահայտությամբ [92]՝

$$\begin{aligned} z_{\alpha, v_0, \tau_0}(t) &= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} d_{k, \alpha, v_0} \left[g_{\alpha} \left(t + \frac{k}{v_0} \right) + g_{\alpha} \left(t - \frac{k}{v_0} \right) \right] \right\} \times \\ &\times \sum_{l=0}^{\infty} d_{l, 1/\alpha, \tau_0} \cos \left(2\pi l \frac{t}{\tau_0} \right), \end{aligned} \quad (3.6)$$

որտեղ $\tau_0 v_0 = \frac{1}{2}$, d_{k, α, v_0} -ն իրական գործակից է, $g_{\alpha}(t)$ -ն գառւայան ֆունկցիա է՝

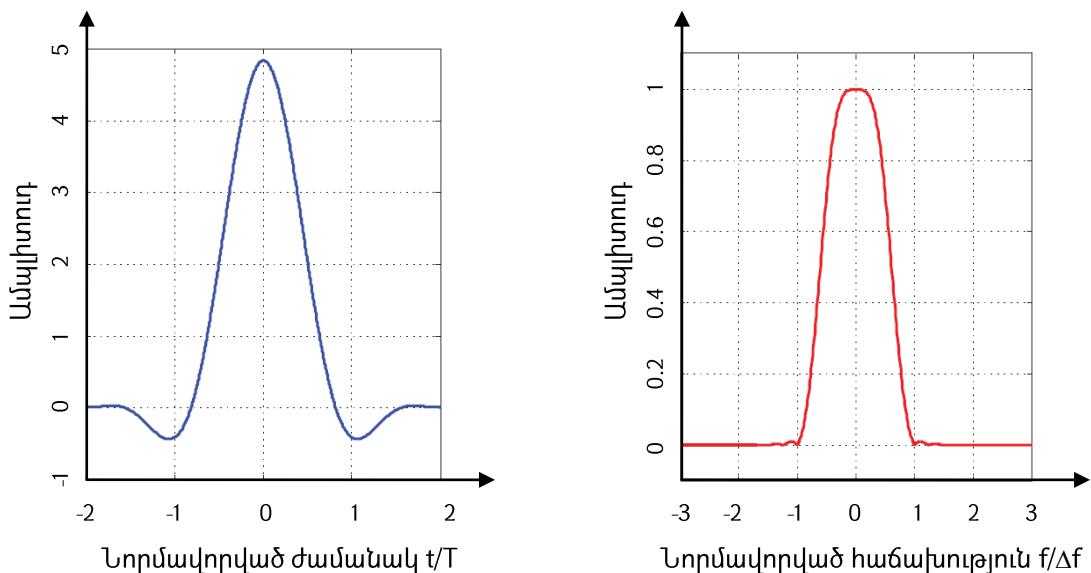
$$g_{\alpha}(t) = (2\alpha)^{\frac{1}{4}} e^{-\pi\alpha t^2}: \quad (3.7)$$

PHYDYAS իմպուլսածևավորիչ գտիչը առաջարկվել է Բելաջերի կողմից [93]: Նրա ամպլիտուդա-հաճախային բնութագիրը բավարարում է (3.8) պայմանին՝

$$\begin{cases} H_0 = 1; \\ H_i^2 + H_{V-i}^2 = 1; \quad H_{VK-i} = H_i; \\ H_i = 0; \end{cases} \quad \begin{aligned} & 1 \leq i \leq V-1 \\ & V \leq i \leq VK-V \end{aligned} \quad (3.8)$$

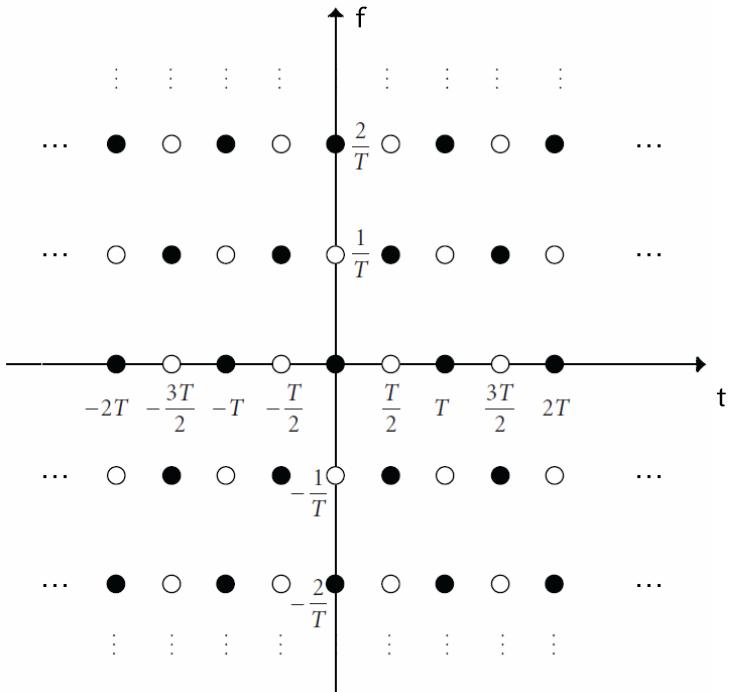
այստեղ V -ն իմպուլսների վերածածկման գործակիցն է:

PHYDYAS իմպուլսածևավորիչ գտիչի իմպուլսային բնութագիրը ստացվում է (3.8) պայմանին բավարարող հաճախային դիսկրետները ՀՖԴ-ով ժամանակային տիրույթ տեղափոխելու միջոցով: Իմպուլսների վերածածկման գործակից $V=4$ արժեքի դեպքում PHYDYAS իմպուլսածևավորիչ գտիչի հաճախային և իմպուլսային բնութագրերը բերված են Նկ. 3.22.-ում [94]:



Նկ. 3.22. PHYDYAS իմպուլսածևավորիչ գտիչի իմպուլսային և հաճախային բնութագրերը

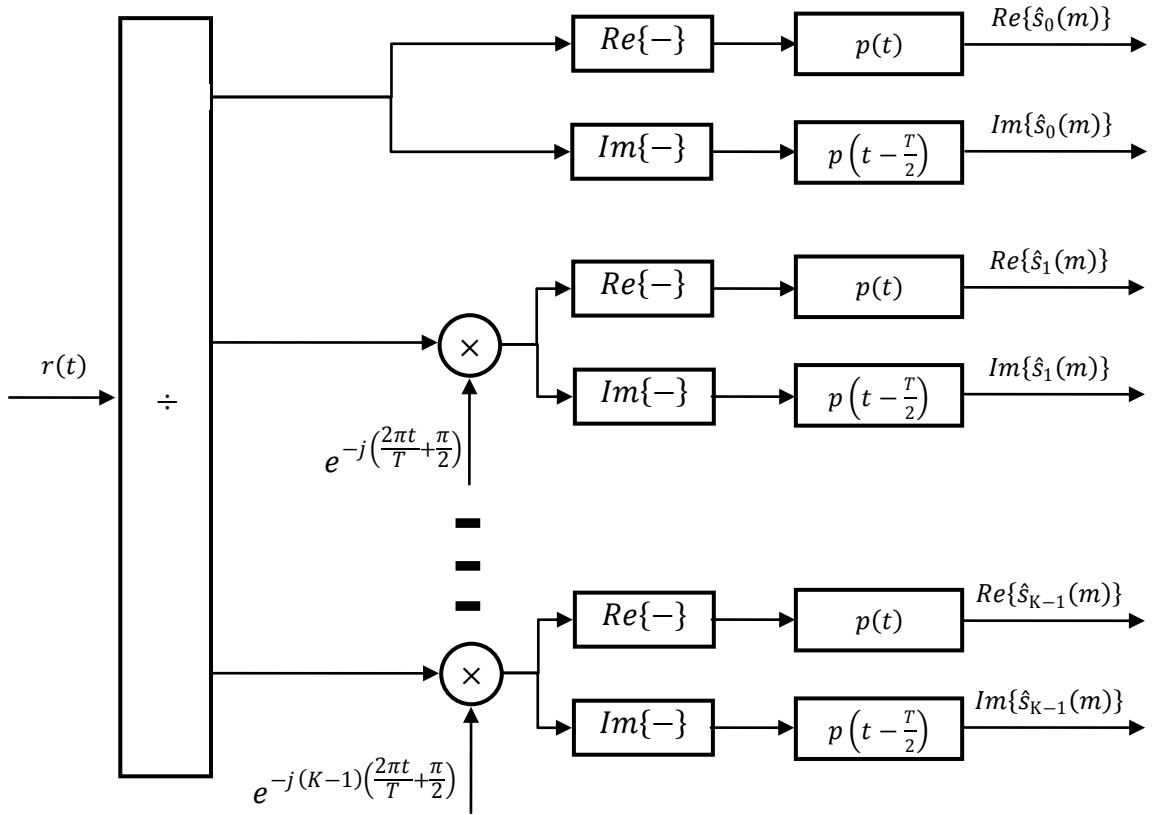
Արտահայտություն (3.3)-ից երևում է, որ մոդուլացված սիմվոլների համափուլ և քառակուսային բաղադրիչները զտվում են մեկը մյուսից անկախ և հաղորդվում նույն ենթակրողով կես սիմվոլային պարբերությամբ շեղված: OQAM-FBMC-ի ժամանակա-հաճախա-փուլային դիագրամը, հաշվի առնելով ենթակրողների միջև հաճախային միջակայքի արժեքը, բերված է Նկ. 3.23.-ում [89]:



Նկ. 3.23. OFDM-FBMC-ի հաղորդման տեխնոլոգիայի ժամանակա-հաճախա-փուլային դիագրամ

Դիագրամում սև շրջանները համապատասխանում են սիմվոլների համափուլ, իսկ սպիտակ շրջանները՝ բառակուսային բաղադրիչներին:

Ընդունիչում ընդունված OFDM-FBMC ազդանշանը բազմապատկվում է ենթակրողներին համապատասխանող հաճախությամբ սինուսիդային ազդանշաններով (օգտագործվում է այնքան ազդանշան, որքան ակտիվ ենթակրող առկա է համակարգում) և տրվում է համաձայնեցված զտիչների բլոկին: Ամեն մի զտիչի ելքում ծևավորվում է որևէ կոմպլեքս մոդուլացված սիմվոլի իրական կամ կեղծ բաղադրիչը: Այնուհետև, ստացված բաղադրիչները վերամիավորվում են և ստացված կոմպլեքս սիմվոլները ապաքարտեզագրվում են:



Նկ. 3.24. OQAM-FBMC ընդունիչի ընդհանրացված կառուցվածքը

PHYDYAS նախագծի շրջանակներում առաջարկվել է OQAM-FBMC հաղորդչի նոր իրագործման եղանակ, որը ավանդական հաղորդչի համեմատ որոշակիորեն փոքրացնում է իրագործման բարդությունը և հիմնված է ՀՖԱՁ-ի վրա [94,95]: Միաժամանակ առաջարկվել է ՖԱՁ-ի վրա հիմնված ընդունիչի իրագործման եղանակ, որը նույնպես ունի ավելի փոքր իրագործման բարդություն քան ավանդական ընդունիչը: Առաջարկված իրագործման եղանակների դեպքում, ընդունիչում բազմապատկման գործողությունների քանակը հավասար է հաղորդիչում բազմապատկման գործողությունների քանակին և տրվում է (3.9) արտահայտությամբ [95]:

$$C_{h_{\text{unq.}}} = C_{p_{\text{unq.}}} = 2(2K + K(\log_2(K) - 3) + 4 + 2VK) \quad (3.9)$$

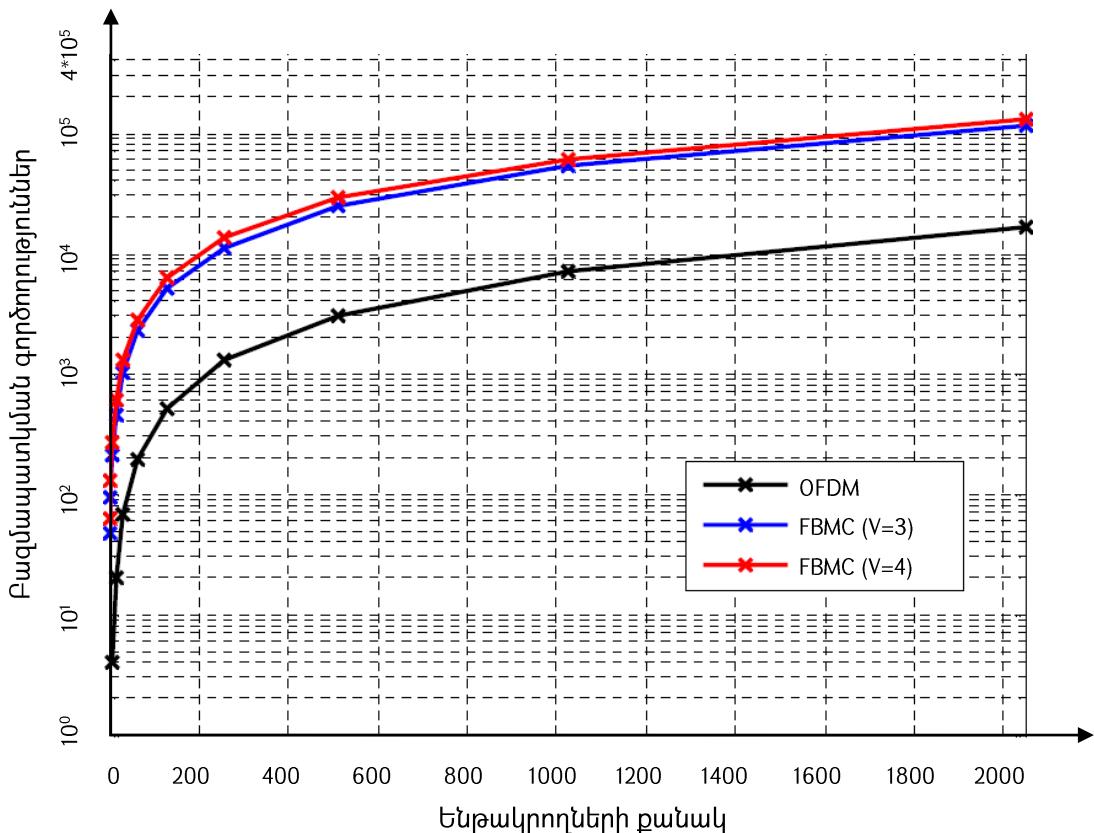
Կապի համակարգի ընդհանուր բազմապատկման գործողությունների քանակը այս երկուսի գումարն է:

$$C_{OQAM-FBMC} = C_{h_{\text{unq.}}} + C_{p_{\text{unq.}}} = 4(2K + K(\log_2(K) - 3) + 4 + 2VK) \quad (3.10)$$

OFDM հաղորդիչ ընդունիչ համակարգի հաշվողական բարդությունը հիմնականում որոշվում է ՀՖԱԶ և ՖԱԶ գործողություններով և տրվում է (3.11) արտահայտությամբ:

$$C_{OFDM} = 2(K(\log_2(K) - 3) + 4) \quad (3.11)$$

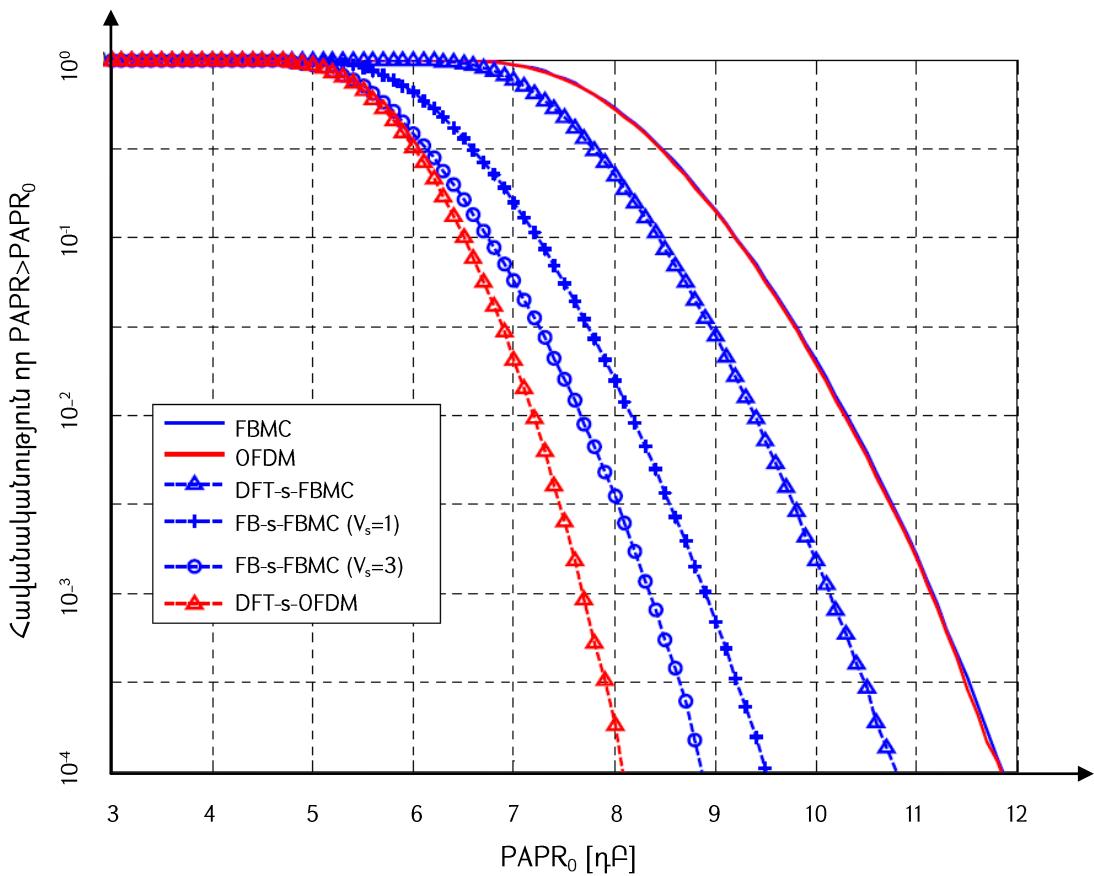
Իմպուսաձևավորիչ և նրանց հետ համաձայնեցված զտիչների առկայությամբ պայմանավորված OQAM-FBMC հաղորդիչ ընդունիչ համակարգի բարդությունը բավականին մեծանում է: OQAM-FBMC և OFDM հաղորդիչ ընդունիչ համակարգերի հաշվողական բարդության կախվածությունը օգտագործվող Ենթակրողների քանակից բերված է Նկ. 3.25.-ում:



Նկ. 3.25. OQAM-FBMC և OFDM տեխնոլոգիաների վրա հիմնված կապի համակարգերի հաշվողական բարդության կախվածությունը օգտագործվող Ենթակրողների քանակից [95]

Գրաֆիկից ակնհայտ երևում է, որ OQAM-FBMC համակարգը ունի մոտ տաս անգամ ավելի մեծ հաշվողական բարդություն:

Բազմակրող հաղորդմամբ պայմանավորված OQAM-FBMC ազդանշանի առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերությունը նույնպես մեծ է: FBMC-ի դեպքում, ինչպես և OFDM-ի դեպքում, ցրման միջոցով հնարավոր է ազդանշանի առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության փոքրացում: FBMC-ի դեպքում ֆԴՇ ցրումից բացի հնարավոր է նաև ցրում զտիչների խմբի միջոցով: 1024 ենթակրողների, վերածածկման գործակցի 4 արժեքի, QPSK մոդուլացման եղանակի և 160 ակտիվ ենթակրողների դեպքում OQAM-FBMC և OFDM ազդանշանների առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության հավանականության բաշխվածության ինտեգրալ ֆունկցիան բերված է Նկ. 3.26-ում: Նոյն գրաֆիկի վրա բերված են նաև ֆԴՇ ցրված OFDM-ի, ֆԴՇ ցրված FBMC-ի և զտիչների խմբի կողմից ցրված FBMC-ի համապատասխան բաշխվածությունները [95]:

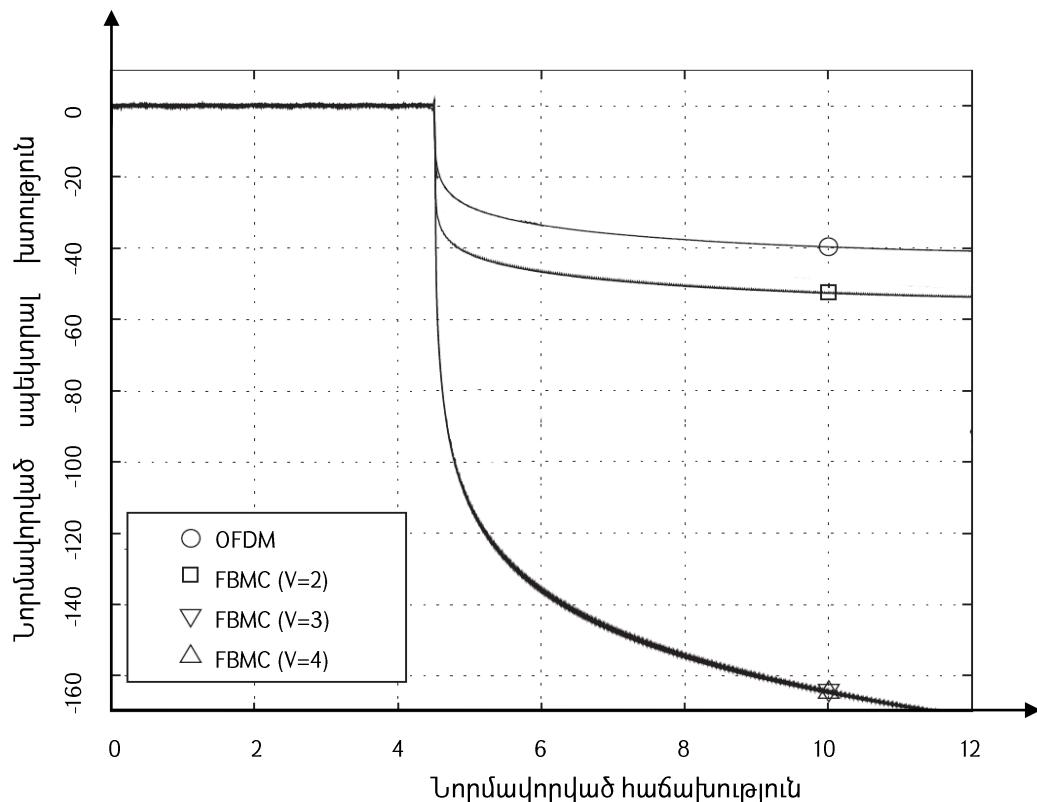


Նկ. 3.26. QPSK մոդուլացման դեպքում OQAM-FBMC և OFDM ազդանշանների առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության հավանականության բաշխվածության ինտեգրալ ֆունկցիան

Գրաֆիկից ակնհայտ է, որ OQAM-FBMC-ունի նույնախիք PAPR ինչպես OFDM-ը, իսկ ազդանշանի ցրումը OFDM-ի դեպքում ավելի արդյունավետ է:

Որոշ աղբյուրներ [96,97] նշում են FBMC և MIMO տեխնոլոգիաների համատեղելիության բարդության մասին, պնդելով որ MIMO տեխնոլոգիայի կիրառումը կտրուկ մեծացնում է ընդունիչի բարդությունը և ազդանշանի հապաղումը: Այն հաղթահարելու համար առաջարկվում է օգտագործել ազդանշանի հավելյալ կոդային բաժանում: Այլ աշխատությունում առաջարկվում է օգտագործել ցիկլիկ ներդիր [98]: Համաձայն տեսական հետազոտությունների արդյունքների OQAM-FBMC-ն բարդ համատեղելի է MIMO տեխնոլոգիայի հետ:

OQAM-FBMC-ի աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը մեծապես կախված է իմպուլսածևավորիչ գտիչի ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրից: OQAM-FBMC և OFDM ազդանշանների տիպիկ հզորության սպեկտրալ խտությունները իմպուլսների վերածածկման գործակցի $V=\{2;3;4\}$ արժեքների դեպքում բերված են Նկ. 3.27.-ում [99]:



Նկ. 3.27. OQAM-FBMC և OFDM ազդանշանների տիպիկ սպեկտրալ խտությունները իմպուլսների վերածածկման գործակցի $V=\{2;3;4\}$ արժեքների դեպքում

Նկարից երևում է, որ FBMC-ն ցանկացած վերածածկման գործակցի դեպքում ունի ավելի փոքր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման մակարդակ քան OFDM-ը և վերածածկման գործակցի մեծ արժեքների դեպքում ճառագայթման մակարդակը ավելի փոքր է:

