

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԳԻՏՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ԱԿԱԴԵՄԻԱ
ՌԱԴԻՈՖԻԶԻԿԱՅԻ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱՅԻ ԻՆՍՏԻՏՈՒՏ

Հայկ Գառնիկի Հայրապետյան

ԳԲՀ ՏԻՐՈՒՅԹԻ ԴՅՈՒՐԱԿԻՐ ՌԱԴԻՈԼՈԿԱՅԻՈՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԿԵՆՍԱ-
ԲԺՇԿԱԿԱՆ ԿԻՐԱՌՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԱՄԱՐ

Ատենախոսություն

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

Գիտական ղեկավար
Ֆիզ.-մաթ. գիտ. թ. Տ.Վ. Զաքարյան

ԱՇՏԱՐԱԿ – 2012

Բովանդակություն

Ներածություն	4
Գլուխ 1. Էլեկտրամագնիսական ալիքների և կենսաբանական օբյեկտների փոխազդեցությունը	10
1.1 Կենսա-բժշկական ոլորտի ռադիոլոկացիոն համակարգեր	10
1.2 Էլեկտրամագնիսական ալիքների փոխազդեցությունը կենսաբանական օբյեկտների և նրանց հյուսվածքների հետ	13
Գլուխ 2. Ռադիոլոկացիոն համակարգերի օգտագործումը կենսա-բժշկական ոլորտում	24
2.1 Ռադիոլոկացիոն համակարգերի դասակարգումը	24
2.2 Անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգեր	41
2.3 Ռադիոլոկացիոն համակարգերի կիրառությունները կյանքի նշանների տվիչներում	52
2.4 Առանց հպման ռադիոլոկացիոն համակարգերի կիրառման շրջանակները	58
Գլուխ 3. Դեցիմետրական տիրույթի ռադիոլոկացիոն համակարգերի հնարավոր կիրառումը շնչառության և սրտի ակտիվության մոնիտորինգի համար	60
3.1 Դեցիմետրական տիրույթի փորձարարական ռադիոլոկացիոն համակարգի կառուցվածքը, աշխատանքի սկզբունքը և հիմնական բնութագրերը	60
3.2 Մարդկանց հայտնաբերումը արգելապատնեշների հետևում	71
3.3 Շնչառական և սրտի ակտիվության դիտումները սենյակային պայմաններում	76
3.4 ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում շնչառական եւ սրտի ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ	79
3.5 Մարդու շնչառական և սրտի ակտիվության գրանցումը առանց հպման եղանակով	88

Եզրակացություններ	94
Օգտագործված գրականություն.....	94

Ներածություն

Ատենախոսության արդիականությունը

Ատենախոսությունը վերաբերում է գիտության այն բնագավառներին, որոնք գտնվում են մի շարք ժամանակակից տեխնոլոգիաների զարգացման առաջնագծում: Առանց հպման ռադիոլոկացիոն համակարգերը մեծ պահանջարկ և հետաքրքրություն են ներկայացնում, հանդիսանալով թե որպես ախտորոշման համակարգ, և թե որպես բնական աղետների փլատակներից կենդանի մարդկանց հայտնաբերման նպատակով կիրառվող գործիք [1]: Այդպիսի համակարգերի կառուցման յուրահատկությունների ուսումնասիրությունը, ինչպես նաև ազդանշանի մշակման եղանակները տեղ են գտել այս աշխատանքում:

Ինչպես հայտնի է, էլեկտրամագնիսական ալիքների տարածումը միջավայրում խիստ կերպով կախված է վերջինիս էլեկտրամագնիսական հատկություններից: Այդ իսկ պատճառով ատենախոսության մեջ քննարկվում է էլեկտրամագնիսական ալիքների տարածումը կենսաբանական միջավայրերում: Էլեկտրամագնիսական ալիքները կենսաբանական մարմինների հետ փոխազդելիս ի հայտ են բերում զանազան անցանկալի էֆեկտներ և երկարատև ճառագայթումը կարող է նրանց վնաս հասցնել [2]: Այդ իսկ պատճառով էլեկտրամագնիսական ալիքների հզորության առավելագույն արժեքը սահմանվում է միջազգային ստանդարտներով և սահմանափակում է տարբեր ֆիզիկական մեթոդների վրա հիմնված ուսումնասիրությունների կիրառումը: Այս տեսակետից, ԳԲՀ ցածր հզորության ռադիոլոկացիոն համակարգերի օգտագործումը զերծ է նշված սահմանափակումներից և իրենից ներկայացնում է ախտորոշման հեռանկարային և խոստումնալից ուղղություն:

Մարդու մարմնի օրգանների տատանողական ակտիվության ուսումնասիրությունը ԳԲՀ դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգերի միջոցով սկսել է լայնորեն օգտագործել 1970-ականներից [3]: Այդ աշխատանքները կատարվել են օգտագործելով մեծ, ծանր և

թանկարժեք այլքատարային տարրեր, որոնք սահմանափակել են նրանց օգտագործումը խիստ սահմանափակ պայմաններում: Արդի ԳԲՀ տեխնոլոգիաների զարգացումը հնարավոր է դարձրել այդպիսի համակարգերի օգտագործումը ինչպես բժշկական և արտակարգ իրավիճակների պայմաններում, այնպես էլ տնային պայմաններում, ինչը թույլ կտա ուսումնասիրել, օրինակ, մարդկանց հանկարծակի շնչահեղձությունը քնած ժամանակ: Այս հանգամանքը առաջ է քաշում դյուրակիր համակարգերի ստեղծման խնդիրը նշված նպատակներով կիրառելու համար:

Ատենախոսության նպատակը

Ատենախոսության նպատակն է հետազոտել անընդհատ գործողության դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգերի կառուցման առանձնահատկությունները, և կատարել կայանից ստացված ինֆորմացիայի մշակում և վերծանում, կայանը որպես ախտորոշման համակարգ կիրառելու համար: Ատենախոսության մեջ նշված նպատակներին հասնելու համար դրվել են հետևյալ խնդիրները՝

1. Հետազոտել գոյություն ունեցող դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգերի բնութագրերը: Առաջարկել այդ բնութագրերը էապես բարձրացնող այնպիսի լուծումներ, որոնք հիմնված են ցածր աղմկային տարրերի և նոր տիպի անտենաների կիրառման վրա:
2. Կառուցել առաջարկված բնութագրերով գործող համակարգ: Կատարել այդ համակարգի օգնությամբ տարբեր չափումներ՝ համակարգի տեխնիկական բնութագրերը գնահատելու համար:
3. Առաջարկել ազդանշանի մշակման ալգորիթմ, որը թույլ կտա համակարգը կիրառել ակնթարթային (էքսպրես) ախտորոշման նպատակով:
4. Կատարել չափումներ արգելքներից այն կողմ գտնվող մարդկանց սրտի և շնչառական ակտիվությունը գրանցելու նպատակով, և մշակել այդ ակտիվությունը արդյունավետ կերպով արտապատկերող համակարգ:

Գիտական նորույթը

1. Նախագծվել և կառուցվել է դեցիմետրական տիրույթի անընդհատ գործողության դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգ: Այն գործնականորեն կիրառվել է արգելապատի հետևում գտնվող մարդկանց հայտնաբերման համար, ինչպես նաև շնչառական և սրտի ակտիվությունը տարբեր հեռավորության վրա (մինչև 2մ) գրանցելու համար:
2. Առաջարկվել է անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրալ մոդել, որտեղ շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրները կրում են պարբերական բնույթ, որի արդյունքում անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը իդենտիկ է ըստ հաճախության մոդուլված ազդանշանի սպեկտրին համապատասխան մոդուլացման ինդեքսով:
3. Առաջարկվել է ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում շնչառական և սրտի ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ: Այդ ալգորիթմը կարող է հաջողությամբ օգտագործվել այն դեպքերում, երբ անհրաժեշտ է միայն վճիռ կայացնել երկրաշարժերի փլատակերում կենդանի մարդկանց առկայության վերաբերյալ: Մինևույն ժամանակ առանց հպման ախտորոշման համակարգերում առկա է նաև մարդու ներքին օրգանների տատանողական ակտիվության տարանջատման խնդիրը: Մշակված ալգորիթմի միջոցով կարելի է նաև տարանջատել միմյանցից շնչառական և սրտի ակտիվությունները:
4. Նշված ալգորիթմի հիման վրա առաջարկվել է նաև մարդու ազիմուտալ սկանավորման եղանակը անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով: Դոպլերային սպեկտրների միջինացումը հնարավորություն է տալիս տարանջատել սրտի ակտիվության սպեկտրը շնչառական ակտիվության սպեկտրից:

Գործնական արժեքը

1. Կառուցված անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգը գործնականորեն կիրառելի է ինչպես առողջապահական նպատակներով, այնպես էլ աղետների ժամանակ առաջացած փլատակներից մարդկանց հայտնաբերման նպատակով:
2. Առաջարկված տեխնիկական պարամետրերը և մաթեմատիկական մեթոդները իրենց կիրառությունը կարող են գտնել առանց հպման ախտորոշման անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերում:
3. Անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրալ մոդելը կիրառվել է զանազան ներքին օրգաններից անդրադարձած ազդանշանների սպեկտրների տարանջատման համար, որը հնարավորություն է ընձեռում հեշտացնել և ավտոմատացնել ախտորոշման աշխատանքները:
4. Այս համակարգը կարևոր նշանակություն ունի կենդանիների ներքին օրգանների ֆիզիոլոգիական մոնիտորինգի համար: Առանց անմիջական ֆիզիկական հպման մոնիտորինգի համակարգը թույլ կտա ապահովել հետազոտումների մաքրությունը և բացառել հպման հետ կապված անցանկալի էմոցիոնալ ազդեցությունը:

Պաշտպանության ներկայացվող հիմնական դրույթները

1. Առաջարկվող ԳԲՀ դեցիմետրական տիրույթի դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով հնարավոր է մեծ ճշտությամբ վճիռ կայացնել երկրաշարժի փլատակներում կենդանի մարդկանց առկայության մասին, օգտագործելով ժամանակակից թվային մշակման եղանակները:

2. Օգտագործելով ցածր փուլային աղմուկների խտություն ունեցող ժամանակակից գեներատորները, հնարավոր է կառուցել դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգ, որը օժտված է կենսաբժշկական ոլորտին բնորոշ լուծողականությամբ (0.1 Հց):
3. Կիրառելով 1 ԳՀց հաճախային տիրույթի համար նախագծված հատուկ տպասալիկային ֆրակտալային անտենաները, որոնք ունեն ցածր ինքնարժեք և փոքր չափսեր, հնարավոր է դարձել կառուցել առավել մեկուսացված և ճշգրիտ չափման համակարգ:
4. ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրների միմյանցից տարբերվող շնչառական և սրտի ակտիվության անկյունային կախվածության շնորհիվ հնարավոր է անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրում տարանջատել վերոհիշյալ ներքին օրգանների տատանողական ակտիվությունը:

Աշխատանքի ներկայացումը

Ատենախոսության հիմնական արդյունքները բազմիցս քննարկվել են Ռադիոֆիզիկայի և էլեկտրոնիկայի ինստիտուտի ազդանշանների թվային մշակման ու ԳԲՀ համակարգերի լաբորատորիաների սեմինարներում, ինչպես նաև IRPhE'2010 (23-25 սեպտեմբերի, 2010, Աշտարակ-Աղվերան, Հայաստան) միջազգային գիտաժողովում:

Տպագրություններ

Ատենախոսության թեմայով տպագրվել է 4 աշխատանք, որոնցից 3 հոդված և 1 միջազգային գիտաժողովին ներկայացված զեկույց, որոնց ցուցակը բերված է սույն սեղմագրում:

Ատենախոսության կառուցվածքը

Ատենախոսությունը բաղկացած է ներածությունից, երեք գլուխներից, և 49 հղում պարունակող գրականության ցանկից: Աշխատանքի ընդհանուր ծավալը 101 էջ է և պարունակում է 34 նկար և 1 աղյուսակ:

Գլուխ 1. Էլեկտրամագնիսական ալիքների և կենսաբանական օբյեկտների փոխազդեցությունը

1.1 Կենսա-բժշկական ոլորտի ռադիոլոկացիոն համակարգեր

Ռադիոլոկացիոն համակարգերը պատմականորեն ստեղծվել են հեռվում գտնվող համեմատաբար մեծ օբյեկտների հայտնաբերման համար: Ի սկզբանե հիմնական շեշտը դրվել էր օդային շարժման դիտարկմանը և ղեկավարմանը, ինչպես նաև նավերի հայտնաբերմանն ու ուղեկցմանը: Երկրորդ համաշխարհային պատերազմի ընթացքում բուռն զարգացում ստացավ իմպուլսային ռադիոլոկացիոն համակարգերի տեխնոլոգիան, որի հիմքում ընկած է բարձր հզորությամբ և նեղշերտ ազդանշանների օգտագործումը: Այդ սկզբնական ժամանակաշրջանում չէին կատարվում աշխատանքներ մոտիկ տարածություններում բարդ օբյեկտների ուսումնասիրության հնարավորությունները բացահայտելու ուղղությամբ: Սակայն, ոչ մետաղական միջավայրերում էլեկտրամագնիսական ալիքների թափանցելիության յուրահատուկ հատկությունների շնորհիվ, ռադիոլոկացիոն համակարգերը սկսեցին ունենալ նորանոր կիրառություններ, ինչպիսիք են երկրի ընդերքի ուսումնասիրությունը երկրաբանական հետազոտություններում և մարդու մարմնի սկանավորման խնդիրներին կենսա-բժշկական ոլորտում:

Ռադիոլոկացիոն տեխնոլոգիաները կենսա-բժշկական ոլորտում սկսել են իրենց կիրառությունը հաստատել 1970-ականներից: Մինչ այդ ուշադրություն էր դարձվում միայն զանազան էֆեկտների, որոնք առաջացնում են հյուսվածքների տաքացում կամ ունենում են հիվանդությունների վրա դրական ազդեցություն[4]: Մի շարք աշխատանքներում առաջարկվել էր կիրառել ռադիոլոկացիոն համակարգեր բժշկական ախտորոշման համալիրներում, որոնք ակնթարթային կերպով պետք է որակեին ջրի քանակական կոնդենսացիան և օրգանների տատանումները [5]:

Ռադիոլոկացիոն համակարգերի զարգացող տեխնոլոգիաների առաջնագծում գտնվելը բացատրվում է նրանց բարդ իրավիճակից արժեքավոր ինֆորմացիա ստանալու հնարավորությամբ: Անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերը հանդիսանում են զգայուն սարքեր ֆիզիոլոգիական շարժումների գրանցման համար: 1980-ական թվականներից անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերը սկսեցին ավելի մեծ հետաքրքրություն ներկայացնել բժշկական կիրառության մեջ, որպես սրտի զարկերի և շնչառության գրանցման սարքեր: Արտակարգ իրավիճակներում կենդանի մարդկանց հայտնաբերման համար ռադիոլոկացիոն համակարգերի պոտենցիալ օգտակարությունը ապացուցվել է բազմաթիվ փորձերով [6]-[7]: 1990-ականները բեկում մտցրին ռադիոլոկացիոն համակարգերի շրջանում: Մասնավորապես, 1993թ ստեղծվեց MIR (Microwawe Impulse Radar) ինպուլսային ռադիոլոկացիոն համակարգը, որը աշխատում էր 200 պվրկ տևողությամբ ինպուլսներով: Այդ տևողությամբ ինպուլսները իրենց հերթին հիմք էին հանդիսանում մեծ թողունակությամբ համակարգ ունենալու համար: Քանի որ ռադիոլոկացիոն համակարգերի թողունակությունը ուղիղ կերպով ազդում է ըստ հեռավորության նրա ճշտության վրա, հետևաբար ակնհայտ է, որ այս բեկումը ստեղծեց նոր հորիզոն մարդու մարմնի հետազոտությունների համար: Վերջին տարիներին սկսեցին զարգանալ արգելապատնեշից այն կողմ կյանքի նշանների հայտնաբերման խնդիրները, ինչպես նաև մարդկանց հայտնաբերման խնդիրները փլատակներում[8]-[9]:

Դեցիմետրական տիրույթի ԳԲՀ դոպլերային համակարգը կարող է օգտագործվել, որպես առանց հպման, հագուստի միջով ներքին օրգանների տատանումները գրանցելու համար: Արդյունքում կարելի է ստանալ սրտի աշխատանքի և շնչառության նկարագրությունը: Չնայած այն հանգամանքին, որ գոյություն ունեն սրտի աշխատանքի և շնչառության համակարգերի մոնիտորինգի պոտենցիալ այլ կիրառություններ, առանց հպման համակարգերի ստեղծումը իրենից մեծ հետաքրքրություն է ներկայացնում:

Առանց հպման շնչառության և սրտի ակտիվության մոնիտորինգը, հայտնաբերումը ապահովող համակարգը արժեքավոր գործիք կհանդիսանա մշտապես պարկած վիճակում գտնվող մարդկանց մոնիտորինգի համար: Երկար ժամանակ հպվող էլեկտրոդները կարող

են նոր բարդություններ առաջացնել հիվանդի մոտ: Եվ այդ բարդություններից խուսափելու համար առաջարկվում է օգտագործել առանց հպման մոնիտորինգի համակարգեր: Այս տիպի համակարգերը կիրառելի են նաև նորածիններին մոնիտորինգ անելու համար, և մարդկանց, որոնք ստացիոնար հիվանդ չեն, բայց ունեն երկարաժամկետ ուսումնասիրման կարիք: Մեծ խումբ է կազմում այն հիվանդները, որոնք ունեն այրվածքներ և հնարավոր չէ կիրառել շնչառության և սրտի աշխատանքի մոնիտորինգի համար հավող համակարգեր: Սրտի և շնչառության դիտարկման այլընտրանքային ավանդական համակարգերի տեղադրումը և վերահսկումը հաճախ անհնար կամ անցանկալի է լինում:

1.2 Էլեկտրամագնիսական ալիքների փոխազդեցությունը կենսաբանական օբյեկտների և նրանց հյուսվածքների հետ

Էլեկտրամագնիսական ալիքների փոխազդեցությունը կենսաբանական մարմինների և հյուսվածքների հետ բերում է ինչպես ջերմային, այնպես էլ ոչ ջերմային էֆեկտների, ինչպիսիք են՝ մեմբրանների բեկեռացումը կամ ապաբեռացումը: Գոյություն ունեն հզորության առավելագույն արժեքներ, որոնք թույլատրելի են մարդու վրա երկար ժամանակ ճառագայթելու համար: Օրինակ ԱՄՆ-ում 10մՎտ/սմ^2 սահմանված է որպես այդպիսի արժեք: Այսպիսով, շատ կարևոր է հասկանալ էլեկտրամագնիսական ճառագայթման հզորության սահմանները, որոնք էական վնաս չեն հասցնի կենսաբանական միջավայրի վրա:

1 ՄՀց-ից մինչև 300 ԳՀց հաճախությունների տիրույթում, ալիքի երկարությունները փոխվում են 300 մետրից մինչև 1 միլիմետր, այսինքն շատ ավելի մեծ են, քան բջիջը: Այդ պատճառով, տվյալ տիրույթի էլեկտրամագնիսական ալիքները մարդու մարմնի վրա գրեթե չեն ցրվում: Այսպիսով, ալիքների ճառագայթման և անդրադարձման օրենքները կիրառելի են այս տիրույթի համար: Մարդու մարմնով տարածվող էլեկտրամագնիսական ալիքների էներգիան կարող է կլանվել մկանների կողմից, և արդյունքում տեղի կունենա տեղային տաքացում: Հյուսվածքների ջերմության բարձրացման հնարավոր պատճառներն են ջրի դիպոլի մոլեկուլի իոնային հաղորդականությունը և վիբրացիան, ինչպես նաև հյուսվածքների բջիջներում պրոտեինի պարունակությունը: Ջերմաստիճանի անընդհատ բարձրացումը կարող է հանգեցնել հյուսվածքների լուրջ վնասվածքի, եթե կլանվող հզորությունը գերազանցի մարդու մարմնի նորմալ մետաբոլիկ ճառագայթման հզորությունը: 70 կգ քաշով տղամարդու մոտ ջերմային արտադրությունը 4×10^4 կալորիա է մեկ գրամի համար, մեկ վայրկյանում [10]: Որպես մարդու մարմնի վրա անընդհատ ներգործություն ունեցող առավելագույն հզորության խտություն որոշված է 10մՎտ/սմ^2 [10]: Ճառագայթման ավելի մեծ հզորության խտություն կարելի է օգտագործել, եթե ճառագայթման ժամանակը կարճ է:

Էլեկտրամագնիսական ալիքի դաշտերը կարող են հիմք հանդիսանալ նաև ոչ ջերմային էֆեկտների համար, ինչպես օրինակ բջիջների մեմբրանների բևեռացումը և ապաբևեռացումը: Հիմնվելով առավելագույն հզորության խտության վրա, Սկավնը [11] որոշել է այն հզորության խտությունը, որը մարդու մարմնի ներսում չի բերի ջերմային երևույթների: Ենթադրելով, որ ճառագայթվող մակերեսը 1մ^2 , հզորության խտությունը 10մՎտ/սմ^2 , ապա հզորության համար ստացվում է՝

$$I^2R = J^2\rho A^2LA^{-1} = 100 \text{ Վտ} \quad (1)$$

որտեղ A -ը ճառագայթվող մակերեսն է, I -ն հոսանք, J -ն հոսանքի խտությունը, L -ը մարդու մարմնի հաստությունը՝ 10սմ , և ρ -ն մարդու մարմնի դիամիդրությունը: Մարդու մարմնի հյուսվածքների դիամիդրությունը հաճախությունից կախված է և նվազում է հաճախության բարձրացման հետ: Մարդու մարմնում էլեկտրական դաշտը կարող է բևեռացնել և ապաբևեռացնել մարմնի բջիջների մեմբրանները, եթե այն գերազանցում է որոշակի սահմանային արժեքը: Եթե էլեկտրական դաշտը մեծ է, քան 500 կՎ/սմ -ը, ապա այդ դաշտը կարող է բևեռացնել, կամ ապաբևեռացնել մարմնի բջիջների մեմբրանները [11]:

Էլեկտրամագնիսական էներգիայի կլանման շնորհիվ տաքացումը արտահայտվում է ոչ համասեռ կերպով: Մասնավորապես, հյուսվածքների տաքացումը կախված է նրանց հաղորդականության և դիէլեկտրիկական բնութագրերից: Մեծ քանակությամբ ջուր պարունակող հյուսվածքները ունեն մեծ հաղորդականություն, այն դեպքում, երբ սակավ ջուր պարունակողները ունեն ցածր հաղորդականություն: Այն հյուսվածքներում, որոնք ունեն ավելի մեծ ջրի պարունակություն, կլանումը ավելի շատ է, իսկ ներթափանցումը՝ քիչ: Մարմնի հյուսվածքների տաքացումը ռադիոհաճախությունների միջոցով կոչվում է դիաթերմիա [10]:

Էլեկտրամագնիսական ճառագայթման հետևանքով առաջանում է նաև ոչ ջերմային էֆեկտներ: Էլեկտրամագնիսական ալիքների հետևանքով կարող են բջիջները հարթվել, որովհետև դիպոլը կատարում է ստիպողական ծախս այդ բջիջների վրա: Հաճախությունը, որի ժամանակ արտահայտվում է այդ երևույթը, տարբեր բջիջների համար ունի տարբեր արժեք: Էլեկտրամագնիսական ալիքներով ինտենսիվ ճառագայթումը կարող է բերել մոլեկուլների բևեռացման, որոնք կձգտեն դիրքավորվել E դաշտի ուղղությամբ, ինչը կբերի

ջրածնային կապերի քայքայման: Այդպիսի ազդեցությունը կարող է բերել մոլեկուլների բնույթի փոփոխման[11]:

Դիտարկենք կենսաբանական հյուսվածքների կողմից էլեկտրամագնիսական ճառագայթման կլանումը: Z ուղղությամբ տարածվող գծային բևեռացված էլեկտրամագնիսական ալիքը, ունի x ուղղությամբ բևեռացված E դաշտ և y ուղղությամբ՝ H , որոնք կարող են ներկայացվել հետևյալ կերպ[12]՝

$$E_x = E_{oX} \exp[-\alpha z + j(\beta z - \omega t + \theta)] \quad (2)$$

$$H_y = H_{oY} \exp[-\alpha z + j(\beta z - \omega t + \theta + \gamma)] \quad (3)$$

$$\frac{H_{oY}}{E_{oX}} = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{\mu\omega} \quad (4)$$

Որտեղ α -ն մարման գործակիցն է, β -ն տարածման հաստատունը, θ -ն սկզբնական ուշացումն է և γ -ն H և E դաշտերի փուլերի ուշացումն է, որը սահմանավորում է որպես՝

$$\gamma = \frac{\alpha}{\beta} \quad (5)$$

Տարածման միջավայրը իրական միջավայր է, որը ունի վերջավոր σ հաղորդականություն, ε դիէլեկտրիկական հաստատուն և μ թափանցելիություն: E_{oX} -ը և H_{oY} -ը E և H դաշտերի ամպլիտուդներն են միջավայրի մակերևույթին համապատասխանաբար x և y ուղղություններով: Ենթադրվում է, որ էլեկտրական և մագնիսական դաշտերը իրենցից ներկայացնում են հարմոնիկ ֆունկցիաներ: Այս պնդումները ճիշտ կլինեն նաև այն դեպքում, երբ դաշտերը լինեն ցանկացած այլ պարբերական ֆունկցիաներ, քանի որ ցանկացած պարբերական ֆունկցիա կարելի է ներկայացնել Ֆուրիեի շարքի տեսքով, որի տարրերը սինուսոիդներ են:

α և β հաստատունները բնութագրում են միջավայրում էլեկտրամագնիսական ալիքի տարածման հատկությունները: (2) հավասարումից ակնհայտ է, որ ինչքան մեծ է α գործակիցը, այնքան ավելի արագ է միջավայրում մարում դաշտի ամպլիտուդը: Ալիքի խմբային արագության և փուլի արժեքները կախված են β գործակցից: α և β գործակիցների արժեքները կարելի է հաշվել k տարածման կոմպլեքս գործակցի սահմանումից, որտեղ էլեկտրամագնիսական ալիքի հեռավորության և ժամանակի կապը տրվում է էլնելով

$e^{-j(kx+\omega t)}$ սահմանումից: k -ի կախումը α -ից և β -ից տրվում է հետևյալ հավասարումների համակարգի միջոցով՝

$$\begin{cases} jk = -\alpha + j\beta \\ k^2 = \mu\varepsilon\omega^2 + j\mu\sigma\omega \end{cases} \quad (6)$$

(6) հավասարումների համակարգը α -ի և β -ի համար լուծելով կստատանք՝

$$\alpha = \omega \left[\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\varepsilon^2\omega^2}} - 1 \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

$$\beta = \omega \left[\frac{\mu\varepsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\varepsilon^2\omega^2}} + 1 \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

Միջավայրի ներսում, որտեղ E և H դաշտերի ամպլիտուդները ունեն e^{-1} գործակից, իսկ մակերևույթի վրա կախվածությունը դառնում է α^{-1} -ից, որտեղ α -ն մարման գործակիցն է, ինչպես սահմանված է վերևում: Կենսաբանական հյուսվածքներում (մաշկ, մկան), որոնք պարունակում են ջրի բարձր տոկոս, թափանցման խորությունը ունի հետևյալն տեսքը[11]՝

$$\frac{1}{\alpha} \approx \frac{1}{17} \sqrt{\frac{\lambda}{\sigma}} \approx \frac{1}{\sqrt{f}}, \quad \text{երբ } \frac{f\varepsilon}{\sigma} < 60v_G \quad (9)$$

$$\frac{1}{\alpha} \approx \frac{\sqrt{\frac{\varepsilon}{\sigma}}}{377} \approx \frac{1}{f^2}, \quad \text{երբ } \frac{f\varepsilon}{\sigma} > 60v_G \quad (10)$$

որտեղ $v_G = \frac{d\omega}{d\beta}$ -ն հայտնի է որպես տարածվող ալիքի խմբային արագություն:

Աշխատանքային հաճախության ընտրությունը

Աշխատանքային հաճախության ընտրությունը իրենից ներկայացնում է նախագծվող համակարգի կարևորագույն փուլերից մեկը: Նրանով է պայմանավորված ողջ համակարգի էֆեկտիվությունը և կիրառելիությունը զանազան պայմաններում: Ակնհայտ է, որ ԳՀց-երի

օգտագործումը (X band) շատ արդյունավետ կլինի համակարգի կառուցման տեսակետից, ինչը ենթադրում է, մասնավորապես, անտենայի փոքր չափսեր, սակայն այդ հաճախությունները չեն կարողանում խորը ներթափանցել փլատակներում և նույնիսկ բավարար կերպով չեն ներթափանցում մարդու մարմնի մեջ, քանի որ մարդու մարմնի դեպքում ներթափանցումը կատարվում է սկին-շերտի խորությամբ, որը ալիքի երկարության կարգի է: Այս տեսակետից հեռանկարային են այն համակարգերը, որոնց աշխատանքային հաճախությունը փոքր է, և համապատասխան ալիքի երկարությունը մեծ: Բազմաթիվ հետազոտություններ ցույց են տվել [13], որ հարյուրավոր ՄՀց-եր աշխատանքային հաճախության օգտագործումը թույլ է տալիս ունենալ բավարար ներթափանցման խորություն, սակայն այս դեպքում համակարգի պահանջող անտենաների չափսերը մեծանում են: Ելնելով այս նկատառումներից, մեր կողմից ընտրվել է 1000 ՄՀց հաճախությունը, որը միաժամանակ բավարարում է թե ներթափանցման պահանջներին, և միևնույն ժամանակ չի պահանջում մեծ չափսեր ունեցող անտենաների օգտագործումը: Հարկ է նշել, որ այս աշխատանքային հաճախությունը հետազոտվել է մի շարք այլ համակարգերում [14]-[16] և դրսևորել է իրեն որպես խոստումնալից ընտրություն:

Մեծ հետաքրքրություն է ներկայացնում նախկինում կատարված հետազոտությունները նվիրված ալիքի աշխատանքային հաճախության ընտրմանը: Կյանքի նշանների հայտնաբերման համակարգերի աշխատանքի սկզբունքը բավականին պարզ է [13]: Էլեկտրամագնիսական ալիքները ուղղելով դեպի այն փլատակները, որոնցում ենթադրաբար գտնվում են մարդիկ, կարող են թափանցել փլատակները հասնել մարդուն: Երբ մարդը ենթարկվում է էլեկտրամագնիսական ճառագայթման, ազդանշանը վերադառնում է մոդուլացված, որի պատճառը մարդու մարմնի շարժումներն են՝ ներառյալ սրտի և շնչառական շարժումները: Եթե անդրադարձած ազդանշանից առանձնացվի միջավայրի ստացիոնար ֆոնը և պատշաճ կերպով կատարվի դեմոդուլյացիան, ապա սրտից և շնչառական օրգաններից ստացված ազդանշանը կարելի է տարանջատել: Այսպիսով, փլատակներում գտնվող կենդանի սուբյեկտին կարելի է հայտնաբերել:

Առաջին համակարգը կառուցվել է 450 ՄՀց աշխատանքային հաճախության համար: Այդ համակարգի միջոցով կատարվել են փորձարկումներ, որոնցում օգտագործվել է

մետաղական լարեր: Մյուս համակարգի աշխատանքային հաճախությունը եղել է 1150 ՄՀգ է: Այս երկու համակարգերի փորձարկման արդյունքում պարզվել է, որ 450 ՄՀգ հաճախությամբ համակարգը ավելի դժվար է թափանցում մետաղական լարերով փլատակները, քան 1150 ՄՀգ հաճախությամբ աշխատող համակարգը: Ի տարբերություն 1150 ՄՀգ հաճախության համակարգի 450 ՄՀգ հաճախությամբ էլեկտրամագնիսական ալիքները ավելի լավ են թափանցում այն փլատակները, որոնք չեն պարունակում մետաղական լարեր:

Մեր կողմից ընտրված ալիքի երկարությունը պայմանավորված է նաև տեղայնացման հնարավորությամբ, որը բարձր է կարճ ալիքների դեպքում և երկար ալիք ունեցող էլեկտրամագնիսական ճառագայթումը այդ իմաստով զիջում է համապատասխան հաճախությամբ աշխատող ուլտրաձայնային զնման համակարգին, որոնց ալիքի երկարությունը էապես փոքր է ձայնի տարածման ցածր արժեքի մեծության պատճառով:

ԳԲՀ ճառագայթման անվտանգ օգտագործումը կենսա-բժշկական ոլորտում

Ռադիոհաճախականային սարքերի օգտագործումը աճում է և բերում է մարդու առողջության վտանգի[17]: Այդ վտանգները սահմանափակելու նպատակով տրվում է սահմաններ SAR-ի միջոցով (specific absorption rate), որը 4 Վտ/կգ է մարմնի համար և հայտնի է որպես լոկալ SAR, և կախված է ալիքի բևեռացումից, մարմնի դիրքից և արտաքին միջավայրից: Փորձնականորեն ցույց է տրվել, որ զգալի SAR-ի արժեքի կարելի է հասնել, երբ մարդու մարմինը ենթարկվում է TE ալիքի ազդեցության և մարդը տեղավորված է պատի մոտ:

Ռադիոհաճախությունների ազդեցությունը ամբողջովին բացահայտված չէ, և կառավարվում է տարբեր ստանդարտներ սահմանող կազմակերպությունների և արտադրողների կողմից, ընդգրկելով հեռախոսների ճառագայթումից մինչև մարդու առողջական պրոբլեմներ: Այդ նկատառումներից ելնելով, SAR-ը սահմանում է

առողջության համար անվնաս չափաբաժինը՝ մարմնի կողմից կլանված էլեկտրամագնիսական էներգիայի չափը: Ռադիոհաճախության ազդեցությունը կախված է նաև ազդեցության տևողությունից: Օրինակ, բջջային հեռախոսի համար սահմանվում է 2 Վտ/կգ առավելագույն արժեքը:

100 ԿՀց-ից մինչև 3 ԳՀց հաճախությունների միջակայքում, SAR ստանդարտը հաստատում է 4 Վտ/կգ շեմը, որը չի բերի պոտենցիալ բացասական հետևանքների: Այդ հաճախությունների տիրույթի ստորին մասը, այսինքն 100 ԿՀց-ից մինչև 5 ՄՀց իրենից ներկայացնում է անցումային շրջան, որտեղ պետք է բավարարվեն տաքացման էֆեկտի սահմանները: Կարևոր է հիշել պատմական համատեքստը: Կենդանիների և մարդու մոդելների համար դոզիմետրական մեթոդներով գնահատումը հարմարավետ է և օգտակար, ինչպես նաև շատ կարևոր է հասկանալու համար հետազոտությունների արդյունքները, որոնք ստացվել էին սկզբում:

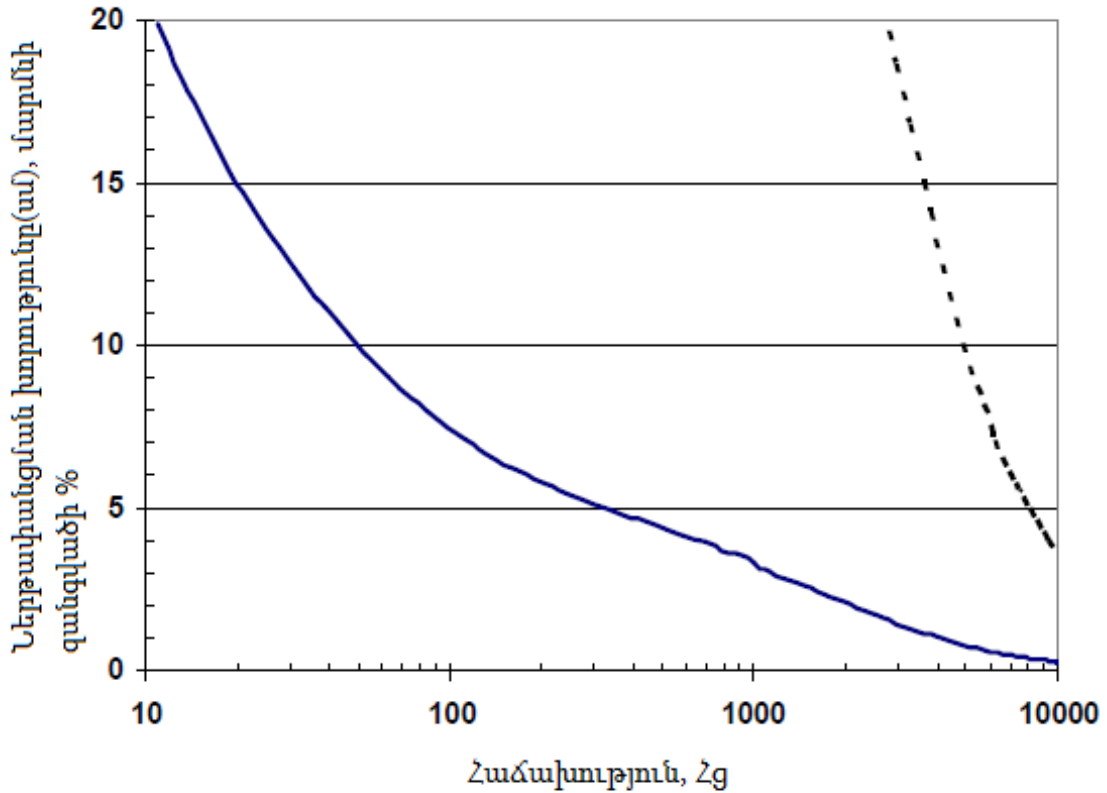
Գործնական տեսանկյունից, ռադիոհաճախությունների անվտանգության կառավարումը արդյունաբերական միջավայրում, ելնելով տարբեր նկատառումներից կարող է դասվել հետևյալ կերպ՝

1. Ռադիոհաճախականային շոկ և այրվածքներ: Սրանք կազմում են թերևս ռադիոհաճախականություններով ճառագայթման առավել վնասակար մասը: Շոկի և այրվածքների զգալի մաս են կազմում բարձր հզորության ռադիոհաղորդչին հպումներ: Շոկը և այրվածքները պասիվ հաղորդիչներից հիմանկանում առաջանում են բարձր հզորությամբ ճառագայթումների միջավայրում: Այդպիսին են հանդիսանում ռադիոհեռարձակման վայրերը, որտեղ կիրառվում են երկար հաղորդիչներ, օրինակ AM տիրույթի հեռարձակման անտենաների հարևանությամբ:
2. Տեղայնացված ռադիոհաճախային տաքացման երևույթ: Սրանք անհերքելիորեն իրատեսական վտանգներ են, սակայն տեղի են ունենում շոկից և այրվածքներից առավել պակաս դեպքերում:

3. Մակերևութային տաքացման էֆեկտ: Սրանք պոտենցիալ վտանգավոր էֆեկտներ են, չնայած դժվար թե երբևէ գրանցվեն գործնականում: Սրանց գրանցման պատճառ կարող են հանդիսանալ բարձր հզորությամբ ԳՀՑ-ային բաց ալիքատարները և ԳԲՀ-ի վրա հիմնված մարդկանց վերահսկման միջոցները:
4. Մարմնի տաքացման էֆեկտները: Ռադիոհաճախությունների կլանումը բավարար է մարմնի տաքացման համար, բայց այն ներկայացնում է ցածր պոտենցիալ վտանգ, քան նախորդներից որևէ մեկը: Գործնականում, ամբողջ մարմնի տաքացումը հազվադեպ է տեղի ունենում: Կլանված ռադիոհաճախությունների էներգիան կարող է անհանգստություն պատճառել, եթե ունի ԿՎտ-երի կարգի հզորություն, որը հիմնականում տեղի չի ունենում:
5. ԳԲՀ լսողության էֆեկտ: Թերևս այս երևույթը հնարավոր է բոլոր հաճախությունների տիրույթում, բայց առավել քիչ է պատահում, քան նշված մնացած երևույթները: Իմպուլսային ռադիոլուկացիոն համակարգերի հազիվ լսվող կտտոցի, շշուկի ընկալումը վնասակար չէ առողջության համար:
6. Ցածր մակարդակի ազդեցություն: Չնայած ավելի քան 50 տարի ուսումնասիրվում է ռադիոհաճախականությունները, սակայն ցածր մակարդակի կենսաբանական էֆեկտներ չեն հաստատվել: Չկա տեսական մեխանիզմ, որը բնութագրում է որևէ տաքացմամբ պայմանավորված էֆեկտ, բացի ԳԲՀ տաքացումից: Ցածր մակարդակի ազդեցությունները կրում են սպեկուլյատիվ բնույթ:

Ներթափանցման խորությունը կարող է սահմանվել որպես հեռավորություն, որի վրա դաշտը հասնում է անտեսելի արժեքի: Հաճախության փոքրացումը բերում է ներթափանցման խորության մեծացման: Առավելագույն էներգիայի կլանում տեղի կունենա, երբ մարմինը գտնվի E դաշտի ուղղությամբ և մարմնի այդ ուղղությամբ չափը կազմի ազատ տարածքում ալիքի երկարության 0.4 մասը (“ռեզոնանսի” պայման): Ներթափանցման խորությունը ֆունկցիա է մարմնի հյուսվածքների էլեկտրական բնութագրերից, հաճախությունից և մարմնի ֆիզիկական հատկություններից:

Նկ.1-ում ցույց է տրված ներթափանցման խորությունը մկանների համար, որոնք ենթարկված են 10 ՄՀց-ից մինչև 10 ԳՀց ճառագայթման: Նկարը ցույց է տալիս, որ 2 ԳՀց հաճախության դեպքում ներթափանցման խորությունը կազմում է 2.1 սմ, 3 ԳՀց-ի դեպքում՝ 1.5 սմ, և 6 ԳՀց-ի դեպքում 0.6 սմ, ինչպես նաև 10 ԳՀց-ի դեպքում 0.27 սմ



Նկ. 1 Հաշվարկված ներթափանցման խորությունը (անընդհատ գրաֆիկ) և մարմնի զանգվածի այն տոկոսը (ընդհատ գրաֆիկ), որում ընկնում և կլանվում է ԳԲՀ էներգիան կախված հաճախությունից

Ջերմաստիճանի բարձրացման և SAR-ի կախումը

Ռադիոհաճախությունների ազդեցությանը ենթարկված հյուսվածքների ջերմաստիճանի փոփոխությունը կարող է ներկայացվել հետևյալ բանաձևի միջոցով[17]՝

$$\frac{dT}{dt} = \frac{SAR+M-K-C}{c} \quad (11)$$

որտեղ SAR-ը կլանված ռադիոհաճախության էներգիան է, M-ը մետաբոլիկ տաքացման մեծությունը, K-ն ջերմային հաղորդականության ընթացքում ջերմային կորուստն է, C-ն կոնվեկցիայի պատճառով ջերմային կորուստն է: Հավասարումը կարելի է պարզեցնել, եթե ընդունենք, որ պրոցեսը կայունացել է՝ $M=K+C$: Այս դեպքում SAR-ի համար կստանանք՝ $SAR = C \frac{dT}{dt}$: Հարկ է նշել, որ ադիաբատիկ պրոցեսի դեպքում, հավասարումը ցույց է տալիս, որ SAR-ը համեմատական է ջերմաստիճանի փոփոխությանը: Հավասարումը օգտակար է, քանի որ նկարագրում է ջերմային բեռի գլխավոր պարամետրերը, չնայած մանրամասն ներկայացումը բավականին բարդ է: Ուսումնասիրությունները, որոնք ապացուցում են SAR-ի համար 4 Վտ/կգ սահմանը, ցույց են տալիս, որ 1 ժամ սահմանային հզորության կիրառման դեպքում մարմի ջերմաստիճանը բարձրանում է 1°C-ով: Այդ ուսումնասիրությունները ցույց են տալիս, որ SAR-ը կենսաբանական երևույթների ավելի լավ նկարագիր է, քան հզորության խտությունը: SAR-ը ունի բարդ կախվածություն հաճախությունից, դաշտի բևեռացումից, դիէլեկտրիկ հատկություններից, ճառագայթվող օբյեկտի չափսերից և ձևից: Օրինակ, ռեզոնանսի ժամանակ SAR-ը և ջերմաստիճանը պետք է ընդունեն առավելագույն արժեք, բայց ռեզոնանսային հաճախությունից բարձր և ցածր հաճախությունների դեպքում SAR-ը և ջերմաստիճանը պետք է իջնեն:

Քանի որ մակերես/ծավալ հարաբերությունը մկների մոտ ավելի մեծ է, քան մեծ կենդանիների մոտ, ապա նրանք առավել լավ են ցրում ջերմաստիճանը և պահանջում են առավել մեծ SAR, որպեսզի կատարեն մարմնի ջերմաստիճանի նույն փոփոխությունը: Շրջապատի ջերմաստիճանի բարձրացումը կամ իջեցնելումը և օդի հոսքը մեծացումը կրերի SAR-ի և ջերմաստիճանի կախվածության մեծացման: Այդ նկատառումներից էլնելով, փորձագետների արդյունքները անհրաժեշտ է հիմնավորվեն գրականությամբ, որպեսզի բացառեն փորձարարական բացասական արդյունքները մարդու առողջության վրա: Հետաքրքիր է, որ կենսաբանական նմուշների հետ փորձերը կարող են նախագծվել այնպես, որ ցույց տան այն էֆեկտները, որոնք նկատվում են ջերմաստիճանի բարձրացման հետևանքով և չեն ասոցացվում SAR-ի հետ: Ներկայացնենք երկու փորձերի օրնակ,

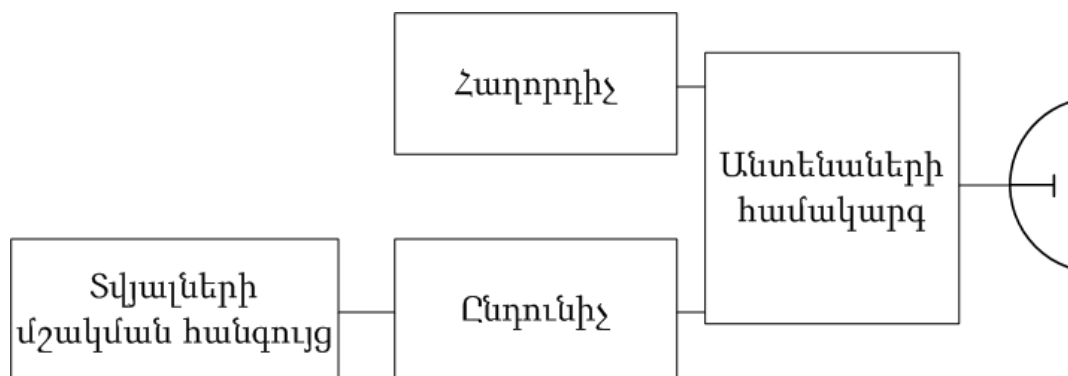
“Ռեզոնանս”

Մարմնի ծավալով միջինացված SAR –ի արժեքները ընդունում են այն առավելագույն արժեքը[17], երբ E դաշտի բաղադրիչը զուգահեռ է մարմնի առանցքին և կազմում է դաշտի ալիքի երկարության 0.4 մասը: Առավելագույն կլանումը տեղի է ունենում 70 ՄՀց-ի ժամանակ (երբ մարդու բոլոր կազմում է 175 սմ) և արդյունքում 2450 ՄՀց-ի դեպքում տեղի է ունենում մոտ 7 անգամ փոքրացում: Հաշվի առնելով սույն կախվածությունը, առաջարկվել է առավելագույն թույլատրելի կարգը իջեցնել ամբողջ հաճախականային տիրույթում փոքրահասակների և մեծահասակների համար:

Գլուխ 2. Ռադիոլուկացիոն համակարգերի օգտագործումը կենսա-բժշկական ոլորտում

2.1 Ռադիոլուկացիոն համակարգերի դասակարգումը

Ռադիոլուկացիոն համակարգերը ունեն հարուստ պատմություն, որի սկիզբը կապվում է Հենրի Հերցի 1880-ականներին կատարված փորձերի հետ [18]: Այսօրվա ռադիոլուկացիոն համակարգերը ունեն լայն կիրառություն՝ եղանակի կանխագուշակումից մինչև հեռադիտման համակարգեր: Պարզագույն ռադիոլուկացիոն համակարգը բաղկացած է չորս բաղադրիչներից (Նկ.2)՝ հաղորդիչ, ընդունիչ, անտենա(ներ) և տվյալների մշակման հանգույց[19]:



Նկ. 2 Ռադիոլուկացիոն համակարգ

Հաղորդիչներ

Ներկայացնենք դրանցից յուրաքանչյուրի նշանակությունը: “Առաջին” ռադիոլուկացիոն համակարգերը, որոնց միջոցով Հերցը կատարում էր իր փորձերը, որպես հաղորդիչ օգտագործում էին պարպիչները, որոնք շատ աղքատ է այժմ գոյություն ունեցող

հաղորդիչների համեմատ: 1930 ականներին դե Ֆորեստի կողմից առաջարկվեց վակուումային խողովակը, որը մեծ հաջողություններ և կիրառություն ունեցավ 2-րդ համաշխարհային պատերազմի ժամանակ[20]:

Հաղորդչի նշանակությունը կայանում է էլեկտրամագնիսական ազդանշանի գեներացման և անտենայի միջոցով հաղորդման մեջ: Թիրախից անդրադառնալուց հետո ազդանշանը ընդունվում է ընդունիչի կողմից և համապատասխան մշակումից հետո ստացվում է որոշակի ինֆորմացիա թիրախի հեռավորության և արագության մասին: Ռադիոլուկացիոն համակարգերը աշխատում են հաճախությունների լայն տիրույթում, ընդգրկելով 150 ՄՀց-ից մինչև 300 ԳՀց հաճախությունները [21]:

ԳԲՀ սպեկտրը բաժանված է խմբերի[22], որոնք բերված են 1 աղյուսակում՝

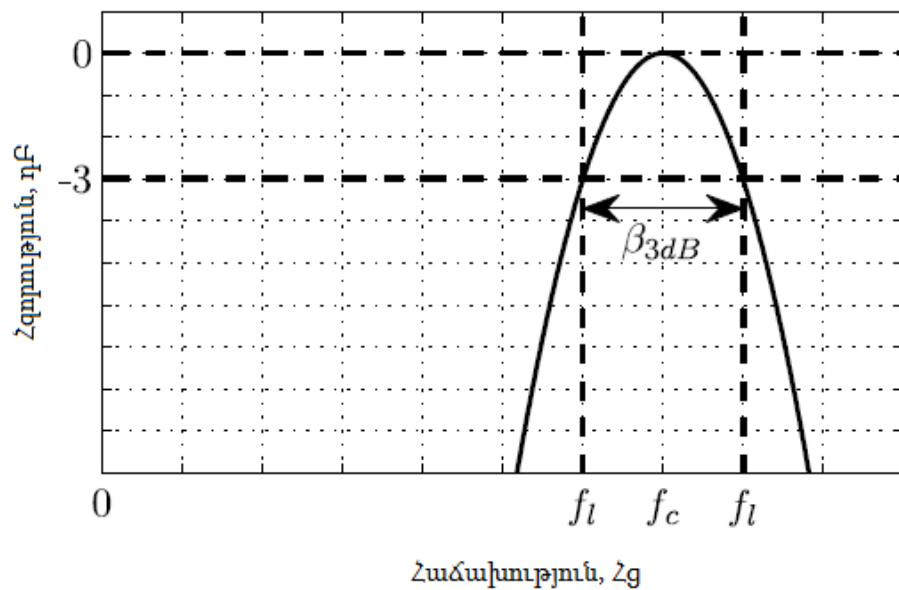
Տիրույթի նշանակումը	Հաճախականային տիրույթը
HF	3-30 ՄՀց
VHF	30-300 ՄՀց
UHF	300-1000 ՄՀց
L	1-2 ԳՀց
S	2-4 ԳՀց
C	4-8 ԳՀց
X	8-12 ԳՀց
K _u	12-18 ԳՀց
K	18-27 ԳՀց
K _a	27-40 ԳՀց
V	40-75 ԳՀց
W	75-110 ԳՀց
mm	110-300 ԳՀց

Աղյուսակ 1. ԳԲՀ սպեկտրի խմբերը

Մեծ հզորությամբ էլեկտրամագնիսական ալիքների հաղորդումը համակարգվում է պետական մարմինների կողմից: Գոյություն ունեն որոշակի բացառություններ արդյունաբերական, գիտական և բժշկական նպատակներով օգտագործման համար, որոնք թույլ են տալիս օգտագործել որոշ հաճախություններ մինչև որոշակի հզորության:

Էլեկտրամագնիսական ազդանշանները կարող են բնութագրվել իրենց կրող հաճախությամբ և կենտրոնական հաճախությամբ, հաճախությամբ և թողարկման շերտով: Թողարկման շերտը սահմանվում է մի քանի եղանակներով, որոնց հակիրճ նկարագրությունը բերված է ստորև.