Հաշվի առնելով վերը բերվածը կարելի է առանձնացնել OQAM-FBMC-ի OFDM-ի նկատմամբ ունեցած հետևյալ առավելությունները՝

- Ավանդական OQAM-FBMC-ում ցիկլիկ ներդիր չի օգտագործվում, որի շնորհիվ ապահովում է կապուղու ժամանակային օգտագործման բարձր արդյունավետություն:
- Ցածր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը հնարավորություն է տալիս օգտագործել կտրտված հաճախաշերտեր:
- Իմպուլսների վերածածկման գործակցի արժեքից կախված միջենթակրողային ինտերֆերենց հնարավոր է միայն որոշակի քանակի ենթակրողների միջև: Դա հնարավորություն է տալիս ընդունիչում ապամոռուացնել միայն իրեն հատկացված ենթակրողները և անտեսել այլ բաժանորդներին հատկացվածները: Այս երևույթի շնորհիվ բազմաբաժանորդ կապի համակարգերում հնարավոր է ռեսուրսների հատկացման ավելի ճկուն ալգորիթմների օգտագործում:

OQAM-FBMC-ին OFDM-ի նկատմամբ ունի հետևյալ թերությունները՝

- Իմպուլսածկավորիչ և համաձայնեցված զտիչների առկայությամբ պայմանավորված համակարգի հաշվողական բարդությունը մոտավորապես 10 անգամ ավելի մեծ է քան OFDM-ի դեպքում:
- OQAM-FBMC-ն առանց լրացուցիչ ծևափոխությունների համատեղելի չէ MIMO տեխնոլոգիայի հետ:
- OQAM-FBMC տեխնոլոգիան դեռ արդյունաբերական ոչ մի ստանդարտում չի կիրառվել և հավանաբար կիրառական սարքավորումների նախագծման ընթացքում ակնհայտ կգան բազմաթիվ խնդիրներ:
- OQAM-FBMC և OFDM ազդանշաններն ունեն առավելագույն և միշին հզորությունների հարաբերության հավանականության բաշխվածության ինտեգրալ

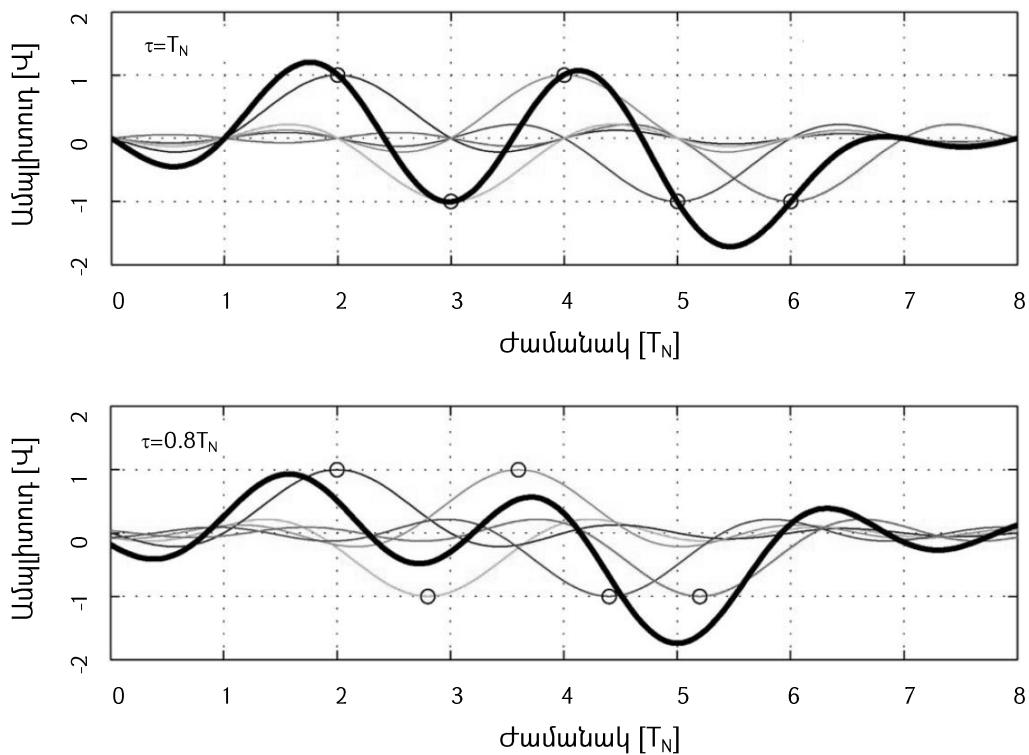
ֆունկցիայի նույն բնութագրերը, սակայն ազդանշանի ցրման դեպքում OFDM-ն ունի ավելի լավ հատկություններ:

3.4. Մոդուլյացիայի այլ առաջադեմ եղանակների սկզբունքներն, առավելություններն ու թերությունները

Մի քանի հետազոտական կենտրոնների կողմից առաջարկվել են այլ հաղորդման տեխնոլոգիաներ որոնք ունեն այս կամ այն առավելությունները կամ թերությունները:

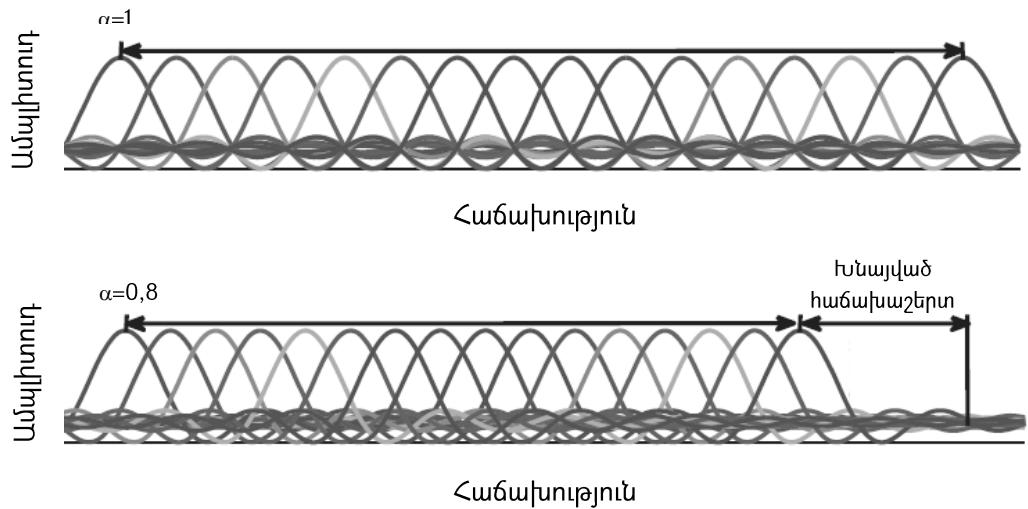
Նայկվիստն իր աշխատանքում [18] նշել է, որ զրոական միջսիմվոլային ինտերֆերենցի պայմանին բավարարող նայկվիստյան իմպուլսները $\frac{1}{2T}$ հաճախաշերտ զբաղեցնող կապուղով չեն կարող $\frac{1}{T}$ հաճախությունից ավելի արագ հաղորդվել: Մազո՞ն նկատել է [19], որ միևնույն հաճախաշերտ զբաղեցնող կապուղով նայկվիստյան իմպուլսները կարելի է հաղորդել մինչև 25%-ով ավելի արագ առանց մոդուլացված սիմվոլների սխալ դետեկտման հավանականության մեծացման: 25%-ով ավելի արագ տվյալների հաղորդումը ընդունիչում խախտում է զրո ինտերֆերենցի պայմանը և պահանջում է ավելի բարդ, իտերատիվ դետեկտմամբ ընդունիչ [100,101]: Հաղորդման այս տեխնոլոգիան ստացել է նայկվիստից ավելի արագ հաղորդում (Faster Than Nyquist, FTN) անվանումը [102]:

Նայկվիստյան սիմվոլների օրթոգոնալ և ժամանակային տիրույթում $\tau=0.8T$ չափով սեղմված հաղորդման դեպքում գումարային ազդանշանները պատկերված են Նկ. 3.28.-ում:



Նկ. 3.28. Նայկվիստյան սիմվոլների օրթոգոնալ և ժամանակային տիրույթում $\tau=0.8T$ չափով սեղմված ազդանշանների համեմատություն [102]

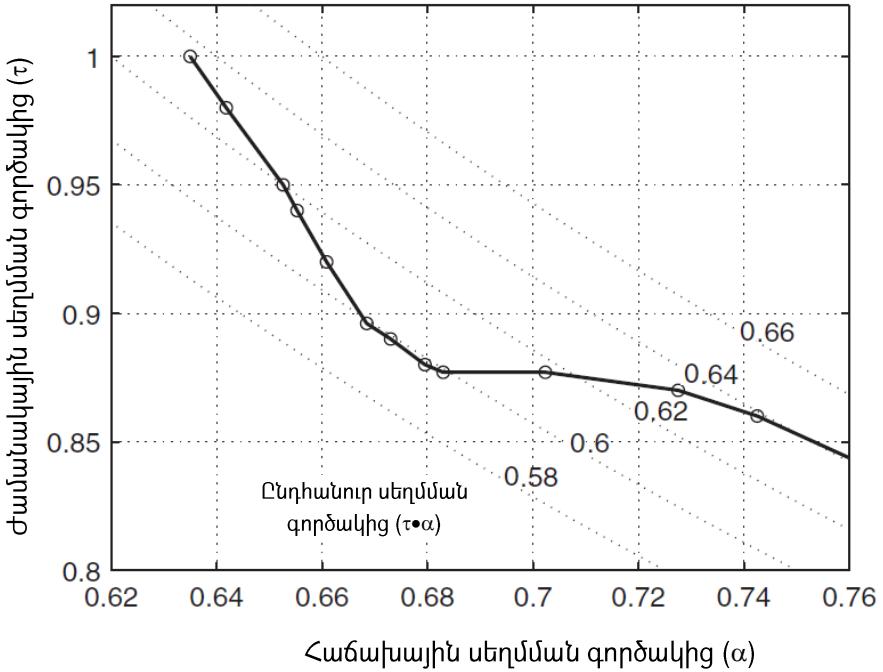
Տեխնոլոգիան կարելի է կիրառել նաև բազմակրող հաղորդման համար: Բազմակրող հաղորդման դեպքում սիմվոլների ժամանակային սեղմումից բացի հնարավոր է կիրառել հարևան ենթակրողների հաճախային սեղմում [103]: Ենթակրողների միջև առկա հաճախային միջակայքի փոքրացման շնորհիվ հնարավոր է նվազեցնել օգտագործվող հաճախաշերտը միաժամանակ անփոփոխ թողնելով տվյալների հաղորդման արագությունը: Ազդանշանի հաղորդման այս տեխնոլոգիան ստացել է սպեկտրալ արդյունավետ հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորում (Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing, SEFDM) անվանումը:



Նկ. 3.29. OFDM և SEFDM տեխնոլոգիաների ենթակրողների հաճախային սպեկտրները հաճախաշերտի սեղմման գործակցի $\alpha=0,8$ արժեքի դեպքում [104]

SEFDM ազդանշանի ձևավորման համար ավանդական եղանակից բացի առաջարկվել է նաև <ֆԱԶ-ի վրա հիմնված, համեմատաբար քիչ հաշվողական ռեսուրսներ պահանջող եղանակ [104]: Առաջարկվել են նաև իտերատիվ ընդունիչի մի քանի կառուցվածքներ, որոնք հիմնված են տուրբո դեկոդավորման և BJCR ալգորիթմների վրա [105]:

Բազմակրող հաղորդման դեպքում հնարավոր է սիմվոլների ժամանակային սեղմման և ենթակրողների հաճախային սեղմման միաժամանակ կիրառում (Time-Frequency FTN): Կրկնակի սեղմման միջոցով հնարավոր սպեկտրալ արդյունավետության մեծացումը ուսումնասիրվել է [100]-ում: Առանց սիմվոլներին համապատասխանող ազդանշանների միջև էվկլիդեսյան հեռավորության փոքրացման, միաժամանակ հաճախային և ժամանակային սեղմման գործակիցների հասանելի արժեքների բազմությունը բերված է Նկ. 3.30.-ում [100]:



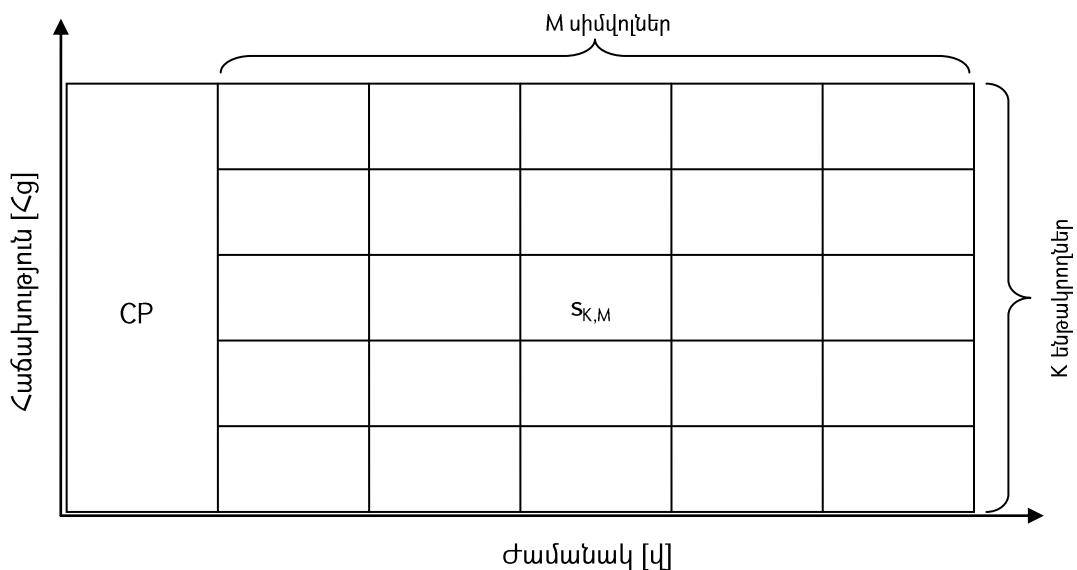
Նկ. 3.30. Հաճախային և ժամանակային սեղման գործակիցների առավելագույն արժեքները 0.3 անկման գործակցով իրական նայկվիստյան իմպուլսների դեպքում

Գրաֆիկից երևում է, որ գործակիցների ճիշտ ընտրության դեպքում հնարավոր է մինչև ~1,6 անգամ մեծացնել համակարգի սպեկտրալ արդյունավետությունը:

Ազդանշանի հաճախային և ժամանակային սեղման տեխնոլոգիան սպեկտրալ արդյունավետության մեծացման առավելությունից բացի, ունի որոշ թերություններ: Նրանցից հիմնականները իտերատիվ ընդունիչի մեջ հաշվողական բարդությունն ու իտերացիաների մեջ քանակն են [101]: Նրանք բերում են ընդունվող տեղեկատվության մեջ ժամանակային հապաղման և սարքավորման չափսերի, գնի և էներգասպառման մեծացման:

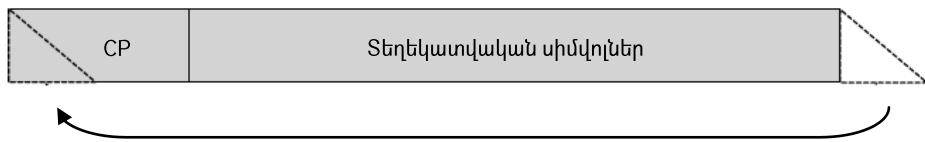
Դրեզդենի տեխնիկական համալսարանի պրոֆեսոր Գ. Ֆետվեյսի կողմից առաջարկվել և այժմ համալսարանի հետազոտական խմբի կողմից լայնորեն ուսումնասիրվում է ընդհանրացված հաճախային բաժանմամբ մուլտիպլեքսավորման տեխնոլոգիան (Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM) [33]: GFDM-ը ազդանշանների հաղորդման ճկուն կառուցվածք է, որը հնարավորություն է տալիս պարամետրերի որոշակի արժեքների դեպքում ստանալ այլ հաղորդման տեխնոլոգիաներ:

GFDM-ը FBMC-ի նմանությամբ կարող է օգտագործել իմպուլսաձևավորիչ զտիչներ և OQAM մոդուլյացիա, այդպիսով ճնշելով աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը [106]: Այս հատկությունը նրան հնարավորություն է տալիս ճկունությամբ օգտագործել կտրտված հաճախաշերտերը: OFDM-ի և հաճախային տիրույթում հավասարեցում օգտագործող մյուս եղանակների նմանությամբ GFDM-ը օգտագործում է ցիկլիկ ներդիր: Ցիկլիկ ներդիրը կիրառվում է, ոչ թե յուրաքանչյուր սիմվոլի, այլ ամբողջ GFDM բլոկի համար, որը կազմված է M հաջորդական սիմվոլներից: GFDM բլոկի կառուցվածքը բերված է Նկ. 3.31.-ում:



Նկ. 3.31. GFDM բլոկի կառուցվածքը

Իմպուլսաձևավորիչ զտիչով անցնելիս GFDM բլոկի երկարությունը ավելանում է զտիչի իմպուլսային բնութագրի չափսով: Ցիկլիկ ներդիրի և GFDM բլոկի գումարային տևողությունը հաստատում պահելու համար առաջարկվել է շրջանային փաթեթավորման կամ բլոկի վերջավորության կտրման և սկզբում տեղադրման գաղափարը [33]: Այն հնարավորություն է տալիս չեղարկել իմպուլսաձևավորիչ զտիչի իմպուլսային բնութագրի չափսով GFDM բլոկի տևողության մեծացումը: Բլոկի տևողության մեծացման չեղարկումը հնարավորություն է տալիս բարձր պահել հաղորդման տեխնոլոգիայի կապուղությունը ժամանակային օգտագործման արդյունավետությունը:



Նկ. 3.32. GFDM բլոկի վերջավորության կտրման և սկզբում տեղադրման գործողությունը

GFDM-ի հատկությունները գործնականում ուսումնասիրելու համար իրագործվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման վրա հիմնված հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ: Համակարգի ծրագրային հիմք է հանդիսացել, Horizon 2020 ծրագրի շրջանակներում ֆինանսավորված, eWINE նախագծի արդյունքում մշակված GFDM ազդանշանի հաղորդման-ընդունման ծրագրային ապահովումը [107]:

GFDM-ը OFDM-ի համեմատ ունի հետևյալ առավելությունները՝

- Ենթակրողների զտման շնորհիվ ունի ցածր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթում և կարող է օգտագործվել կտրտված հաճախաշերտեր:
- Մի քանի սիմվոլի հաղորդման համար մեկ ցիկլիկ ներդիրի օգտագործումը մեծացնում է հաղորդման տեխնոլոգիայի կապուղու ժամանակային օգտագործման արդյունավետությունը, որը GFDM-ի դեպքում ավելի մեծ է քան OFDM-ի դեպքում և ավելի փոքր քան OQAM-FBMC-ի դեպքում:
- Կառուցվածքի ճկունության շնորհիվ GFDM-ը համատեղելի է OFDM-ի հետ և տեսականորեն կարող է օգտագործվել ՀՍՑ-ի կիրառման բոլոր սցենարների համար:

GFDM-ի թերություններից են՝

- Իմպուլսաձևավորիչ և համաձայնեցված զտիչներով պայմանավորված համակարգի հաշվողական բարդությունը մեծ է:
- Վերածրագրավորվող թվային փականների մատրիցի (Field Programmable Gate Array, FPGA, ՎՃՓԱ) և հատուկ կիսահաղորդչային միկրոսխեմաների նախագծման դեպքում, հաղորդման տեխնոլոգիայի կառուցվածքի ճկունությունը էլ ավելի է մեծացնում համակարգի բարդությունը: Դա պայմանավորված է այդպիսի համակարգերի իրական ժամանակում վերածրագրավորման հատկության բացակայությամբ:

- Կիրառական համակարգերում տեխնոլոգիայի կառուցվածքի ճկունության իրագործումը բարդ խնդիր է: Ուսումնասիրված ծրագրորեն որոշվող ռադիոհամակարգը ապահովում է միայն մեկ տեսակի քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիա պարամետրերի փոփոխությունների սահմանափակ տիրույթում:
- GFDM տեխնոլոգիան դեռ արդյունաբերական ոչ մի ստանդարտում չի կիրառվել և հետազոտական աշխատանքները նրա լավարկման ուղղությամբ դեռ շարունակվում են:

Բացի թվարկվածներից առաջարկվել են այլ հաղորդման տեխնոլոգիաներ ևս: Դրանցից են՝ ունիվերսալ զտված բազմակրողը (Universal Filtered Multicarrier, UFMC), երկօրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորումը (Biorthogonal Frequency Division Multiplexing, BFDM), զտված սպեկտրալ արդյունավետ հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեքսավորումը (Pulse Shaped Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing) և այլն: Նրանք ներկայացնում են ուսումնասիրված տեխնոլոգիաների տարատեսակ համակցություններ մի փոքր ձևափոխություններով: Նրանց իրագործելիության բարդության և «գաղափարի մակարդակում» լինելու պատճառով մենք նրանց ՀՍՏ-ում կիրառման համար չենք դիտարկի:

3.5. Հինգերորդ սերնդի ցանցերում մոդուլյացիայի եղանակների մշակումը

Նկարագրված հաղորդման տեխնոլոգիաները ունեն տարատեսակ առավելություններ և թերություններ: Հաղորդման տեխնոլոգիաների համեմատական առավելություններն ու թերությունները, ինչպես նաև առաջին գլխում բերված ՀՍՏ-ի կողմից ներկայացվող պահանջներին բավարարելու աստիճանը բերված է Աղ. 3.1.-ում:

Պարամետրեր և պահանջներ	Ցանկալի արժեք	Հաղորդման տեխնոլոգիա				
		CP-OFDM	SC-FDMA	OQAM-FBMC	TF-FTN	GFDM
Առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերություն (PAPR)	Ցածր	Բարձր	Ցածր	Բարձր	Բարձր	Բարձր
Սպեկտրալ արդյունավետություն	Բարձր	Միջին	Միջին	Միջին	Բարձր	Միջին
Կապուղու ժամանակային օգտագործում	Բարձր	Ցածր	Ցածր	Բարձր	Միջին	Միջին
Աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթում	Ցածր	Բարձր	Բարձր	Ցածր	Բարձր	Ցածր
Իրագործման (հաշվողական) բարդություն	Ցածր	Ցածր	Միջին	Բարձր	Բարձր	Բարձր
Ռեսուրսների հատկացման ճկունություն	Բարձր	Բարձր	Միջին	Բարձր	Ցածր	Միջին
Համատեղելիություն MIMO տեխնոլոգիայի հետ	Պարզ	Պարզ	Պարզ	Բարդ	Հայտնի չէ	Պարզ
Աղապտիվ մոդուլյացիայի եղանակների օգտագործում	Այո	Այո	Այո	Այո	Այո	Այո
Տեխնոլոգիայի հասունության մակարդակ	Բարձր	Բարձր	Բարձր	Միջին	Ցածր	Ցածր

Աղ. 3.1. Հետազոտված առաջադեմ հաղորդման տեխնոլոգիաների ՀՍՏ-ի պահանջներին բավարարելու աստիճանը

Այսօսակից ակնհայտ երևում է, որ CP-OFDM SC-FDMA զույգը մյուս եղանակներին զիջում է սպեկտրալ արդյունավետությամբ (TF-FTN), կապուղու ժամանակային օգտագործման արդյունավետությամբ (OQAM-FBMC, TF-FTN, GFDM) և աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումով (OQAM-FBMC, GFDM): Նշված առավելություններից բացի մյուս հաղորդման տեխնոլոգիաներն ունեն նաև մի շարք թերություններ: Նրանցից են՝ իրագործման բարդությունը (բոլորի համար), MIMO տեխնոլոգիայի հետ համատեղելիության բարդությունը (OQAM-FBMC):

Ընդամենը երկու անգամ մեծացնելով համակարգի հաշվողական բարդությունը, CP-OFDM-ի և SC-FDMA-ի համար հնարավոր է իրագործել վերածածկման և գումարման տեխնիկան [108], որը հնարավորություն է տալիս առանց ցիկլիկ ներդիրի օգտագործման հաճախային տիրույթում հավասարեցնել ընդունված ազդանշանները: Այն կլավացնի նշված տեխնոլոգիաների կողմից կապուղու օգտագործման ժամանակային պարամետրերը և կապահովի առավելագույն հնարավոր մակարդակ:

Կիրառական համակարգերում հնարավոր է նաև նվազեցնել CP-OFDM և SC-FDMA համակարգերի աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը: Բացի նրանից, որ առաջարկվել են և կարող են կիրառվել աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման նվազեցման բազմաթիվ թվային մեթոդներ՝ ադապտիվ սիմվոլների փոփոխություն [109], սիմվոլային համաստեղության ընդլայնում [110], բազմակի ընտրությամբ հաջորդականությունների հաղորդում [111], լրացուցիչ չեղարկող ենթակրողների կիրառում [112] և այլն: Գործնականում կիրառվում են նաև թվա-անալոգային փոխակերպչի աշխատանքային հաճախաշերտի սահմանափակությամբ պայմանավորված և հատուկ շերտային զտիչների օգտագործման միջոցով ազդանշանի հաճախային սպեկտրի կողային թերթիկների ճնշումը:

Բացի հաղորդչում ազդանշանի հաճախային սպեկտրի կողային թերթիկների ճնշումից, հնարավոր է նաև սպեկտրի հատկացման քաղաքանության փոփոխում: Եթերային հեռուստատեսությանը հատկացված և ժամանակի ընթացքում ազատված հաճախաշերտերը ուղղակի օգտագործելու փոխարեն հնարավոր է ազատված տիրույթներ տեղափոխել այլ հեռուստատեսային ալիքներ և ազատված

հաճախաշերտերի լրացման շնորհիվ եթերային հեռուստատեսությանը հատկացված հաճախային սպեկտրի վերջում ազատել բավականին լայն հաճախաշերտ, որը կարող է հատկացվել բջջային կապի օպերատորներին:

Գլուխ 2-ում կատարված ռադիոկապուլու պարամետրերի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ սանտիմետրային և միլիմետրային ալիքների տիրույթում նույնպես, ընդունիչում անհրաժեշտ է ընդունված ռադիոգդանշանի հավասարեցում և միջահմկուային ինտերֆերենցի չեղարկում: CP-OFDM-ը և SC-FDMA-ն ենթակրողների միջև հաճախային միջակայքի ճկուն ընտրության և ցիկլիկ ներդիրի տևողության կարգավորման շնորհիվ հնարավոր է օգտագործել նաև ալիքների այդ տիրույթում: Այսպիսով հաճախային նոր տիրույթի յուրացման համար անհրաժեշտ է փոխել միայն ռադիոհաճախային տրակտը և նվազագույն փոփոխություններով օգտագործել մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթի համար մշակված ազդանշանների թվային մշակման հատվածը:

Ազդանշանների թվային մշակման ընդհանուր բլոկի օգտագործումը հնարավորություն կտա Էլ ավելի պարզեցնել բաժանորդային սարքավորման կառուցվածքը: Քանի որ, սովորաբար ամեն հաջորդ սերնդի բաժանորդային սարքավորում համատեղելի է լինում նախորդ սերնդի ցանցերի հետ, ընդհանուր ազդանշանների մշակման բլոկը և ծրագրորեն որոշվող ռադիոտրակտը հնարավոր կլինի օգտագործել նաև 2U3-ի հետ կապ հաստատելու համար: Նշված տեխնոլոգիաների փոքր հաշվողական բարդությունը հնարավորություն կտա ստանալ քիչ էներգասպառում ունեցող և համեմատաբար էժան բաժանորդային սարքավորումներ:

Սույն գլխում կատարված CP-OFDM և SC-FDMA տեխնոլոգիաների համեմատությունից ակնհայտ է, որ ընդունված ազդանշանի մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերության և MIMO հաղորդման պայմաններում CP-OFDM-ն ունի ավելի լավ հատկություններ քան SC-FDMA-ն: Ցածր ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում, որը սովորաբար համապատասխանում է բաժանորդային սարքավորման բջջի եզրում տեղակայման դեպքին, ավելի արդյունավետ է SC-FDMA-ն:

Հաշվի առնելով CP-OFDM և SC-FDMA տեխնոլոգիաների համանմանությունը վերբեռնման ուղղությամբ անհրաժեշտ է կիրառել հաղորդման տեխնոլոգիայի ադապտիվ ընտրություն: Բջջի կենտրոնին մոտ տեղակայված հատվածներում, որտեղ բաժանորդային սարքավորումներին հասանելի է մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերություն և մեծ տվյալների հաղորդման արագություն ստանալու համար անհրաժեշտ է կիրառել MIMO հաղորդում, որպես հաղորդման տեխնոլոգիա պետք է ընտրել CP-OFDM-ը, իսկ մնացած դեպքերում SC-FDMA-ն:

Ատենախոսությունում արդեն նշվել է, որ OFDM-ի կոհերենտ ընդունումը համատեղելի չէ հաճախային մոդուլյացիայի հետ: Կոմպլեքս տարածությունում մոդուլյացված տեղեկատվական սիմվոլների միջև առավելագույն էվկլիդեսյան հեռավորություն ապահովելու համար առավել նպատակահարմար է M կետային քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի օգտագործումը: Նրա ադապտացիայի բնութագրերը ուսումնասիրվել են գլուխ 4-ում:

Եզրակացություններ 3-րդ գլխի վերաբերյալ

1. OFDM-ը և SC-FDMA-ն հասուն, հաղորդիչ ընդունիչ համակարգի փոքր հաշվողական բարդություն ապահովող տեխնոլոգիաներ են:
2. OFDMA և SC-FDMA տեխնոլոգիաների վրա հիմնված համակարգերը կառուցվածքով և անհրաժեշտ գործողություններով իրար շատ նման են, ընդ որում OFDMA-ն ավելի պարզ և ճկուն է:
3. Հայտնի մյուս առավել առաջադեմ բազմակրող հաղորդման տեխնոլոգիաները, OFDMA-ի և SC-FDMA-ի հանդեպ ունեցած որոշ առավելություններից բացի ունեն նաև մի շարք թերություններ:
4. Առկա են OFDMA-ի և SC-FDMA-ի պարամետրերի լավացման մի շարք մեթոդներ: Նրանք հաղորդիչ ընդունիչ համակարգի որոշակի բարդացման շնորհիվ հնարավորություն են տալիս նվազեցնել աշխատանքային հաճախաշերտից դրւս ճառագայթումը, մեծացնել կապուղու ժամանակային օգտագործման արդյունավետությունը:

5. Մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերության և MIMO հաղորդման պայմաններում OFDMA-ն ավելի նախընտրելի է քան SC-FDMA-ն:
6. Ճկունորեն փոխելով OFDMA-ի և SC-FDMA-ի պարամետրերը նրանց կարելի է աղապտացնել LTE-ում ինչպես մինչև 6 ԳՀց հաճախային տիրույթում, այնպես էլ սանտիմետրային և միլիմետրային ալիքների տիրույթում կիրառման համար:
7. Կախված ազդանշան-աղմուկ հարաբերության արժեքից և MIMO տեխնոլոգիայի կիրառումից անհրաժեշտ է ապահովել հաղորդման տեխնոլոգիայի ադապտացիա բաժանորդային սարքավորումից բազային կայան հաղորդման ուղղությամբ:

ԳԼՈՒԽ 4. ԱՌԱՋԱՐԿՎԱԾ ԱԼԳՈՐԻԹՄԸ ԵՎ ՄՇԱԿՎԱԾ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԸ

Սույն գլխում դիտարկվել են ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորումների կիրառմամբ OFDM-ի հատկությունների փորձնական հետազոտումը և MU-MIMO, OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում բաժանորդների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ալգորիթմի մշակումն ու իրագործումը:

4.1. OFDM-ի հատկությունների և քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի ադապտացիայի բնութագրերի փորձնական հետազոտումը

OFDM-ի հատկությունների և քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի ադապտացիայի բնութագրերի փորձնական հետազոտումը ինչպես նաև հետազոտման արդյունքները դիտարկվել են [113] և մասնակիորեն [114] աշխատություններում:

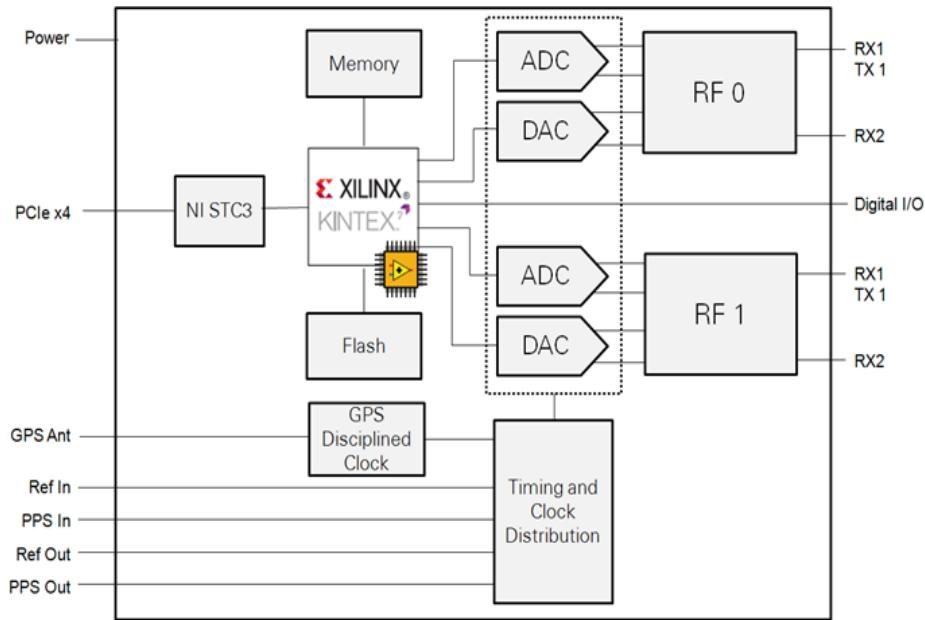
OFDM-ի հատկությունների փորձնական հետազոտման համար մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման վրա հիմնված իրական ժամանակում գործող հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ: Համակարգի հիմք է հանդիսանում USRP-2952R ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորումը [115]: Նրա արտաքին տեսքը բերված է Նկ. 4.1.-ում:



Նկ. 4.1. USRP-2952R ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման ընդհանուր տեսքը

Սարքավորումում ազդանշանների թվային մշակման և ռադիոհաճախային տրակտի ղեկավարման համար օգտագործվում է ՎՃՓՄ: ՎՃՓՄ-ի և ղեկավարման համակարգչի միջև իրահանգների և տեղեկատվության փոխանակման համար սարքավորումը, առաջին սերնդի PCI Express ստանդարտի վրա հիմնված MXI Express x4 մալուխի միջոցով, միացված է ղեկավարման համակարգչին:

USRP-2952R սարքավորման կառուցվածքը բերված է Նկ. 4.2.-ում:



Նկ. 4.2. USRP-2952R ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման ընդհանուր կառուցվածքը [116]

Հետազոտությունների համար մշակված ծրագրային ապահովման համար հիմք է հանդիսացել [117] աղբյուրում բերված ծրագիրը: Մշակված ծրագրային ապահովումում առկա է ընդունման և հաղորդման դրամակարգություն, սակայն առավելագույն տվյալների հաղորդման արագություն ստանալու համար փորձերի ընթացքում կիրառվել է միայն հաճախային դրամակարգումամբ հաղորդում և ընդունում:

Մշակված OFDM հաղորդիչի և ընդունիչի աշխատանքի հիմնական սկզբունքները համընկնում են §3.1.-ի նկարագրության հետ: Համակարգի կողմից հաղորդվող OFDM ռադիոազդանշանը ունի բլոկային կառուցվածք: Յուրաքանչյուր ռադիոազդանշանի բլոկ ունի 10 մվ տևողություն և կազմված է 1 մվ տևողություն

ունեցող 10 Ենթաբլոկներից: Ելնելով 30,72 ՄՀց հաճախությամբ ազդանշանի դիսկրետացման պայմանից, որը իրավացի է 20 ՄՀց ռադիոկապուլու լայնության դեպքում, յուրաքանչյուր Ենթաբլոկ կազմված է 30720 կոմպլեքս համափուլ և քառակուսային դիսկրետներից: Յուրաքանչյուր Ենթաբլոկ իր հերթին կազմված է 14 OFDM սիմվոլներից, որոնցից ամեն մեկը պարունակում է 2048 կոմպլեքս դիսկրետ: Առաջին և ութերրորդ OFDM սիմվոլները ընդլայնված են 160 դիսկրետ, իսկ մնացած սիմվոլները 144 դիսկրետ երկարությամբ ցիկլիկ սկզբնադիրով:

Հաղորդչում OFDM ազդանշան ստանալու համար օգտագործվում է 2048 կետային ՀՖԱԶ: Պաշտպանիչ հաճախաշերտ ստեղծելու նպատակով, հաճախային սպեկտրի վերին և ստորին եզրերից հատկացվել են զրոական Ենթակրողներ և օգտակար տեղեկատվության հաղորդման համար օգտագործվում են միայն ներքին 1200 Ենթակրողները: Ընդունիչի հետերոդինի ազդանշանի ներծծումով պայմանավորված ինտերֆերենցից խուսափելու համար չի կիրառվում նաև 0-ական Ենթակրողը:

Ելնելով բերված տվյալներից, կարելի է հաշվել 20 ՄՀց լայնությամբ կապուլով հաղորդվող Ենթակրողների գբաղեցրած արդյունավետ հաճախաշերտը (4.1):

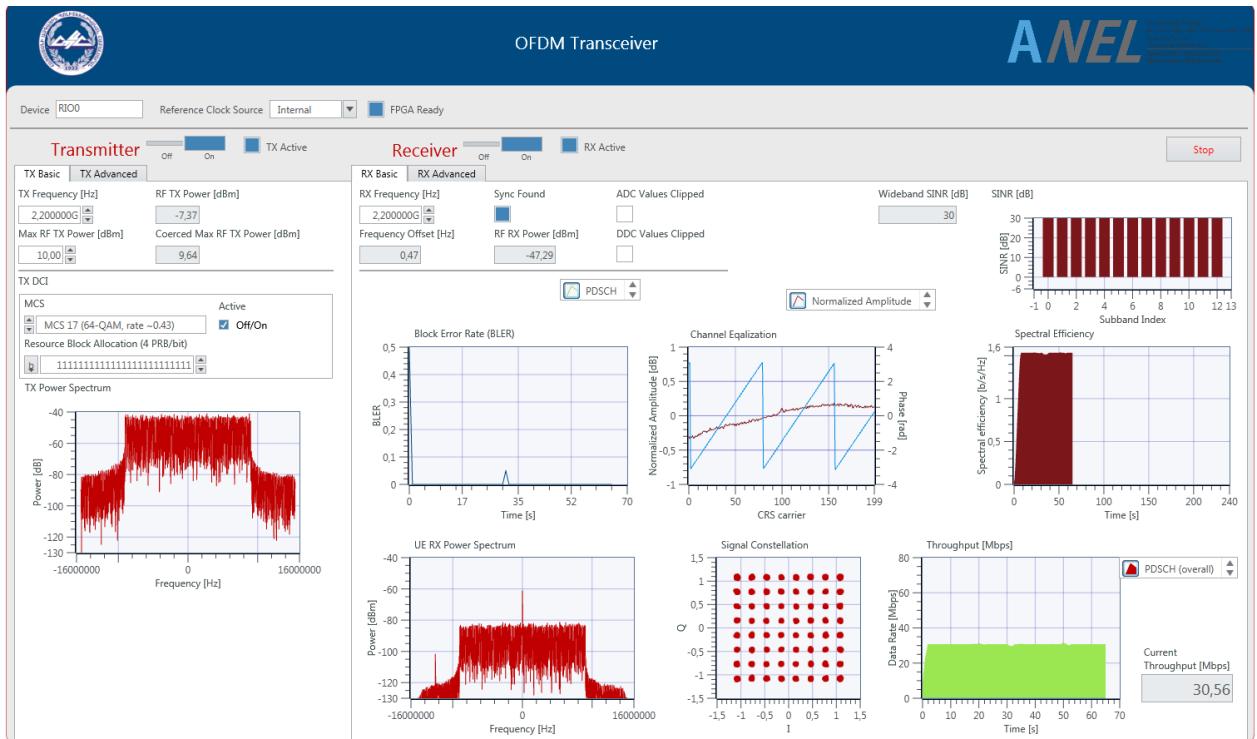
$$BW_{արդ} = \frac{1200}{2048} \cdot 0,8 \cdot SR = 14,4 \text{ ՄՀց}, \quad (4.1)$$

որտեղ SR -ը ԹԱՓ-ի դիսկրետացման հաճախությունն է:

Իրագործված համակարգի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ 20 ՄՀց լայնությամբ ռադիոկապուլու դեպքում օգտագործվում է միայն 14.4 ՄՀց-ը, իսկ մնացածը ծառայում է որպես պաշտպանիչ հաճախաշերտ: Այս հանգամանքը 28%-ով նվազեցնում է համակարգի սպեկտրալ արդյունավետությունը:

Մշակված ծրագրային ապահովման երեսային վահանակը պատկերված է Նկ.

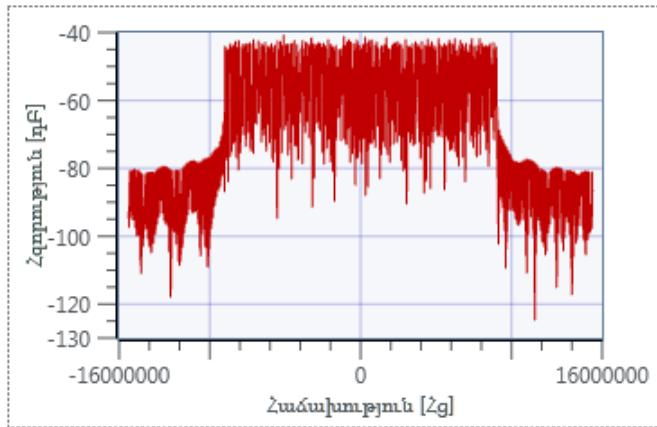
4.3.-ում:



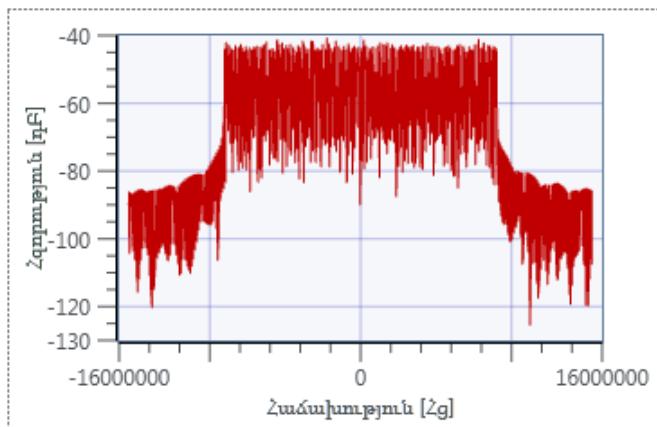
Նկ. 4.3. OFDM հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգի ղեկավարման ծրագրային ապահովման երեսային վահանակը

Համակարգի միջոցով ազդանշանի եթերային հաղորդման-ընդունման ռեժիմում չափվել են OFDM ազդանշանի ռադիոհաճախային սպեկտրը, ինչպես նաև քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի համաստեղության տարրերի տարբեր քանակի և աղմկակայուն կոդավորման տարբեր հավելուրդությունների դեպքում հասանելի օգտակար բաժանորդային տվյալների հաղորդման արագությունները:

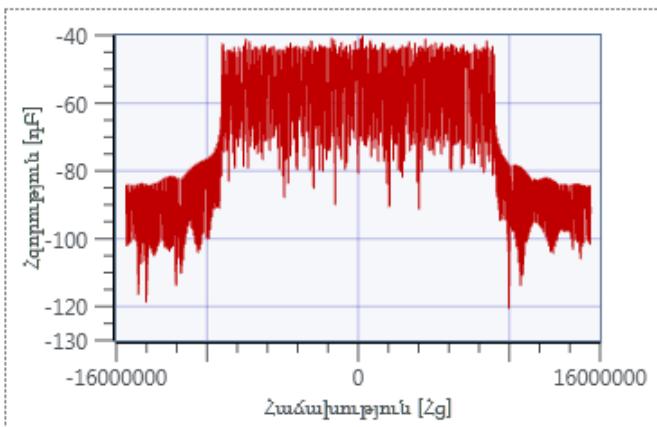
Ենթակրողների QPSK, 16-QAM, 64-QAM մոդուլյացիաների դեպքում գումարային OFDM ազդանշանի չափված հաճախային սպեկտրերը բերված են Նկ. 4.4.-ում: Նկարից ակնհայտ երևում է, որ աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման մակարդակը ենթակրողների բոլոր մոդուլյացիաների դեպքում գրեթե նույնն է և հարևան ուղում 40 դԲ-ով ավելի ցածր է քան հիմնական ուղում:



ա. QPSK



բ. 16-QAM



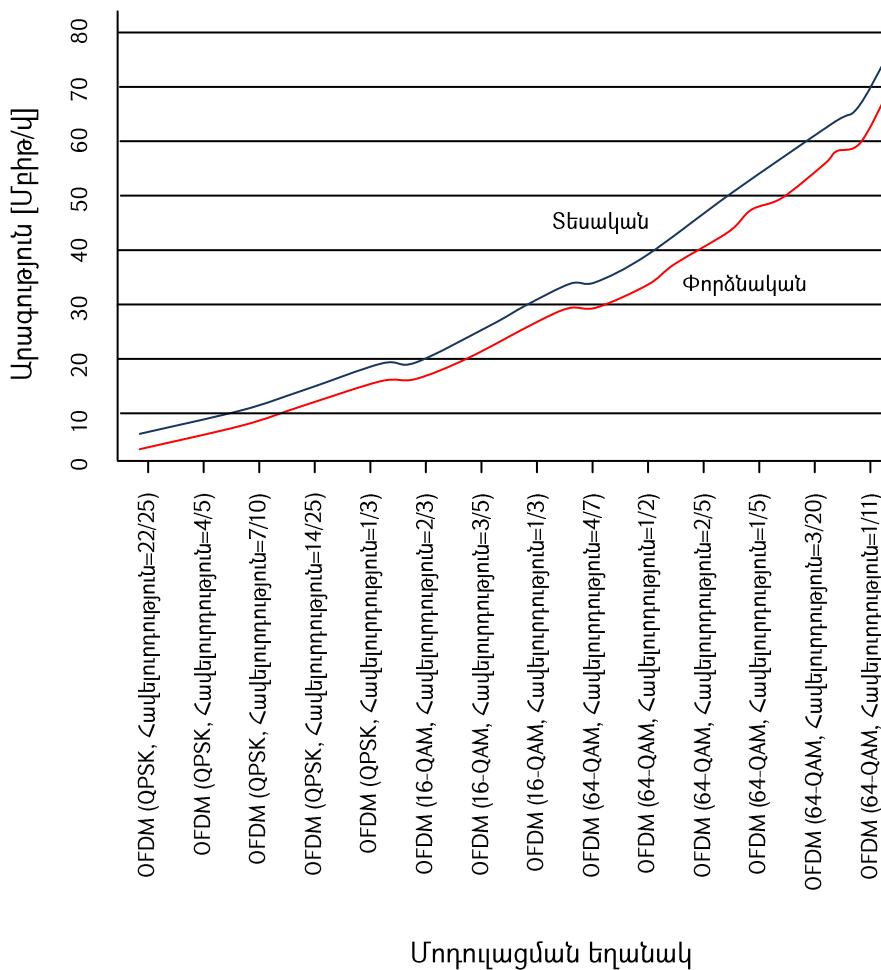
գ. 64-QAM

Նկ. 4.4. OFDM ազդանշանի հաճախային սպեկտրները Ենթակրողների տարբեր մոդուլյացիաների դեպքում

Աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման մակարդակի փորձնականորեն ստացված արդյունքները լիովին համընկնում են տեսական արդյունքների հետ:

Ենթակրողների QPSK, 16-QAM, 64-QAM մոդուլյացիայի եղանակների և տուրբո աղմկակայուն կոդավորման եղանակի տարբեր հավելուրդությունների դեպքում, 14 համադրությունների համար, չափվել են հասանելի օգտակար տվյալների հաղորդման արագությունները: Միևնույն համադրությունների համար, ելնելով վերը բերված ռադիոազդանշանի բլոկային կառուցվածքից և իրագործման պարամետրերից, հաշվարկվել է տվյալների հաղորդման համար տեսականորեն հնարավոր առավելագույն արագությունը, այն համեմատության համար նույնպես բերված է Նկ.

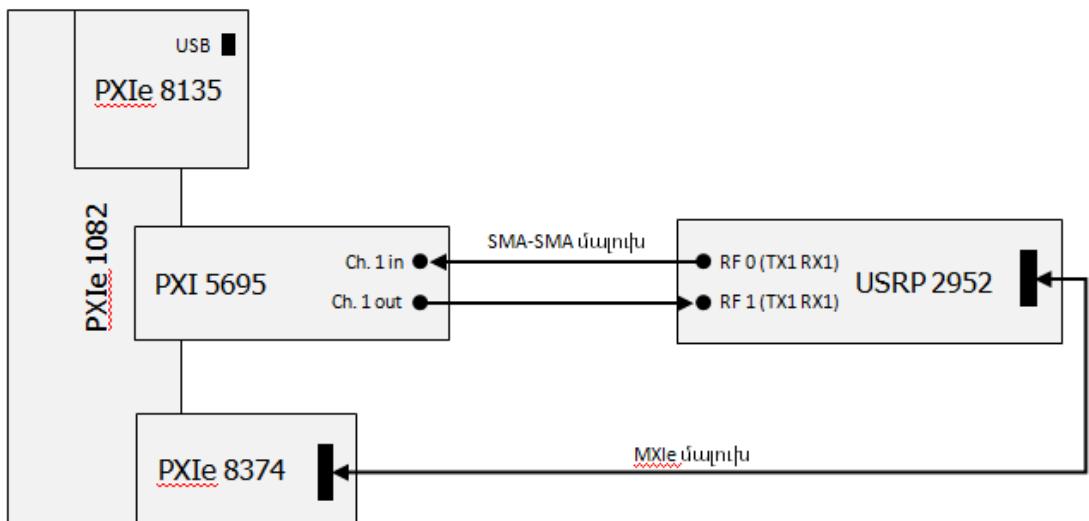
4.5.-ում:



Նկ. 4.5. Ենթակրողների տարբեր մոդուլյացիաների և աղմկակայուն կոդավորման տարբեր հավելուրդությունների դեպքում տվյալների հաղորդման տեսականորեն հնարավոր և փորձնականորեն ստացված արագությունները

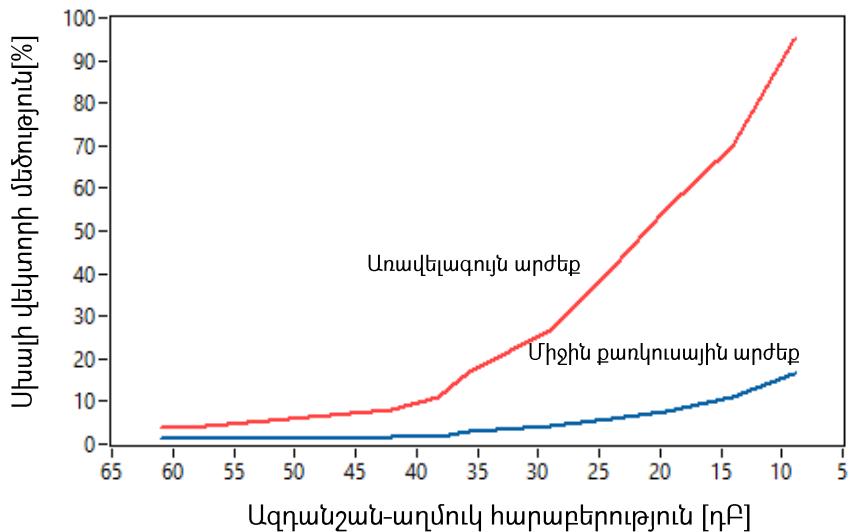
Բերված գրաֆիկից երևում է, որ ստացված տվյալների հաղորդման արագությունը բավականին լավ կոռելացվում է տեսականորեն հաշվարկված առավելագույն հնարավոր տվյալների հաղորդման արագության հետ: Փորձի ընթացքում ստացված հաղորդման արագությունը միշտ մի քանի Մբիթ/վ-ով ավելի փոքր է եղել տեսականորեն ստացվածից, քանի որ որոշ տեղեկատվական սիմվոլների փոխարեն ժամանակ առ ժամանակ հաղորդվում են համակարգի ղեկավարման և համաժամանակեցման համար անհրաժեշտ ազդանշաններ:

Ենթակրողների աղապտացիայի բնութագրերը փորձնականորեն ստանալու համար OFDM հաղորդիչը OFDM ընդունիչին է միացվել կարգավորվող ատենյուատոր հանդիսացող մոդուլի միջոցով: Նկ. 4.6.-ում պատկերված են համակարգի բաղկացուցիչները և նրանց միջև անհրաժեշտ մալուխային միացումները:



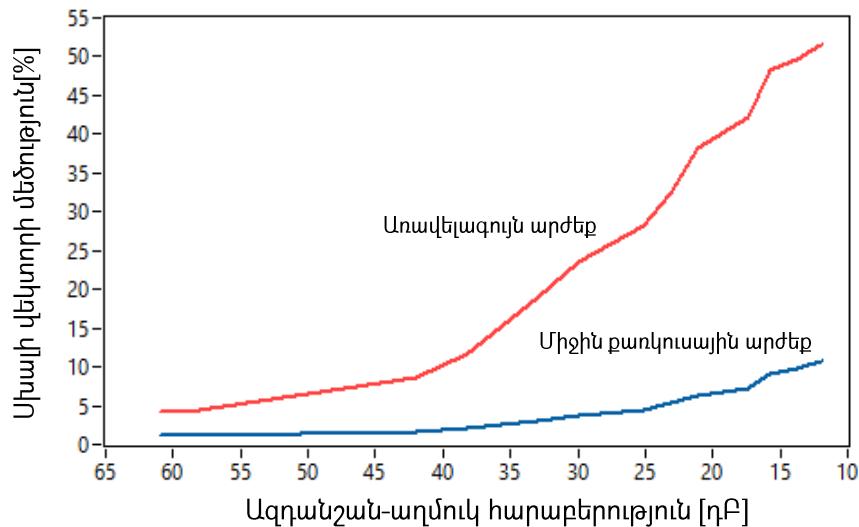
Նկ. 4.6. Աղապտացիայի բնութագրերի փորձնական ստացման համար մշակված համակարգի բլոկային կառուցվածքը

Ծրագրորեն փոփոխելով ազդանշանի մարման մակարդակը OFDM ազդանշանի ենթակրողների QPSK, 16-QAM և 64-QAM մոդուլացիաների դեպքում չափվել է սխալի վեկտորի մեծության (Error Vector Magnitude, EVM) կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից: Ենթակրողների նշված մոդուլացիաների դեպքում չափված սխալի վեկտորի մեծության առավելագույն և միշին քառակուսային արժեքները բերված են Նկ. 4.7.-ում, Նկ. 4.8.-ում և Նկ. 4.9.-ում:



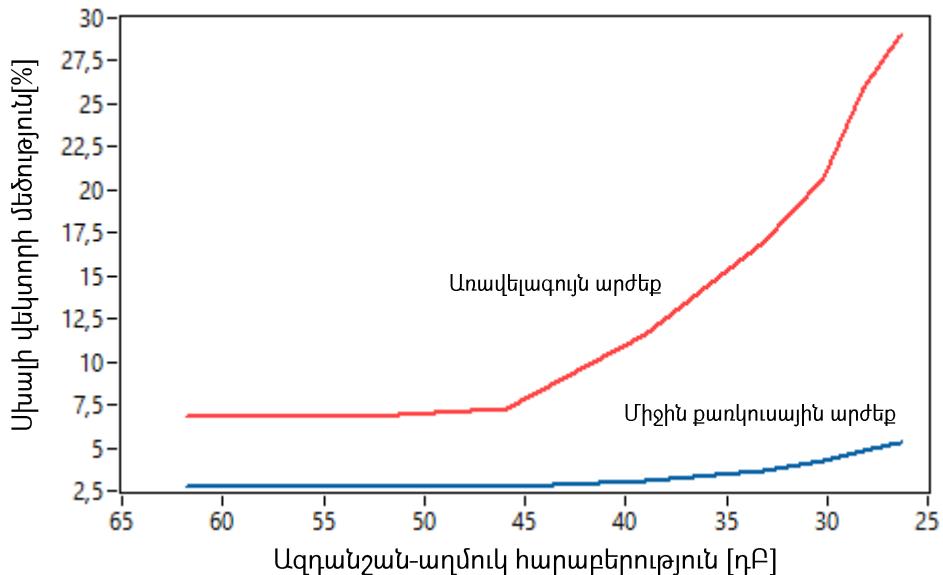
Նկ. 4.7. Զափված սխալի վեկտորի մեջության առավելագույն և միջին քառկուսային արժեքների կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից QPSK մոդուլացման եղանակի դեպքում

Փորձի ընթացքում QPSK մոդուլացված ազդանշանի կայուն ընդունում հավելուրդության $22/25$ արժեքի դեպքում հնարավոր է եղել 8 դԲ և ավելի բարձր ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում:



Նկ. 4.8. Զափված սխալի վեկտորի մեջության առավելագույն և միջին քառկուսային արժեքների կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից 16-QAM մոդուլացման եղանակի դեպքում

16-QAM մոդուլացված ազդանշանի կայուն ընդունում հավելուրդության 1/3 արժեքի դեպքում հնարավոր է եղել 12 դԲ և ավելի բարձր ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում:



Նկ. 4.9. Չափված սխալի վեկտորի մեջուայն առավելագույն և միջին քառկուսային արժեքների կախվածությունը ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունից 64-QAM մոդուլացման եղանակի դեպքում

64-QAM մոդուլացված ազդանշանի կայուն ընդունում հավելուրդության 2/5 արժեքի դեպքում հնարավոր է եղել 27 դԲ և ավելի բարձր ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում:

Իրական եթերային կապուղու դեպքում՝ բաժանորդային սարքավորման տեղակայման վայրից, եղանակային պայմաններից, ստվերացումից և այլ գործոններից կախված, ընդունված ռադիոազդանշանի ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունը կարող է բավականին լայն սահմաններում փոփոխվել: Հաշվի առնելով չափումների արդյունքները, 27 դԲ-ից մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում ավելի նպատակահարմար է 64-QAM մոդուլացման եղանակի, 27...12 դԲ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում՝ 16-QAM մոդուլացման եղանակի, իսկ 12...8 դԲ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում՝ QPSK մոդուլացման եղանակի օգտագործումը:

4.2. Ուղիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմի մշակումն ու իրագործումը

MU-MIMO և OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ուղիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմի մշակումն ու իրագործումը դիտարկվել են [118] աշխատությունում:

Այսօր համացանցին միացված սարքավորումների թիվը արագորեն աճում է և իրերի համացանցի զարգացման շնորհիվ բջջային կապի միջոցով համացանցին կմիացվեն նորանոր սարքավորումներ: Նրանց թվին են դասվում առողջության հեռահար մշտադիտարկման սարքերը, խելացի տները, կենցաղային սարքերը, ավտոմեքենաները, լուսացույցները, որոշ արտադրական սարքավորումներ: Ցանցին միացված սարքավորումների քանակի աճը զուգակցվելու է նրանց կիրառման նոր եղանակների առաջացմամբ:

Բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշումը հանդիսանալու է ապագա բջջային կապի ցանցերի կարևոր ծառայություններից մեկը: Մեծ ճշտությամբ տեղորոշման տեղեկատվությունը կարևոր է ինքնավար համակարգերի, ինչպես նաև տեղորոշման տվյալներ օգտագործող բջջային հավելվածների համար: Ճշգրիտ տեղորոշման նշանակությունը մեծ է հատուկ ծառայությունների կողմից հանցագործությունների կանխարգելման և բացահայտման գործում:

Գլոբալ արբանյակային նավիգացիոն համակարգը ունի մեծ ճշտություն և հասանելիություն բաց տարածքներում, սակայն քաղաքային պայմաններում բարձր շենքերով պայմանավորված և ներշենքային պայմաններում շինության պատերում ուղիոազդանշանի մեծ մարումով պայմանավորված տեղորոշման ճշտությունը և հասանելիությունը կտրուկ նվազում են [119]: Ի տարբերություն գլոբալ արբանյակային նավիգացիոն համակարգի, բջջային կապի ցանցերը այսպիսի պայմաններում ունեն ավելի լավ ուղիոծածկույթ և համապատասխանաբար ավելի մեծ հասանելիություն:

Անլար կապի ցանցերի հնարավորությունների վրա հիմնված տեղորոշման տեխնոլոգիաները նշված պայմաններում կարող են գլոբալ արբանյակային նավիգացիոն համակարգին լրացնել կամ որոշ դեպքերում նույնիսկ փոխարինել:

Ուղիուազդանշանի ընդունման ուղղության որոշման և տեղորոշման տեխնոլոգիաները երկար ժամանակ օգտագործվել են ռադարներում, օդային երթևեկության կարգավորման, թիրախների հայտնաբերման և հետևման նպատակներով: Անլար կապի ցանցերի առաջացման և զարգացման հետ տեղորոշման տեխնոլոգիաները սկսել են օգտագործվել բաժանորդների տեղորոշման համար:

Հայտնի են բաժանորդային սարքավորման տեղակայման վայրի որոշման միջանի եռանկյունաչափական եղանակներ: Նրանցից են եռանկյունավորումը (Trangulation) և եռակողմավորումը (Trilateration): Եռանկյունավորման դեպքում անտենային զանգվածի միջոցով անհրաժեշտ է գնահատել ռադիուազդանշանի ընդունման ուղղությունը (Direction of arrival, DOA):

Առաջարկվել են ռադիուազդանշանի ընդունման ուղղության որոշման միջարք մոտեցումներ: Նրանցից են ուղղվածության դիագրամի ճոճման, անտենային զանգվածի կոռելացիոն մատրիցի, գծային կանխատեսման, նվազագույն ցրման, առավելագույն հավանականության, նվազագույն նորմի, միջանի ազդանշանների տարանջատման (MUltiple Slgnal Classification, MUSIC), պտտման նկատմամբ կայուն (Estimation of Signal Parameters via Rotation Invariance Techniques, ESPRIT) եղանակները [120-122]:

Ուղղվածության դիագրամի ճոճման, նվազագույն ցրման և առավելագույն հավանականության եղանակները ազդանշանի ընդունման ուղղության որոշման համար մշակված առաջին եղանակներից են: Նրանք այժմ այդքան էլ տարածված չեն, քանի որ ուղղվածության դիագրամի ճոճման և նվազագույն ցրման եղանակները ունեն ցածր ճշտություն, իսկ առավելագույն հավանականության եղանակը ունի մեծ հաշվողական բարդություն: Այժմ ավելի լայն կիրառվում են ազդանշանի և աղմուկի ենթատարածությունների տարանջատման վրա հիմնված MUSIC և ESPRIT եղանակները:

Ուղղվածության դիագրամի ճոճման վրա հիմնված եղանակը, որը նաև կոչվում է բարտետի ազդանշանի ընդունման ուղղության որոշման եղանակ, ունի փոքր հաշվողական բարդություն, սակայն երկու տարբեր ազդանշանի աղբյուրներից

ընդունված ազդանշանների ուղղությունները կարող է տարանջատել միայն այն դեպքում երբ նրանց անկյունների տարբերությունը մեծ է անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամի ըստ կես հզորության լայնությունից: Բարտեստի եղանակի ճշտության մեծացման և ուղղվածության դիագրամի ըստ կես հզորության լայնության նեղացման համար անհրաժեշտ է մեծացնել անտենային զանգվածի տարրերի քանակը:

Ակնկալվում է, որ բազմաբաժանորդ բազմակի մուտքերով բազմակի ելքերով (Multi-User MIMO, MU-MIMO) տեխնոլոգիան միաբաժանորդ բազմակի մուտքերով բազմակի ելքերով (Single-User MIMO, SU-MIMO) տեխնոլոգիայի համեմատ ունեցած բազմաթիվ առավելությունների շնորհիվ լայնորեն կիրառվի հաջորդ սերնդի բջջային կապի ցանցերում [123]: MU-MIMO տեխնոլոգիայի աշխատանքի համար բազային կայանում անհրաժեշտ է ունենալ բոլոր սպասարկվող բաժանորդների ռադիոկապուլու վիճակի մասին տեղեկատվություն (կապուլու գնահատման պարամետրերը):

ՎՐՓՄ-ի կիրառմամբ ռադիոազդանշանի ընդունման ուղղության որոշման բարտեստի, ESPRIT և MUSIC եղանակների իրագործման հարցերը քննարկվել են մի քանի աշխատություններում [124-126]: Մենք կուսումնասիրենք բարտեստի ալգորիթմի իրագործումը MU-MIMO և OFDM հաղորդման տեխնոլոգիայի օգտագործման պայմաններում:

Ռադիոազդանշանի մոդել: Համակարգի աշխատանքի սկզբունքի նկարագրության համար կիրառված ռադիոազդանշանի մոդելում, հաղորդված նեղշերտ ազդանշանը, հաղորդման կետում նկարագրվում է (4.2) արտահայտությամբ [127]:

$$E(0, t) = s(t)e^{j\omega t}, \quad (4.2)$$

որտեղ $s(t)$ -ն կրողի համեմատ շատ ավելի դանդաղ փոփոխվող է:

Մոդելի նկարագրության տեքստում մեծատառ և փոքրատառ լատինական այբուբենի տառերը պետք է հասկանալ որպես մատրիցներ կամ վեկտորներ:

Հաղորդման կետից ցանկացած r շառավիղ վեկտորով հեռացված կետում, ենթադրելով, որ $|r| \ll c/B$, կետը գտնվում է հաղորդիչ անտենայի հեռավոր գոտում և ալիքային ճակատը հարթ է, իմանվելով (4.2)-ի վրա կարելի է գրել՝

$$E(\mathbf{r}, t) = s(t - \mathbf{r}^T \boldsymbol{\alpha}) e^{j\omega(t - \mathbf{r}^T \boldsymbol{\alpha})} \cong s(t) e^{j(\omega t - \mathbf{r}^T \boldsymbol{k})}, \quad (4.3)$$

որտեղ $|\boldsymbol{k}| = \frac{\omega}{c} = 2\pi/\lambda$ -ն ալիքային թիվն է, λ -ն ալիքի երկարությունը, $|\boldsymbol{\alpha}| = \frac{1}{c}$ -ն ալիքի դանդաղեցման գործակիցը, c -ն ազատ տարածությունում էլեկտրամագնիսական ալիքների տարածման արագությունը: Ընդհանրապես k -ն վեկտորական մեծություն է և նրա ուղղությունը համընկնում է ալիքի տարածման ուղղության հետ: Երկչափ դեկարդյան կոորդինատային համակարգում k -ն կարելի է ներկայացնել իր x և y կոորդինատային առանցքների վրա ունեցած պրոյեկցիաներով՝

$$\begin{aligned} \mathbf{k}_x &= |\boldsymbol{k}| \cos \theta, \\ \mathbf{k}_y &= |\boldsymbol{k}| \sin \theta, \end{aligned} \quad (4.4)$$

որտեղ θ -ն ռադիոալիքի տարածման ուղղության և x կոորդինատային առանցքի միջև ժամացույցի սլաքին հակառակ կազմված անկյունն է:

Մոդելում ընդունիչ անտենային զանգվածի տարրերը ներկայացվում են ռադիոալիքի կետային ընդունիչներ, որոնց տարածական կոորդինատները բնութագրվում են \mathbf{r} շառավիղ վեկտորով: Անտենային զանգվածի երկչափ դասավորության դեպքում, օգտագործելով հարթ ալիքը նկարագրող (4.3) արտահայտությունը, էլեկտրամագնիսական ալիքի աղբյուրի կողմից անտենային զանգվածի ℓ -րդ տարրի մոտ ստեղծված էլեկտրամագնիսական դաշտը կնկարագրվի (4.5)-ով:

$$E(\mathbf{r}_\ell, t) = s(t) e^{[j\omega t - \mathbf{k}\mathbf{r}_\ell]} = s(t) e^{[j\omega t - (\mathbf{k}_x r_{\ell x} + \mathbf{k}_y r_{\ell y})]} \quad (4.5)$$

Օգտագործելով (4.4)-ը, (4.5)-ը կարելի է ձևափոխել՝

$$E(\mathbf{r}_\ell, t) = s(t) e^{[j\omega t - \mathbf{k}(\cos \theta \mathbf{r}_{\ell x} + \sin \theta \mathbf{r}_{\ell y})]}: \quad (4.6)$$

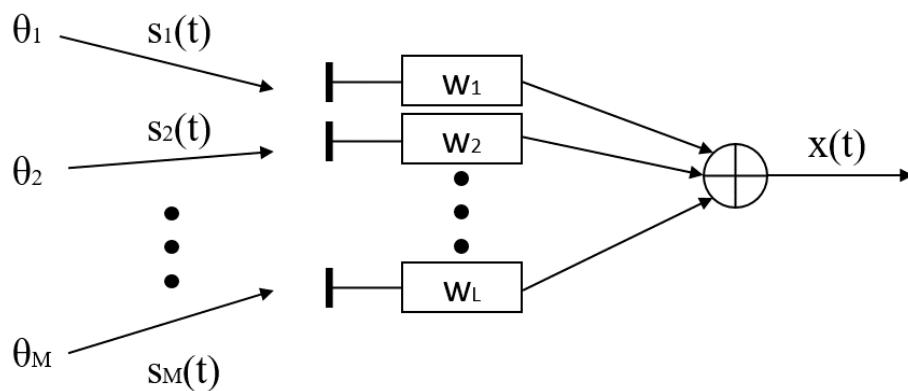
Ենթադրելով, որ զանգվածի բոլոր տարրերը ունեն միևնույն կոմպլեքս ամպլիտուդա-հաճախային բնութագիրը և այն ընդունվող ռադիոազդանշանի զբաղեցրած հաճախաշերտում հարթ է: Ինչպես նաև համարելով, որ անտենային զանգվածի յուրաքանչյուր տարր ունի $g(\theta)$ ուղղվածության գործողության գործակցի կախվածության ֆունկցիա ազդանշանի անկման θ անկյունից: Անտենային զանգվածի կամայական ℓ -րդ տարրի ընդունած ազդանշանը համեմատական կլինի տարածության իր տեղակայման վայրին համապատասխան կետում ստեղծված էլեկտրամագնիսական դաշտի ինտենսիվությանը և կտրվի (4.7) արտահայտությամբ՝

$$x_l(t) = g(\theta) e^{j\mathbf{k}(\cos \theta \mathbf{r}_{lx} + \sin \theta \mathbf{r}_{ly})} s(t) = a_l(\theta) s(t): \quad (4.7)$$

Այստեղ արտահայտությունը պարզեցնելու նպատակով անտեսվել է բարձրհաճախային կրող բաղադրիչը՝ $e^{j\omega t}$ -ն, և դիտարկվել է միայն ցածրհաճախային օգտակար ազդանշանը՝ $s(t)$ -ն:

Ընդհանուր անտենային զանգվածի ընդունած ազդանշանը, բոլոր տարրերի ընդունած ազդանշանների գումարն է և նրան կարելի է ներկայացնել միաչափ զանգվածի տեսքով՝

$$x(t) = \mathbf{a}(\theta) s(t): \quad (4.8)$$



Նկ. 4.10. Ընդունիչ համակարգի բլոկային կառուցվածքը

Ենթադրելով, որ անտենային զանգվածը գծային համակարգ է, մի քանի էլեկտրամագնիսական ազդանշանների համար կարելի է կիրառել վերադրման սկզբունքը: L տարր պարունակող անտենային զանգվածի միջոցով M էլեկտրամագնիսական ազդանշանների ընդունման դեպքում, զանգվածի ելքային ազդանշանը կնկարագրվի (4.9) արտահայտությամբ՝

$$x(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t), \quad (4.9)$$

որտեղ θ_i -ն և $s_i(t)$ -ն i -րդ ազդանշանի ընդունման անկյունը և նրան համապատասխանող ցածրհաճախային ազդանշանն են:

Օգտագործելով անտենային զանգվածի տարրերի դասավորությամբ և հատկություններով պայմանավորված մատրիցի՝

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2) \dots \mathbf{a}(\theta_M)] \quad (\text{L} \times \text{M}), \quad (4.10)$$

և ընդունված ազդանշանների միաչափ զանգվածի՝

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t) \dots s_M(t)]^T, \quad (4.11)$$

արտահայտությունները, ինչպես նաև հաշվի առնելով գումարային աղմուկի առկայությունը, (4.9) արտահայտությունը կարելի է դարձնել ավելի սեղմ՝

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t): \quad (4.12)$$

Դադիուզանշանի ընդունման անկյան որոշման բարդեցի ալգորիթմը:

Բարտեսի ալգորիթմի հիմնական գաղափարը կայանում է անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամի բոլոր ուղղություններով ճոճման և զանգվածի ելքային ազդանշանի հզորության չափման մեջ: Անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամի գլխավոր թերթիկի ճոճում սովորաբար կատարվում է թվային կամ անալոգային եղանակներով, փոփոխելով զանգվածի տարրերի ընդունած ազդանշանների կշռային գործակիցները: Գնահատված ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունը համապատասխանում է որոշակի կշռային գործակիցների արժեքների, որոնք առավելագույնի են հասցնում ընդունված ազդանշանի մակարդակը:

Ենթադրենք, մենք ուզում ենք առավելագույնի հասցնել որոշակի թ անկյունով նկարագրվող ուղղությունից ընդունված ազդանշանի մակարդակը: Անտենային զանգվածի կողմից ընդունված ազդանշանի առավելագույն ելքային հզորություն ստանալու համար անհրաժեշտ է կատարել (4.13) արտահայտությամբ տրվող, w կշռային գործակիցների արժեքներից կախված, մաքսիմումի փնտրման գործողությունը:

$$\begin{aligned} \max_w E\{\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t) \mathbf{w}\} &= \max_w \mathbf{w}^H E\{\mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t)\} \mathbf{w} \\ &= \max_w E\{|s(t)|^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)|^2 + \sigma^2 |\mathbf{w}|^2\} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Արտահայտությունից ակնհայտ է, որ w կշռային գործակիցների արժեքների մեծացման հետ զանգվածի կողմից ընդունված ռադիոազդանշանի ելքային հզորությունը մեծանում է, և (4.13)-ի որոշակի մասնավոր լուծում գտնելու համար անհրաժեշտ է սահմանափակել կշռային գործակիցների առավելագույն արժեքները: Կշռային գործակիցների մոդուլների առավելագույն արժեքները սահմանափակելով 1-ով կարելի է ստանալ (4.13) արտահայտության մասնավոր լուծում: Լուծման արդյունքում

ստացված θ անկյունով նկարագրվող ուղղությունից ընդունված ռադիոազդանշանի հզորության մաքսիմիզացիայի կշռային գործակիցները ներկայացվում են (4.14) արտահայտությամբ՝

$$\mathbf{w}_{BF} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}}: \quad (4.14)$$

Տարածության բոլոր հնարավոր անկյուններով մաքսիմիզացիա կատարելու արդյունքում հնարավոր է ստանալ ընդունած ազդանշանի տարածական սպեկտրը, որը տրվում է (4.15) արտահայտությամբ՝

$$\mathbf{P}_{BF}(\theta) = \mathbf{w}_{BF}^H \check{\mathbf{R}} \mathbf{w}_{BF} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \check{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)}: \quad (4.15)$$

Որտեղ $\check{\mathbf{R}}$ -ը ազդանշանի կովարիացիայի մատրիցն է՝

$$\check{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \mathbf{x}(t) \mathbf{x}^H(t), \quad (4.16)$$

N -ը վերջավոր դիտումների քանակն է:

Ալգորիթմի իրագործման համար օգտագործված հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգը: Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման մշակված ալգորիթմի պրակտիկ փորձարկման և իրական պայմաններում աշխատող համակարգի նախատիպ ստանալու համար օգտագործվել է «Նեյշնլ Ինսթրումենթս» ընկերության կողմից տրամադրված MIMO նախատիպավորման համակարգը: Այն ապահովում է LTE ստանդարտին մոտ պարամետրերով ազդանշանների երկկողմանի հաղորդում և ընդունում, ինչպես նաև ներառում է բազմակի մուտքի կառավարման որոշակի տարրեր [128]: Համակարգի մոդուլային կառուցվածքը և դեկավարման ծրագրային ապահովումը թույլ են տալիս կատարել լրացուցիչ փոփոխություններ և հավելումներ:

Համակարգը թույլ է տալիս իրականացնել հետևյալ հիմնական գործողությունները:

- MU-MIMO տեխնոլոգիայի վրա հիմնված ռադիոազդանշանի հաղորդում և ընդունում 16 անտենա ունեցող բազային կայանի և մինչև 12 մեկ անտենա ունեցող շարժական կայանների միջև:

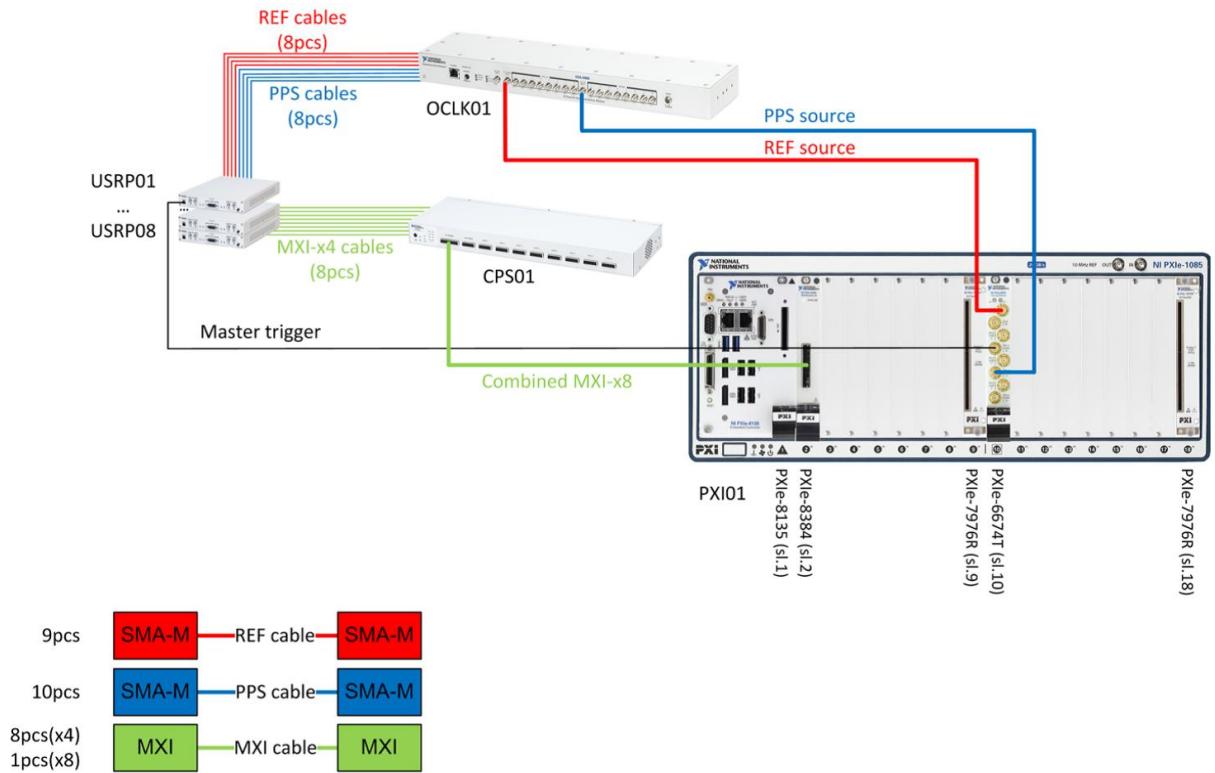
- OFDM-ի վրա հիմնված ռադիոազդանշանի հաղորդում և ընդունում 20 ՄՀց լայնությամբ կապուղով, օգտագործելով ժամանակային բաժանմամբ դուալեքսավորում:
- Բազային կայանի բոլոր ռադիոհաղորդիչ և ռադիոընդունիչ տրակտերի փոխադարձելիության չափաբերում:
- Նվազագույն միջին քառակուսային սխալանքի (MMSE), ինտերֆերենցի ամբողջական չեղարկման (ZF) և առավելագույն հզորության հաղորդման եղանակներով (Maximum Ratio Combining, MRC), ռադիոկապուղու փոխադարձելիության սկզբունքի վրա հիմնված գծային MU-MIMO նախակոդավորում և հավասարեցում մինչև 16×12 հաղորդիչ-ընդունիչ անտենաների համար:
- Բազային և շարժական կայաններում ընդունված ռադիոազդանշանի հզորության ավտոմատ կարգավորում անալոգա-թվային փոխակերպիչների դինամիկ տիրույթի լավագույն օգտագործման նպատակով :
- Ռադիոազդանշանի ենթակրողների մոդուլացման եղանակների ադապտիվ ընտրություն (QPSK-ից մինչև 256-QAM):
- Ներբեռնման և վերբեռնման ուղղությամբ, փաթեթների վրա հիմնված տվյալների հաղորդում: Այն հնարավորություն է տալիս հաղորդել տարատեսակ թվային տվյալներ՝ այդ թվում ձայն և տեսապատկեր:

Նշված բոլոր գործողությունները հիմնված են ՎՃՓՄ-ի միջոցով իրական ժամանակում կատարվող ազդանշանների թվային մշակման վրա:

Համակարգը կազմված է մեկ 16 անտենա ունեցող բազային կայանից և մեկ կամ մի քանի շարժական կայաններից:

Բազային կայանի կառուցվածքը: Տվյալ աշխատանքի շրջանակներում օգտագործված բազային կայանը կազմված է 8 USRP-2953-ներից, PXIe-8135 կառավարման մոդուլով կահավորված PXIe-1085 շասսիից, մեծ կայունությամբ 10 ՄՀց հաճախությամբ տակտային ազդանշանի գեներացման և USRP-ների համաժամանակեցման համար նախատեսված PXIe-6674T համաժամանակեցման և տակտավորման մոդուլից, տվյալների և ազդանշանների թվային մշակման համար

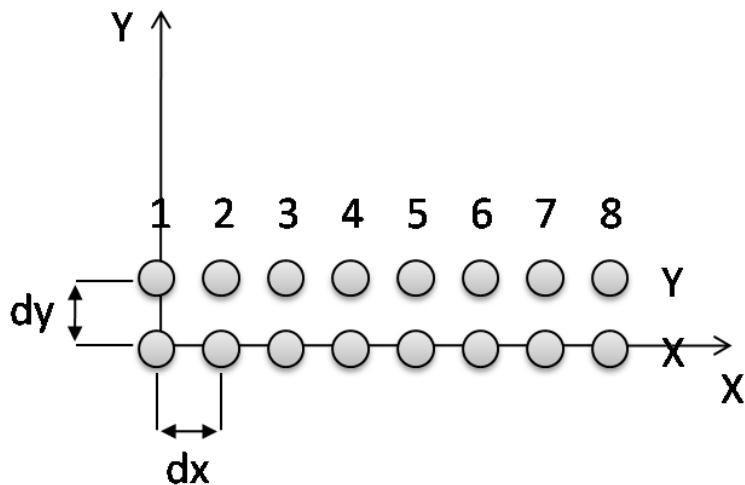
Նախատեսված, ՎՃՓՄ-ի վրա հիմնված երկու PXIe-7976 մոդուլներից և CPS-8910 մոդուլի միջոցով USRP-ների հետ կապ հաստատելու համար նախատեսված PXIe-8384 մոդուլից: Բազային կայանի բաղկացուցիչները և նրանց միջև ֆիզիկական միացումները պատկերված են Նկ. 4.11.-ում:



Նկ. 4.11. Բազային կայանի բաղկացուցիչները և նրանց միջև անհրաժեշտ մալուխային միացումները [128]

Տակտավորման և համաժամանակեցման ազդանշանները բաժանվում և USRP-ներին են տրվում CDA-2990 (OCLK01) մոդուլի միջոցով: Այն ապահովում է PXIe-6674T մոդուլի կողմից գեներացված 10 ՄՀց հաճախությամբ տակտային ազդանշանի և գլխավոր USRP-ի կողմից գեներացվող 1 վ պարբերությամբ համաժամանակեցման ազդանշանի (Pulse Per Second, PPS) ուժեղացում և միևնույն հապաղում ունեցող մալուխների միջոցով բաշխում մյուս USRP-ների միջև: Բոլոր USRP-ները համակարգի շրջանակներում տեղեկատվության փոխանակման նպատակով միացված են CPS-8910 մոդուլին:

USRP-ների ռադիոհաճախային տրակտերը էկրանավորված ռադիոհաճախային մալուխների միջոցով միացված են VERT-2450 անտենաներին: Յուրաքանչյուր USRP միացված է երկու անտենայի: Բոլոր 16 անտենաները տեղակայված են երկափ հարթակի վրա համաձայն Նկ. 4.12.-ում բերված դասավորության:



Նկ. 4.12. Բազային կայանի անտենաների դասավորությունը

Անտենաների միջև հեռավորությունը x առանցքով կազմում է 5 սմ, իսկ y առանցքով՝ 4,5 սմ: Բազային կայանի ընդհանուր արտաքին տեսքը բերված է Նկ. 4.13.-ում:

Շարժական կայանի կառուցվածքը: Շարժական կայանը համակարգում մոդելավորում է մեկ հաղորդիչ-ընդունիչ անտենա ունեցող բաժանորդային սարքավորում: Համակարգի կազմում միաժամանակ ակտիվ ոեժիմում կարող են գտնվել մեկ հաղորդիչ-ընդունիչ անտենա ունեցող մինչև 12 շարժական կայան: Ամեն մի շարժական կայանի նախատիպ հանդիսացող USRP պարունակում է GPS-ի հետ համաժամանակեցման հնարավորություն ունեցող տակտային գեներատոր և MXI Express մալուխի միջոցով միացված է ղեկավարման համակարգչի: GPS-ի հետ համաժամանակեցման հնարավորություն ունեցող տակտային գեներատորի կիրառումը հնարավորություն է տալիս ստանալ տակտային ազդանշանի բարձր կայունություն և իրար հետ համաժամանակեցնել բոլոր բաժանորդային սարքավորումները:



ա. Տեսքը դիմացից



բ. Տեսքը կողքից

Նկ. 4.13. Բազային կայանի ընդհանուր տեսքը

Յուրաքանչյուր USRП ունի երկու հաղորդիչ-ընդունիչ անտենա և կարող է միաժամանակ երկու մեկ անտենա ունեցող բաժանորդային սարքավորման

նախատիպ հանդիսանալ: Շարժական կայանի նախատիպի ընդհանուր տեսքը բերված է Նկ. 4.14.-ում:

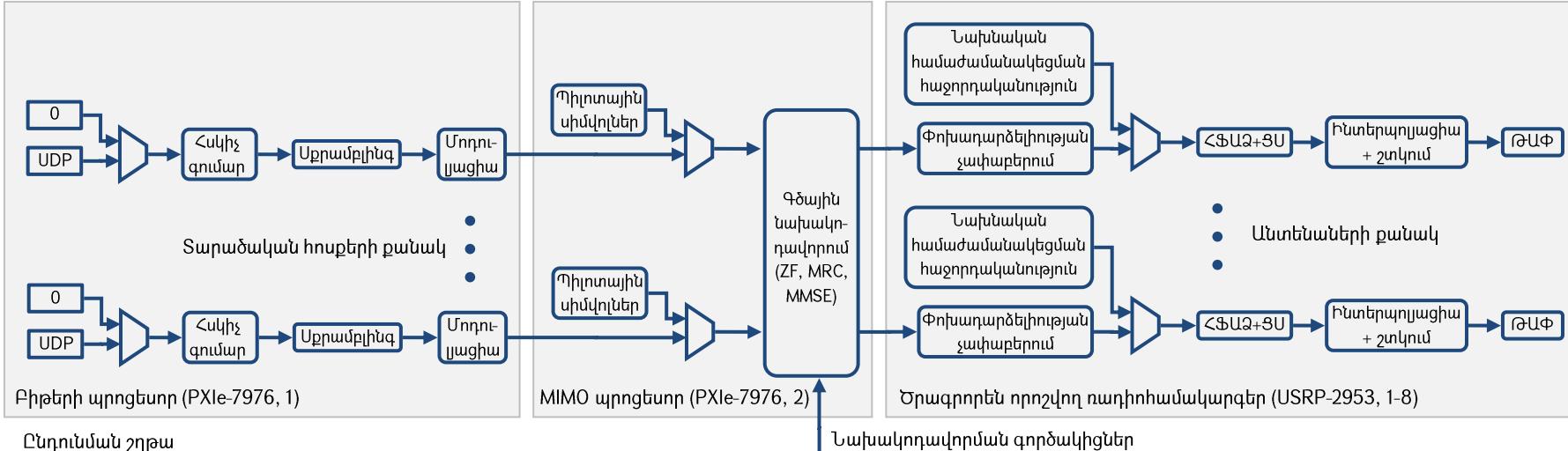


Նկ. 4.14. Շարժական կայանի ընդհանուր տեսքը

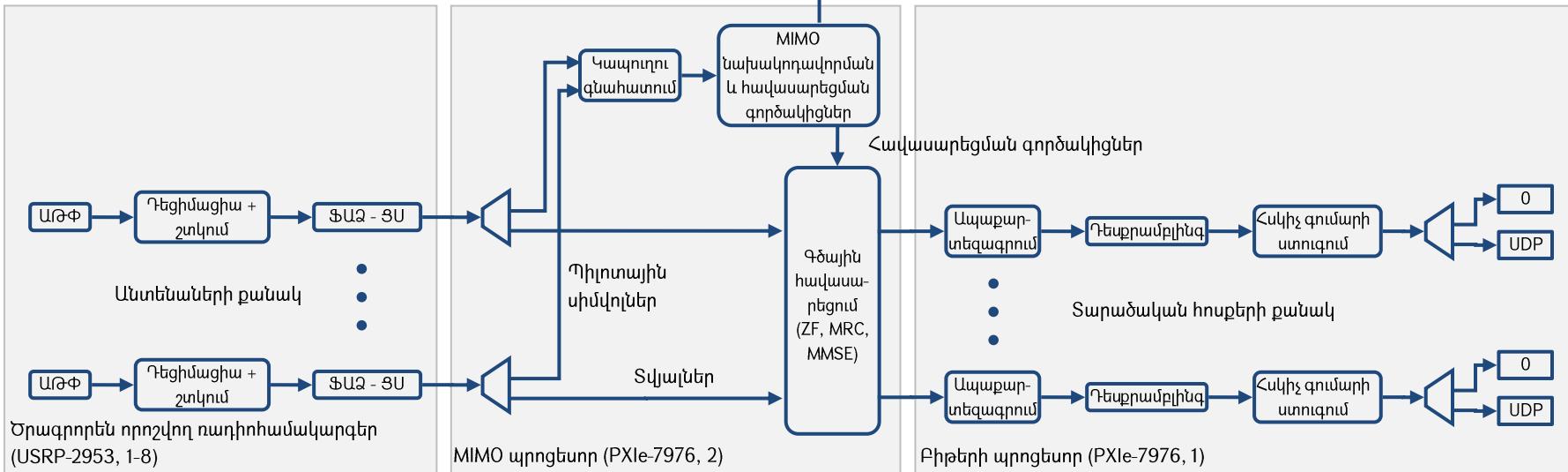
Նկարից երևում է, որ շարժական կայանի նախատիպ հանդիսացող USRP-ն և նրան միացված համակարգիչը կարող են սենյակում ազատ տեղափոխվել և ըստ անհրաժեշտության փոխել իրենց դիրքը բազային կայանի նկատմամբ:

Բազային կայանում ազդանշանների թվային մշակումը: Բազային կայանում կատարվում է հաղորդիչ և ընդունիչ տրակտերի համար նախատեսված ազդանշանների թվային մշակում: Հաղորդչի և ընդունիչի համար նախատեսված ազդանշանների թվային մշակման գործողությունները միմյանցից անկախ են, սակայն փոխանակում են դուավելքավորման և կապուղու գնահատման պարամետրերի մասին տեղեկատվություն: Նկ. 4.15.-ում բերված է բազային կայանում ազդանշանների թվային մշակման բլոկ դիագրամը:

Հաղորդման շղթա



ლიტონმან გერმ



Նկ. 4.15. Բազային կայանում կատարվող ազդանշանների թվային մշակման ըլլիկ դիագրամ

Բլոկ դիագրամում մոխրագույն ուղղանկյունները խորհրդանշում են որոշակի հաշվողական գործողությունների կատարման համար նախատեսված, ՎԹՓՄ-ի վրա հիմնված, սարքավորումներ:

Բազային կայանում ընդունման ուղղությամբ կատարվող ազդանշանների թվային մշակումը ներառում է հետևյալ հիմնական գործողությունները:

Ցածրհաճախային օգտակար ազդանշանը անալոգա-թվային փոխակերպչով թվայնացվում և տրվում է թվային մշակման առաջնային բլոկին, որը կատարում է անալոգա-թվային փոխակերպչի հատկություններով պայմանավորված հաստատուն շեղման լարման չեղարկում և դեցիմացիայի միջոցով ազդանշանի դիսկրետացման հաճախության փոփոխություն անալոգա-թվային փոխակերպչի աշխատանքային հաճախությունից 30,72 ՄՀց:

Շարժական կայանների կողմից հաղորդվող ազդանշանների կրող հաճախությունների շեղման շտկման և փաթեթների հաղորդման ժամանակային ճշգրտման շնորհիվ բազային կայանում բոլոր բաժանորդների կողմից հաղորդված ազդանշանները ընդունվում են միաժամանակ և լրացուցիչ համաժամանակեցում և շտկում չի կատարվում:

Այնուհետև կատարվում է OFDM սիմվոլի ցիկլիկ ներդիրի անտեսում և 2048 կետային ՖԱԶ-ի միջոցով ժամանակային ազդանշանի տեղափոխում հաճախային տիրույթ: Հաճախային տիրույթում, շարժական կայանների կողմից հաղորդված պիլոտային ենթակրողները առանձնացվում և տրվում են կապուղու պարամետրերի գնահատման բլոկին: Կապուղու գնահատման բլոկը, բոլոր հնարավոր հաղորդիչ-ընդունիչ անտենաների համակցությունների համար, հաշվարկում է ռադիոկապուղու փոխանցման գործակիցները:

Կապուղիների գնահատված փոխանցման գործակիցները տրվում են հավասարեցման գործակիցների հաշվարկման բլոկին: Այս բլոկը հաշվարկում է MIMO հավասարեցման մատրիցները, որոնք հետագայում գծային հավասարեցման բլոկի կողմից կիրառվում են բոլոր բաժանորդային սարքավորումների կողմից հաղորդված ազդանշանների հավասարեցման և հաղորդված սկզբնական տեղեկատվական սիմվոլների վերականգնման համար:

MIMO հավասարեցման մատրիցները կարող են հաշվարկվել ելնելով նվազագույն միջին քառակուսային սխալի, զրո ինտերֆերենցի կամ առավելագույն հզորության հավաքման պայմանից:

Հավասարեցումից հետո կատարվում է տեղեկատվական սիմվոլների ապաքարտեզագրում բիթերի: Բիթերի հաջորդականությունը տրվում է դեսքրամբլերի բլոկին, որը կատարում է տեղեկատվական բիթերի և սքրամբլինգային հաջորդականության ըստ մոդուլ երկուսի գումարում: Ստացված տվյալները փոխանցվում են հսկիչ գումարի հաշվարկման բլոկին, որը հաշվարկելով փաթեթի հսկիչ գումարը, ստուգում է ընդունված տվյալների իսկությունը և կատարում է հայտնաբերված սխալների ուղղում: Վերջում, օգտագործելով փաթեթի կառուցվածքի մասին տեղեկատվությունը, ընդունված բիթերից առանձնացվում է օգտակար տեղեկատվություն պարունակող հատվածը և UDP արձանագրության միջոցով հաղորդվում տեղեկույթի սպառհիճն:

Բազային կայանում կատարվող ազդանշանի թվային մշակման երկրորդ շղթան նախատեսված է հաղորդվող ազդանշանների համար: Բազային կայանից բաժանորդային կայան տվյալները հաղորդվում են առանց աղմկակայուն կողավորման:

Բազային կայանի հաղորդիչը ազդանշաններ է գեներացնում որոշակի կարգավորվող քանակի տարածական հոսքերի համար: Յուրաքանչյուր տարածական հոսքով հաղորդվում են կամ UDP արձանագրությամբ ստացված տվյալները կամ զրոներ: Հաղորդվող տվյալները տրվում են հսկիչ գումարի հաշվարկման բլոկին, որը հաշվարկում է փաթեթի հսկիչ գումարը և այն ավելացնում է օգտակար տեղեկատվությանը: Այս բլոկը նաև ձևավորում է փաթեթի կառուցվածքի մասին տեղեկատվություն, որը ընդունիչում հնարավորություն է տալիս բաժանել UDP արձանագրությամբ ստացված օգտակար տեղեկատվությունը զրոներից: Այնուհետև, երկուական բիթերը տրվում են սքրամբլինգի բլոկին, որը կատարում է սքրամբլավորում: Այն հնարավորություն է տալիս երաշխավորել Օ միջին արժեքով բիթերի պատահական հաջորդականության հաղորդումը անգամ այն դեպքում, եթե մուտքային տվյալների հաջորդականությունը կազմված է միայն զրոներից:

Քարտեզագրման բլոկը բիթերի խմբերը քարտեզագրում է և կետային քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլացիայի տեղեկատվական սիմվոլների: Բիթերի քարտեզագրումից հետո կատարվում է պիլոտային սիմվոլների ավելացում: Պիլոտային ենթակրողների համարների ընտրությունը կախված է տարածական հոսքի արժեքից: Ենթակրողների միջև ինտերֆերենցից խուսափելու համար տարածական տարբեր հոսքերի պիլոտային ենթակրողները ընտրվում են հաճախային տիրույթում միմյանց օրթոգոնալ:

Գծային նախակոդավորման բլոկի միջոցով կատարվում է պիլոտային, տեղեկատվական սիմվոլների նախակոդավորում և տարբեր անտենաների համար նախատեսված տեղեկատվական հոսքերի ձևավորում: Այնուհետև, հաղորդիչ և ընդունիչ տրակտերի փոխադարձելիության չափաբերման բլոկի միջոցով կատարվում է յուրաքանչյուր անտենայի համար նախատեսված սիմվոլների հաջորդականության բազմապատկում չափաբերման գործակիցներով: Այն հնարավորություն է տալիս չեղարկել բազային կայանի հաղորդիչ և ընդունիչ տրակտերի միջև առկա կոմպլեքս ամպլիտուդա-հաճախային բնութագրի տարբերությունները և թույլ է տալիս կիրառել հաղորդիչ և ընդունիչ տրակտերի փոխադարձելիության վրա հիմնված նախակոդավորում:

Կախված OFDM սիմվոլի համարից ավելացվում է նախնական համաժամանակեցման հաջորդականություն, որը նախակոդավորման չի ենթարկվում և հաղորդվում է միաժամանակ բոլոր անտենաներով: Այնուհետև ձևավորված ազդանշանները 2048 կետային ՀՖԱՁ-ի միջոցով հաճախային տիրույթից տեղափոխվում են ժամանակային տիրույթ և սիմվոլի սկզբում ավելացվում է ցիկլիկ սկզբնադիր:

Վերջում, թվային մշակման բլոկը ինտերպուլացիայի միջոցով կատարում է ազդանշանի դիսկրետացման հաճախության փոփոխություն՝ $30,72 \text{ Hz}$ -ից թվա-անալոգային փոխակերպչի աշխատանքային հաճախություն:

Ռադիոկապուղու պարամետրերի փորձնական սրացումը: Փորձնական չափումները կատարվել են փակ ներշենքային պայմաններում:

Շարժական կայանի տարբեր տեղակայումների դեպքում կապուղու պարամետրերը ստանալու համար բազային և շարժական կայանները տեղակայվել են մեծ սենյակում: Անարձագանք խցի բացակայության պատճառով, սարքավորումների տեղակայման վայրում կատարվել է եթերային ռադիոհաճախային սպեկտրի դիտարկում և առանձնացվել են ռադիոհաճախային սպեկտրի ազատ պատուհանները: Հաշվի առնելով ռադիոհաճախային սպեկտրի ազատությունը, փորձերը կատարվել են ռադիոազդանշանի 2,2 ԳՀց կրող հաճախության դեպքում: Ռադիոազդանշանի կրող հաճախության արժեքից ելնելով կարելի է հաշվել ալիքի երկարությունը, որը կազմում է 13,6 սմ:

Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան առավել ճշգրիտ որոշման համար անտենաների միջև հեռավորությունը x և յ ուղղություններով պետք է հավասար լինի $\lambda/2$ -ի (6,8 սմ), սակայն անտենային զանգվածի տարրերի միջև հեռավորությունը հնարավոր է որոշակիորեն փոքրացնել առանց ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան անորոշության առաջացման: Անտենային զանգվածի տարրերի միջև հեռավորության մեծացումը կբերի անկյան անորոշության առաջացման:

Փորձում օգտագործվել է արդեն նկարագրված անտենային զանգվածը, որտեղ անտենաների միջև հեռավորությունը x առանցքով կազմում է 5 սմ, իսկ յ առանցքով 4,5 սմ:

Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան ճշգրիտ որոշման համար բազային կայանի և շարժական կայանի անտենաների միջև հեռավորությունը պետք է բավարարի հեռավոր գոտու պայմանին՝

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \approx 4,7 \mu: \quad (4.17)$$

Չափումների ժամանակ նշված հեռավորությունը կազմել է 5 մ:

Բազային կայանի USRP-ների հաղորդիչ-ընդունիչները միացված են անտենային զանգվածի տարրերին չափաբերված մալուխների միջոցով: Նրանց առաջացրած ազդանշանի փուլային շեղումները չեղարկվում են փոխադարձելիության չափաբերման ընթացքում: Փոխադարձելիության չափաբերման գործընթացը և նրա առանձնահատկությունները մանրամասն նկարագրված են [129] աշխատությունում:

Կապուղու պարամետրերի փորձնական ստացումը հիմնված է կապուղու պարամետրերի որոշման գործողության վրա, որը կատարվում է հաճախային տիրույթում: Կապուղու գնահատումը հիմնված է վերբեռնման և ներբեռնման ուղղությամբ հաղորդվող հաճախային տիրույթում իրար օրթոգոնալ պիլոտային ազդանշանների վրա:

Աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթումը նվազեցնելու համար պիլոտային և տեղեկատվական ազդանշանների հաղորդման համար 2048 ենթակրողներից կիրառվում են միայն 1200-ը, իսկ մնացածը ծառայում են որպես պաշտպանիչ հաճախային միջակայք:

Տարբեր տարածական հոսքերին հաճախային տիրույթում միմյանց օրթոգոնալ ենթակրողներ հատկացնելու համար ակտիվ 1200 ենթակրողները բաժանվում են 12 խմբի և ամեն հոսքին հատկացվում է 100 ենթակրող: Առաջին տարածական հոսքի պիլոտային սիմվոլները զբաղեցնում են բոլոր ռեսուրսային բլոկների առաջին ենթակրողները, երկրորդ տարածական հոսքի պիլոտային սիմվոլները՝ բոլոր ռեսուրսային բլոկների երկրորդ ենթակրողները և այսպես շարունակ: Յուրաքանչյուր ռեսուրսային բլոկ կազմված է 12 ենթակրողներից:

Վերբեռնման ուղղությամբ բազային կայանի բոլոր անտենաների կողմից ընդունված ազդանշանը, որը համապատասխանում է մեկ անտենա ունեցող շարժական կայանի կողմից հաղորդված որևէ մեկ ենթակրողի կարելի է ներկայացնել (4.18) արտահայտությամբ՝

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{x}(t) + \boldsymbol{\nu}, \quad (4.18)$$

որտեղ $\mathbf{x}(t)$ -ն և $\mathbf{y}(t)$ -ն համապատասխանաբար՝ հաղորդված և ընդունված ազդանշանների միաչափ զանգվածներն են, \mathbf{H} -ը հաճախային տիրույթում կապուղու փոխանցման գործակիցների մատրիցն է, $\boldsymbol{\nu}$ -ն ջերմային սպիտակ գառայան աղմուկի բաղկացուցիչն է:

Ժամանակի յուրաքանչյուր պահի, յուրաքանչյուր պիլոտային ենթակրողի համար կապուղու կոմպլեքս փոխանցման գործակիցների մատրիցը հաշվարկվում է (4.19) արտահայտությամբ՝

$$\widehat{\mathbf{H}} = \mathbf{y} \cdot \frac{\mathbf{x}^H}{|\mathbf{x}|^2} = \frac{\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^H}{|\mathbf{x}|^2} + \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{x}^H}{|\mathbf{x}|^2}: \quad (4.19)$$

Արտահայտության առաջին բաղկացուցիչը ներկայացնում է յուրաքանչյուր ենթակրողին համապատասխանող ազդանշանի կովարիացիայի մատրիցը, իսկ երկրորդ բաղկացուցիչը պայմանավորված է ջերմային աղմուկների առկայությամբ: (4.19) և (4.16) արտահայտությունները համանման են:

Կապուղու գնահատման բլոկի կողմից հաշվարկված կապուղիների փոխանցման գործակիցների արժեքները ՎՃՓՄ-ից փոխանցվում են բազային կայանի ղեկավարման համակարգից և համաձայն առաջարկված ալգորիթմի մշակվում են ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման համար: Զափված կապուղու փոխանցման գործակիցների մի խումբ հիշվել է տեքստային ֆայլում և հետագա ուսումնասիրությունների և փորձարկումների համար տեղադրվել է բաց հասանելիությամբ պահոցում [130]:

Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ալգորիթմը: Անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամի ճոճման միջոցով ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ալգորիթմի հիմնական առավելությունը մյուս պարամետրական եղանակների համեմատ ունեցած փոքր հաշվողական բարդությունն է: Սովորաբար, վերլուծության և հաշվարկների պարզեցման, ինչպես նաև անկյան գնահատված արժեքի ճշտության մեծացման համար օգտագործում են միմյանցից կես ալիքային հեռավորության վրա հավասարաչափ տեղաբաշխված տարրերով գծային անտենային զանգված: Այս պայմանին բավարարող անտենային զանգվածի օգտագործմամբ ուղղվածության դիագրամի միջոցով ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ալգորիթմի օրինակներ կարելի է գտնել մի քանի աշխատություններում: Մենք այդ ալգորիթմը ձևափոխել ենք կամայական միջտարրային հեռավորություն ունեցող երկչափ անտենային զանգվածի համար: Ալգորիթմի համար սկզբնական մուտքային տվյալներ են հանդիսանում բազային կայանի կողմից գնահատված ռադիոկապուղու պարամետրերը:

Ընդհանուր անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամը կարելի է հաշվել զանգվածի ուղղվածության դիագրամի և զանգվածի տարր հանդիսացող անտենայի ուղղվածության դիագրամի բազմապատկման միջոցով [122]: Այս հատկությունը թույլ է

տալիս նշանակալիորեն պարզեցնել վերլուծությունը, ինչպես նաև զանգվածը և նրա տարրերը դիտարկել մեկը մյուսից անկախ:

$$\mathbf{AF}(\theta, \varphi) = \mathbf{AF}_{Swpp}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{AF}_{\mathcal{Q}u\bar{n}q\bar{v}u\delta}(\theta, \varphi) \quad (4.20)$$

Անտենային զանգվածի տարրի ուղղվածության դիագրամը E և H հարթություններում կարելի է գտնել VERT 2450-ի տեխնիկական բնութագրերի փաստաթղթում [131]: Օգտվելով փաստաթղթում բերված տվյալներից և օգտագործելով ինտերպոլյացիա, ստացվել է անտենայի եռաչափ ուղղվածության դիագրամը, որը կարելի է գտնել մշակված ծրագրում [132]:

Օգտագործված երկչափ անտենային զանգվածում տարրերը տեղակայված են խ հարթությունում գտնվող, ուղղանկյուն կառուցվածք ունեցող ցանցի հանգույցներին համապատասխանող կետերում: Զանգվածի տարրերի միջև հեռավորությունը x առանցքի ուղղությամբ պայմանականորեն նշանակվել է dx, իսկ y առանցքի ուղղությամբ dy: Զանգվածի տարրերի համարակալման համար կիրառվել են m և n ինդեքսները: x առանցքի ուղղությամբ տարրի համարը ցույց է տալիս m ինդեքսը, իսկ y առանցքի ուղղությամբ n ինդեքսը: m, n ինդեքսով տարրի շառավիղ վեկտորը տրվում է (4.21)-ով:

$$\vec{r}_{mn} = x_{mn} \vec{x} + y_{mn} \vec{y} + z_{mn} \vec{z} \quad (4.21)$$

Կոորդինատային համակարգի սկզբնակետը տեղակայելով զանգվածի ստորին ծախ անկյունում և ունենալով միջտարրային dx և dy հեռավորությունները (4.21)-ը կարելի է պարզեցնել՝

$$\vec{r}_{mn} = md_x \vec{x} + nd_y \vec{y}, \quad (4.22)$$

որտեղ m={1, 2, 3, ..., 8}, n={1, 2}:

Անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամն ստանալու համար անհրաժեշտ է բոլոր հնարավոր անկյունների համակցությունների համար վեկտորապես իրար գումարել զանգվածի բոլոր տարրերից ստացված ազդանշանները՝

$$\begin{aligned} \mathbf{AF}_{\mathcal{Q}u\bar{n}q\bar{v}u\delta}(\theta, \varphi) &= \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^8 I_{mn} e^{jk(\vec{r} \cdot \vec{r}_{mn})} \\ &= \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^8 I_{mn} e^{jk(md_x \sin \theta \cos \varphi + nd_y \sin \theta \sin \varphi)}, \end{aligned} \quad (4.23)$$

որտեղ I_{mn} -ը m,n ինդեքս ունեցող զանգվածի տարրի ընդունած ազդանշանի ամպլիտուդն է, որը իրական թիվ է, \vec{r} -ը հետաքրքրություն ներկայացնող ուղղությամբ ուղղված միավոր վեկտոր է, որը եռաչափ դեկարտյան կոորդինատային համակարգում տրվում է (4.24)-ով՝

$$\vec{r} = \sin \theta \cos \varphi \vec{x} + \sin \theta \sin \varphi \vec{y} + \cos \theta \vec{z}: \quad (4.24)$$

Արդեն բերված (4.23), (4.20) և (4.19) արտահայտությունները տեղադրելով (4.15)-ում և հաշվի առնելով, որ անտենային զանգվածի ուղղվածության դիագրամը նորմավորված է, կստանանք ընդունված ազդանշանի եռաչափ տարածական սպեկտրի հաշվարկման արտահայտությունը՝

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(\theta, \varphi) &= \mathbf{A}\mathbf{F}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{A}\mathbf{F}(\theta, \varphi)^H \cdot \hat{\mathbf{H}} = \\ &= \left(\mathbf{A}\mathbf{F}_{Element}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^8 I_{mn} e^{jk(m d_x \sin \theta \cos \varphi + n d_y \sin \theta \sin \varphi)} \right)^H \\ &\cdot \left(\mathbf{A}\mathbf{F}_{Element}(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^8 I_{mn} e^{jk(m d_x \sin \theta \cos \varphi + n d_y \sin \theta \sin \varphi)} \right) \cdot \hat{\mathbf{H}} : \end{aligned} \quad (4.25)$$

Եռաչափ տարածական սպեկտրի առավելագույն արժեքը համընկնում է գնահատված ուղիղագիտանշանի ընդունման անկյան հետ:

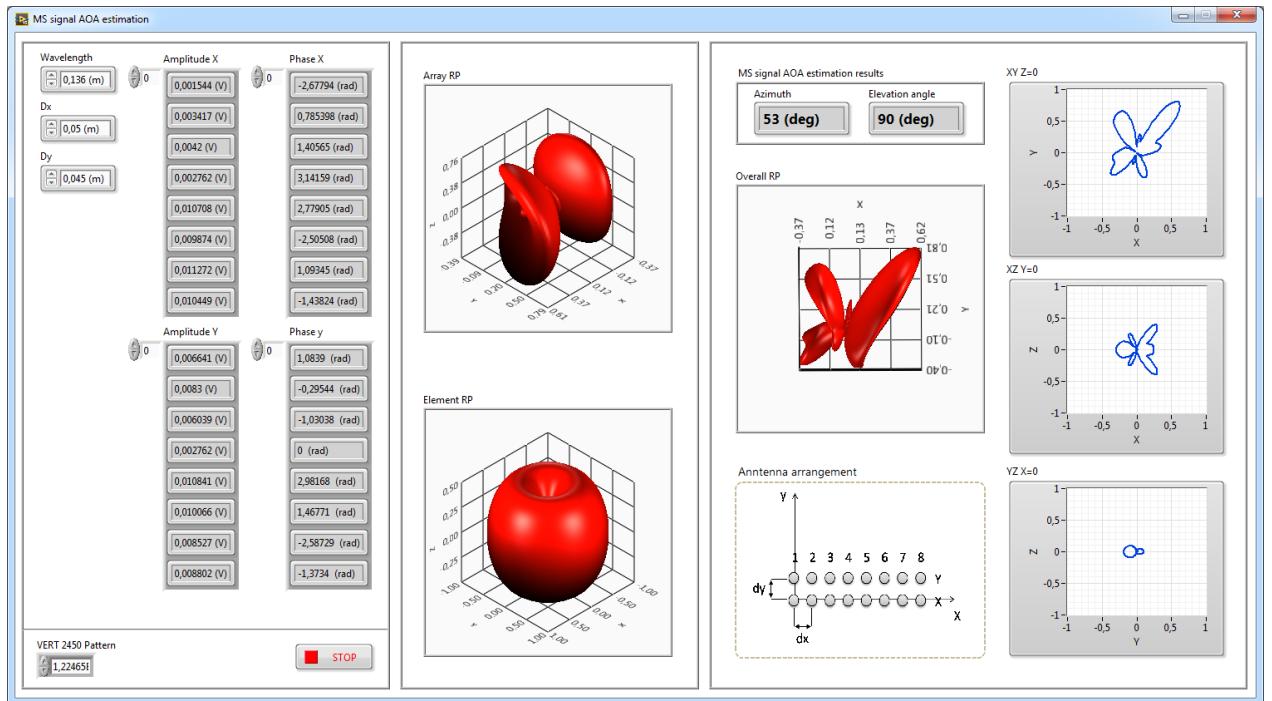
Եռաչափ տարածական սպեկտրը համաչափ է xy հարթության նկատմամբ և առաջացող անորոշությունը վերացնելու նպատակով տարածական սպեկտրի առավելագույն արժեքի որոնում կատարվում է միայն բազային կայանի դիմացի ուղղության հետ համընկնող կիսագնդում, $\varphi = (0^\circ; 180^\circ]$, $\theta = (0^\circ; 180^\circ]$ անկյունների արժեքների տիրույթում:

Մշակված ծրագրային ապահովումում տարածական սպեկտրի հաշվարկման ճշտությունը սահմանվել է 1° , սակայն անհրաժեշտության դեպքում այն հնարավոր է փոփոխել:

Ուղիղագիտանշանի ընդունման անկյան որոշման արդյունքները: Փորձնական ուղիղագիտանշանի ընդունման անկյան որոշման արդյունքներ ստացվել են ընդունվող ազդանշանի մի քանի անկյունների համար: Հաշվի առնելով բազային կայանի վերևում և ներքևում անտենային զանգվածի ընդհանուր ուղղվածության դիագրամի զրոների առկայությունը մենք խուսափել ենք այդ ուղղությամբ շարժական կայանի

տեղակայումից: Բազային կայանի անտենաների հորիզոնին ուղղահայաց դասավորության դեպքում, նշված ուղղություններով ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ճշտությունը կտրուկ նվազում է:

Մշակված ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ծրագրի երեսային վահանակը պատկերված է Նկ. 4.16.-ում:



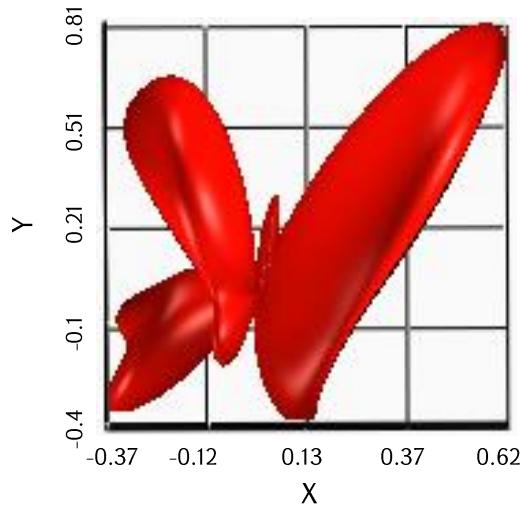
Նկ. 4.16. Ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ծրագրի երեսային վահանակը

Ծրագրի երեսային վահանակը նկարված է ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման փորձնական արդյունքներից մեկի հիման վրա, ազիմուտային հարթությունում շարժական կայանի 54° անկյան տակ տեղակայման դեպքում: Փորձի ընթացքում շարժական կայանի բազային կայանի նկատմամբ ունեցած տեղի անկյունը պահպել է հաստատուն և կազմել է 90° (շարժական և բազային կայանները տեղակայված են եղել միևնույն բարձրությունն ունեցող սեղանների վրա):

Փորձի ընթացքում գնահատված ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան արժեքը տատանվել է անկյան իրական արժեքի շուրջ $\pm 1^\circ$ դևիացիայով: Հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ չափման ճշտության վրա ազդում են նաև շրջակա

պատերից անդրադարձումները ստացված $\pm 1^\circ$ ճշտությունը բավականին լավ արդյունք է:

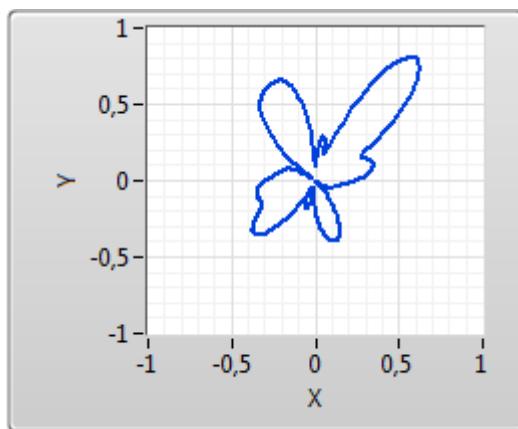
Նշված դասավորության դեպքում գնահատված ռադիոազդանշանի եռաչափ տարածական սպեկտրը և նրա հատույթները xy , xz , yz հարթություններում պատկերված են Նկ. 4.17.-ում և Նկ. 4.18-ում:



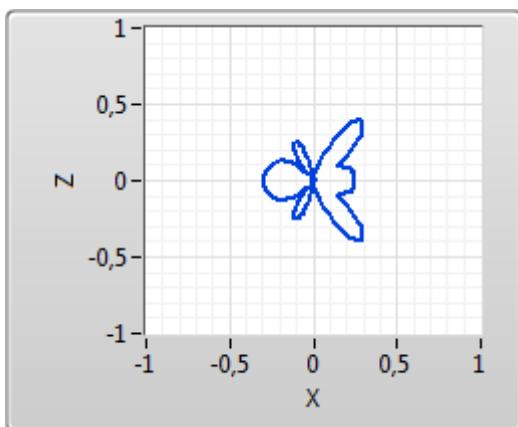
Նկ. 4.17. Ռադիոազդանշանի գնահատված տարածական սպեկտրը

Հետագա զարգացումների արդյունքում, բոլոր ենթակրողների համար ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունները հնարավոր է գնահատել մեկը մյուսից անկախ և օգտագործելով ստացված անկյունների միջինացում և վիճակագրական զտում հնարավոր է մեծացնել ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ճշտությունը: Դա հնարավորություն կտա ճգրիտ արդյունքներ ստանալ անգամ ցածր ազդանշան-աղմուկ հարաբերության դեպքում:

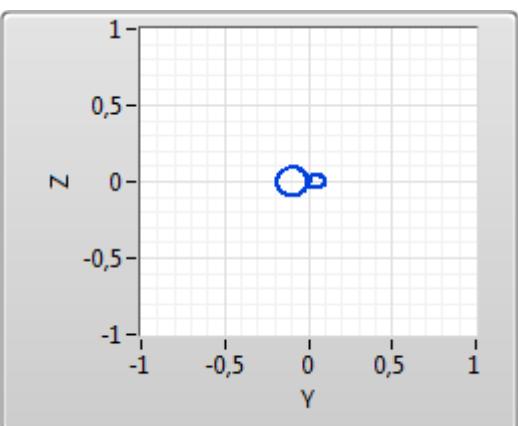
Մեկ բազային կայանի դեպքում ազդանշանի ժամանակային հապաղման (Time Of Arrival, TOA), հաղորդման և ընդունման հապաղման (Round Trip Time Of Arrival, RTTOA) պարամետրերի, իսկ մի քանի բազային կայանների դեպքում նաև ազդանշանի հապաղման տարրերության (Differential Time Of Arrival, DTOA) պարամետրերի օգտագործումը հնարավորություն կտա գնահատել բազային կայանի և շարժական կայանի միջև առկա հեռավորությունը: Այն իր հերթին հնարավորություն կտա բաժանորդներին տեղորոշել և հետևել:



ա. xy հարթությունում



բ. xz հարթությունում



գ. yz հարթությունում

Նկ. 4.18. Ռադիոազդանշանի գնահատված տարածական սպեկտրի հատույթը տարբեր հարթություններում

Մշակված ապարատա-ծրագրային համակարգը հնարավոր է ճկունորեն ձևափոխել, փոփոխելով միայն ծրագրային ապահովումը: Մշակված ծրագրային ապահովումը տեղադրվել է ազատ հասանելիությամբ պահոցում [132]:

Եզրակացություններ 4-րդ գլխի վերաբերյալ

1. OFDM ազդանշանի աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման չափված մակարդակը ենթակրողների QPSK, 16-QAM, 64-QAM մոդուլյացիաների դեպքում գրեթե նույն է և հարևան ուղում 40 դԲ-ով ավելի ցածր է քան հիմնական ուղում:
2. Ելնելով չափումների արդյունքներից, 27 դԲ-ից մեծ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում ավելի նպատակահարմար է OFDM ազդանշանի ենթակրողների 64-QAM մոդուլյացման եղանակի, 27...12 դԲ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում՝ 16-QAM մոդուլյացման եղանակի, իսկ 12...8 դԲ ազդանշան-աղմուկ հարաբերությունների դեպքում՝ QPSK մոդուլյացման եղանակի օգտագործումը:
3. MU-MIMO և OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում մշակվել և իրագործվել է բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմ:
4. Մշակված ալգորիթմը ընդլայնելի է և կարող է օգտագործվել անտենային զանգվածի տարրերի միջև կամայական հեռավորության և կամայական թվով բաժանորդային սարքավորումների համար: Տարածական հոսքերի միջև և անտենաների միջև ենթակրողների հաճախային օրթոգոնալությունը հնարավորություն է տալիս բոլոր շարժական կայանների կապուղու բնութագրերը գնահատել մեկը մյուսից անկախ և միաժամանակ հաշվարկել հասանելիության գոտում գտնվող բոլոր ակտիվ շարժական կայանների ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունները:
5. Մշակված ալգորիթմի կիրառմամբ իրագործված համակարգը բազմաճառագայթ տարածման միջավայրում թույլ է տալիս գնահատել ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունը $\pm 1^{\circ}$ ճշտությամբ, որը բավականին լավ արդյունք է: Համակարգը կարող է միաժամանակ գնահատել մինչև 12 բաժանորդային սարքավորումներից ընդունվող ռադիոազդանշանների անկյունները:
6. Տարբեր ենթակրողների համար ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունները հնարավոր է գնահատել մեկը մյուսից անկախ և օգտագործելով գնահատված

անկյունների միջինացում և վիճակագրական զտում հնարավոր է մեծացնել ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ճշտությունը:

7. Մշակված ծրագրային ապահովումը հասանելի է ազատ հասանելիությամբ պահոցում և հնարավոր է վերօգտագործել:

ԵԶՐԱՀԱՆԳՈՒՄ

1. Ձևակերպվել են հինգերորդ սերնդի բջջային կապի ցանցերին ներկայացվող պահանջները, դրանց բավարարելու հնարավորություն տվող տեխնոլոգիական լուծումները, հաղորդման տեխնոլոգիաների և մոդուլացիայի եղանակների գնահատման չափանիշները:
2. Հստակեցվել են հինգերորդ սերնդի բջջային կապի ցանցերում կիրառման հնարավորություն ունեցող հաճախաշերտերը և այդ հաճախաշերտերի համար հետազոտվել են ռադիոկապուլու պարամետրերը: Հետազոտության արդյունքները վկայում են կապուղում ռադիոազդանշանի ժամանակային դիսպերսիայի արժեքի հաճախությունից փոքր կախվածության և հնարավոր կիրառելի սանտիմետրային, միջիմետրային ալիքների տիրուպթում ռադիոազդանշանի մեծ մարման մասին:
3. Կատարվել է առաջադեմ հաղորդման տեխնոլոգիաների և նրանց հետ կիրառելի մոդուլացիայի եղանակների համեմատական վերլուծություն ելնելով առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության (PAPR), սպեկտրալ արդյունավետության, կապուլու ժամանակային օգտագործման, աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման, հաշվողական բարդության, ռեսուրսների հատկացման ճկունության, MIMO տեխնոլոգիայի հետ համատեղելիության, ադապտիվ մոդուլացիայի եղանակների օգտագործման, տեխնոլոգիայի հասունության պարամետրերից: Համեմատության արդյունքում առաջարկվել է ՀՍՑ-ի պահանջները առավելագույնս բավարարող եղանակը:
4. Առաջարկվել է OFDM-ի բարձր աշխատանքային հաճախաշերտից դուրս ճառագայթման պատճառով առաջացող ինտերֆերենցից և էլեկտրամագնիսական համատեղելիության խնդիրներից խուափելու եղանակ և հիմնավորվել է վերբեռնման ուղղությամբ հաղորդման տեխնոլոգիայի ադապտիվ ընտրության անհրաժեշտությունն ու հնարավորությունը:
5. Առաջարկված հաղորդման տեխնոլոգիայի և նրա հետ կիրառելի մոդուլացման եղանակների հատկությունների փորձնական հետազոտման համար մշակվել է

ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորման վրա հիմնված հաղորդիչ-ընդունիչ համակարգ և կատարվել են փորձնական չափումներ:

6. Առաջարկվել է, MU-MIMO և CP-OFDM տեխնոլոգիաների համադրության դեպքում, բաժանորդային սարքավորումների ճշգրիտ տեղորոշման համար անհրաժեշտ ռադիոազդանշանի ընդունման անկյան որոշման ցածր հաշվողական բարդություն ունեցող ալգորիթմ:
7. Ալգորիթմի կիրառմամբ մշակվել է ծրագրորեն որոշվող ռադիոսարքավորումների վրա հիմնված համակարգ, որը հնարավորություն է տալիս գնահատել ռադիոազդանշանի ընդունման անկյունը $\pm 1^\circ$ ճշտությամբ:
8. Մշակված ծրագրային ապահովումը տեղադրվել է ազատ հասանելիությամբ պահոցում:

ՕԳՏԱԳՈՐԾՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. **Cisco.** *Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update. // 2015–2020.* 2016.
2. **Ericsson.** *Ericsson Mobility Report. // November 2017.* p. 32.
3. **Gotsys A.G., Lioumpas A.S., Alexiou A.** *M2M scheduling over LTE: Challenges and new perspectives. // 2012, IEEE Vehicular Technology Magazine, Vol. 7,* pp. 34-39.
4. **ITU-R.** *Recommendation M.2083-0, IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development. // September 2015.* p. 21.
5. **Cisco.** *Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update. // 2010–2015.* 2011. p. 27.
6. **Cisco D. Evans.** *The Internet of Things, How the Next Evolution of the Internet Is Changing Everything. // 2011.* p. 11.
7. **Ericsson.** *White paper: More Than 50 billion connected devices. // 2011.* p. 12.
8. **ITU-R Working Party 5D.** *Minimum requirements related to technical performance for IMT-2020 radio interface(s). // February 2017.*
9. **Boccardi F., Heath R.W. Jr., Lozano A., Marzetta T.L., Popovski P.** *Five Disruptive Technology Directions for 5G. // February 2014, IEEE Communications Magazine, Vol. 52,* pp. 74-80.
10. **Choudhury D.** *5G Wireless and Millimeter Wave Technology Evolution: An Overview. // Phoenix, AZ, USA : May 2015. Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International.* pp. 1-4.
11. **Talwar S., Choudhury D., Dimou K., Aryafar E., Bangerter B., Stewart K.** *Enabling Technologies and Architectures for 5G Wireless. // Tampa, FL, USA : June 2014. Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International.* pp. 1-4.
12. **Marzetta T.L.** *Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas. // November 2010, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 9,* pp. 3590 - 3600.
13. **Bhushan N. et al.** *Network Densification: The Dominant Theme for Wireless Evolution into 5G. // February 2014, IEEE Communications Magazine, Vol. 52,* pp. 82-89.
14. **Sabharwal A., Schniter P., Guo D., Bliss D.W., Rangarajan S., Wichman R.** *In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities. // September 2014, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 32,* pp. 1637-1652.
15. **Proakis J.G., Salehi M.** *Communications systems engineering. // New Jersey : Prentice-Hall, Inc., 2002. ISBN 0-13-095007-6.*

16. **Bernal D., Closas P., Fernandez J.A.** *Digital I&Q Demodulation in Array Processing: Theory and Implementation*. // Lausanne : EURASIP, August 25-29, 2008. 16th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2008).
17. **Proakis J.G.** *Digital Communications*. // 4th ed. New York : McGraw-Hill, 2001.
18. **Nyquist H.** *Certain Topics in Telegraph Transmission Theory*. // 2, 1928, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Vol. 47, pp. 617-644. doi: 10.1109t-aiee.1928.5055024 .
19. **Mazo J.E.** *Faster-Than-Nyquist Signaling*. // 8, Bell System Technical Journal, October 1975, Bell System Technical Journal, Vol. 54, pp. 1451–1462. doi 10.1002j.1538-7305.1975.tb02043.x.
20. **Zoltovsky M.** *Equations for the Raised Cosine and Square-Root Raised Cosine Shapes*. // Communication Systems , Linköping University. Linköping, 2000. pp. 1-8.
21. **Whalen A.D.** *Detection of Signals in Noise*. // New York : Academic Press, 1971.
22. **Shannon C.E.** *A mathematical theory of communication*. // July and October 1948, Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379-423 and 623-656.
23. **Shannon C.E.** *Communication in the presence of noise*. // January 1949, Proceedings of IRE, Vol. 37, pp. 10-21.
24. **Chang R.W.** *Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission*. // 46, December 1966, The Bell System Technical Journal, pp. 1775–1796.
25. **Peled A., Ruiz A.** *Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*. // 5, 1980, IEEE ICASSP, pp. 964–967.
26. **"WiMedia" alliance.** *Multiband OFDM physica layer specification v1.5*. // 2009. p. 204.
27. **Bingham J.A.C.** *Multi-carrier modulation for data transmission an idea whose time has come*. // 28(5), May 1990, IEEE Communications Magazine, pp. 17–25.
28. **Sari H., Karam G., Jeanclaude I.** *Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting*. // 33(2), February 1995, IEEE Communications Magazine, pp. 100–109.
29. **Navita M., Amandeep N.** *Performance analysis of OFDMA, MIMO and SC-FDMA technology in 4G LTE networks*. // Noida, 2016. 2016 6th International Conference - Cloud System and Big Data Engineering. pp. 554-558. doi: 10.1109confluence.2016.7508181.
30. *5G and beyond waveforms*. // Limassol, Cyprus, 2017. 2017 24th International Conference on Telecommunications (ICT). pp. 1-42. doi: 10.1109/ICT.2017.7998283.
31. **Yan J.J., Yoo C.S., Trask E.M., Kim D., Asbeck P.M.** *Effect of signal PAPR on efficiency of envelope tracking power amplifiers*. // Seoul, South Korea, 2013. 2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC). pp. 860-862. doi: 10.1109/APMC.2013.6694947.

32. **Nader C., Handel P., Bjorsell N.** *OFDM PAPR reduction by convex optimization A power amplifier point-of-view.* // Aveiro, Portugal, 2010. 2010 IEEE International Microwave Workshop Series on RF Front-Ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS). p. 4. doi: 10.1109/IMWS.2010.5440994.
33. **Fettweis G., Krondorf M., Bittner S.** *GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing.* // Barcelona, Spain, 2009. VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference. pp. 1-4. doi: 10.1109/VETECS.2009.5073571.
34. **3GPP.** *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 14).* // June 2017. TS 36.101 V14.4.0. p. 1450.
35. **Marcus J.S., Burns J., Pujol F., Marks P.** *Inventory and review of spectrum use: Assessment of the EU potential for improving spectrum efficiency.* // WIK-Consult GmbH. September 2012. p. 147. Ref. Ares(2012)1106831.
36. **International Telecommunications Union Radio (ITU-R).** *Future spectrum requirements estimate for terrestrial IMT.* // December 2013. p. 42. Report ITU-R M.2290-0.
37. **ITU-R.** *Methodology for calculation of spectrum requirements for the terrestrial component of International Mobile Telecommunications.* // April 2013. p. 42. Recommendation ITU-R M.1768-1.
38. **ITU-R.** *Final acts WRC-15 world radiocommunication conference (Geneva, 2015).* // p. 552.
39. **Rosowski T. (DT), Kronander J. (Ericsson), Irnich T. (Ericsson), Queseth O. (Ericsson) et al.** *Description of the spectrum needs and usage principles.* // Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society (METIS). August 2014. p. 105, Deliverable. Version: 1. ICT-317669-METIS/D5.3.
40. **International Telecommunications Union Radio (ITU-R).** *Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced.* // Geneva, December 2009. p. 72. Report ITU-R M.2135-1.
41. **3GPP.** *Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 14).* // March 2017. p. 40, Technical Report. TR 25.996 V14.0.0.
42. **3GPP.** *Study on 3D channel model for LTE (Release 12).* // September 2017. p. 47, Technical Report. TR 36.873 V12.6.0.
43. **3GPP.** *Study on LTE Device to Device Proximity Services; Radio Aspects (Release 12).* // March 2014. p. 50, Technical Report. TR 36.843 V12.0.1.
44. **Erceg V. (Zyray Wireless), Schumacher L. (Namur University), Kyritsi P. (Aalborg University), Baum D. (ETH University), Molisch A. (Mitsubishi Electric), et al.** *IEEE*

P802.11 Wireless LANs TGn Channel Models. // IEEE. May 2004. p. 45. doc. IEEE 802.11-03940r4.

45. **3GPP, Samsung and Nokia Networks.** *New SID Proposal: Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz.* // September 2015. RP-151606.
46. **Tercero M., von Wrycza P., Amah A., Widmer J., Fresia M., Frascolla V., et al.** *5G systems: The mmMAGIC project perspective on use cases and challenges between 6–100 GHz.* // Doha, Qatar, August 2016. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW). p. 6. doi: 10.1109/WCNCW.2016.7552699.
47. **Գրիգորյան Լ.Ն.** Հինգերորդ սերնդի բջջային կապի ցանցերում ռադիոլապուղու պարամետրերի վերլուծությունը և աշխարհանքային հաճախությունների պիրույժի ընդունությունը // Լ871 ՀԱՊՀ Լրաբեր: - Եր.: Ճարտարագետ, 2018: Մաս 1.- 404 էջ. - էջ. 277-284.
48. **Ippolito L.J.** *Propagation Effects Handbook for Satellite Systems Design: A Summary of Propagation Impairments on 10 to 100 GHz Satellite Links With Techniques for System Design.* // 4th Edition. Frbruary 1989. p. 540. ch. 3 and 6. NASA Doc. 1082(4).
49. **Jun P.** *Research of Radio Channel Characteristics in Mobile Communication Technology.* // 2014. Intelligent Computation Technology and Automation: IEEE conference. pp. 216-219.
50. **Cox D.C., Murray R.R., Norris A.W.** *800 MHz attenuation measured in and around suburban houses.* // No. 9, November 1983, Bell Laboratory Technical Journal, Vol. 62, pp. 2695-2717.
51. **Bernhardt R.C.** *Macroscopic diversity in frequency reuse systems.* // SAC 5, June 1987, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 862-878.
52. **ITU.** *Attenuation by Atmospheric Gases.* // 1990. Rep. 719-3.
53. **Flock W.L.** *Propagation Effects on Satellite Systems at Frequencies Below 10 GHz.* // December 1987. ch. 3, 4 and 9. NASA Doc.1108 (02).
54. **Scholtz R.A., Pozar D.M., Namgoong W.** *Ultra-Wideband Radio.* // 3, Hindawi Publishing Corporation, 2005, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, pp. 252–272.
55. **Peter M., Keusgen W.** *Analysis and comparison of indoor wideband radio channels at 5 and 60 GHz.* // Berlin, Germany, March 2009. 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation. pp. 3830-3834. ISBN: 978-1-4244-4753-4.
56. **Peter M., Sakaguchi K., Jaeckel S.(Fraunhofer HHI), Wu S., Nekovee M.(SRUK) and Medbo J. (Ericsson), et al.** *Measurement Campaigns and Initial Channel Models for Preferred Suitable Frequency Ranges.* // Millimetre-Wave Based Mobile Radio Access

Network for Fifth Generation Integrated Communications (mmMAGIC). 2016. p. 160. Version 1.0. H2020-ICT-671650-mmMAGICD2.1.

57. **Zou W., Wu, Y.** *COFDM an overview*. // 1, 1995, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 41, pp. 1–8. ISSN: 0018-9316, doi: 10.110911.372015.
58. **Ozdemir M., Arslan H.** *Channel estimation for wireless OFDM systems*. // 2, 09 July 2007, IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 9, pp. 18–48. doi: 10.1109comst.2007.382406.
59. *Orthogonal frequency division multiplexing*. // filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970. U.S. Patent 3,488,445.
60. **Chu D.C.** *Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.)*. // 4, July 1972, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 18, pp. 531–532. doi:10.1109/tit.1972.1054840.
61. **Popovic B.M.** *Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties*. // 4, July 1992, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 38, pp. 1406–1409. doi:10.1109/18.144727.
62. **Weiss T., Hillenbrand J., Krohn A., Jondral F.K.** *Mutual interference in OFDM-based spectrum pooling systems*. // Milan, Italy, 17-19 May 2004 . 2004 IEEE 59th Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring (IEEE Cat. No.04CH37514). pp. 1873-1877. doi: 10.1109/VETECS.2004.1390598 .
63. **Weinstein S., Ebert P.** *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*. // 5, October 1971, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. 19, pp. 628 - 634. doi: 10.1109/TCOM.1971.1090705 .
64. **Van de Beek J.J., Sandell M., Borjesson P.O.** *ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems*. // 7, July 1997, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 45, pp. 1800–1805. doi: 10.1109/78.599949.
65. **Schmidl T.M., Cox D.C.** *Robust frequency and timing synchronization for OFDM*. // 12, December 1997, IEEE Transactions on Communications, Vol. 45, pp. 1613–1621. doi: 10.1109/26.650240.
66. **Falconer D., Ariyavitsakul S.L., Benyamin-Seeyar A., Eidson B.** *Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems*. // 4, April 2002, IEEE Communications Magazine, Vol. 40, pp. 58–66. doi:10.1109/35.995852.
67. **Drubin M.** *Computation of the Fast Fourier Transform from Data Stored in External Auxiliary Memory for Any General Radix $r=2n$, $n \geq 1$* . // 12, December 1971, IEEE Transactions on Computers, Vols. C-20, pp. 1552–1558. doi:10.1109/t-c.1971.223168.

68. **Fantacci R., Marabissi D., Tarchi D., Habib I.** *Adaptive modulation and coding techniques for OFDMA systems.* // 9, September 2009, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 8, pp. 4876–4883. doi: 10.1109/twc.2009.090253.
69. **IEEE.** *802.11-2016 - IEEE Standard for Information technology - Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks-Specific requirements - Part 11* // Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY). 2016. Specification.
70. **ETSI.** *ETSI Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure, Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2).* // September 2009. Specification.
71. **Tuchler M., Hagenauer J.** *Linear time and frequency domain turbo equalization.* // Rhodes, Greece, 6-9 May 2001 . IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202). pp. 1449-1453. doi:10.1109/vetecs.2001.944627 .
72. **Pancaldi F., Vitetta G.M.** *Block Channel Equalization in the Frequency Domain.* // 3, April 2005, IEEE Transactions on Communications, Vol. 53, pp. 463–471. doi:10.1109/tcomm.2005.843412.
73. **Myung H., Lim J., Goodman D.** *Single carrier FDMA for uplink wireless transmission.* // 3, September 2006, IEEE Vehicular Technology Magazine, Vol. 1, pp. 30–38. doi:10.1109/mvt.2006.307304.
74. **Ibing A., Jungnickel V.** *On Hardware Implementation of Multiuser Multiplexing for SC-FDMA.* // Baltimore, MD, USA : s.n., 30 Sept.-3 Oct. 2007 . 2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference. pp. 2056-2059. doi:10.1109/vetecf.2007.432.
75. **Bohge M., Gross J., Wolisz A.** *The potential of dynamic power and sub-carrier assignments in multi-user OFDM-FDMAa cells.* // St. Louis, MO, USA, 2005. IEEE GLOBECOM '05. IEEE Global Telecommunications Conference. pp. 2932-2936.
76. **Lim J., Myung H., Oh K., Goodman D.** *Channel-Dependent Scheduling of Uplink Single Carrier FDMA Systems.* // Montreal, 25-28 September 2006 . IEEE Vehicular Technology Conference. p. 5. doi:10.1109/vtcf.2006.246.
77. **Myung H.G., Oh K., Lim J., Goodman D.J.** *Channel-Dependent Scheduling of an Uplink SC-FDMA System with Imperfect Channel Information.* // Las Vegas, NV, USA, 31 March-3 April 2008 . 2008 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. p. 5. doi:10.1109/wcnc.2008.331.
78. **Galda D., Rohling H.** *A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink systems.* // Birmingham, AL, USA, 6-9 May 2002. Vehicular Technology Conference. IEEE

- 55th Vehicular Technology Conference. VTC Spring 2002 (Cat. No.02CH37367). Vol. 4, pp. 1737-1741. doi: 10.1109/VTC.2002.1002918.
79. **Myung H.G.** *Introduction to single carrier FDMA*. // Poznan, 2007. 15th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2007). pp. 2144-2148.
80. **Myung H., Lim J., Goodman D.** *Peak-To-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping*. // Helsinki, Finland, 11-14 Sept. 2006 . 2006 IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. p. 5. doi:10.1109/pimrc.2006.254407.
81. **Chia M., Thian B., Tjhung T.** *Distributed DFT-Spread OFDM*. // Singapore, 30 Oct.-1 Nov. 2006 . 2006 10th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems. p. 5. doi:10.1109/iccs.2006.301427.
82. **Huang G., Nix A., Armour S.** *Impact of Radio Resource Allocation and Pulse Shaping on Papr of SC-FDMA Signals*. // Athens, 3-7 September 2007. 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. p. 5. doi:10.1109/pimrc.2007.4394297.
83. **Li P., Zhu Y., Wang Z., Wang N.** *Peak-to-average power ratio of SC-FDMA systems with localized subcarrier mapping*. // Shanghai, China, 18-19 Oct. 2010. 2010 Global Mobile Congress. p. 6. doi:10.1109/gmc.2010.5634563.
84. **Myung H.G., Pan K. J., Olesen R., Grieco D.** *Peak Power Characteristics of Single Carrier FDMA MIMO Precoding System*. // Baltimore, MD, USA, 30 Sept.-3 Oct. 2007 . 2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference. p. 5. doi:10.1109/vetecf.2007.111.
85. **Samsung.** *Discussion on Low PAPR waveform for UL*. // 3GPP TSG RAN WG1. Lisbon, Portugal, 10th - 14th October 2016. p. 4, Discussion. R1-1609033.
86. **Zhang J., Huang C., Liu G., Zhang P.** *Comparison of the Link Level Performance between OFDMA and SC-FDMA*. // Beijing, China, 25-27 October 2006. 2006 First International Conference on Communications and Networking in China. p. 6. doi:10.1109/chinacom.2006.344649.
87. **3GPP.** *Long Term Evolution (LTE) physical layer; General description (Release 8)*. // September 2007. p. 13, Technical Specification. 3GPP TS 36.201 V8.0.0.
88. **Cherubini G., Eleftheriou E., Olcer S.** *Filtered multitone modulation for very high-speed digital subscriber lines*. // 5, June 2002, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, pp. 1016–1028. doi:10.1109/jsac.2002.1007382.

89. **Farhang-Boroujeny B., Yuen C.** *Cosine Modulated and Offset QAM Filter Bank Multicarrier Techniques: A Continuous-Time Prospect.* // 1, January 2010, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, pp. 1-16. doi:10.1155/2010/165654.
90. **Farhang-Boroujeny B.** *OFDM Versus Filter Bank Multicarrier.* // 3, May 2011, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 28, pp. 92–112. doi:10.1109/msp.2011.940267.
91. **Vahlin A., Holte N.** *Optimal finite duration pulses for OFDM.* // 1, January 1996, IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, pp. 10–14. doi:10.1109/26.476088.
92. **Siohan P., Roche C.** *Cosine-modulated filterbanks based on extended Gaussian functions.* // 11, November 2000, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 48, pp. 3052–3061. doi:10.1109/78.875463.
93. **Bellanger M.G.** *Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission.* // Salt Lake City, USA, May 2001. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. pp. 2417-2420. doi: 10.1109/icassp.2001.940488.
94. **Bellanger M., et al.** *PHYDYAS; FBMC physical layer : a primer.* // June 2010. p. 31.
95. **Viholainen A. (TUT – WP5 leader), Bellanger M. (CNAM), Huchard M. (LETI)** *PHYDYAS Deliverale 5.1; Prototype filter and structure optimization.* // January 2009. p. 102. ICT - 211887.
96. **Lélé C., Siohan P., Legouable R.** *The Alamouti Scheme with CDMA-OFDM/OQAM.* // 1, January 2010, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, pp. 1-13. doi:10.1155/2010/703513.
97. **Bellanger M.** *Transmit diversity in multicarrier transmission using OQAM modulation.* // Santorini, Greece, 7-9 May 2008. 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing. pp. 727-730. doi: 10.1109/ISWPC.2008.4556305 .
98. **Lin H., Lele C., Siohan P.** *A pseudo alamouti transceiver design for OFDM/OQAM modulation with cyclic prefix.* // Perugia, Italy, 21-24 June 2009 . IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. pp. 300-304. doi: 10.1109/SPAWC.2009.5161795 .
99. **Jiang W., Schellmann M.** *Suppressing the out-of-band power radiation in multi-carrier systems: A comparative study.* // Anaheim, CA, USA, 3-7 December 2012 . IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). pp. 1477-1482. doi:10.1109/glocom.2012.6503322.
100. **Rusek F., Anderson J.** *Multistream Faster than Nyquist Signaling.* // 5, May 2009, IEEE Transactions on Communications, Vol. 57, pp. 1329–1340. doi:10.1109/tcomm.2009.05.070224.