3դԲ թողարկման շերտը սահմանվում է ազդանշանի հզորության կեսի միջոցով[23]: Եթե f_h -ը առավելագույն, իսկ f_l -ը նվազագույն հաճախություններն են -3դԲ մակարդակի վրա, ապա 3դԲ թողարկման շերտը սահմանվում է որպես $\beta_{3dB} = f_h - f_l$, որը ցույց է տրված Նկ. 3-ում՝



Նկ. 3 3դԲ թողարկման շերտի սահմանումը

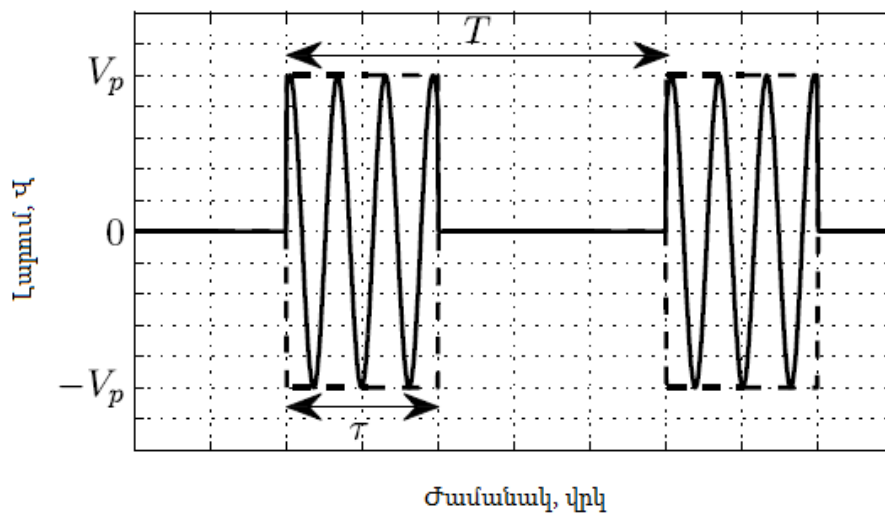
10dB թողարկման շերտը սահմանվում է նսխորդ դեպքի նման, բացառությամբ այն քանի, որ հաճախությունները դիտարկվում են -10dB մակարդակի վրա:

Հարաբերական թողարկման շերտը սահմանվում է որպես $\frac{f_h - f_l}{f_c}$, որտեղ f_c -ն կենտրոնական հաճախությունն է, որը սահմանվում է որպես $\frac{f_h - f_l}{2}$:

Հաղորդվող ազդանշանները ըստ թողարկման շերտի բաժանվում են երկու դասի՝ նեղշերտ և լայնշերտ: Նեղշերտ ազդանշանի թողարկման շերտը կազմում է 10-dB հարաբերական թողարկման շերտի մինչև 1%-ը, իսկ լայնաշերտ ազդանշանինը՝ 1%-

ից մինչև 20%: Ժամանակակից ռադիոլուկացիոն միջոցներում նկատվում է հետևողական միտում դեպի լայնաշերտ համակարգերը:

Դիտարկենք ռադիոլուկացիոն համակարգերի հաղորդիչներում գեներացվող ազդանշանները ըստ ժամանակային տիրույթի[24]: Ռադիոլուկացիոն համակարգերում կիրառվում են անընդհատ և իմպուլսային ազդանշաններ: Անընդհատ գործողության համակարգերում ազդանշանի հաղորդումը և ընդունումը կրում է անընդհատ բնույթ, իսկ իմպուլսայինում, համակարգը հաղորդում է որոշակի հաճախությամբ կրկնվող ընդհատ իմպուլսներ: Իմպուլսային համակարգի ազդանշանները բնութագրվում են կրող հաճախությամբ, իմպուլսների հաղորդման հաճախությամբ և իմպուլսի լայնությամբ: Ինչպես երևում է Նկ. 4-ից, իմպուլսների հաղորդման հաճախությունը որոշվում է $1/T$ -ով, որտեղ T -ն իմպուլսի կրկնման պարբերությունն է:



Նկ. 4 Պարզ ռադիո-իմպուլսային ազդանշան

Հաղորդիչի հզորության և ընդունիչի զգայունության կառավարման տեսանկյունից անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն համակարգերը ունեն առավել պարզ կառուցվածք: Անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիան համակարգերի բարդությունը կայանում է հաղորդվող և ընդունվող էլեկտրամագնիսական հզորության զգալի տարբերության մեջ: Որոշ դեպքերում հաղորդված և ընդունված ազդանշանների

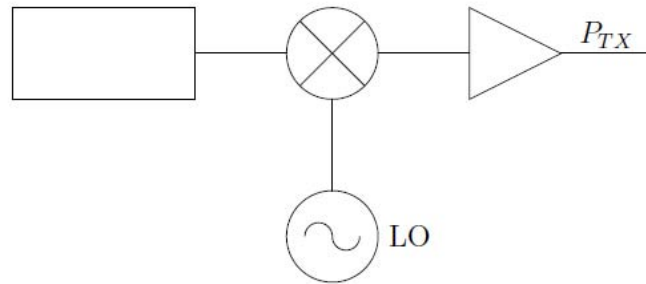
հարաբերությունը հսկայական է, հասնելով մինչև 100-110 dB: Նման դեպքերում օգտակար ինֆորմացիայի վերծանումը իրենից ներկայացնում է բավական բարդ խնդիր: Ի տարբերություն անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերի, իմպուլսայիններում երբեք հաղորդիչը և ընդունիչի միաժամանակ չեն աշխատում, ինչի շնորհիվ հնարավոր է դառնում կատարել ընդունիչի զգայնության ժամանակային կառավումը հաշվի առնելով, որ հեռավորությունը ուղիղ համեմատական է ժամանակին:

Ինչպես անընդհատ գործողության, այնպես էլ իմպուլսային համակարգերում հաղորդվող ազդանշանները հիմնականում մոդուլացված են: Մոդուլացումը կարող է լինել ըստ փուլի, ըստ հաճախության, ըստ ամպլիտուդի, ինչպես նաև հիբրիդային:

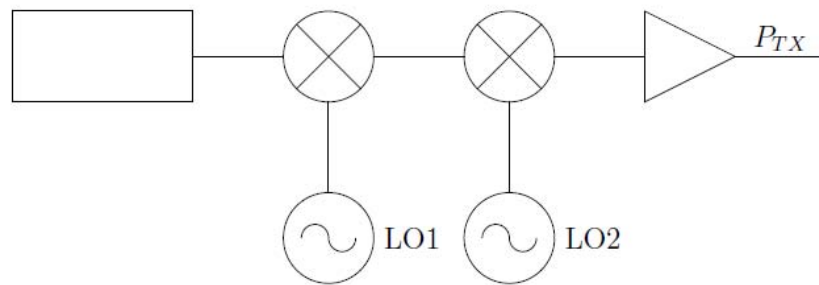
Հաղորդիչները ըստ կառուցվածքի կարելի է բաժանել երկու դասի՝ հզորության գեներատորներ և հզորության ուժեղարարներ[25]: Հզորության գեներատոր տիպի հաղորդիչներում օգտագործում են մագնետրոն, կամ նմանատիպ այլ տարր, որը անմիջականորեն գեներացնում է հաղորդվող ազդանշանը: Հզորության ուժեղարար տիպի հաղորդիչները առաջացնում են ռադիոհաճախությունը ցածր հզորությամբ և ուժեղացնում դրանք հզորության ուժեղարարով, կամ ուժեղարարներով: Հզորության ուժեղարարների առավելությունը հզորության գեներատորների նկատմամբ կայանում է դրանց կայունության մեջ, քանի որ փոքր հզորությամբ գեներատորները հնարավոր է կառուցել ավելի կայուն բնութագրերով:

Բացի գեներատորներից, հաղորդչում օգտագործվում են նաև այլ տարրեր: 1կՎտ-ից մինչև 1ՄՎտ հզորությունների դեպքում օգտագործվում են լամպային կոմպոնենտներ, իսկ ավելի փոքր հզորությունների համար կիրառելի են կիսահաղորդիչային կոմպոնենտները: Դրանց կիրառմամբ կարելի է հասնել մինչև մի քանի հարյուր Վտ հզորության: Որոշ կիսահաղորդչային ուժեղարարների կիրառման դեպքերում այդ հզորությունները կարող են հասնել կՎտ-երի: Մեծ հետաքրքրություն է ներկայացնում կիսահաղորդչային տարրերի կիրառությունը ռադիոլոկացիոն համակարգերի հաղորդիչ հանգույցում, քանի որ այդ տարրերը համակարգին դարձնում են առավել կայուն: Կիսահաղորդչային տարրերը, որպես կանոն, պահանջում են ցածր լարումներ և ունեն աղմուկի ցածր մակարդակ, քան լամպային տարրերը: Ռադիոլոկացիոն համակարգերում կիսահաղորդչային տարրերի

կիրառումը դառնում է դրանց դյուրակիր, ինչը ապահովում է համակարգերի կիրառելիությունը տարբեր իրավիճակներում և միջավայրերում: Այս աշխատանքում կատարված հետազոտությունները պահանջում են ցածր հզորություն, այդ իսկ պատճառով կիրառված է կիսահաղորդչային տարրեր:



ա)



բ)

Նկ. 5 Հոմոդինային(ա) և հետերոդինային(բ) հաղորդիչ հանգույցների բլոկ-սխեմաները

Նկ. 5-ում բերված է հոմոդինային և հետերոդինային հաղորդիչ հանգույցների բլոկ սխեմաները: Ինչպես երևում է նկարից, մինչև պահանջվող ռադիոհաճախությանը հասնելը ազդանշանը մի դեպքում անցնում է մեկ փոխարկում, իսկ մյուս դեպքում՝ երկու:

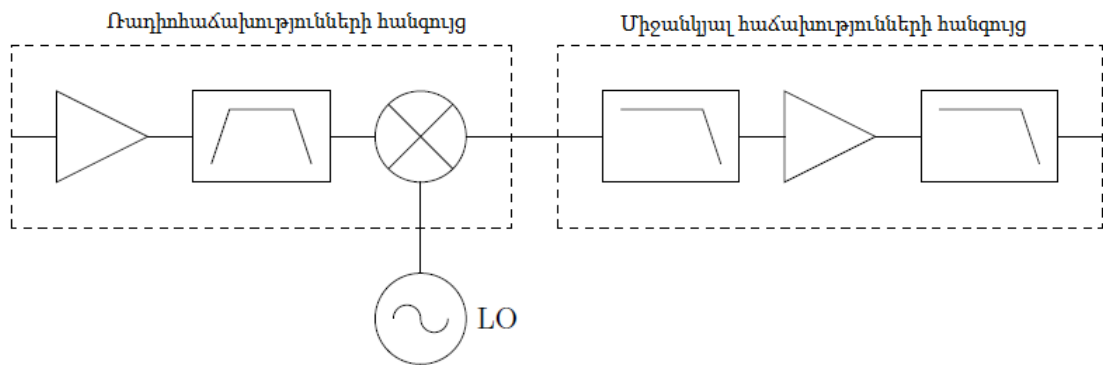
Ընդունիչներ

Ընդունիչի նշանակությունը կայանում է նրանում, որ նա պետք է ուժեղացնի, գտի և փոխակերպի թիրախից ընդունված ազդանշանը այնպես, որ արդյունքում ստացված ազդանշանը հնարավոր լինի մշակել՝ առանձնացնելով անհրաժեշտ ազդանշանը ցանկացած այլ ներգործությունից[26]: Ընդունիչի գործառնությունը իրականացվում է վերջինիս երկու ենթաբաժինների՝ ռադիոհաճախությունների հանգույցի և միջանկյալ հաճախությունների հանգույցի միջոցով, ինչպես ցույց է տրված Նկ. 6-ում:

Ռադիոհաճախությունների հանգույցը կազմված է ցածր աղմուկային ջերմաստիճանով ուժեղարարից, շերտավոր գտիչից և խառնիչից: Ընդունիչում, ուժեղարարը պետք է ապահովի մեծ ուժեղացման գործակից և աղմուկի ցածր մակարդակ: Շերտավոր գտիչը սահմանափակում է ընդունիչի աղմուկը:

Խառնիչը փոխակերպում է ստացված ազդանշանի հաճախականությունը միջանկյալ հաճախությունների՝ համեմատելով ստացված ազդանշանը գեներատորի ազդանշանի հետ: Հաջորդական ռադիոլուկացիոն համակարգերում ընդունիչի գեներատորը համաժամանակեցվում է հաղորդչի գեներատորի հետ և հարկ է նշել, որ ժամանակակից ռադիոլուկացիոն համակարգերը հիմնականում հաջորդական են: Հետերոդինային կառուցվածքում փոխակերպված ազդանշանը կենտրոնացված է առաջին գեներատորի հաճախականության շուրջը: Հոմոդինային կառուցվածքում փոխակերպված ազդանշանը կենտրոնացված է հաստատունի շուրջ: Ընդունիչի էլքը այնուհետև թվայնացվում է, և կատարվում է ազդանշանի թվային մշակում:

Ազդանշանի մշակումը կարող է հեշտացվել, եթե օգտագործվի երկու՝ I և Q ճյուղեր[27]: Վերջիններս կարող են տեղակայվել զանազան ձևերով: Խառնիչը կարող է փոխարինվել I և Q դեմոդուլյատորով՝ առաջացնելով I և Q միջանկյալ հաճախությունների էլեկտրամագնիսական ալիքները: Բացի այդ, հետերոդինային կառուցվածքում I և Q դեմոդուլյատորը կարող է ավելացվել միջանկյալ հաճախությունների հանգույցի էլքին, և էլքում I և Q ալիքները կարող են թվայնացվել առանձին: Վերջապես, I և Q դեմոդուլյացումը հնարավոր է կիրառել թվայնացումից հետո:



Նկ. 6 Ընդունիչի տիպիկ կառուցվածքը բաղկացած երկու ենթաբաժիններից՝ ռադիոհաճախությունների հանգույցից և միջանկյալ հաճախությունների հանգույցից:

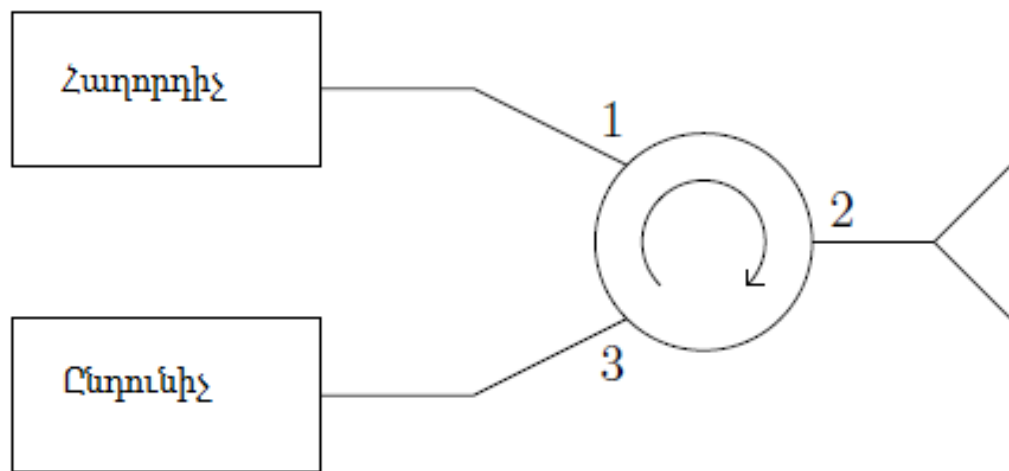
Անտենաներ

Անտենաները հանդիսանում են ռադիոլուկացիան համակարգերի կարևոր բաղկացուցիչ մասերից մեկը: Նրանք հնարավորություն են ընձեռում ճառագայթել և ընդունել ռադիոալիքներ: Նրանց էությունը կայանում է նրանում, որ ռադիոհաճախային տիրույթում ձևափոխում են էլեկտրական հոսանքը էլեկտրամագնիսական ճառագայթման և հակառակը: Անտենաների բնութագրող հատկություններն են՝ թողարկման շերտը, բևեռացումը, մուտքային դիմադրությունը, կանգուն ալիքի գործակիցը, ուղղվածության դիագրամը, ուղղորդվածության գործակիցը, փուլային դիագրամը, օգտակար գործողության գործակիցը, աղմկային ջերմաստիճանը և կողային թերթիկների մակարդակը: Ձևը, չափը և դիզայնը որոշվում են էլնելով օգտագործման ոլորտից՝ ճառագայթվող և ընդունվող ալիքի երկարությունից:

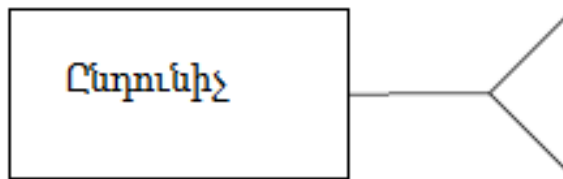
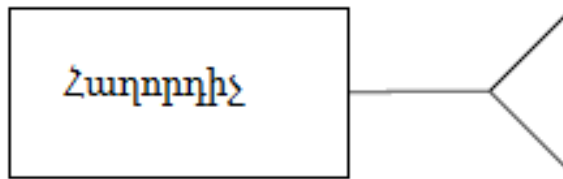
Անտենաները կարող են լինել ուղղորդված և չուղղորդված [28]: Ուղղորդված անտենաները էլեկտրամագնիսական էներգիան արդյունավետ ճառագայթում են որոշակի ուղղությամբ [28]: Որպես օրինակ, ուղղորդված անտենաներ կարող են հանդիսանալ ռուպորային /փողային/, կոնաձև ճեղքվածքով, պարույրաձև և այլն: Չուղղորդված

անտենաները բոլոր ուղղություններով ճառագայթում են միատեսակ: Այսպիսի անտենաների տիպիկ օրինակ է հանդիսանում պարզագույն դիպոլային անտենան:

Ռադիոլուկացիոն համակարգում կարող է կիրառվել մեկ հաղորդիչ/ընդունիչ անտենա, անտենաների զույգ, որոնցից մեկը կհանդիսանա որպես հաղորդիչ, մյուսը՝ ընդունիչ, և անտենային ցանցեր: Երբեմն անընդհատ գործողության համակարգերում կիրառվում է մեկ անտենա, սակայն մեկ անտենա կարող է կիրառվել նաև իմպուլսային ռադիոլուկացիոն համակարգում[29]: Մեկ և երկու անտենաներով համակարգերի սխեման բերված է նկարում 7 ա) և բ)-ում



ա) Մեկ անտենայով համակարգ



բ) Երկու անտենայով համակարգ

Նկ. 7 Մեկ և երկու անտենաներով համակարգերի բլոկ-սխեմաները

Նշենք, որ մեկ անտենա կիրառելու դեպքում անհրաժեշտ է համակարգում ներդնել ցիրկուլյատոր[30], որի միջոցով իրար են կկապվեն հաղորդիչը, ընդունիչը և անտենան: Իդեալական ցիրկուլյատորի էությունը կայանում է նրանում, որ նա 1 կետով հաղորդված ազդանշանը թողնում է միայն 2 կետին: Եթե առկա է անդրադարձած ազդանշան, ապա այդ ազդանշանը ցիրկուլյատորը 2 կետով բաց է թողնում 3-ին: Այսպիսով, ցիրկուլյատորը ապահովում է 1-2 և 2-3 կետերի միջև կապը, և մեկուսացնում 1-3, 2-1 կապերը(Նկ. 7 ա): Նախորդ դեպքի համեմատ համակարգը դառնում է ավելի մեկուսացված և վերանում է ցիրկուլյատորի դերը, եթե կիրառվում է երկու անտենաներով համակարգ (Նկ. 7բ):

Եվ վերջապես, անտենային համակարգերը կարող են բաղկացած լինել ցանցային անտենայից, կամ անտենաներից[31]: Մեկ ցանցային անտենան կարող է բաժանվել հաղորդիչի և ընդունիչի միջև: Ինչպես նաև հնարավոր է, որ առանձին ցանցային անտենա ունենա հաղորդիչը և առանձին՝ ընդունիչը[32]:

Մոտիկ տիրույթի և ցածր հզորությամբ ռադիոլուկացիոն համակարգերի անտենաների վրա դրվում են հետևյալ հիմնական պահանջները՝ բարձր օգտակար գործողության գործակից, մեծ ուժեղացում, բարակ երկրաչափական պրոֆիլ և հաճախությունների ամբողջ տիրույթի

համար անփոփոխ ուղղորդվածության դիագրամ: Մեր քննարկումը սահմանափակենք միայն հարթ պրոֆիլով անտենաներով: Մեծ ուժեղացման գործակցով հարթ պրոֆիլով անտենաներ են հանդիսանում միկրոշերտային տպասալիկային անտենաները և ալիքատարաճեղքաին ցանցերը լայնորեն կիրառվող: Միկրոշերտային տպասալիկային անտենաների առավելությունը նրանց թեթև քաշն է, հարթ երկրաչափական պրոֆիլը և մեծ ուժեղացման գործակիցը: Միննույն ժամանակ ալիքատարաճեղքաին անտենաները լայն կիրառություն են գտնում ռադիոլոկացիոն համակարգերում շնորհիվ բարձր արդյունավետության, մեծ ուժեղացման գործակցի և հարթ երկրաչափական պրոֆիլի: Հաշվի առնելով իրենց այսպիսի հատկությունները, ալիքատարաճեղքաին անտենաները հանդիսանում են «արտահերթ թեկնածու» մոտիկ տիրույթի ռադիոլոկացիոն համակարգերում օգտագործելու համար:

Ալիքատարաճեղքաին անտենային ցանցի նախագծումը ընթանում է հետևյալ քայլերով. որոշվում է անտենայի բացվածքում դաշտի բաշխվածությունը, այնուհետև որոշվում է ուժեղացման և կողային թերթիկների մակարդակը կենտրոնական հաճախության վրա: Անտենան բաղկացած է գծային ճառագայթող տարրերի բազմությունից: Այս կառուցվածքում երկայնական ճեղքերը դասավորված են ալիքատարի լայն պատերի երկայնքով: Ալիքատարի ընտրության ժամանակ պետք է հաշվի առնել երկու հանգամանք: Առաջինը կայանում է նրանում, որ անհրաժեշտ է պահպանել տարրերի միջև հեռավորությունը ավելի փոքր, քան ազատ տարածության մեջ ալիքի երկարությունն է՝ կանխելու համար ուղղորդվածության դիագրամի վրա անցանկալի գագաթների առաջացումը: Երկրորդ հանգամանքը մեխանիկական սահմանափակումներն են: Ալիքատարաճեղքաին անտենային ընդհանուր դիագրամը կախված է տարրերի քանակից, նրանց դասավորությունից և ճառագայթման ամպլիտուդներից: Համաձայն Բուկերի պոստուլատի [33], որպես յուրաքանչյուր տարրի դիագրամ ընտրվում է դիպոլի դիագրամը: Ֆիքսված փնջի չափանիշին բավարարելու համար օգտագործվել է ալիքատարների կենտրոնացված սնուցում: Ճեղքերի ճառագայթման ամպլիտուդները ղեկավարվում են միայն ալիքատարի կենտրոնական գծից հեռավորությամբ առանց ճեղքը պտտելու:

Ալիքատարաճեղքային անտենային ցանցը հնարավոր է մշակվել օգտագործելով FEM իմիտացիոն մոդելավորման եղանակները: Հիշողության պրոցեսորի ժամանակի խնայողության համար ամպլիտուդների բաշխվածությունը անտենայի բացվածքում նախընտրելի է հաշվարկվել ճեղքերի ամպլիտուդների համար գոյություն ունեցող հայտնի բանաձևերի հիման վրա [34], որոնք հաշվի չեն առնում փոխադարձ ազդեցության էֆեկտը: Այս մոտեցումը թույլ է տալիս ստանալ արդյունքներ առաջին մոտավորությամբ:

Տվյալների մշակում

Ժամանակակից ռադիոլոկացիոն համակարգերում ընդունիչից ստացված տվյալները վերլուծվում են թվային մեթոդներով[35]: Այդ պատճառով դիտարկենք անալոգա-թվային ձևափոխման խնդիրը: Ռադիոլոկացիոն համակարգերում օգտագործվում են երկու հիմնական գործոններ. առաջինը՝ ճառագայթված ազդանշանը, անդրադառնալով թիրախից, ընդունիչի կողմից գրանցվում է որոշակի ուշացմամբ, ինչը համապատասխանում է համակարգից մինչև թիրախ և հակառակ ուղղությամբ էլեկտրամագնիսական ալիքի տարածման ժամանակին: Երկրորդը՝ շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը դոպլերյան երևույթի հետևանքով իր մեջ կրում է հաճախային շեղում, որը համեմատական է թիրախի արագությանը: Այս երկու գործոնների համադրման միջոցով և տարբեր եղանակների կիրառմամբ հնարավոր է որոշել թիրախի արագությունն ու հեռավորությունը:

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

$$\tilde{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (12)$$

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

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(\omega)e^{i\omega t} d\omega \quad (13)$$

Չնայած պարզ տեսքին և հարմարությանը, սկզբնական տեսքով սահմանված Ֆուրյեի ձևափոխությունը կիրառելի չէ իրական համակարգերում ազդանշանների մշակման համար, հատկապես ռադիոլուկացիոն ազդանշանների դեպքում՝ կապված նրանց առանձնահատկությունների հետ: Ռադիոլուկացիոն համակարգի նպատակը ժամանակի տվյալ պահին թիրախի ռադիոլուկացիոն պարամետրերը գնահատելն է: Սակայն, ինչպես երևում է (12) բանաձևից, դասական Ֆուրյեի ձևափոխությունը չի տարանջատում ազդանշանի բնութագրերը ժամանակի տարբեր պահերի համար և տալիս է միայն ընդհանրացված պատկեր: Այն հարմար չէ ժամանակի ընթացքում փոփոխվող բնութագրեր ունեցող ազդանշանների մշակման համար: Ռադիոլուկացիոն համակարգերում ընթացիկ իրավիճակը անընդհատ փոփոխվում է՝ կապված թիրախների շարժման, հին թիրախների անհետացման և նորերի հայտնման հետ: Բացի դրանից, (12) բանաձևով սահմանված Ֆուրյեի ձևափոխությունը ենթադրում է ազդանշանի ինտեգրում անվերջ ժամանակի ընթացքում, որը գործնականում իրագործելի չէ:

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

յուրաքանչյուրը, պայմանավորված իր առանձնահատկություններով, ունի կիրառման իր բնագավառը:

Ժամանակակից ռադիոլոկացիոն համակարգերում հիմնականում օգտագործվում է ազդանշանի նկատմամբ պատուհանային ֆունկցիաների կիրառման եղանակը, այսինքն՝ սկզբնական ազդանշանը մասնատվում է և կատարվում է հատված առ հատված մշակում Ֆուրյեի ձևափոխության (12) բանաձևի միջոցով: Այս դեպքում, պատուհանային ֆունկցիաներով մշակելուց հետո, ազդանշանը դառնում է զրո որոշակի a ժամանակահատվածից դուրս, և գործնականում կիրառելիս ինտեգրումը կատարվում է վերջավոր ժամանակահատվածում: Հատված առ հատված մշակման արդյունքում ստացվում են ժամանակի մեջ իրար հաջորդող սպեկտրալ պատկերների հաջորդականություն:

$$\tilde{S}_m(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - ma)s(t)e^{-i\omega t} dt \quad (14)$$

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

$$s_{m,n} \equiv \tilde{S}_m(nb) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - ma)s(t)e^{-inbt} dt \quad (15)$$

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

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)w(t - ma)e^{-inbt} dt \quad (16)$$

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

$$w_{m,n}(t) \equiv w(t - ma)e^{inbt} \quad (17)$$

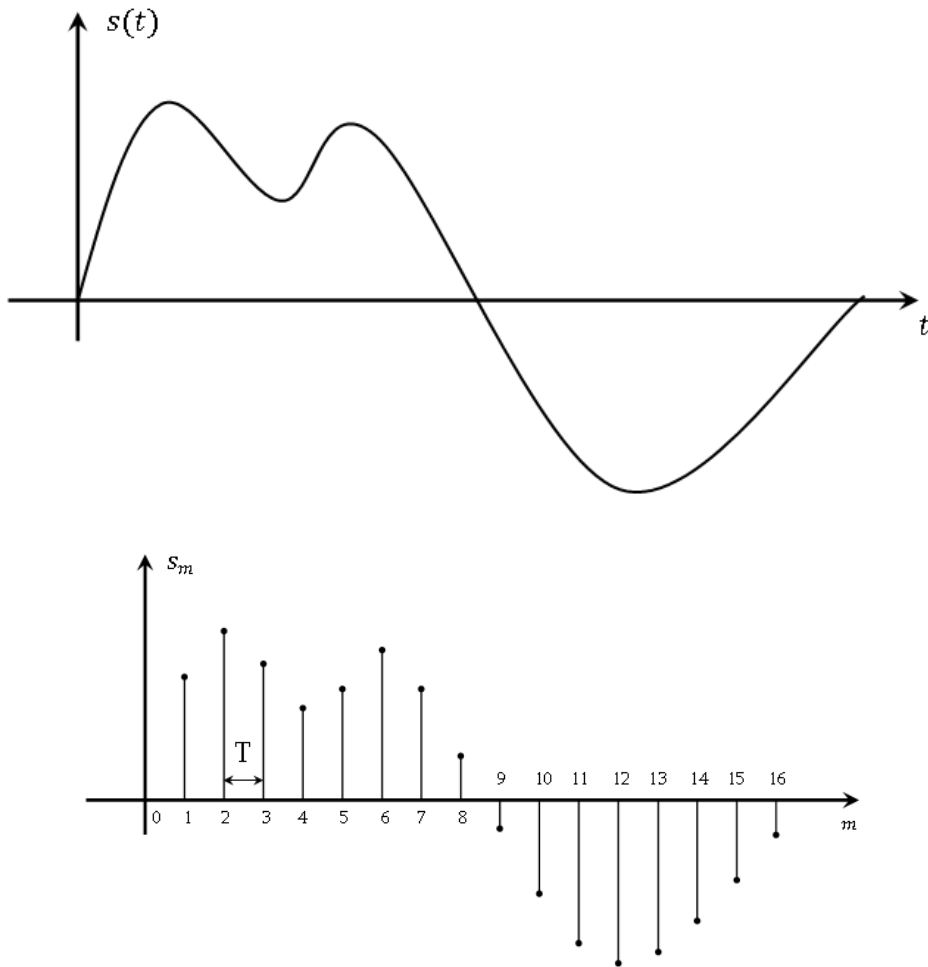
(16) արտահայտությունը կստանա հետևյալ տեսքը.

$$s_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \overline{w_{m,n}(t)} dt \quad (18)$$

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

Պատուհանային ֆունկցիաների ընտրության ժամանակ նրանց վրա դրվող հիմնական պահանջը ժամանակի և հաճախության մեջ տեղայնացում է, այսինքն՝ գլխավոր թերթիկի բարակությունը և մեծ կողային թերթիկների բացակայությունը, որոնք աղավաղում են ազդանշանի սպեկտրալ պատկերը: Սակայն, նույնիսկ ամենաորակյալ պատուհանային ֆունկցիաների կիրառումը չի ապահովում ազդանշանի ճշգրիտ վերականգնման հնարավորություն: $w_{m,n}(t)$ բազիսի հակադարձ բազիսը գոյություն չունի, իսկ գոյություն ունենալու դեպքում կարող է գուրկ լինել տեղայնացումից, ինչը այն կդարձնի ոչ կիրառելի: Ժամանակակից բոլոր համակարգերում ազդանշանների թվայնացումը հիմնված է Նայքվիստի թեորեմի վրա, որը հնարավորություն է տալիս անհրաժեշտ ճշտությամբ թվայնացնել կամայական ազդանշան : Համաձայն այս թեորեմի, կամայական ազդանշան, որի սպեկտրը սահմանափակ է որոշակի ω_m հաճախությամբ, կարելի է ներկայացնել իր ընտրանքներով՝ վերցված հավասար ժամանակահատվածներ հետո (Նկ.8): Ժամանակահատվածների չափը պետք է վերցնել մեծ կամ հավասար $T = \pi/\omega_m$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(nT) \operatorname{sinc}\left(\frac{t - nT}{T}\right) \quad (19)$$



Նկ.8 Սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանի դիսկրետացումը ըստ Նայքվիստի թեորեմի

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

$$s(nT) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\delta(t - nT)dt \quad (20)$$

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

Այս թեորեմը կիրառելի չէ ոչ սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների նկատմամբ: Այդ պատճառով, կամայական ազդանշան թվայնացնելուց առաջ անցնում է հակավերածածկման գոիչի միջով, որը սահմանափակում է ազդանշանի սպեկտրը և դարձնում համապատասխան Նայքվիստի թեորեմի պահանջին: Կտրող գոիչի թողարկման

սպեկտրը կարելի վերցնել կամայական՝ ելնելով ազդանշանի թույլատրելի աղավաղումների չափերից: Այս աղավաղումները գնահատելու համար հարմար է գրել այս եղանակով ազդանշանների թվայնացման եղանակը ընդհանուր դեպքի համար՝ երբ ազդանշանի վրա դրված չեն ոչ մի սահմանափակումներ՝ բացառությամբ Դիրիխլեի պայմանների:

Ազդանշանի ընտրանքի գաղափարը, թեև ինտուիտիվ պարզ է, բայց միանշանակ չի: Դասականորեն, ըստ Շենոնի թեորեմի, ընտրանքը կիրառվում է սահմանափակ սպեկտրով ազդանշանների նկատմամբ, մինչդեռ ժամանակակից տեսություններում ազդանշանների ներկայացումը կարևոր է:

Ժամանակ-հաճախություն վերլուծության եղանակները հատկապես կարևոր են ռադիոլուկացիոն ազդանշանների մշակման համար:

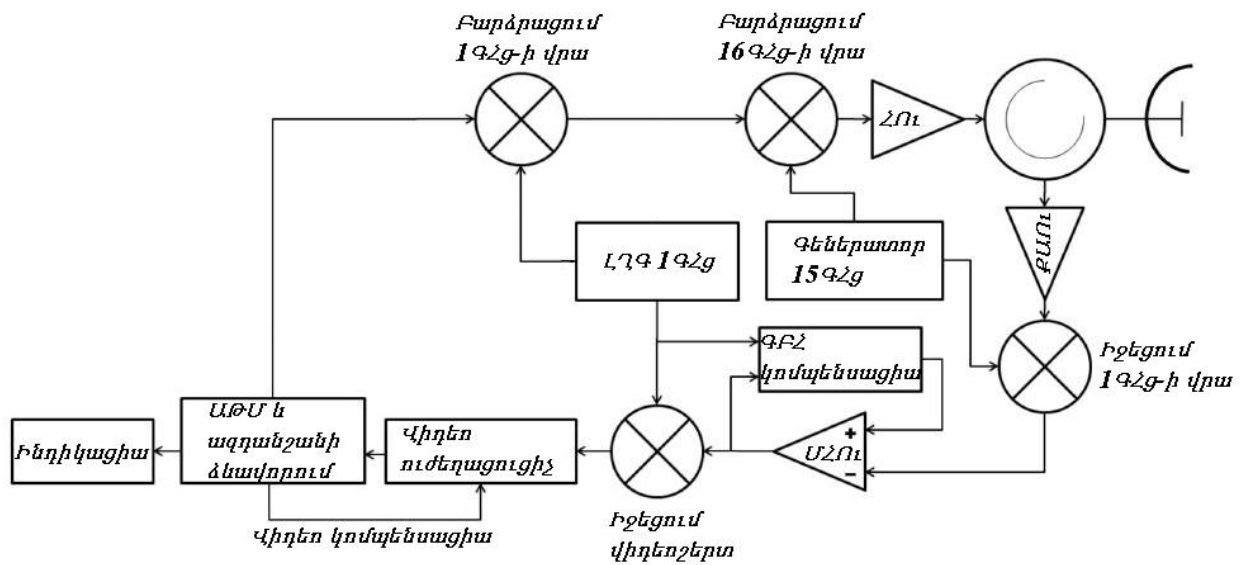
2.2 Անընդհատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգեր

Մոտիկ գործողության դյուրակիր սարքերը մեծ հետաքրքրություն են ներկայացնում ինչպես քաղաքացիական, այնպես էլ զինվորական կիրառություններում, ինչպիսիք են բախումը նախագուշացնող համակարգերը և անվտանգության ոլորտում թիրախների հայտնաբերման համակարգերը[36]: Վերջին ժամանակներում այդ ոլորտի կիրառությունները ամբողջովին անցան գծային հաճախականային մոդուլիացիայով անընդհատ գործողության համակարգերին, որոնք թույլ են տալիս հայտնաբերել թիրախին և չափել դրանց արագությունը և հեռավորությունը ճիշտ այնպես, ինչպես իմպուլսային ռադիոլոկացիոն համակարգերը: Անընդհատ գործողության գծային հաճախականային մոդուլիացիայով համակարգերը տարբերվում են իմպուլսային համակարգերից ցածր ինքնարժեքով, փոքր չափսերով, քիչ էներգիայի ծախսով և կույր զոնաների բացակայությամբ: Մոտիկ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերի կառուցման բարդությունը կայանում է նրանում, որ անհրաժեշտ է հակասող պահանջների հարաստություն: Օրինակ, կիրառելով մեկ հաղորդիչ/ընդունիչ անտենա, համակարգի չափսերը էապես փոքրանում են, բայց միևնույն ժամանակ բացառում են համեմատաբար մեծ հզորությունների կիրառումը հաղորդչում, համակարգի միջոցով ավելի մեծ հեռավորությունների չափման համար, քանի որ հզորության թափանցումը հաղորդիչից ընդունիչ հասնում է անընդունելի մակարդակի:

Մոտիկ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգերի մյուս տարբերող հատկությունն այն, որ հեռավորության հայտնաբերման համար պահանջվում է առավել մեծ դիանմիկ տիրույթ (30 դԲ), որը համապատասխանում է ընդունվող ազդանշանի 120 դԲ տիրույթին: Այդպիսի հակասական պահանջները ստիպում են, որ յուրաքանչյուր ենթահամակարգ նախագծվի հանգամանորեն: Միայն այդպիսի նախագծումը թույլ կտա օպտիմալ կերպով համակցել ենթահանգույցները և ստանալ ցանկալի արդյունք:

Ներկայացնենք, գծային հաճախային մոդուլյացիայով անընդհատ գործողության նախագծված և կառուցված ռադիոլոկացիոն համակարգեր:

Նախագծված ռադիոլուկացիոն համակարգի պարզեցված բլոկ-սխեման ցուցադրված է Նկ.9-ում և իրենից ներկայացնում է 2 փուլով հաճախության փոխարկման հաղորդիչ/ընդունիչ: Այդպիսի կառուցվածքը իրականացվել է, ելնելով մի քանի նկատառումներից: Առաջինը՝ ռադիոլուկացիոն համակարգը, որը նախատեսված է դոպլերային փոքր հաճախությունների չափման համար, պետք է ունենա հաղորդչի որքան հնարավոր է փոքր փուլային աղմուկ: Կրող հաճախության վրա ուղիղ մոդուլյացիայի կամ հաճախության կրկնակի բազմապատկում ավելի ցածր հաճախություններից բերում է փուլային աղմուկների անընդունելի բարձր մակարդակի: Սակայն հայտնի է, որ երկու սկզբնական ազդանշաններից վերև ձևափոխության ժամանակ փուլային աղմուկը որոշվում է նրանցից մեծագույն փուլային աղմուկով: Այդ նպատակով օգտագործվել են կայունացված դիէլեկտրիկ ռեզոնատորներ և որսված շղթայով PLL գեներատոր Lucix LO-149-XB է 15ԳՀց հաճախության վրա ներքին հիմքային գեներատորով, նկարաքրվող -96 դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում, և Minicircuits ZX95-1000C VCO -96դԲկ/Հց փուլային աղմուկի մակարդակով 1կՀց շեղման դեպքում: Նման կառուցվածքը թույլ է տալիս միաժամանակ հասնել ինչպես լայն դինամիկ տիրույթում գծայնության ավելի բարձր մակարդակի, այնպես էլ ստանալ անհրաժեշտ ընդհանուր ուժեղացում: Ուժեղացման բացակայող մասը ընկնում է վիդեոուժեղարարի վրա՝ իրականացված էլեկտրոնային փոխանջատվող վիդեոուժեղարարների համակարգի տեսքով, ուժեղացման գործակիցների դիսկրետ շարքով 60-80դԲ, որը ապահովում է ընդհանուր համակարգի օպտիմալ ուժեղացում:

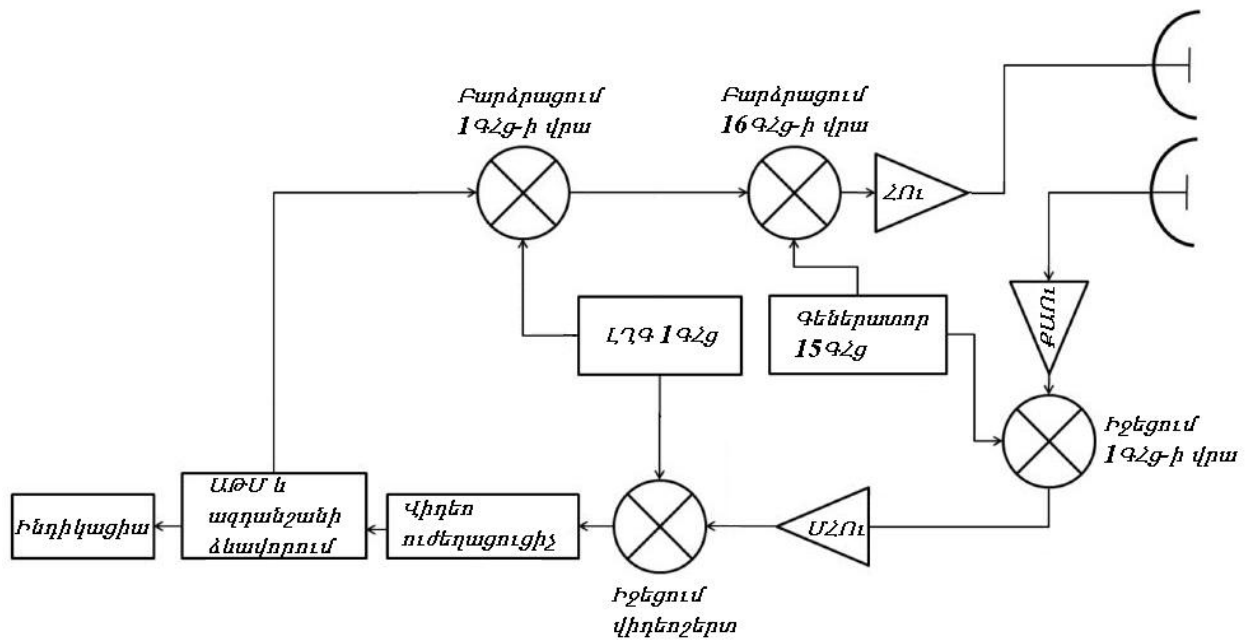


Նկ. 9 Մեկ անտենայով ռադիոլուկացիոն համակարգի բլոկ-սխեման ներթափանցած ազդանշանի ճնշմամբ

Ցիրկուլյատորի կապագերծման սահմանափակ մակարդակի և անտենայի ոչ իդեալական համաձայնեցման պատճառով ընդունիչի մուտքին տեղի է ունենում ազդանշանի էական արտահոսք (մինչև -20դԲ): Հաղորդչի և ընդունիչի միջև կապագերծումը մեծացնելու համար պետք է օգտագործվի ներթափանցած ազդանշանի կոմպենսացիայի այս կամ այն սխեման: Որպես կոմպենսացիայի սխեմա կարող են օգտագործվել ինչպես կրող, այնպես էլ միջանկյալ կամ վիդեո հաճախության վրա մշակված լուծումները:

Այս համակարգում օգտագործվել է հաջորդական միջանկյալ և վիդեոհաճախությունների վրա կոմպենսացիա: Հակափուլային կոմպենսացիայի դժվարությունը կայանում է նրանում, որ ազդանշանի փուլը փոխվում է գծային հաճախականային մոդուլիացիայի ընթացքում և անհրաժեշտ է իրագործել կոմպենսացնող ազդանշանի փուլի դինամիկ ճշտում գծային հաճախականային մոդուլիացիայի օգտագործման ժամանակ: Այնուհետև կոմպենսատորի ազդանշանը վիդեո տիրույթում ձևավորվում է հաղորդչի մոդուլացնող ազդանշանից, որը ունի եռանկյան տեսք, և տրվում է վիդեոուժեղարարի դիֆերենցիալ մուտքին: Արդյունքում, վիդեոազդանշանի այն մասը, որը պայմանավորված է ներհոսքով, արդյունավետ կերպով ճնշված կլինի ելքային ազդանշանի

մեջ: Պետք է նշել, որ աշխատանքային շերտում անդրադարձած ազդանշանի փուլի փոփոխության պատճառով կոմպենսացնող ազդանշանի տեսքը կարող է փոխվել: Հետևաբար, այդպիսի կախվածության վերացման համար, կոմպենսատորի սխեման պետք է փակված լինի հետադարձ կապի շղթայի մեջ, որը կհետևի կոմպենսացնող ազդանշանի պարուրիչի փուլի փոփոխություններին, որպեսզի հասնի մուտքային վիդեոազդանշանի հնարավոր նվազագույն հաստատուն բաղկացուցիչի: Կոմպենսատորի նման կառուցվածքը թույլ տվեց հասնել թափանցող հզորության ճնշման մինչև -38դԲ հաճախությունների աշխատանքային տիրույթում: Հաշվի առնելով ուժեղացման ճանապարհի բարձր զծայնություն ապահովելու անհրաժեշտությունը, նվաճված կապազերծումը սահմանափակում է հաղորդիչի հզորությունը մինչև 20դԲ և 1մ^2 ցրաման էֆեկտիվ կտրվածքով թիրախների հայտնաբերման հեռավորությունը մինչև 1կմ : Համակարգի հետագա զարգացումը կայանում է բնորոշ թերությունների վերացման մեջ, բնորոշ համակցված անտենայով համակարգերին, մասնավորապես, երկու առանձին հաղորդող և ընդունող անտենաների օգտագործմանը, որը անխուսափելիորեն հանգեցնում է համակարգի ընդհանուր չափերի մեծացմանը, սակայն էապես նվազեցնում է ներթափանցած հզորության մակարդակը ընդունիչի մուտքին (-20դԲ մեկ անտենայով լուծման համեմատ): Այսպիսով, ամպլիտուդային աղմուկների մակարդակը մուտքին մեկ անտենայով համակարգի համեմատ նույնպես նվազեցվում է 20դԲ : Ըստ աղմուկների այսպիսի շահումը կարող է բերել ռադիոլուկացիոն համակարգի հեռավորության մեծացման ավելի քան 3 անգամ: Նկ.10-ում պատկերված է այդպիսի երկանտենային համակարգի բլոկ-սխեման:



Նկ.10 Երկու անտենայով ռադիոլուկացիոն համակարգի բլոկ-սխեման

Պարզագույն անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն համակարգի հաղորդիչը հաղորդում է ֆիքսված հաճախությամբ անընդհատ ազդանշան: Քանի որ երևույթը անընդհատ է, ապա ճառագայթած էներգիայի առավելագույն արժեքը հավասար է միջին էներգիային, այսինքն՝

$$\frac{P_{\text{միջ}}}{P_{\text{սն}}} = 1 \quad (21)$$

Հասնելով թիրախին, անընդհատ ազդանշանը անդրադառնում է, և ընդունվում ընդունիչի կողմից[24]: Այս համակարգերում նախընտրելի է կիրառել առանձին հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաներ որոշակի հեռավորության վրա, քանի որ անընդհատ գործողության արդյունքում հաղորդված էներգիայի մի մասը անմիջապես կարող է ընդունվել ընդունիչի կողմից: Չնայած այդ հանգամանքի որոշ դեպքերում կիրառվում է մեկ անտենա, համակարգում ցրկույատորի ներդրման շնորհիվ: Հաղորդիչ հանգույցում գեներցվում է ազդանշանը, որից հետո ուժեղացվում և բաժանարարի մեկ ելքով հաղորդվում անտենային, իսկ մյուս ելքով տրվում խառնիչին: Շարժվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանը ընդունիչի մուտքում տարբերվում է հաղորդվածից դոպլերային շեղման