101. **Bahl L., Cocke J., Jelinek F., Raviv J.** *Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate.* // 2, March 1974, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 20, pp. 284-287. doi:10.1109/tit.1974.1055186.
102. **Anderson J.B., Rusek F., Owall V.** *Faster-Than-Nyquist Signaling.* // 8, August 2013, Proceedings of the IEEE, Vol. 101, pp. 1817–1830. doi:10.1109/jproc.2012.2233451.
103. **Kanaras I., Chorti A., Rodrigues M.R.D., Darwazeh I.** *Spectrally Efficient FDM Signals: Bandwidth Gain at the Expense of Receiver Complexity.* // Dresden, Germany, 14-18 June 2009. IEEE International Conference on Communications. doi:10.1109/icc.2009.5199477.
104. **Xu T., Darwazeh I.** *Spectrally Efficient FDM: Spectrum Saving Technique for 5G?* // Akaslompolo, Finland, 26-28 Nov. 2014 . Proceedings of the 1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity. doi:10.4108/icst.5gu.2014.258120.
105. **Xu T., Darwazeh I.** *A Soft Detector for Spectrally Efficient Systems With Non-Orthogonal Overlapped Sub-Carriers.* // 10, October 2014, IEEE Communications Letters, Vol. 18, pp. 1847–1850. doi:10.1109/lcomm.2014.2352294.
106. **Gaspar I., Matthe M., Michailow N., Mendes L., Zhang D., Fettweis G.** *Frequency-Shift Offset-QAM for GFDM.* // 8, August 2015, IEEE Communications Letters, Vol. 19, pp. 1454–1457. doi:10.1109/lcomm.2015.2445334.
107. *FPGA implementation of a flexible GFDM based transceiver.* // eWINE project. <https://github.com/ewine-project/Flexible-GFDM-PHY>.
108. **Daher A., Baghious E.H., Burel G., Radoi E.** *Overlap-Save and Overlap-Add Filters: Optimal Design and Comparison.* // 6, 25 February 2010, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 58, pp. 3066–3075. doi:10.1109/tsp.2010.2044260.
109. **Mahmoud H.A., Arslan H.** *Sidelobe suppression in OFDM-based spectrum sharing systems using adaptive symbol transition.* // 2, February 2008, IEEE Communications Letters, Vol. 12, pp. 133–135. doi:10.1109/lcomm.2008.071729 .
110. **Pagadarai S., Rajbanshi R., Wyglinski A.M., Minden G.J.** *Sidelobe Suppression for OFDM-Based Cognitive Radios Using Constellation Expansion.* // Las Vegas, NV, USA, 31 March-3 April 2008 . IEEE Wireless Communications and Networking Conference. pp. 888-893. doi:10.1109/wcnc.2008.162.
111. **Cosovic I., Mazzoni T.** *Suppression of sidelobes in OFDM systems by multiple-choice sequences.* // 6, 2006, European Transactions on Telecommunication, Vol. 17, pp. 623–630. doi:10.1002/ett.1162.

112. **Brandes S., Cosovic I., Schnell M.** *Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers.* // 6, June 2006, IEEE Communications Letters, Vol. 10, pp. 420–422. doi:10.1109/lcomm.2006.1638602.
113. **Գրիգորյան Լ.Ե.** *Исследование типов модуляции сигнала в системах мобильной связи пятого поколения* // Լ871 <ԱՊՀ <Լրաբեր: -Եր.: Ճարտարագետ, 2017: Մաս 1.- 526էջ. - էջ. 422-428.
114. **Aivazyan M., Avetisyan H., Grigoryan L., Babayan A.** *Waveform modulation for the 5G mobile telecommunication systems* // East-West Design & Test, October 14 – 17, 2016, Yerevan, Armenia, ISSN: 2472-761X, doi: 10.1109/EWDT.2016.7807714, pp 261-264.
115. **National Instruments.** *USRP-2952 400 MHz to 4.4 GHz Tunable RF Transceiver.* // July 2017. pp. 1-6, Specification. Available: <http://www.ni.com/pdf/manuals/374412d.pdf>. 374412D-01.
116. **National Instruments.** *Overview of the NI USRP RIO Software Defined Radio.* // December 2015. White Paper. Available: <http://www.ni.com/white-paper/52119/en>.
117. **National Instruments.** *LabVIEW Communications LTE Application Framework v2.0.* // 2016. Available: <http://www.ni.com/en-us/shop/select/labview-communications-lte-application-framework>.
118. **Grigoryan L.N., Aivazyan M.Ts., Babayan A.S.** *MIMO OFDM DOA estimation algorithm implementation and validation using SDR platform.* // 1, March 2019, Journal of Communications Software and Systems, Vol. 15, pp. 1-8. ISSN 1845-6421, doi: 10.24138/jcomss.v15i1.618.
119. **Perez-Fontan F., Sanmartin B., Steingass A., Lehner A., Selva J., Kubista E., Arbesser-Rastburg B.** *A high resolution model for the satellite-to-indoor channel.* // Monterey, CA, USA, 26-29 April 2004 . Position Location and Navigation Symposium. pp. 674-683. doi:10.1109/plans.2004.1309059.
120. **Rangarao K.V., Venkatanarasimhan S.** *gold-MUSIC: A Variation on MUSIC to Accurately Determine Peaks of the Spectrum..* // 4, April 2013, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 61, pp. 2263–2268. doi:10.1109/tap.2012.2232893 .
121. **Ziskind I., Wax M.** *Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projection.* // 10, October 1988, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 36, pp. 1553–1560. doi:10.1109/29.7543.
122. **Gross F.B.** *Smart antennas with MATLAB.* // 2-nd edition. New York : McGraw-Hill, 2015. pp. 208-250.

123. **Gesbert D., Kountouris M., Heath R.W., Chae C., Salzer T.** *Shifting the MIMO Paradigm.* // 5, September 2007, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 24, pp. 36–46. doi:10.1109/msp.2007.904815.
124. **Abusultan M., Harkness S., LaMeres B.J., Huang Y.** *FPGA implementation of a Bartlett direction of arrival algorithm for a 5.8ghz circular antenna array.* // Big Sky, MT, USA, 6-13 March 2010. IEEE Aerospace Conference. pp. 1-10. doi:10.1109/aero.2010.5446970.
125. **Boonyanani P., Tan-a-ram S.** *FPGA implementation of a subspace tracker based on recursive unitary esprit algorithm.* // Chiang Mai, Thailand, 24-24 November 2004 . IEEE Region 10 Conference TENCON 2004. Vol. 1, pp. 547-550. doi:10.1109/tencon.2004.1414478.
126. **Arenas M., Podhorski A., Arrizabalaga S., Goya J., Sedano B., Mendizabal J.** *Implementation and validation of an Angle of Arrival (AOA) determination system.* // Estoril, Portugal, 25-27 November 2015. 2015 Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS). pp. 1-7. doi:10.1109/dcis.2015.7388579.
127. **Krim H., Viberg M.** *Two decades of array signal processing research: the parametric approach.* // 4, July 1996, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 13, pp. 67–94. doi:10.1109/79.526899.
128. **National Instruments.** *MIMO Prototyping System.* // August 2017. pp. 1-73. Available: <http://www.ni.com/pdf/manuals/376638b.pdf>. 376638B-01.
129. **Shepard C., Yu H., Anand N., Li E., Marzetta T., Yang R., Zhong L.** *Argos: Practical many-antenna base stations.* // Istanbul, Turkey, 22–26 August 2012. Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. pp. 1-12. doi:10.1145/2348543.2348553.
130. **Grigoryan L.N.** *Measured channel state information.* // NPUA. Yerevan, Armenia, September 2018. Available: [https://github.com/LevonGR/DOA-Estimator/blob/master/Channel%20state%20information%20\(Static%20MS%20position%20tetta=90%20fi=54\)%20vertical%20antennas.txt](https://github.com/LevonGR/DOA-Estimator/blob/master/Channel%20state%20information%20(Static%20MS%20position%20tetta=90%20fi=54)%20vertical%20antennas.txt).
131. **Ettus Research.** *Vert 2450 Datasheet.* // August 2017. Available: https://kb.ettus.com/images/9/9e/ettus_research_vert2450_datasheet.pdf.
132. **Grigoryan L.N.** *MIMO OFDM Host DOA estimator.* // NPUA. Yerevan, Armenia, September 2018. Available: <https://github.com/LevonGR/DOA-Estimator>.

ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ

«ԵՒԱ ԻՆԺԵՆԵՐԻՆԳ» ՍՊԸ
Հայաստան, Երևան, 0062,
Բագրեանոյի 21/1,
Բնմեներական քաղաք,
Հեռ. +37460519710
Էլ. Փոստ. info@yeae.am



Լևոն Ներսեսի Գրիգորյանի «Բջջային կապի հինգերորդ սերնդի համակարգերում
ազդանշանների մոդուլացիայի եղանակների մշակումը» թեմայով ատենախոսության
արդյունքների

ՆԵՐԴՐՄԱՆ ԱԿՏ

ՀԱՊՀ «Հեռահաղորդակցական ցանցեր, սարքավորումներ և համակարգեր»
մասնագիտությամբ 3-րդ կուրսի ասպիրանտ Լ. Ն. Գրիգորյանի կողմից մշակված
ռադիոազդանշանի ընդունման անլյան գնահատման ցածր հաշվողական բարդություն
ունեցող ալգորիթմը և համակարգի իրագործման ժամանակ մշակված ծրագրային
մոդուլները ներդրվել են «ԵՒԱ ԻՆԺԵՆԵՐԻՆԳ» ՍՊԸ կողմից մշակված MIMO նախատիպա-
վորման հարթակի համար նախատեսված ծրագրային ապահովման մեջ:

Լ. Ն. Գրիգորյանի կողմից մշակված ալգորիթմի և ծրագրային մոդուլների
կիրառությունը թույլ է տալիս ապահովել ռադիոազդանշանի ընդունման անլյան
գնահատման բարձր ճշտություն միաժամանակ խնայելով ազդանշանների թվային
մշակման հանգույցի հաշվողական ռեսուրսները:

Հաստատում եմ՝

«ԵՒԱ ԻՆԺԵՆԵՐԻՆԳ» ՍՊԸ

Տնօրեն՝

Ս. Մելիքյան



«12» ապրիլ 2019թ.

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 1. ԶՈՐՈՐԴ ՍԵՐՆԴԻ ՑԱՆՑԵՐԻ ՇԱՀԱԳՈՐԾՄԱՆ ՀԱՄԱՐ

ՀԱՏԿԱՑՎԱԾ ԱՇԽԱՏԱՆՔԱՅԻՆ ՀԱՃԱԽԱՇԵՐՏԵՐ

Հաճախա- շերտի համարը	Վերբեռնման ուղղությամբ օգտագործվող հաճախա- շերտը (բազային կայանի ընդու- նում, բաժանորդային սարքավորման հաղորդում)	Ներբեռնման ուղղությամբ օգտագործվող հաճախա- շերտը (բազային կայանի հաղորդում, բաժանորդային սարքավորման ընդու- նում)	Դուալեքսավոր- ման եղանակը
	$F_{\min} - F_{\max}$	$F_{\min} - F_{\max}$	
1	1920 ՄՀց – 1980 ՄՀց	2110 ՄՀց – 2170 ՄՀց	Հաճախային
2	1850 ՄՀց – 1910 ՄՀց	1930 ՄՀց – 1990 ՄՀց	Հաճախային
3	1710 ՄՀց – 1785 ՄՀց	1805 ՄՀց – 1880 ՄՀց	Հաճախային
4	1710 ՄՀց – 1755 ՄՀց	2110 ՄՀց – 2155 ՄՀց	Հաճախային
5	824 ՄՀց – 849 ՄՀց	869 ՄՀց – 894 ՄՀց	Հաճախային
6	830 ՄՀց – 840 ՄՀց	875 ՄՀց – 885 ՄՀց	Հաճախային
7	2500 ՄՀց – 2570 ՄՀց	2620 ՄՀց – 2690 ՄՀց	Հաճախային
8	880 ՄՀց – 915 ՄՀց	925 ՄՀց – 960 ՄՀց	Հաճախային
9	1749,9 ՄՀց – 1784,9 ՄՀց	1844,9 ՄՀց – 1879,9 ՄՀց	Հաճախային
10	1710 ՄՀց – 1770 ՄՀց	2110 ՄՀց – 2170 ՄՀց	Հաճախային
11	1427,9 ՄՀց – 1447,9 ՄՀց	1475,9 ՄՀց – 1495,9 ՄՀց	Հաճախային
12	699 ՄՀց – 716 ՄՀց	729 ՄՀց – 746 ՄՀց	Հաճախային
13	777 ՄՀց – 787 ՄՀց	746 ՄՀց – 756 ՄՀց	Հաճախային
14	788 ՄՀց – 798 ՄՀց	758 ՄՀց – 768 ՄՀց	Հաճախային
15	Պահեստային	Պահեստային	Հաճախային
16	Պահեստային	Պահեստային	Հաճախային
17	704 ՄՀց – 716 ՄՀց	734 ՄՀց – 746 ՄՀց	Հաճախային
18	815 ՄՀց – 830 ՄՀց	860 ՄՀց – 875 ՄՀց	Հաճախային
19	830 ՄՀց – 845 ՄՀց	875 ՄՀց – 890 ՄՀց	Հաճախային

Աղյուսակի շարունակություն

20	832 ՄՀմ – 862 ՄՀմ	791 ՄՀմ – 821 ՄՀմ	Հաճախային
21	1447,9 ՄՀմ – 1462,9 ՄՀմ	1495,9 ՄՀմ – 1510,9 ՄՀմ	Հաճախային
22	3410 ՄՀմ – 3490 ՄՀմ	3510 ՄՀմ – 3590 ՄՀմ	Հաճախային
23	2000 ՄՀմ – 2020 ՄՀմ	2180 ՄՀմ – 2200 ՄՀմ	Հաճախային
24	1626,5 ՄՀմ – 1660,5 ՄՀմ	1525 ՄՀմ – 1559 ՄՀմ	Հաճախային
25	1850 ՄՀմ – 1915 ՄՀմ	1930 ՄՀմ – 1995 ՄՀմ	Հաճախային
26	814 ՄՀմ – 849 ՄՀմ	859 ՄՀմ – 894 ՄՀմ	Հաճախային
27	807 ՄՀմ – 824 ՄՀմ	852 ՄՀմ – 869 ՄՀմ	Հաճախային
28	703 ՄՀմ – 748 ՄՀմ	758 ՄՀմ – 803 ՄՀմ	Հաճախային
29	Չկա	717 ՄՀմ – 728 ՄՀմ	Հաճախային
30	2305 ՄՀմ – 2315 ՄՀմ	2350 ՄՀմ – 2360 ՄՀմ	Հաճախային
31	452,5 ՄՀմ – 457,5 ՄՀմ	462,5 ՄՀմ – 467,5 ՄՀմ	Հաճախային
32	Չկա	1452 ՄՀմ – 1496 ՄՀմ	Հաճախային
33	1900 ՄՀմ – 1920 ՄՀմ	1900 ՄՀմ – 1920 ՄՀմ	Ժամանակային
34	2010 ՄՀմ – 2025 ՄՀմ	2010 ՄՀմ – 2025 ՄՀմ	Ժամանակային
35	1850 ՄՀմ – 1910 ՄՀմ	1850 ՄՀմ – 1910 ՄՀմ	Ժամանակային
36	1930 ՄՀմ – 1990 ՄՀմ	1930 ՄՀմ – 1990 ՄՀմ	Ժամանակային
37	1910 ՄՀմ – 1930 ՄՀմ	1910 ՄՀմ – 1930 ՄՀմ	Ժամանակային
38	2570 ՄՀմ – 2620 ՄՀմ	2570 ՄՀմ – 2620 ՄՀմ	Ժամանակային
39	1880 ՄՀմ – 1920 ՄՀմ	1880 ՄՀմ – 1920 ՄՀմ	Ժամանակային
40	2300 ՄՀմ – 2400 ՄՀմ	2300 ՄՀմ – 2400 ՄՀմ	Ժամանակային
41	2496 ՄՀմ – 2690 ՄՀմ	2496 ՄՀմ – 2690 ՄՀմ	Ժամանակային
42	3400 ՄՀմ – 3600 ՄՀմ	3400 ՄՀմ – 3600 ՄՀմ	Ժամանակային
43	3600 ՄՀմ – 3800 ՄՀմ	3600 ՄՀմ – 3800 ՄՀմ	Ժամանակային
44	703 ՄՀմ – 803 ՄՀմ	703 ՄՀմ – 803 ՄՀմ	Ժամանակային

Աղյուսակի շարունակություն

45	1447 ՄՀմ – 1467 ՄՀմ	1447 ՄՀմ – 1467 ՄՀմ	Ժամանակային
46	5150 ՄՀմ – 5925 ՄՀմ	5150 ՄՀմ – 5925 ՄՀմ	Ժամանակային
47	5855 ՄՀմ – 5925 ՄՀմ	5855 ՄՀմ – 5925 ՄՀմ	Ժամանակային
48	3550 ՄՀմ – 3700 ՄՀմ	3550 ՄՀմ – 3700 ՄՀմ	Ժամանակային
49-63	Դեռ սահմանված չէ	Դեռ սահմանված չէ	Սահմանված չէ
64	Պահեստային	Պահեստային	Սահմանված չէ
65	1920 ՄՀմ – 2010 ՄՀմ	2110 ՄՀմ – 2200 ՄՀմ	Հաճախային
66	1710 ՄՀմ – 1780 ՄՀմ	2110 ՄՀմ – 2200 ՄՀմ	Հաճախային
67	Չկա	738 ՄՀմ – 758 ՄՀմ	Հաճախային
68	698 ՄՀմ – 728 ՄՀմ	753 ՄՀմ – 783 ՄՀմ	Հաճախային
69	Չկա	2570 ՄՀմ – 2620 ՄՀմ	Հաճախային
70	1695 ՄՀմ – 1710 ՄՀմ	1995 ՄՀմ – 2020 ՄՀմ	Հաճախային

ՀԱՎԵԼՎԱԾ 2. ՀԱՊԱՎՈՒՄՆԵՐԻ ԵՎ ՏԵՐՄԻՆՆԵՐԻ ՑԱՆԿ

3G	3 rd Generation	Երրորդ սերունդ
3GPP	3 rd Generation Partnership Project	Երրորդ սերնդի գործընկերության նախագիծ
4G	4 th Generation	Չորրորդ սերունդ
5G	5 th Generation	Հինգերրորդ սերունդ
ASK	Amplitude Shift Keying	Ամպլիտուդային մանիպուլացիա
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Երկուական փուլային մանիպուլացիա
CDMA	Code Division Multiple Access	Կոդային բաժանմամբ բազմակի մուտք
CMT-FBMC	Cosine Modulated FBMC	Կոսինուսով մոդուլացված FBMC
CP	Cyclic Prefix	Ցիկլիկ սկզբնադիր
CP-OFDM	Cyclic Prefix OFDM	Ցիկլիկ սկզբնադիրով OFDM
D2D	Device to Device	Սարքավորում-սարքավորում
DFDMA	Distributed Frequency Division Multiple Access	Բաշխված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք
DFT-s-OFDM	Discrete Fourier Transform spread OFDM	Ֆուրյեի դիսկրետ ձևափոխությամբ ցրված OFDM
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotation Invariance Techniques	Ազդանշանի պարամետրերի գնահատում պտտման նկատմամբ կայուն եղանակներով
EVM	Error Vector Magnitude	Սխալի վեկտորի մեծություն
FBMC	Filter Bank MultiCarrier	Զտիչների խմբի վրա հիմնված բազմակրող հաղորդում
FIR	Finite Impulse Response	Վերջավոր իմպուլսային բնութագրով
FMT-FBMC	Filtered Multitone FBMC	Զտված բազմակրող FBMC
FPGA	Field Programmable Gate Array	Վերածրագրավորվող թվային փականների մատրից
FTN	Faster Than Nyquist	Նայկվիստից ավելի արագ հաղորդում
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing	Ընդհանրացված հաճախային բաժանմամբ մոլտիպլեսավորում
GPS	Global Positioning System	Գլոբալ տեղորոշման համակարգ
H2H	Human to Human	Մարդ-մարդ

IFDMA	Interleaved Frequency Division Multiple Access	Գոտիավորված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք
IMT	International Mobile Telecommunication	Միջազգային Շարժական Հեռահաղորդակցություն
IOT	Internet Of Things	Իրերի համացանց
ITU-R	International Telecommunications Union – Radio	Միջազգային հեռահաղորդակցական միություն - ռադիո
LFDMA	Localized Frequency Division Multiple Access	Տեղայնացված հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք
LTE	Long Term Evolution	Երկարատև զարգացում (2G/3G)
M2M	Machine to Machine	Մեքենա-մեքենա
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Բազմակի մուտքերով բազմակի ելքերով
MMSE	Minimum Mean Square Error	Նվազագույն միջին քառակուսային սխալանք
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation	Մ վիճակ ունեցող քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիա
MRC	Maximum Ratio Combining	Առավելագույն հզորության հաղորդում
MU-MIMO	Multi User MIMO	Բազմաբաժանորդ բազմակի մուտքերով բազմակի ելքերով
MUSIC	MULTiple SIgnal Classification	Մի քանի ազդանշանների տարանջատում
MXI	Multisystem eXtension Interface for PCI	Բազմահամակարգային ընդլայնման ինտերֆեյս PCI-ի համար
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Օրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ մուլտիպլեքսավորում
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	Օրթոգոնալ հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք
OQAM-FBMC	Offset Quadrature Amplitude Modulation FBMC	Շեղված քառակուսային ամպլիտուդային մոդուլյացիայի վրա հիմնված FBMC
PAPR	Peak to Average Power Ratio	Առավելագույն և միջին հզորությունների հարաբերության գործակից
PCI	Peripheral Component Interconnect	Ծայրամասային բաղկացուցիչների կապակցում
PSK	Phase Shift Keying	Փուլային մանիպուլյացիա
PXIe	PCI eXtensions for Instrumentation express	PCI-ի ընդլայնումներ գործիքների համար

QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Քառակուսային փուլային մանխպույացիա
RRC	Root-Raised Cosine	Արմատ հանված կոսինուս
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access	Մեկ կրողով հաճախային բաժանմամբ բազմակի մուտք
SEFDM	Spectral Efficient Frequency Division Multiplexing	Սպեկտրալ արդյունավետ հաճախային բաժանմամբ մոլութիվլեքսավորում
TF-FTN	Time-Frequency FTN	Ժամանակա-հաճախային FTN
UDP	User Datagram Protocol	Օգտատիրային դեյթագրամի հաղորդակարգ
USRP	Universal Software Radio Peripheral	Ունիվերսալ ծրագրային ռադիո ծայրամաս
ZF	Zero Forcing	Ինտերֆերենցի ամբողջական չեղարկում
Ա/Ձ	Անալոգա-թվային	
ԱԲՀՏՀԱ	Առավելագույն Բաժանորդին Հասանելի Տվյալների Հաղորդման Արագություն	
ԱԹՓ	Անալոգա-թվային Փոխակերպիչ	
ԱՍՍ	Առավելագույն Սպեկտրալ Արդյունավետություն	
ԲՀ	ԲարձրՀաճախային	
ԳԲՀ	ԳերԲարձրՀաճախային	
ԵՄ	ԵՎրոպական Միություն	
Թ/Ա	Թվա-Անալոգային	
ԹԱՓ	Թվա-անալոգային Փոխակերպիչ	
ՀԱՑ	Հինգերորդ Սերնդի Ցանց	
ՀՖԱԶ	Հակադարձ Ֆուլյեի Արագ Ձևափոխություն	
ՀՖԴԶ	Հակադարձ Ֆուլյեի Դիսկրետ Ձևափոխություն	
ԶԱՑ	Զորրորդ Սերնդի Ցանց	
ՌՀՏ	ՌադիոՀասանելիության Տեխնոլոգիա	
ՎԹՓՄ	Վերածրագրավորվող Թվային Փականների Մատրից	
ՏՀԱԱ	Տվյալների Հաղորդման Առավելագույն Արագություն	
ՑՄ	Ցիկլիկ Սկզբնադիր	

- ՕԳԳ Օգտակար Գործողության Գործակից
ՖԱԶ Ֆուրյեի Արագ Ձևափոխություն
ՖԴՀ Ֆուրյեի Դիսկրետ Ձևափոխություն