պատճառով: Ընդունված ազդանշանը տրվում է խառնիչին, որտեղ կատարվում է համեմատություն հաղորդված ազդանշանի հետ: Խառնիչի ելքում առաջանում է մի ֆունկցիա, որը ծնվում է այդ երկու ազդանշանների տարբերությունից: Այդ ֆունկցիան խառնիչի ելքից տրվում է տվյալների մշակաման հանգույցին թիրախի մասին անհրաժեշտ ինֆորմացիան մշակելու և ներկայացնելու նպատակով:

Քննարկենք վերը նշված դոպլերային շեղումը և միաժամանակ Դոպլերի էֆեկտը[24]: Դոպլերային շեղումը քննարկենք Նկ. 11-ի օգնությամբ: A գազաթը ուղարկվում է $t = t_0$ պահին, երբ թիրախը գտնվում է R_0 հեռավորության վրա և հասնում թիրախին Δt ժամանակ հետո, որի ընթացքում թիրախը անցել է լրացուցիչ հեռավորություն, այսինքն՝

$$C_p \Delta t = R_0 + v \Delta t \quad (22)$$

որտեղ R_0 թիրախի դիրքն է այն պահին, երբ A գազաթը լքել է ռադիոլուկացիոն համակարգը ($t = t_0$), Δt -ն այն ժամանակահատվածն է, երբ A գազաթը հասել է թիրախին և $v \Delta t$ այն հեռավորությունն է, որն անցել է թիրախը Δt ժամանակում: Ձևափոխելով (1A.1) բանաձևն ազդանշանի տարածման ժամանակի համար կստանանք

$$\Delta t = \frac{R_0}{C_p - v} \quad (23)$$

բանաձևը: A գազաթը վերադարձում է ռադիոլուկացիոն համակարգ t_1 ժամանակ հետո, որը տրվում է հետևյալ բանաձևով՝

$$t_1 = t_0 + 2\Delta t = t_0 + \frac{2R_0}{C_0 - v} \quad (24)$$

Համանման արտահայտություններ կարող ենք գրել նաև երկրորդ B գազաթի համար, որը արձակվել է ռադիոլուկացիոն համակարգից A գազաթի արձակումից T ժամանակ հետո և վերադարձել t_2 պահին՝

$$t_2 = t_0 + T + \frac{2R_1}{C_p - v} \quad (25)$$

որտեղ R_1 -ը թիրախի դիրքն է այն պահին, երբ արձակվել է B գազաթը ($t = t_0 + \Delta t$), t_2 -ը B գազաթի ռադիոլուկացիոն համակարգ վերադառնալու ժամանակն է, T -ն հաղորդված սինուսոիդալ ազդանշանի պարբերությունը: Այս դեպքում (38) բանաձևում R_1 -ը կարող ենք ներկայացնել հետևյալ կերպ՝

$$R_1 = R_0 + vT \quad (26)$$

Ընդունված ազդանշանի T_R պարբերությունը հավասար է երկու գագաթների գալու ժամանակների տարբերությանը՝

$$T_R = t_2 - t_1 = t_0 + T + \frac{2(R_0 + vT)}{C_p - v} - \left(t_0 + \frac{2R_0}{C_p - v} \right) = T \frac{C_p + v}{C_p - v} \quad (27)$$

Ընդունված և հաղորդված պարբերությունների հարաբերությունը կլինի՝

$$\frac{T_r}{T} = \frac{C_p + v}{C_p - v} \quad (28)$$

և համապատասխանաբար հաճախությունների միջև հարաբերությունը՝

$$\frac{f_R}{f_0} = \frac{C_p - v}{C_p + v} = \frac{1 - v/C_p}{1 + v/C_p} \quad (29)$$

որտեղից ստացված հաճախության համար կստանանք՝

$$f_R = f_0 \frac{1 - v/C_p}{1 + v/C_p} \quad (30)$$

Էլեկտրամագնիսական ալիքների դեպքում,ի տարբերություն ակուստիկի, թիրախի արագությունը միշտ շատ փոքր է լինում տարածման արագությունից, այսինքն կատարելով մոտարկում, $v \ll C_p$ կստանանք՝

$$\frac{1}{1 + v/C_p} = 1 - \frac{v}{C_p} + \frac{v^2}{C_p^2} - \dots \quad (31)$$

Տեղադրելով (31)-ը (30)-ի մեջ կստանանք՝

$$f_R = f_0 \left(1 - \frac{v}{C_p} \right) \left(1 - \frac{v}{C_p} + \frac{v^2}{C_p^2} - \dots \right) = f_0 \left(1 - \frac{2v}{C_p} + \dots \right) \approx f_0 \left(1 - \frac{2v}{C_p} \right) \quad (32)$$

Ձևափոխելով կգրենք՝

$$f_R \approx f_0 - \frac{2v}{C_p/f_0} = f_0 - \frac{2v}{\lambda} \quad (33)$$

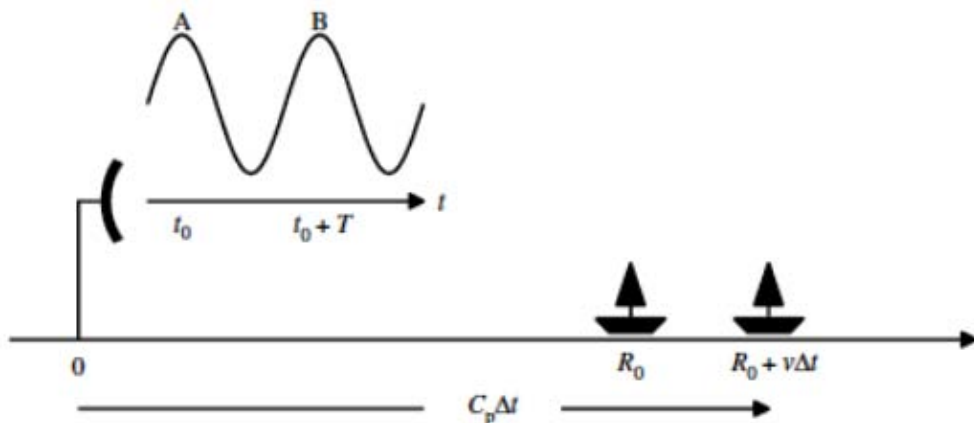
որտեղ λ հաղորդված ալիքի երկարությունն է: Դոպլերային շեղման համար կստանանք

$$f_D = f_R - f_0 \approx -\frac{2v}{\lambda} \quad (34)$$

Երբ թիրախը կարող է մոտարկվել որպես փոքրիկ կետ և միջավայրը ազատ տարածություն է, ապա կապը R հեռավորության և τ հապաղման միջև տրվում է հետևյալ բանաձևով

$$R = \frac{1}{2} C_p \tau \quad (35)$$

որտեղ C_p տարածման արագությունն է $:\frac{1}{2}$ գործակիցն առաջանում է այն պատճառով, որ ռադիոլուկացիոն համակարգի ազդանշանը անցնում է R հեռավորությունը երկու անգամ: (48) համասարումն ընդամենը մոտարկում է: Մթնոլորտի ստորին շերտերում C_p արագությունը հաստատուն չէ այլ փոփոխվում է բարձրության հետ, հետևաբար ռադիոլուկացիոն համակարգի ազդանշանը քիչ ավելի հեռու է տարածվում կոր ճանապարհների երկայնքով: Քանի որ այդ երևույթը մեծ ներդրում չունի և այդքան էլ կապված չէ ռադիոլուկացիոն համակարգի ազդանշանի հետ, ապա այն կանտեսվի: Դոպլերային շեղումը ներկայացված է ստորև նկար 9-ի օգնությամբ,



Նկ. 11 Դոպլերային շեղում

որում սինուսոիդալ ազդանշանի երկու (A և B) գագաթների տարածումը թիրախների վրա որոնք շարժվում են հաստատուն V ռադիալ արագությամբ: Ցույց է տրված՝ երբ ազդանշանի շերտը համեմատ կրող հաճախության նեղ է (ինչպես մաքուր սինուսոիդայի դեպքում) և թիրախի շարժման V ռադիալ արագությունը շատ փոքր է քան տարածման C_p արագությունը, դոպլերային շեղումը որոշվում է ստացված f_R և հաղորդված f_0 հաճախության տարբերությամբ և տրվում հետևյալ բանաձևով

$$f_D = f_R - f_0 \approx -\frac{2v}{\lambda} \quad (36)$$

որտեղ λ -ն հաղորդված ալիքի երկարությունն է:

Նկ. 11 հանդիսանում է հատուկ դեպք, որտեղ արագությունը հենց ռադիալ ուղղությամբ է, հետևաբար հավասար է հեռավորությանը՝

$$v = \dot{R} \quad (37)$$

Ընդհանուր դեպքում դրավերային շեղման համար կունենանք՝

$$f_D \approx -\frac{2\dot{R}}{\lambda} \quad (38)$$

Նկ. 11 այլ տեսանկյունից ևս ունի հատուկ նշանակություն: Դիտարկված դեպքում ազդանշանը f_0 հաճախությամբ մաքուր սինուսոիդ է: Իսկ ինչ է պատահում, երբ ազդանշանը պարունակում է մոդուլյացիա, այսինքն այլ հաճախություններ: Արդյո՞ք մենք կարող ենք խոսել միայն մեկ դրավեր շեղման մասին, երբ ազդանշանն ունի բավականին լայն թողարկման շերտ:

Լայն թողարկման շերտ ունեցող ազդանշանների դեպքում մենք պետք է վերադառնանք (1A.7) հավասարմանը, և նկատենք, որ թիրախի շարժումը ժամանակային սանդղակ է ստեղծել հաղորդված և ընդունված ազդանշանների միջև՝

$$T = \frac{c_p - v}{c_p + v} T_R \approx \left(1 - \frac{2v}{c_p}\right) T_R, \text{ երբ } v \ll c_p \quad (39)$$

Այս անգամ սանդղակը օգտագործում է ոչ միայն ազդանշանի պարբերությունը, այլ ժամանակային առանցքին ընդհանրապես: Այլ կերպ ասաց, ուշադրություն չդարձնելով ազդանշանի մարումներին, ազդանշանի գրանցումը՝ $s_R(t)$ կարող է գրվել որպես հաղորդված $s(t)$ ազդանշանի ժամանակային մասշտաբավորման և հապաղման միջոցով

$$s_R(t) = s\left[\left(1 - \frac{2v}{c_p}\right)t - \tau\right] \quad (40)$$

τ հապաղումը դա ազդանշանի մի կողմ գնալու Δt ժամանակամիջոցի կրկնապատիկն է, այսինքն՝

$$\tau = 2\Delta t = \frac{2R_0}{c_p - v} = \frac{2R_0}{c_p - v} = \frac{2R_0}{c_p(1 - v/c_p)} \approx \frac{2R_0}{c_p} \quad (41)$$

Հայտնի օրենքը ասում է, որ եթե ազդանշանի թողարկման շերտը կրող հաճախության մեկ տասներորդ մասից փոքր է լինում, ապա ազդանշանը համարվում է նեղշերտ ազդանշան և անհրաժեշտ է ընդունել, որ թիրախի շարժումը առաջացնում է միայն կրող հաճախության դոպլերային շեղում համաձայն (38)-ի: Հակառակ դեպքում, պետք է հաշվի առնենք, որ ժամանակային սանդղակավորումը նույնպես ազդում է ազդանշանի կորացման վրա: Բավականին բարդ ազդանշաններով թվային մոդելավորումները ցույց են տվել, որ տարբերությունը հաշվարկված ներկայացումների հետ շատ փոքր է, անգամ եթե նեղշերտ ենթադրությունը օգտագործվել է մի ազդանշան, որի թողարկման ունակությունը կենտրոնական հաճախությունից հասնում է 40%-ի:

Հաջորդ ենթադրությունը, որը կատարվել է վերը և օգտագործվելու է հետագայում, հանդիսանում է արագացման ռադիալ բաղադրիչի բացակայությունը: Շատ ռադիոլոկացիոն համակարգների դեպքում ճիշտ է ենթադրել, հաջորդաբար մշակվում է ազդանշանի տևողությունը, ռադիանային արագությունն մնում է հաստատուն: Կիրառությունուն թիրախի սպասված արագացումը, ինչպես կարգն է, սահմանափակվում է որոշ տրված մեծությամբ, որոնք բնութագրում են թիրախը: Ռադիոլոկացիոն ազդանշանների մշակման մեջ պետք է դա հաշվի առնվի, քանի որ թիրախի մոտ չի փոփոխվում դա վերը նշված գումարային դոպլերն է, քան նրա դոպլեր թողունակությունը համաձայնեցման մշակման ժամանակ:

Ազդանշանի տևողության մշակման և դոպլերային թողունակության արտահայտությունները անհրաժեշտ է ճշգրտել: Դա կարելի է բացատրել չմոդելավորված իմպուլսների հաջորդականության օրինակի վրա: Հետագայում կհամոզվենք, որ ազդանշանի դոպլեր թողունակությունը ֆունկցիա է ազդանշանի ընդհանուր տևողությունից: Ընդհանուր մոտեցումը ազդանշանի տարածման նրա պարբերաբար կրկնումն է: Միահատ իմպուլսը ունի վատ դոպլեր լուծում, քանի որ դոպլերային տեղաշարժը իմպուլսի տևողության ընթացքում առաջացնում է ոչ մեծ փոփոխություններ: Մյուս կողմից, իմպուլսների հաջորդականությունը ցուցաբերում է լավ դոպլեր լուծում իմպուլսների միջև փոփոխության պատճառով: Այդ փոփոխությունները առաջին հերթին պայմանավորված են յուրաքանչյուր իմպուլսի սկզբնական փուլով: Դոպլերի էֆեկտի

հետևանքով առաջացած փուլի փոփոխությունը դուրս բերելու համար ընդունիչին անհրաժեշտ է իմանալ յուրաքանչյուր իմպուլսի իրական սկզբնական փուլը:

Այնուամենայնիվ, ցանկացած այլ սկզբնական փուլեր(երկրորդ կամ ավելի ուշ իմպուլսների) ընդունելի է, քանի դեռ ընդունիչը չգիտի , որ դրանք եղել են քանի հաղորդվել է: Որպես օրինակ կարող է հանդիսանալ ոչ կոհերենտ ազդանշաններ հաղորդող ռադիոլուկացիոն համակարգը, որտեղ յուրաքանչյուր հաղորդվող իմպուլս ունի կամայական սկզբնական փուլ:Այսպիսի ռադիոլուկացիոն համակարգերի ընդհանրություն է հաղորդված իմպուլսի փուլի արգելափակումը արանձնացված կապուղու հատկացմամբ և օգտագործել այդ հիշված փուլը որպես գրանցված իմպուլսի հիմք:Այն իրականացումը , որտեղ փուլի մեծությունը հայտնի է միայն մեկ իմպուլս առաջ, սովորաբար կոչում են կոհերենտ ընդունման ժամանակ:

2.3 Ռադիոլոկացիոն համակարգերի կիրառությունները կյանքի նշանների տվիչներում

Մարդու մոտ քիչ թե շատ պարբերական տատանումներ են կատարում սիրտը և շնչառական օրգանները: Սրտի տատանման հաճախությունները ընկած են 0.8-2.5 Հց-ի սահմաններում, իսկ շնչառական տատանումներինը՝ 0.2-0.5 Հց-ի սահմաններում: Կոնկրետ արժեքները կախված են հետազոտվողի ֆիզիկական ծանրաբեռնվածությունից և օրգանիզմի ընդհանուր և ընթացիկ վիճակներից: Էլեկտրամագնիսական ալիքները անդրադառնում են միջավայրերի փոփոխման սահմաններից, որոնք ունեն դիէլեկտրիկական տարբեր թափանցելիություններ, որոնց արժեքը մեծապես կախված է այս կամ այն օրգնաում արյան տոկոսային պարունակությունից: Առավել մեծ անդրադարձումներ հնարավոր են օդ - կրծքավանդակ, կրծքավանդակ - թոքեր, ինչպես նաև մարմնի հյուսվածքներ – արյուն սահմաններից: Վերջինը առավել արտահայտված է սրտի և անոթների համար:

Դիտարկենք ռադիոլոկացիոն համակարգերի վրա դրվող այն հիմնական պահանջները, որոնք անհրաժեշտ են համակարգերը որպես կյանքի նշանների գրանցման տվիչների դերում կիրառելու համար:

Ինչպես հայտնի է դասական էլեկտրո-կարդիոգրաֆիայում, սրտի զարկերի էլեկտրական ազդանշանների գրանցումը կատարվում է մարմնի վրա վեց կետերից հատուկ էլեկտրոդների օգնությամբ, որոնք միանում են համապատասխան ուժեղարարներին: Այս ազդանշանների մեծությունը կազմում է 1÷3 mV, որը պահանջում է օգտագործել շատ փոքր սեփական աղմուկների մակարդակ ունեցող, բարձր ջերմային կայունությամբ ուժեղարարներ: Շրջապատի էլեկտրական աղմուկներից ազատվելու համար կիրառվում են ազդանշանի մշակման և աղմուկներից պաշտպանության հատուկ եղանակներ: Հարկ է նշել, որ ԳԲՀ տվիչի ելքային ազդանշանը նույն մակարդակի է[35], և էլեկտրոկարդիոգրաֆներում մշակված ուժեղարարները հնարավոր է օգտագործել նաև այս համակարգերում:

Ուժեղարարից զատ աղմուկների մյուս էական աղբյուր է ներկայանում գեներատորը իր փուլային աղմուկներով, որոնք հանդիսանում են հիմնական գործոններից մեկը, որը սահմանափակում է անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն կայանի հայտնաբերման հատկությունը[37]: Գեներացրած ազդանշանը կարող է ներկայացվել հետևյալ կերպ.

$$V(t) = \cos(\omega t + \varphi(t)) \quad (42)$$

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

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

$$\begin{aligned} S_{TX}(t) &= V_1(t)V_2(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)) \\ &= \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \end{aligned} \quad (43)$$

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

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

$$S_{RX}(t) = S_{TX}(t - t_0) = \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \quad (44)$$

խառնիչից հետո ձևափոխվում է վիդեոշերտի

$$\begin{aligned} s(t) &= S_{RX}(t)S_{TX}(t) \\ &= \cos((\omega_1 + \omega_2)(t - t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0)) \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1(t) \\ &\quad + \varphi_2(t)) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0 + \varphi_1(t) + \varphi_2(t) - \varphi_1(t - t_0) - \varphi_2(t - t_0)) \end{aligned} \quad (45)$$

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

$$s(t) = \cos((\omega_1 + \omega_2)t_0) + \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (46)$$

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

$$n(t) = \varphi_1(t - t_0) + \varphi_2(t - t_0) - \varphi_1(t) - \varphi_2(t) \quad (47)$$

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

$$\begin{aligned} R_n(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} n(t)n(t + \tau)dt \\ &= 2R_1(\tau) + 2R_2(\tau) - R_1(\tau + t_0) - R_1(\tau - t_0) - R_2(\tau + t_0) - R_2(\tau - t_0) \end{aligned} \quad (48)$$

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

Կիրառելով Ֆուրյեի ձևափոխություն ինքնակորելացման ֆունկցիայի նկատմամբ, ստանում ենք հզորության սպեկտրալ խտությունը

$$\begin{aligned} L(\omega) &= 2L_1(\omega) + 2L_2(\omega) - L_1(\omega)e^{j\omega t_0} - L_1(\omega)e^{-j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{j\omega t_0} - L_2(\omega)e^{-j\omega t_0} \\ &= 2(L_1(\omega) + L_2(\omega))(1 - \cos\omega t_0) \end{aligned} \quad (49)$$

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

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

$$L(\omega) = \frac{8L_1(\omega)R^2\omega_c^2}{c^2} \quad (50)$$

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

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

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

$$L_1(\omega) \sim \omega^\alpha \quad (51)$$

որպես ամենից պարզ մոտարկման եղանակ ընտրվել է կրկնակի լոգարիթմական սանդղակների վրա գծային մոտարկումը: Պակասող գործակիցն ու ցուցիչը կստացվեն արտադրողի տրամադրած հզորության սպեկտրալ խտության արժեքներից որոշակի դիսկրետ հաճախությունների համար:

Հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ կենսաբանական ակտիվությունը տեղի է ունենում հիմնականում ինֆրա-ցածր հաճախականային տիրույթում, հատուկ ուշադրություն է դարձվել ռադիոլոկացիոն համակարգի հաղորդչի փուլային աղմուկների քննարկմանը, քանի որ հենց այդ բնութագիրն է հիմնականում սահմանափակում համակարգի աշխատանքի թույլատրելի հեռավորությունը:

Հայտնի է [38], որ ինֆրացածր հաճախային ապալարումների դեպքում փուլային աղմուկների վարքը կտրուկ փոխվում է համակարգում գերակշռող ֆիլկեր-աղմուկների պատճառով: Եթե մինչև 1 կՀց ապալարման հաճախությունների համար ընդունված է հաշվի առնել էմպիրիկ 20dB/decade փուլային աղմուկի խտության աճը, ապա ավելի ցածր հաճախությունների դեպքում այդ աճը կազմում է արդեն 30dB/decade: Ուղղակիորեն գնահատելով ազդանշանի կոհերենտության ժամանակը, կարելի է գտնել (50)-ից՝

$$L(\omega) = \frac{8L_0(\omega)R^2\omega_c^2}{c^2} \quad (52)$$

որ 1Հց ապալարման հաճախության դեպքում, 1 ԳՀց գեներատորի կոհերենտության հեռավորությունը կազմում է 200մ, իսկ ավելի խիստ՝ 0.1 Հց ապալարման դեպքում կազմում է 40 մ:

Այսպիսով, ցածր փուլային աղմուկների խտություն (-96 dBc/Հց 1կՀց-ին)ունենցող գեներատորները թույլ են տալիս օգտագործել առաջարկվող համակարգը մինչև ~40 մ հեռավորության վրա, ապահովելով կենսա-բժշկական ոլորտին բնորոշ 0.1 Հց ինֆրացածր հաճախականային լուծողականությունը:

Հարկ է հակիրճ նշել նաև ռադիոլուկացիոն համակարգերի այլ կիրառություններ: Ռադիոլուկացիոն համակարգերը լայնորեն կիրառվում են տարբեր բնույթի խնդիրների հետազոտման մեջ:

Տիեզերական կիրառության ռադիոլուկացիոն համակարգերը օգտագործվում են մետեորների, լուսնի, երկրի և այլ մոլորակների վրա ուսումնասիրություններ կատարելու նպատակով[35]: Տիեզերական կիրառության ռադիոլուկացիոն համակարգերը նաև հանդիսանում են տիեզերանավերի մոնիտորինգի համակարգեր:

Եղանակի կանխագուշակման համակարգը կիրառվում է օգնելու համար հասկանալ եղանակային փոփոխությունները և կանխագուշակելու դրանք[39]:

Պատկերների կառուցման ռադիոլուկացիոն համակարգերը գործում են բարձր որակի և մեծ ճշտությամբ քարտեզների ստացման համար, ինչպես նաև հետախուզության նպատակով[40]:

Նյութերի թափանցելիության և բնութագրերի համար նախատեսված համակարգերը օգտագործվում են մինչև 1ԳՀց հաճախության տիրույթը: Այս համակարգերի միջոցով տրվում է նյութերի, ինչպիսիք են՝ հողը, բետոնը, պատերը, տերևները, բնութագրերը: Այսպիսի ցածր հաճախությամբ ազդանշանը ավելի մեծ թափանցելիություն ունի այդ միջավայրերում, քան ավելի բարձր հաճախությամբ ազդանշանները[41]:

Ռազմական նշանակության ռադիոլուկացիոն համակարգերը օգտագործվում են թիրախների հայտնաբերման, ուղեկցման, և այլ նպատակներով:

Հեռավորության չափման խնդիրը ռադիոլուկացիոն համակարգերի հիմնական խնդիրներից է:

Օդային երթևեկության կառավարման ռադիոլուկացիոն համակարգերի միջոցով ապահովում է աշխարհի անվտանգ և հուսալի չվերթները: Այսպիսի համակարգերով է հագեցած ցանկացած օդանավահամակարգ:

2.4 Առանց հպման ռադիոլոկացիոն համակարգերի կիրառման շրջանակները

Այժմ դիտարկենք առանց հպման ռադիոլոկացիոն համակարգերի կիրառման շրջանակները:

Առանց հպման սենսորները իրենց լարերով չեն սահմանափակում և չեն ստեղծում անհարմարավետություն սուբյեկտների համար, չեն ստեղծում անհանգիստ վիճակ կամ մաշկի գրգռում: Տվյալ հանգամանքը դարձնում է այսպիսի սենսորները ավելի կիրառելի անընդհատ և երկարատև դիտարկումների համար: Մասնավորապես, առանց ֆիզիկական հպման մոնիտորինգի համակարգը թույլ կտա ապահովել հետազոտության մաքրությունը և բացառել հպման հետ կապված անցանկալի էմոցիոնալ ազդեցությունը[42]:

Կյանքի նշանները, այդ թվում շնչառական և սրտի ակտիվությունները, գրանցվում են ինչպես արտակարգ իրավիճակներում, այնպես էլ կլինիկական հետազոտությունների նպատակով: Որոշակի ինֆորմացիա կարելի է ստանալ չափելով սրտի և շնչառության ակտիվության հաճախությունները: Առաջինը, տվյալները կարելի է օգտագործել պարզելու համար, թե սուբյեկտը շնչում է, և արդյոք սիրտը իրականացնում է որոշակի ֆունկցիա: Շնչառության հաճախությունը հանդիսանում է շնչառության ինդիկատորներ, այն ժամանակ, երբ անկանոն պուլսը կարող է բնորոշել որոշակի սրտի արատ/հիվանդություն/[43]: Չափումների արդյունքները կարող են գրանցվել երկար ժամանակ, և այդ արդյունքների շնորհիվ մոնիտորինգի համակարգը կդառնա ախտորոշման արժեքավոր գործիք:

Նորածինների վերակենդանացման թերապիայի բաժնում, երեխաները հաճախ տուժում են մաշկի վնասվածքից՝ սոսնձված ժապավենի, էլեկտրոկարդիոգրամայի էլեկտրոդների, էլեկտրոէնցեֆալոգրամայի էլեկտրոդների եւ ենթամաշկային մոնիտորների պատճառով, որոնք որոշ դեպքերում թողնում են սպիներ: Այրվածքով տուժողի մոտ սրտի վիճակի մոնիտորինգը կարող է խնդրահարույց լինել, որովհետեւ երբեմն դժվար է լինում մաշկի վրա տեղ գտնել, որի վրա կարելի է կիրառել էլեկտրոկարդիոգրամայի էլեկտրոդը: Երբեմն էլեկտրոդը կպնում է մաշկին եւ իր հետ պոկում վառված մասը: Առանց լարի սրտի եւ շնչառության ակտիվության մոնիտորը կարող է բավարարել նորածինների եւ այրվածքով

տուժողի կարիքները՝ հնարավորություն տալով այս կենսական նշանների մոնիտորինգ առանց էլեկտրոկարդիոգրամայի էլեկտրոդներով մաշկին հպվելու:

Այսպիսով, առանց հպման ռադիոլոկացիոն համակարգերը մեծ պահանջարկ և հետաքրքրություն են ներկայացնում, հանդիսանալով թե որպես ախտորոշման համակարգ, և թե որպես բնական աղետների փլատակներից կենդանի մարդկանց հայտնաբերման նպատակով կիրառվող գործիք:

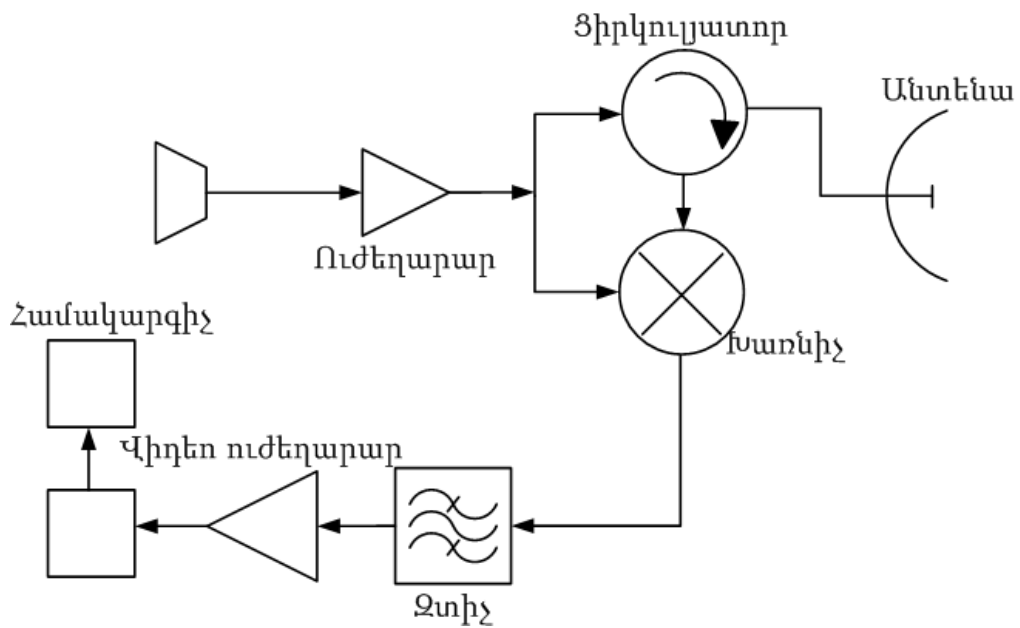
Գլուխ 3. Դեցիմետրական տիրույթի ռադիոլուկացիոն համակարգերի հնարավոր կիրառումը շնչառության և սրտի ակտիվության մոնիտորինգի համար

3.1 Դեցիմետրական տիրույթի փորձարարական ռադիոլուկացիոն համակարգի կառուցվածքը, աշխատանքի սկզբունքը և հիմնական բնութագրերը

Նախագծվել և կառուցվել է ԳԲՀ տիրույթի ռադիոլուկացիոն համակարգ երեք տարբեր դեպքերի համար: Բոլոր դեպքերում համակարգը աշխատում է 1 ԳՀց հաճախության վրա: Հաճախության գեներատոր է հանդիսանում Mini-Circuits ընկերության ZX-95-1000C մոդելի գեներատորը:

Հատուկ ուշադրություն է դարձվել անտենաների փոքրաչափ և էժան լինելու խնդրին, այդ իսկ պատճառով կառուցվել են մի քանի համակարգեր, տարբեր անտենաներով կամ անտենային համակարգերով, որոնց արդյունքները բերված են:

Առաջին դեպքում կառուցվել է մեկ անտենայով համակարգ, որում օգտագործվել է ապլիկատոր տիպի անտենա [44]: Համակարգի բլոկ սխեման պատկերված է նկ. 12-ում: Երկրորդ դեպքում համակարգի բլոկ սխեման ունի նույն տեսքը, սակայն օգտագործվել է տպասալիկային ֆրակտալային տիպի անտենա: Մեկ անտենայով համակարգում տեղի է ունենում հաղորդիչից ընդունիչ անմիջական էներգիայի թափանցում:



Նկ.12 Մեկ անտենայով համակարգի բոկ սխեմա

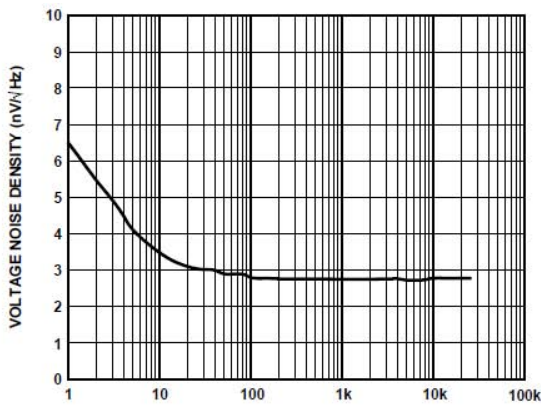
Այս դեպքերում ազդանշանը ուժեղանալուց հետո բաժանվել է երկու մասի, որոնցից մեկը ցիրկույատորի միջոցով հաղորդվել է անտենային, իսկ մյուսը՝ HMC-351 մոդելի խառնիչին: Վերադարձած ազդանշանը ցիրկույատորի ելքից տրվել է խառնիչին: Խառնիչի ելքում ստացված ցածր հաճախությամբ ազդանշանը տրվել է ցածր հաճախությունների ուժեղարարին: Խառնիչից ստացված ազդանշանը ուժեղացնելու համար անհրաժեշտ է հաշվի առնել հետևյալ պահանջները: Սրտի զարկերը ճշգրիտ վերականգնելու(զրանցելու) համար անհրաժեշտ է ուժեղարար, որը պետք է աշխատի 0÷200 Հց աշխատանքային տիրույթում: Նորմալ սրտի զարկերի դեպքում (60 զարկ/րոպե) ցածր հաճախությունների տիրույթը կսկսվի ≈ 1 հերցից: Հիվանդ սրտի դեպքում (10 զարկ/րոպե) այն իջնում է մինչև 0.16 հերց կամ նույնիսկ ավելի ցածր[45]:

Հաճախությունների վերին սահմանը պայմանավորված է սրտի փականների արագագործությամբ և կազմում է 0.05÷0.1 վրկ: Համապատասխան հաճախությունը կլինի 20÷100 Հց: Հաշվի առնելով այն հանգամանքը, որ ԳԲՀ խառնիչի ելքում առաջանում է նաև ազդանշանի հաստատուն բաղադրիչ, որը խանգարում է չափումներին, ընտրվել է ինֆրացածր փոփոխական ազդանշանների ուժեղացուցիչ, որը չի ուժեղացնում (բաց թողնում դեպի ելք) հաստատուն բաղադրիչը՝ շնորհիվ մուտքում օգտագործվող բարձր

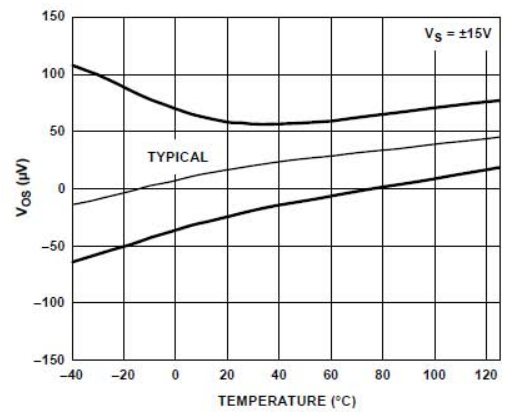
հաճախականային ֆիլտրի: Այդ ֆիլտրի ցածր հաճախականային սահմանը պետք է $5 \div 10$ անգամ ավելի փոքր լինի օգտակար ամենացածր հաճախությունից, տվյալ դեպքում՝

$$f_{\text{տրման}} = 0.1 * 0.16 \text{Հց} = 0.016 \text{Հց} \quad (53)$$

Քանի որ աշխատանքային հաճախությունների տիրույթը ընկնում է Ֆլիկեր աղմուկների տիրույթում [46], այդ պատճառով ընտրվել է շատ ցածր սեփական աղմուկների մակարդակ ունեցող օպերացիոն ուժեղարար՝ AD8675: Այս Մոդելի համար սահմանված համապատասխան գործարանային բնութագրերը բերված են Նկ.13-ում:



ա)

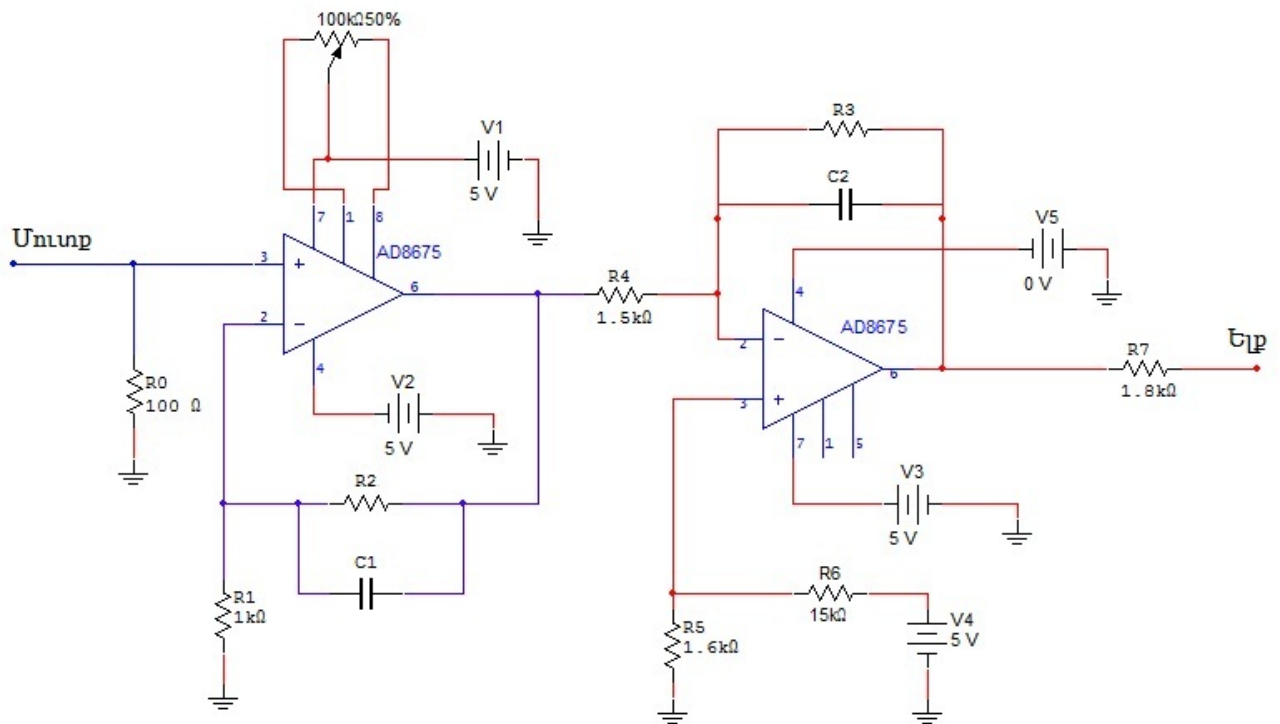


բ)

Նկ. 13 AD8675 օպերացիոն ուժեղարարի բնութագրերը .

- ա) աղմուկների կախումը հաճախությունից,
- բ) օֆսեթային լարման կախումը ջերմաստիճանից

Ներկայացնենք ուժեղարարի և ֆիլտրի բոլ սխեման (Նկ.14)՝



Նկ. 14 Ցածր հաճախությունների ուժեղարարի բոլ-սխեման

c_1 -ը և R_2 -ը ֆիլտրի տարրերն են, որոնց պարամետրերը ընտրվում է հետևյալ բանաձևից՝

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 c_1} , \quad (54)$$

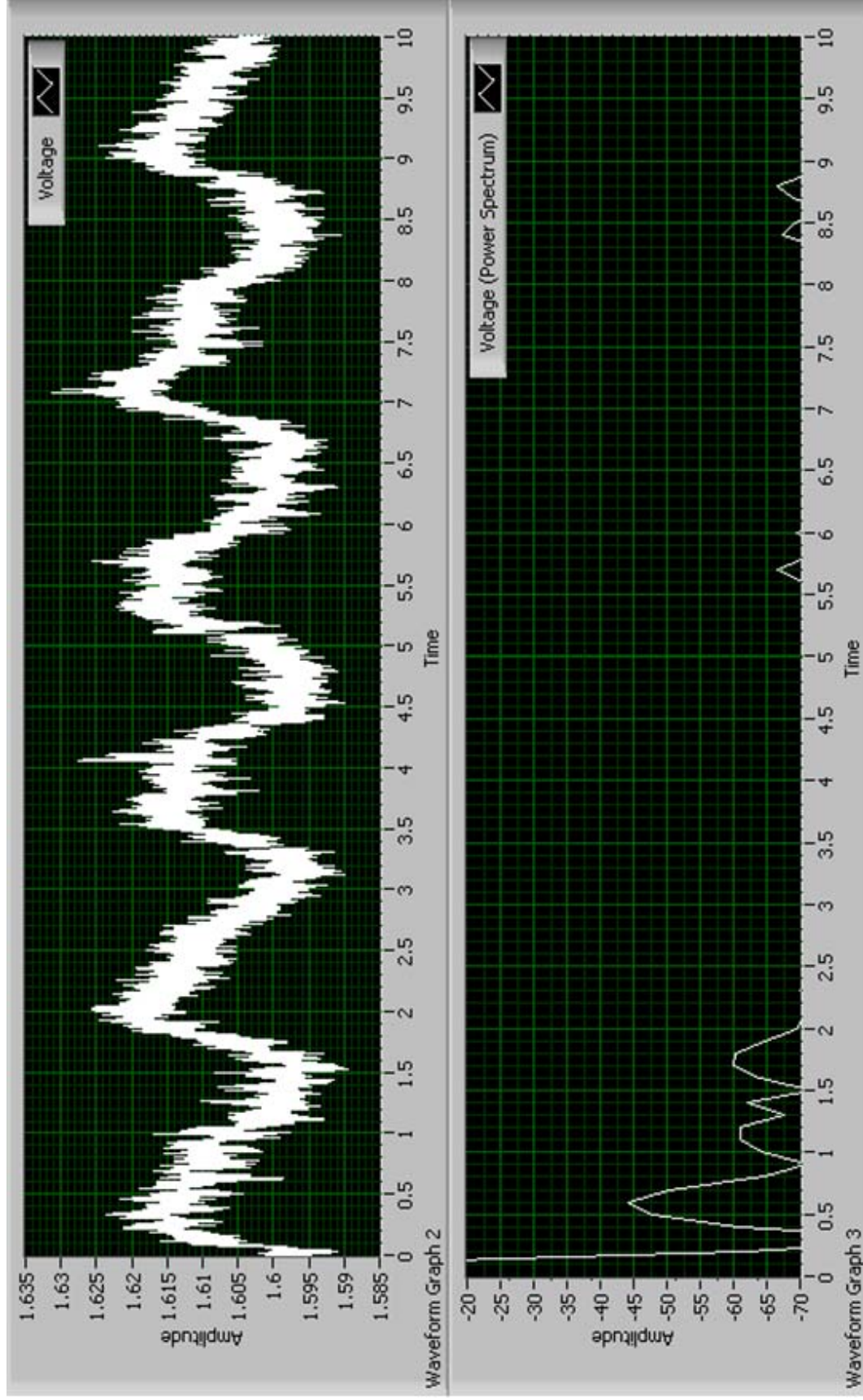
որտեղ $f \approx 0.01$ Հց, $R_2 = 1 \div 10$ կոհմ: Հաշվում ենք համապատասխան ունակությունը՝ c_1 -ը:

Առաջին կասկադը հանդիսանում է լայնաշերտ ուժեղարար, որի հաճախությունների վերին սահմանը պայմանավորված է c_2 և R_3 էլեմենտներով, որոնք ընտրվում են ելնելով հաճախությունների վերին սահմանից՝

$$f_b = \frac{1}{2\pi c_2 R_3} , \quad f_b = 200 \text{ Հց} \quad (55)$$

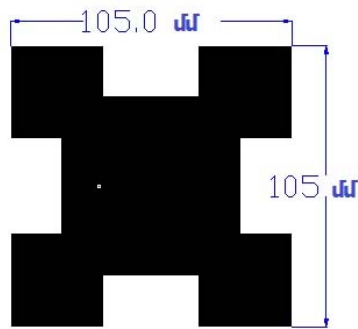
Երկրորդ կասկադը նույապես իրենից ներկայացնում է լայնաշերտ ուժեղարար, որը ապահովում է լրացուցիչ ուժեղացում և ազդանշանի տեղաշարժ 0-ից վեր, ապահովելու համար անալոգ-թվային անցման նորմալ աշխատանքը: Ուժեղացված անալոգային

ագդանշանը թվայնացվել է և հաղորդվել համակարգչին հետագա թվային մշակման համար: Ընտրված ապլիկատոր տիրույթի անտենան ունի 950-1200 ՄՀց աշխատանքային տիրույթ: Այդ տիրույթը թույլատրում է այն օգտագործել ստեղծված համակարգում: Այս համակարգի շնորհիվ գրանցվել են մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունները առանց մաշկին անմիջապես հպվելու: Այս եղանակը թույլ է տալիս գրանցել մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունը գրանցել հագուստի վրայից, ինչը հանդիսանում է ակնթարթային ախտորոշման համակարգի նախատիպ: Մասնավորապես, բերված է փորձնականորեն ստացված մի գրաֆիկ, որում ներկայացված է անդրադարձած (ընդունված) ագդանշանի ժամանակային և հաճախականային տիրույթները: Ժամանակային տիրույթում ընդգծված է շնչառության պարբերական բնույթը, որի վրա երևում է սրտի ակտիվության բնութագրերը: Հաճախականային տիրույթում հստակ արտացոլված են շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրալ բաղադրիչները:

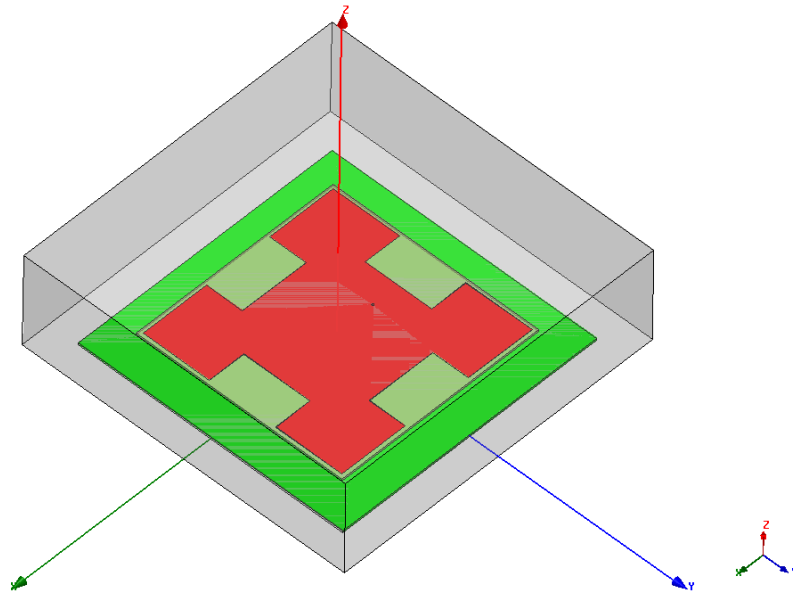


Նկ. 15 Մարդու սրտի և շնչառական ակտիվությունների գրանցումը մեկ ասպիկատոր տիպի անտենայի միջոցով: Վերևում՝ ժամանակային տիրույթ, ներքևում՝ հաճախականային:

Հաջորդ փորձարկումը կատարվել է սպասալիկային ֆրակտալային անտենայի միջոցով[47]: Կատարվել է հատուկ 1 ԳՀց հաճախության տիրույթի համար այս անտենայի նախագծումը: Տպասալիկային ֆրակտալային անտենաները առաջին անգամ են կիրառվում կենսա-բժշկական նշանակության ռադիոլոկացիոն համակարգում: Նրանց առավելությունը կայանում է նրանում, որ ունեն փոքր չափսեր, և ցածր ինքնարժեք: Անտենայի երկրաչափական չափերը և տեսքը բերված են Նկ. 16 ա) բ)-ում:



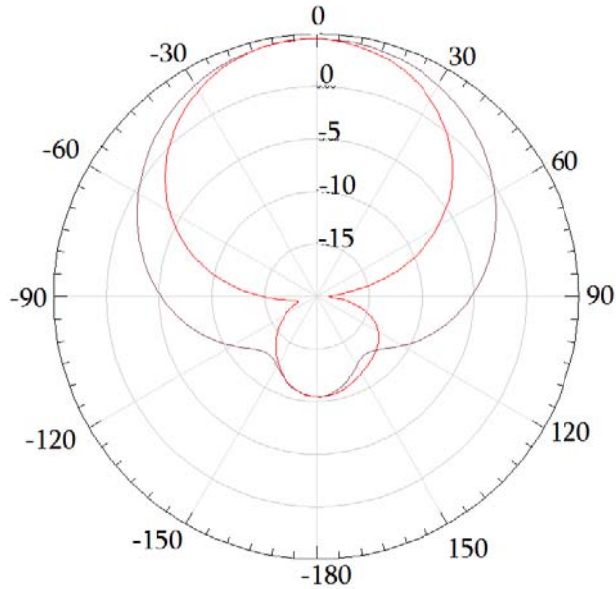
ա) երկարչափական չափերը



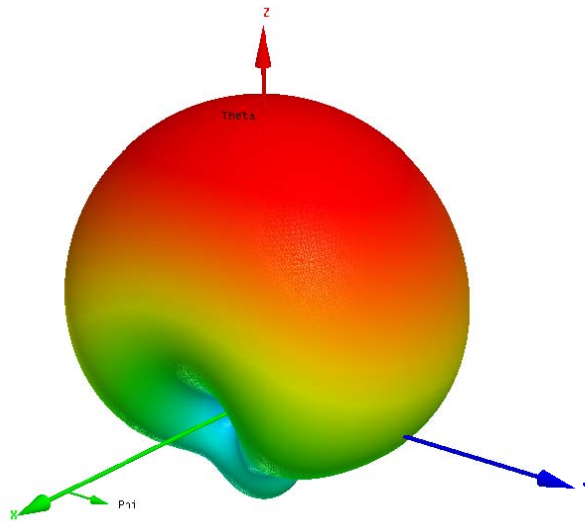
բ) տեսքը եռաչափ տարածությունում

Նկ. 16 Տպասալիկային ֆրակտալային անտենա 1ԳՀց տիրույթի համար

Ստորև բերված է նաև 1 ԳՀց աշխատանքային տիրույթի համար հատուկ նախագծված և կառուցված տպասալիկային ֆրակտալային անտենայի ուղղվածության դիագրամը, համապատասխան ուղղահայաց և հորիզոնական հարթություններում, ինչպես նաև եռաչափ տարածությունում:



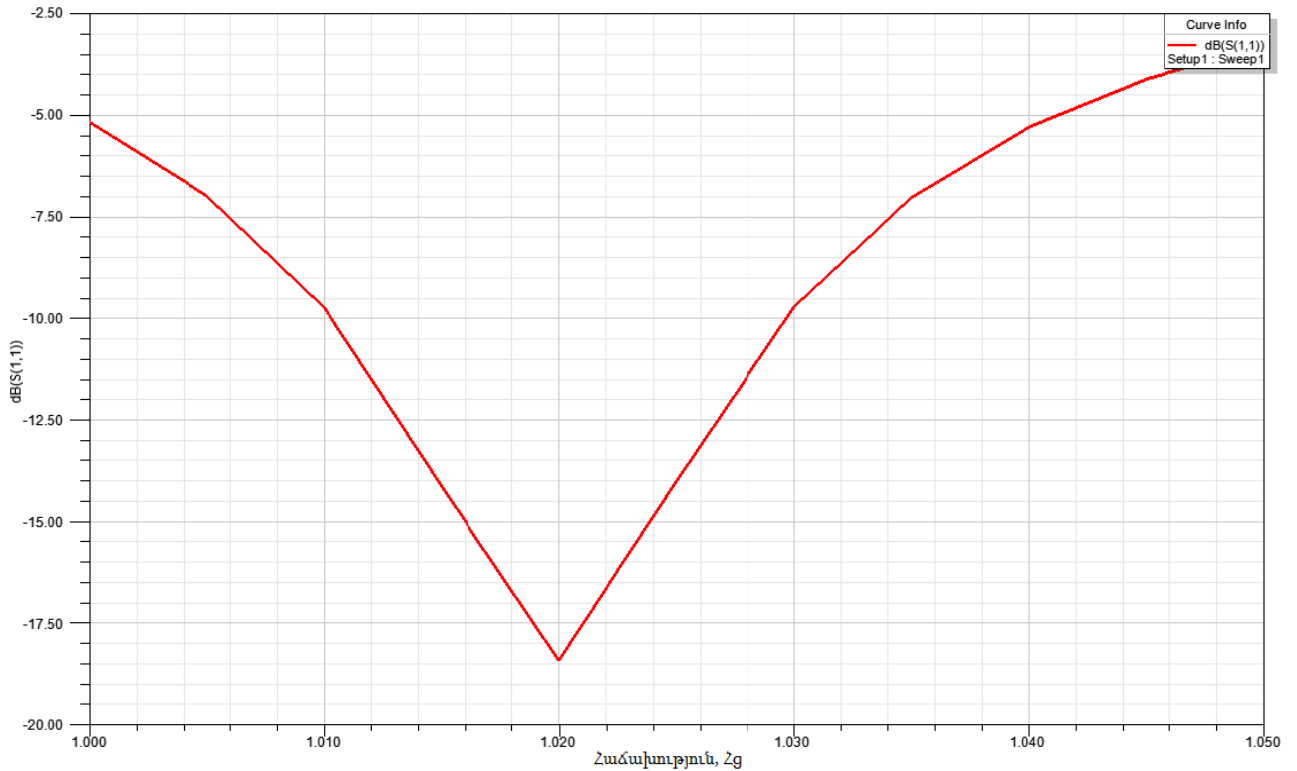
ա) հորիզոնական և ուղղահայաց հարթություններում



բ) եռաչափ համակարգում

Նկ. 17 Տպասալիկային ֆրակտալային անտենայի ուղղվածության դիագրամը

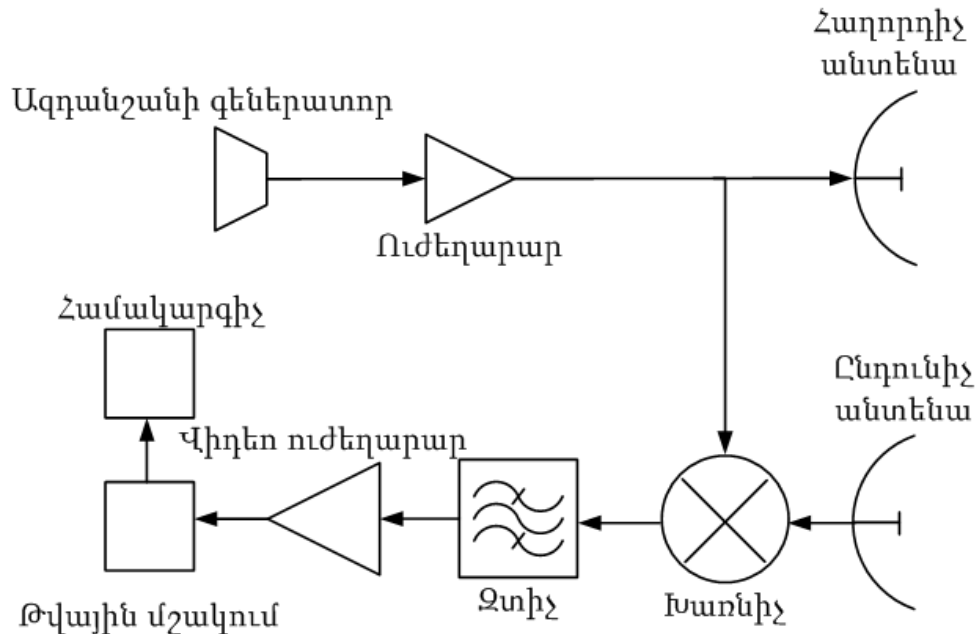
Տպասալիկային ֆրակտալային անտենայի սնուցման կետի դիրքով որոշվում են այնպիսի կարևոր գործոններ, ինչպիսիք են ֆիդերի համաձայնեցումը, ուղղորդվածության դիագրամի ձևը և ճառագայթման բևեռացումը: Նկ. 18 բերված է հաճախային անդրադարձման գործակցի կախվածությունը սնուցման կետի կոորդինատից:



Նկ. 18 Հաճախային անդրադարձման գործակցի կախվածությունը սնուցման կետի կոորդինատից

Երրորդ դեպքում կառուցվել է երկու անտենաներով համակարգ, որի բլոկ սխեման բերված է Նկ. 19-ում: Երկու անտենաներն էլ եղել են միանման տպասալիկային ֆրակտալային անտենաներ, որոնց բնութագրերը նույնն են մեկ անտենայով համակարգի դեպքում օգտագործված անտենայի հետ: Անտենաներից մեկը հանդիսացել է որպես հաղորդիչ, մյուսը՝ ընդունիչ: Այս դեպքում ազդանշանի գեներատորը, խառնիչը և համակարգի մյուս բաղադրիչները մնացել են նույնը, սակայն համակարգում չի օգտագործվել ցիրկուլատորը, ինչը իր հերթին նշանակում է, որ համակարգը ավելի մեկուսացված է և տեղի չի ունենա հաղորդիչ ընդունիչ էներգիայի անմիջական փոխադրում, կամ այդ երևույթը

կարտահայտվի մեկ անտենայով համակարգից էապես քիչ: Ազդանշանը ուժեղացնելուց հետո այն բաժանվել է երկու մասի, այնուհետև մի մասը հաղորդվել է հաղորդիչ անտենային, մյուսը՝ կրկին խառնիչին: Երկրորդ անտենան՝ ընդունիչը, անմիջապես միացվել է խառնիչին: Այնուհետև կատարվել է նույն պրոցեսը, ինչը նախորդ՝ մեկ անտենայով դեպքերում: Համակարգի բոլոր սխեման բերված է նկարում՝



Նկ.19 Երկու անտենայով ռադիոլուկացիոն համակարգ

Դիցուք ունենք տատանվող օբյեկտից անդրադարձած ազդանշան: Ուղղարկված ռադիոազդանշանը ներկայացնենք հետևյալ տեսքով՝

$$T_r = Ae^{i\varphi_{tr}(t)} \quad (56)$$

որտեղ

$$\varphi_{tr}(t) = \omega t \quad (57)$$

իրենից ներկայացնում է հարմոնիկ տատանվող օբյեկտի տատանման փուլը:

Համապատասխանաբար, ներկայացնենք անդրադարձած ազդանշանը՝

$$R_x = Be^{i\varphi_{rx}(t)} \quad (58)$$

որտեղ՝

$$\varphi_{rx}(t) = (\omega + \omega_D(t))t + \psi \quad (59)$$

Վերջին հավասարման մեջ ամպլիտուդը և փուլը կախված են բազմաթիվ պարամետրերից: Դոպլերային շեղումը սահմանվում է որպես՝

$$|\omega_D(t)| = \frac{2v(t)}{\lambda} = \frac{2v_m \cos(\Omega t)t}{\lambda} \quad (60)$$

Եվ վերջապես, ընդունված ազդանշանի փուլի համար կունենանք՝

$$\varphi_{r_x}(t) = \omega t + \frac{2v_m}{\lambda} \cos(\Omega t) t \quad (61)$$

Իսկ ազդանշանը կունենա հետևյալ տեսքը՝

$$R_x = B e^{i\omega t} e^{i \frac{2v_m}{\lambda} \cos(\Omega t) t} \quad (62)$$

Այսպիսով, տատանվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը համարժեք է ազդանշանի սպեկտրի հետ: Այսպիսի դատողությունը կարող է բացահայտել շնչառական և սրտային ակտիվության սպեկտրի գրեթե պարբերական լինելը: Այստեղ m մոդուլյացիայի ինդեքսը որոշվում է գեներատորի ամպլիտուդով՝ $2v_m/\lambda$: 0.5-ից փոքր m մոդուլյացիայի ինդեքսով հաճախականային մոդուլացված ազդանշանի սպեկտրը իրենից ներկայացնում է հիմնական տոն՝ երկու կողային թերթիկներով:

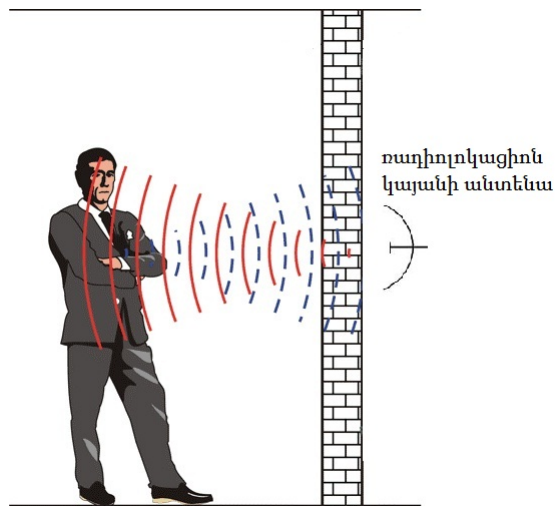
Երբ մոդուլյացիայի m ինդեքսը մեծ է 1-ից, առաջանում են շատ սպեկտրալ բաղադրիչներ /տեսականորեն անվերջ քանակով/, բայց մենք կարող ենք հաշվի չառնել Ֆուրիեյի շարքի այն անդամները, որոնց համար $n \geq m+2$: Համապատասխան օբերտոնային կառուցվածքը բնութագրող հատկությունները օգտագործելով, կարող ենք մտցնել փոփոխական, որը կձառայի ախտորոշման նպատակով՝

$$\mathfrak{R}^2 = \sum_{k=1}^{m+2} \left(1 - \frac{B_k/B_0}{J_k(m)/J_0(m)}\right)^2 \quad (63)$$

Այսպիսով, շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրները համարժեք են հաճախականային մոդուլացված ազդանշանի սպեկտրին համապատասխան մոդուլացման ինդեքսով: Այդ հանգամանքը հնարավորություն է ընձեռում համակարգը օգտագործել որպես էքսպրես ախտորոշման նպատակով:

3.2 Մարդկանց հայտնաբերումը արգելապատնեշների հետևում

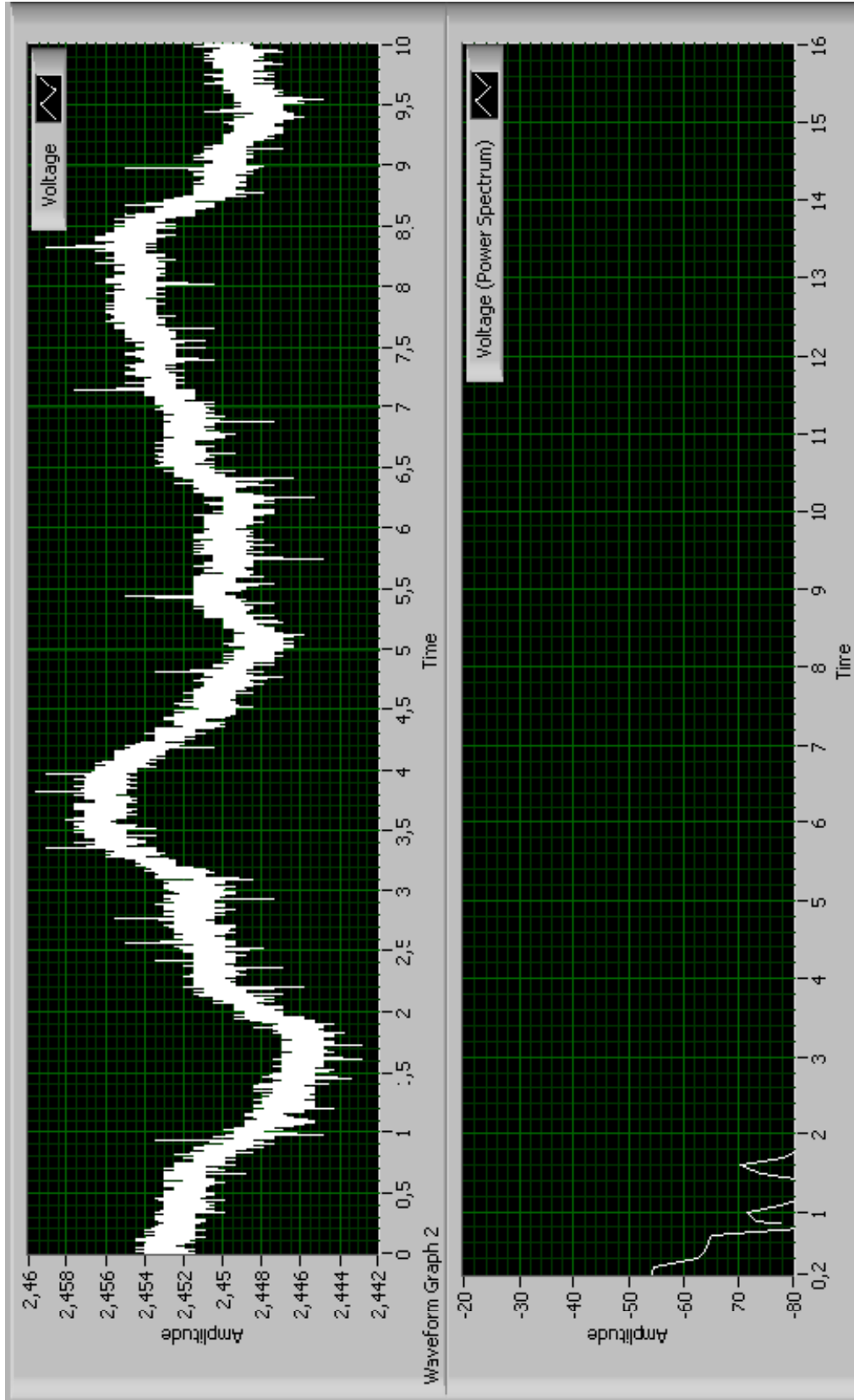
Մարդու ներքին օրգանների տատանողական շարժումների գրանցումը հնարավոր է իրականացնել ԳԲՀ դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով[47] (Նկ. 20): Շնչառության և սրտի ակտիվության գրանցումը գտնվում է ուշադրության կենտրոնում: Կառուցված ԳԲՀ տիրույթի դյուրակիր ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով լուծվել է հետևյալ խնդիրը. մարդը գտնվում է արգելապատնեշի հետևում, անհրաժեշտ է ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով կայացնել վճիռ նրա այնտեղ գտնվելու մասին՝ հիմնված սրտի և շնչառական ակտիվությունների վրա:



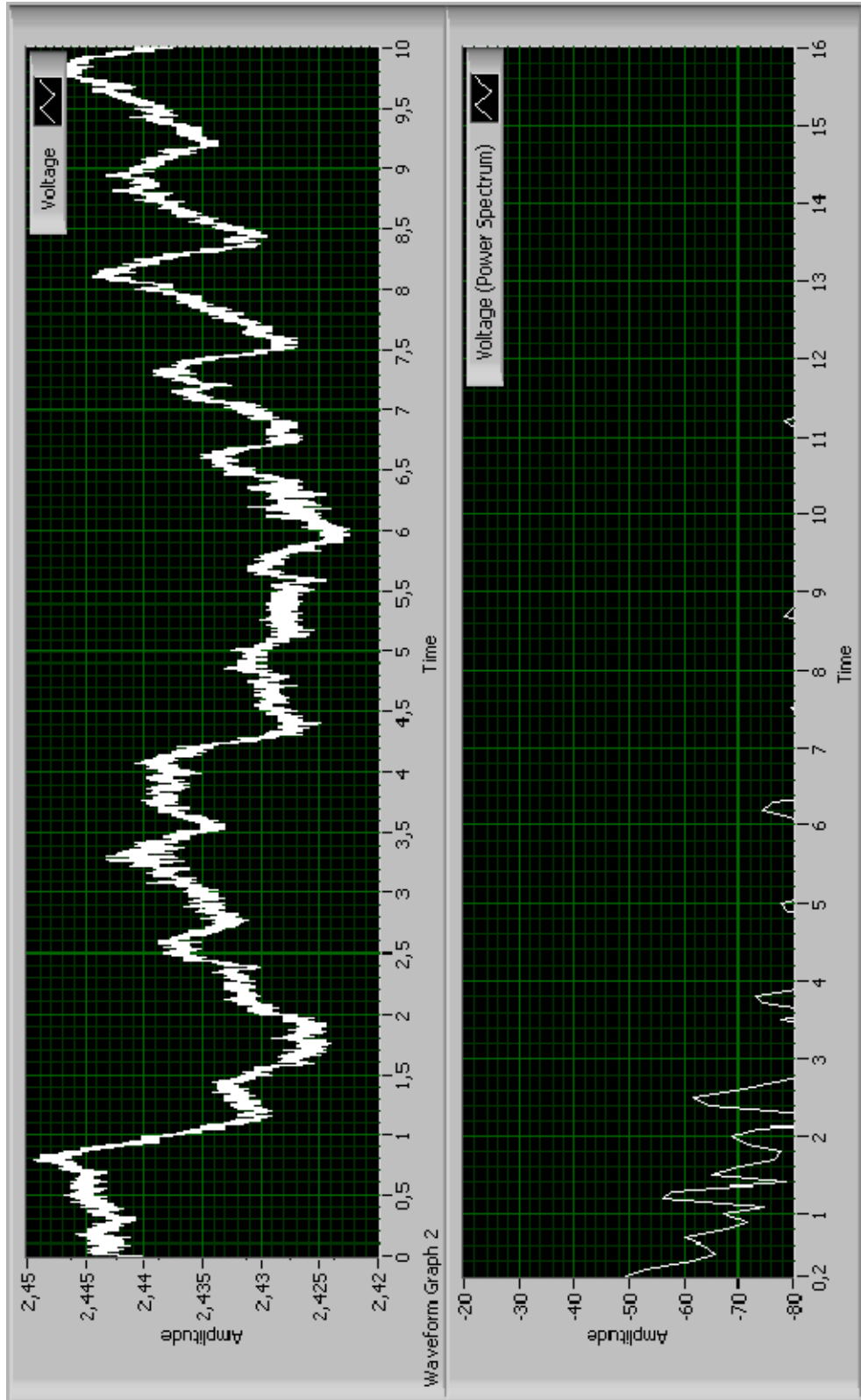
Նկ. 20 Մարդկանց հայտնաբերումը արգելապատնեշի հետևում

Ցույց է տրվել, որ շնչառական և սրտի ակտիվությունները գրանցվում են համակարգի միջոցով: Մասնավորապես, ինչպես երևում է Նկ. 21-ից, թե ժամանակային տիրույթում, և թե հաճախականային տիրույթում արտահայտված են շնչառական և սրտի ակտիվությունները:

Այսինքն, համակարգը հնարավորություն է ընձեռում կայացնելու վճիռ մարդու առկայության մասին բետոնե արգելապատնեշի հետևում: Հաջորդ նկարում պատկերված է այն դեպքը, երբ մարդը գտնվելով նույն արգելապատնեշի հետևում չի շնչում:



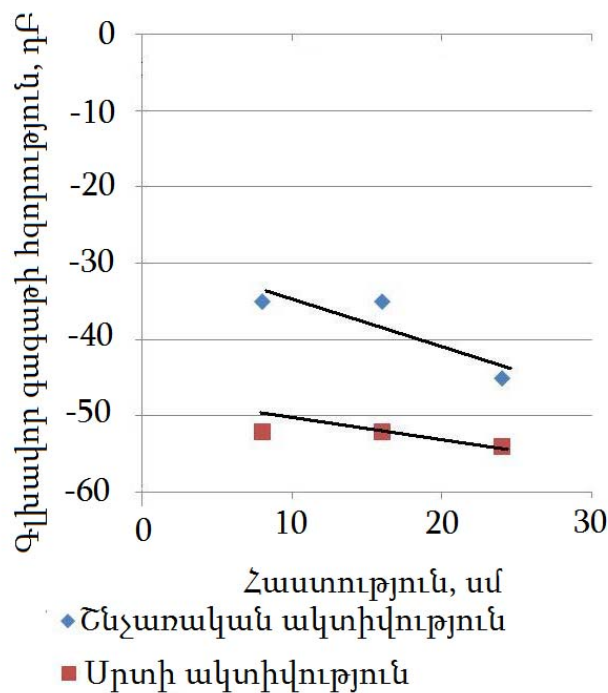
Նկ. 21 Պատի հեռևում թիրախի անկայությունը



Այսինքն, համակարգը հնարավորություն է ընձեռում կայացնելու վճիռ մարդու առկայության մասին բետոնե արգելապատնեշի հետևում: Հաջորդ նկարում պատկերված է այն դեպքը, երբ մարդը գտնվելով նույն արգելապատնեշի հետևում չի շնչում:

Այս դեպքում տեսնում ենք, որ արտահայտված է սրտի ակտիվության սպեկտրալ բաղադրիչը(Նկ. 22):

Այս փորձերը կատարվել են տարբեր հաստությամբ արգելապատնեշների դեպքում: Այս դեպքում եկել ենք ակնհայտ եզրակացության, որ արգելապատնեշի հաստեցումը բերում է ընդունվող ազդանշանի հզորության նվազեցման: Տարբեր հաստության արգելապատնեշի դեպքում անդրադարձած հզորության կախումը այդ հաստությունից բերված է նկարում 23-ում`



Նկ. 23 Գլխավոր գագաթի հզորության կախումը արգելապատնեշի հաստությունից

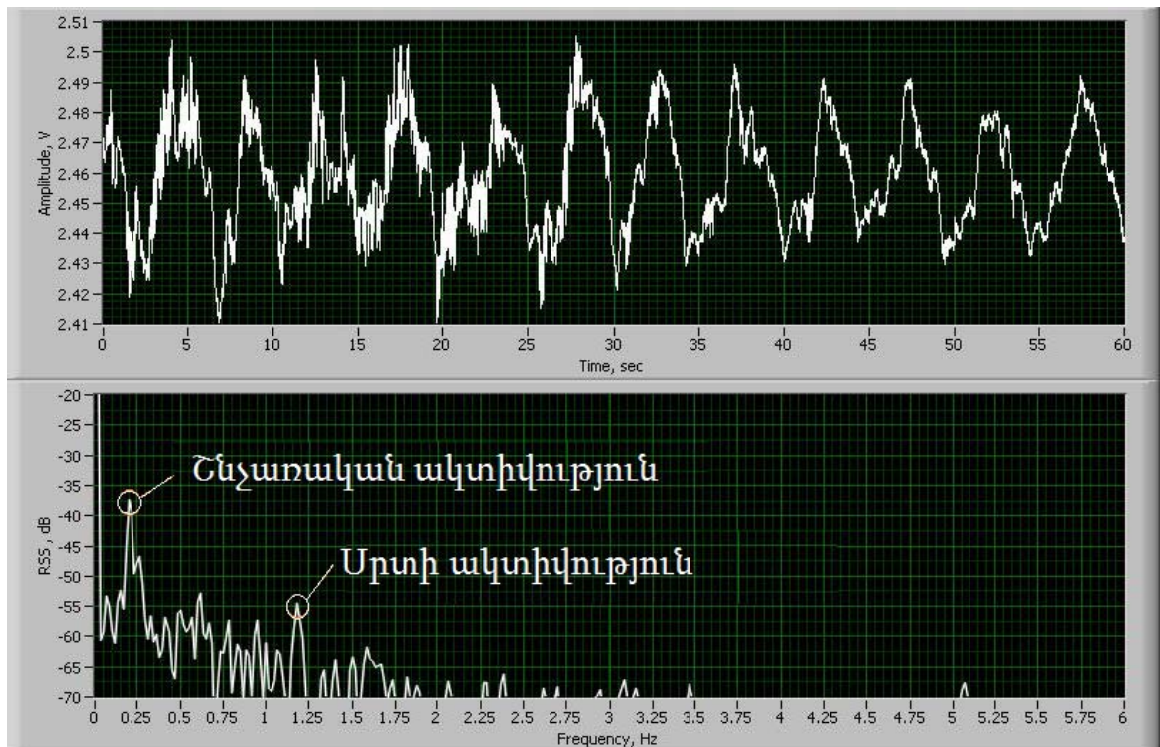
Բերված են համապատասխան գազաթների հզորության կախվածությունը բետոնե արգելապատնեշի հաստությունից:

Սրտային և շնչառական ակտիվության գրանցումը ԳԲՀ տեխնոլոգիաների միջոցով պայմանավորված է էլեկտրամագնիսական ալիքների արգելքների միջով մեծ թափանցման հնարավորությամբ:

Այսպիսով, այս փորձերի ընդանրացման արդյունքում գալիս ենք հետևյալ եզրակացությանը, որ նախագծված և կառուցված դեցիմետրական տիրույթի անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն համակարգի միջոցով հնարավոր է պարզել տարբեր հաստությամբ արգելապատի հետևում գտնվող կենդանի մարդկանց առկայությունը, ինչը թույլ է տալիս օգտագործել այն զանազան արտակարգ իրավիճակներում:

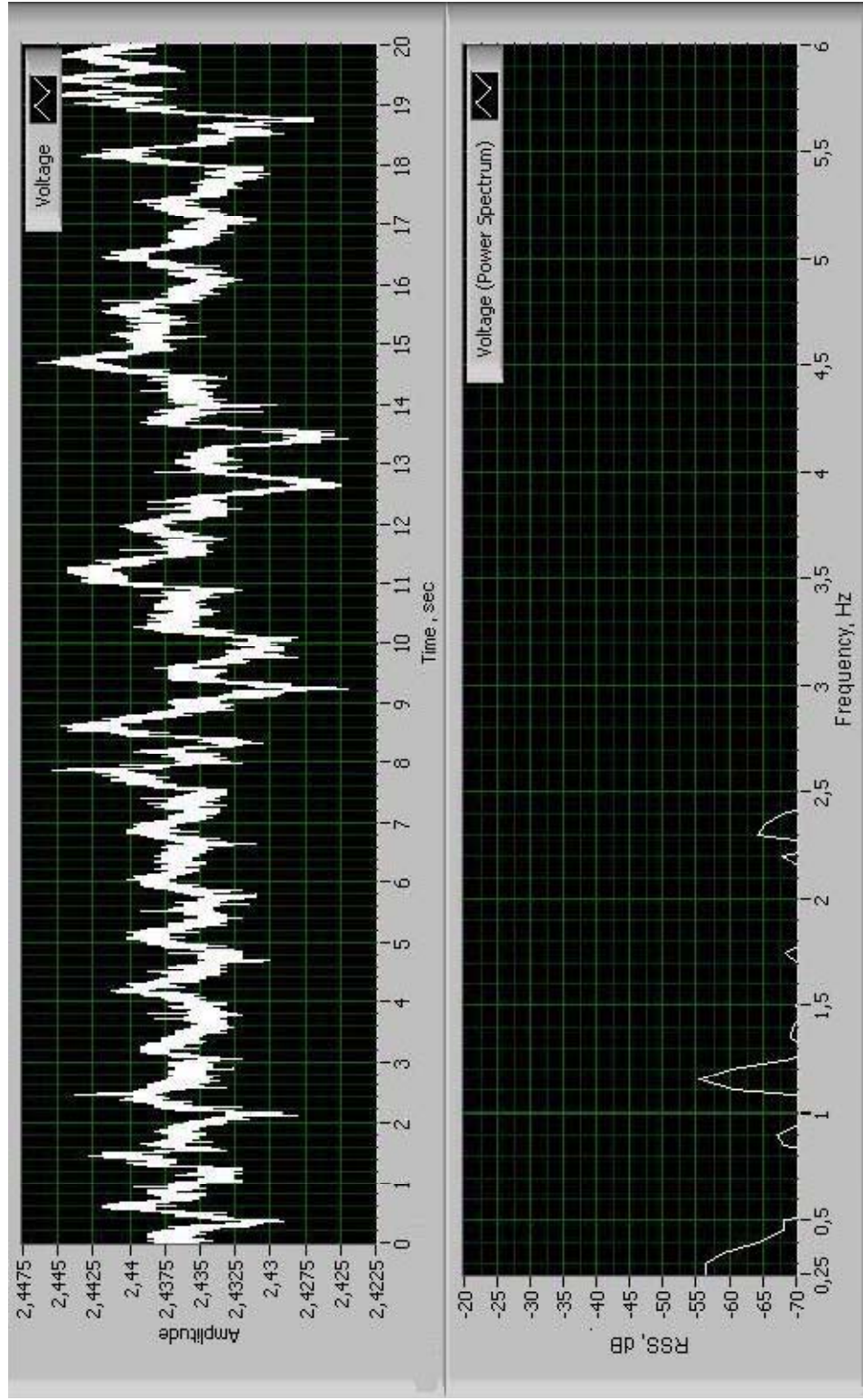
3.3 Շնչառական և սրտի ակտիվության դիտումները սենյակային պայմաններում

Տիպային պատկերներից մեկը ներկայացված է ստորև. մարդը գտնվում է անտենաներից 1մ հեռավորության վրա: Այդ ազդանշանը ենթարկվել է Ֆուրիեյի արագ ձևափոխության[48], և արդյունքում ստացվել է նրա պատկերը հաճախականային տիրույթում (Նկ. 24): Հաճախականային տիրույթում ակնհայտ արտահայտված են շնչառական և սրտի ակտիվությունները:



Նկ. 24 Մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունները ժամանակային և հաճախականային տիրույթում

Ներկայացնենք նաև մի արդյունք, որ մարդը գտնվելով 1մ հեռավորության վրա չի շնչում: Ըստ էության այդ դեպքում համակարգը պետք է գրանցի միայն սրտի ակտիվությունը: Այս դեպքում ևս տեսական և փորձնական արդյունքները համընկնում են(Նկ. 25):



Նկ. 25 Մարդու սրտի ակտիվությունը ժամանակային և հաճախականային տիրույթում

Ինչպես երևում է նկարից, մարդու շնչառական ակտիվության սպեկտրալ բաղադրիչը բացակայում է ընդունված հաճախականային սպեկտրում և արտահայտված է միայն սրտի ակտիվության բաղադրիչը:

Փորձարարական ԳԲՀ տիրույթի դյուրակիր ռադիոլոկացիոն համակարգը, կառուցված մեկ տպասալիկային ֆրակտալիային անտենայի միջոցով բերված է Նկ. 26-ում:



Նկ. 26 ԳԲՀ տիրույթի դյուրակիր ռադիոլոկացիոն համակարգի ընդհանուր տեսքը ֆրակտալիային տպասալիկային անտենայի կիրառմամբ

3.4 ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում շնչառական եւ սրտի ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ

Դիտարկված է մարդու մարմնի ազիմուտալ սկանավորման խնդիրը անընդատ գործողության ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով [49]: Առաջարկված է անդրադարձած ԳԲՀ ազդանշանի դոպլերային սպեկտրներում զանազան ներքին օրգանների տատանողական ակտիվությունների տարանջատման մաթեմատիկական եղանակը եւ ալգորիթմը:

Կենսաբանական ակտիվության գրանցման ԳԲՀ դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգները իրենցից ներկայացնում են էֆեկտիվ միջոցներ ինչպես ախտորոշման համար, այնպես էլ արտակարգ իրավիճակներում փլատակներից կյանքի նշանների հայտնաբերման համար: Հայտնի է, որ կենսաբանական օրգաններից անդրադարձած դոպլերային ռադիոլոկացիոն ազդանշանը իրենից ներկայացնում է բարդ մաթեմատիկական օբյեկտ: Եթե հայտնաբերման պարզ համակարգերում, անհրաժեշտ է միայն որոշում կայացնել, կա արդյոք կենսաբանական ակտիվություն, թե ոչ, ապա առանց հստակ ախտորոշման համակարգերում անհրաժեշտ է իրարից տարանջատել տարբեր օրգանների առաջացրած ակտիվությունը: Այս աշխատանքում առաջարկված է ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում տարբեր օրգանների ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ: Այսպիսի արագ ախտորոշման մեթոդը բժշկական կիրառություններում հեռանկարային թեքնածու է:

Ներկայացնենք ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրի մաթեմատիկական մոդելը, որը առաջացնում է տատանվող օբյեկտից անդրադարձած ալիքը:

Դիցուք ունենք տատանվող օբյեկտից անդրադարձած ազդանշան: Ուղղարկված ռադիոազդանշանը ներկայացնենք հետևյալ տեսքով՝

$$T_r = Ae^{i\varphi_{tr}(t)} \quad (64)$$

որտեղ

$$\varphi_{tr}(t) = \omega t \quad (65)$$

իրենից ներկայացնում է հարմոնիկ տատանվող օբյեկտի տատանման փուլը:

Համապատասխանաբար, ներկայացնենք անդրադարձած ազդանշանը՝

$$R_x = B e^{i\varphi_{r_x}(t)} \quad (66)$$

որտեղ՝

$$\varphi_{r_x}(t) = (\omega + \omega_D(t))t + \psi \quad (67)$$

Վերջին հավասարման մեջ ամպլիտուդը և փուլը կախված են բազմաթիվ պարամետրերից: Դոպլերային շեղումը սահմանվում է որպես՝

$$|\omega_D(t)| = \frac{2v(t)}{\lambda} = \frac{2v_m \cos(\Omega t)t}{\lambda} = m \cos(\Omega t)t \quad (68)$$

որտեղ

$$m = 2v_m/\lambda \quad (69)$$

Եվ վերջապես, ազդանշանի փուլի համար կունենանք՝

$$\varphi_{r_x}(t) = \omega t + m \cos(\Omega t)t \quad (70)$$

Իսկ ազդանշանի համար՝

$$R_x = B e^{i\omega t} e^{i[m \cos(\Omega t)t + \Psi]} \quad (71)$$

Այսպիսով, տատանվող թիրախից անդրադարձած ազդանշանի սպեկտրը համարժեք է հաճախականային մոդուլացված ազդանշանի սպեկտրի հետ, որը կարելի է ներկայացնել Ֆուրիեյի շարքի տեսքով՝

$$R_x = B J_0(m) \cos(\omega t + \Psi) \sum_{n=1}^{\infty} B J_n(m) \cos[(\omega + n\Omega)t + n\Psi] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n B J_n(m) \cos[(\omega - n\Omega)t - n\Psi] \quad (72)$$

Որտեղ $J_k(m)$ -ը k -րդ կարգի Բեսելի ֆունկցիա է:

Այսպիսի մոտեցումը բացատրում է շնչառական և սրտի ակտիվության գրեթե պարբերական բնույթը: Այստեղ մոդուլացիայի m ինդեքսը որոշվում է գեներատորի ամպլիտուդով՝

$$m = \frac{2v_m}{\lambda} \quad (73)$$

Այն դեպքում, երբ հաճախականային մոդուլված ազդանշանի մոդուլյացիայի ինդեքսը փոքր է 0.5-ից, ապա այդ ազդանշանի ինդեքսը իրենից ներկայացնում է գլխավոր թերթ և երկու կողային թերթիկներ՝

$$R_x \approx B \cos(\omega t + \Psi) + B \frac{m}{2} \cos[(\omega + \Omega)t + \Psi] - B \frac{m}{2} \cos[(\omega - \Omega)t - \Psi] \quad (74)$$

Երբ մոդուլյացիայի ինդեքսը մեծ է 1-ից, ապա սպեկտրալ բաղադրիչները տեսականորեն անթիվ են, բայց մենք կարող ենք հաշվի չառնել այն բաղադրիչները, որոնք՝

$$n \geq m + 2 \quad (75)$$

Այսինքն՝

$$R_x \approx B J_0(m) \cos(\omega t + \Psi) + \sum_{n=1}^{2m} B J_n(m) \cos [(\omega + n\Omega)t + n\Psi] + \sum_{n=1}^{2m} (-1)^n B J_n(m) \cos [(\omega - n\Omega)t - n\Psi] \quad (76)$$

Հաճախականային մոդուլված ազդանշանի թողունակությունը, երբ մոդուլյացիայի ինդեքսը շատ մեծ է մեկից, ունի հետևյալ տեսքը՝

$$2\Delta\omega \approx 2\omega_D = 2m\Omega \quad (77)$$

Այսինքն, սպեկտրալ լայնությունը համեմատական է գեներատորի արագության ամպլիտուդին:

Հարկ է նշել, որ դոպլերային սպեկտրի վրա ազդեցություն է ունենում միայն տատանման երկայնական բաղադրիչը: Այդ տեսանկյունից, ակնհայտ տարբերություն կա սրտի տատանումների և շնչառական տատանումների սիմետրիայի միջև: Սրտի տատանումները ավելի իզոտրոպ են, ի տարբերություն շնչառական օրգանների տատանման, որոնք ավելի “բևեռացված են”: Դա իր հերթին նշանակում է, որ շնչառական ակտիվությունը պետք է կախված լինի հաղորդչի և ընդունիչի տարածական դիրքորոշումից:

Այդ դիրքորոշումը պետք է ընդգրկվի մոդուլյացիայի ինդեքսի մեջ, և արդյունքում մոդուլյացիայի ինդեքսի համար կստանանք՝

$$m = \frac{2v_m}{\lambda} \cos\alpha \quad (78)$$

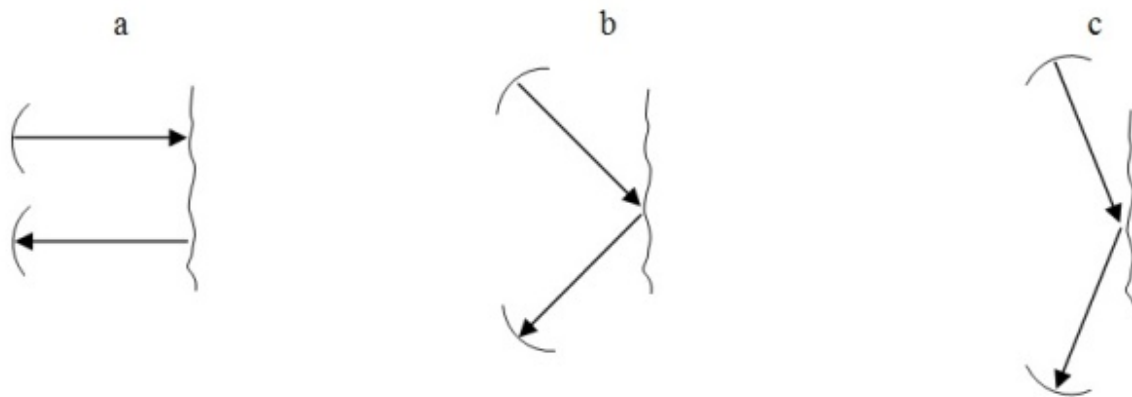
Որտեղ α -ն նկարում նշված անկյունն է: 2α -ն կներկայացնի հաղորդիչի և ընդունիչի կազմած անկյունն է:

Հարկ է նշել, որ α անկյան փոփոխությունը չի բերում շնչառական ակտիվության ամպլիտուդի փոփոխության: Այդ փաստը բացատրվում է նրանով, որ ընդունիչի α անկյունը ընդգրկված է Բեսելի ֆունկցիայի արգումենտում, որը հայտնի է որպես տատանվող մաս: Անկյունային փոփոխությունը իր ազդեցությունն է ունենում միայն սպեկտրի շնչառական բաղադրիչի վրա: Հիմնված տատանողական սիմետրիայի վրա, սրտի ակտիվությունը առանձնապես կախված չէ հաղորդիչի և ընդունիչի տարածական դիրքորոշումից: Այսպիսով, դոպլերային սպեկտրի փոփոխությունը կարելի է վերագրել միայն շնչառական ակտիվությանը:

Կարևոր է նշել, որ մոդուլիացիայի ինդեքսը իրենից ներկայացնում է կարևոր ֆիզիոլոգիական մեծություն, քանի որ այն արտահայտում է համապատասխան օրգանի տատանումների ամպլիտուդան, օրինակ, սրտի մկանի տատանումների ամպլիտուդան ուղղակիորեն սահմանում է մղված արյան քանակը միավոր ժամանակում:

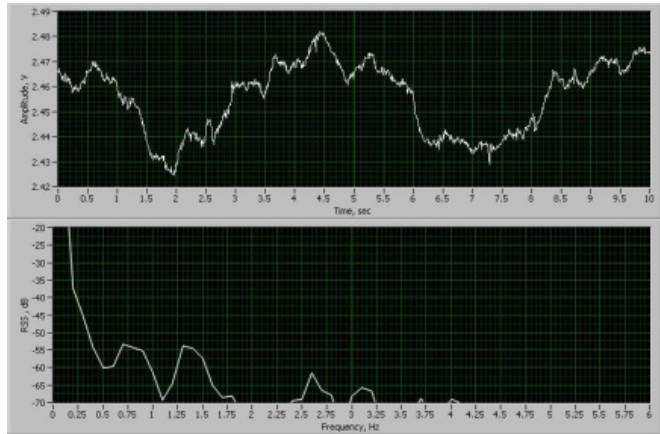
Ներկայացնենք կատարված փորձնական աշխատանքը, որը վերաբերվում է մարդու ազիմուտալ սկանավորմանը: Սուբյեկտը գտնվում է անտենաներից մոտ 1 մ հեռավորության վրա:

ԳԲՀ տիրույթի անընդհատ գործողության դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգը, որը աշխատում է մինչև 2մՎտ հզորությամբ, ունի 1ԳՀց կրող ազդանշան: Հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաները գտնվում են միմյանց նկատմամբ 2α անկյան տակ: Չափումները կատարվել են 2α –ի տարբեր արժեքների դեպքում(Նկ. 27), մասնավորապես՝ $0^\circ, 90^\circ$ and 135° :

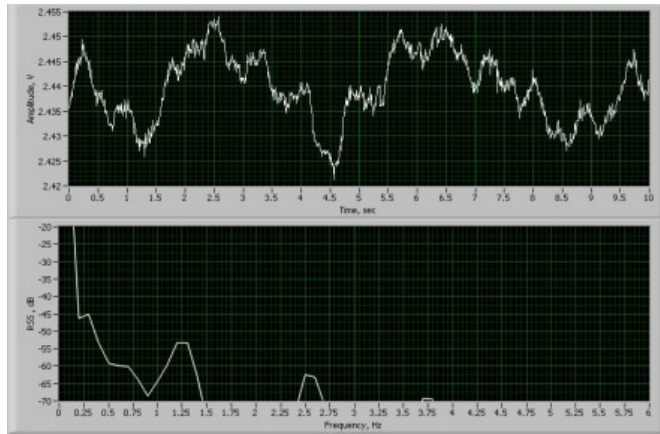


Նկ. 27 Հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաների տարբեր դիրքորոշումներ՝ 0° , 90° and 135° ,

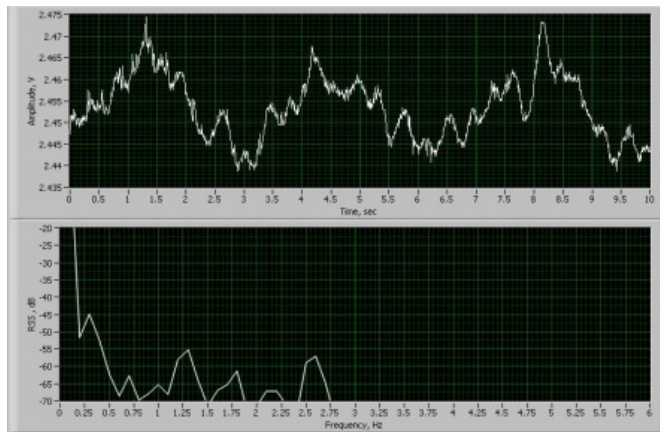
Հաջորդ նկարներում բերված երկու տարբեր մարդկանց նկատմամբ կատարված փորձերի արդյունքները երեք տարբեր անկյունների դեպքում:



ա)

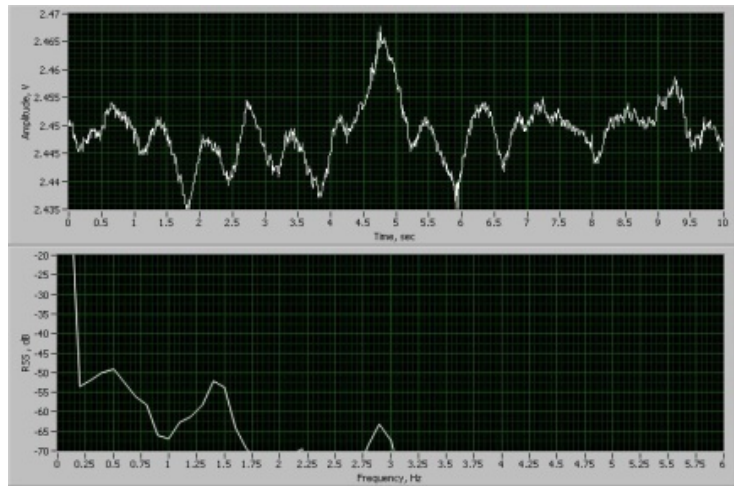


բ)

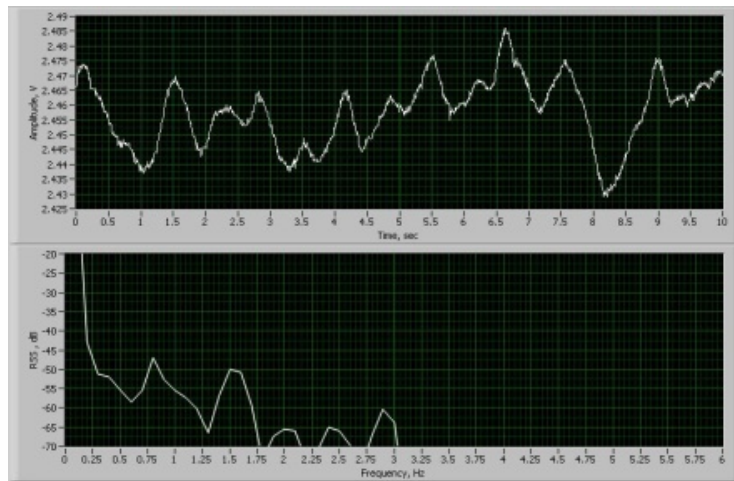


գ)

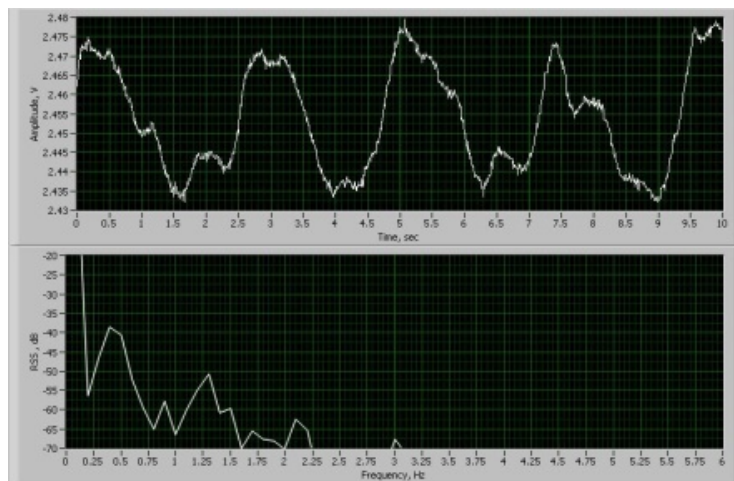
Նկ. 28 Առաջին սուբյեկտի նկատմամբ կատարված չափումների արդյունքները ա) 0°
բ) 135° գ) 90°



ա)



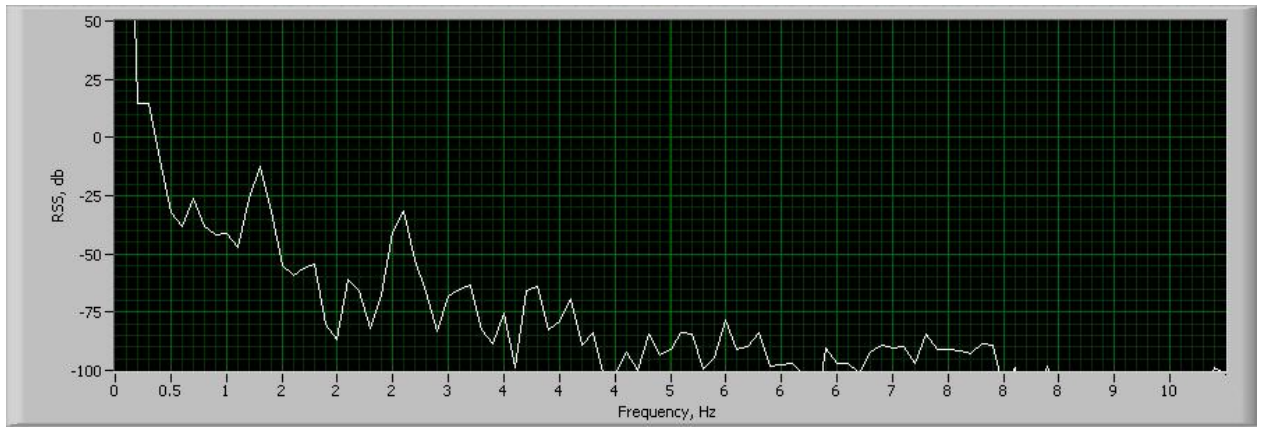
բ)



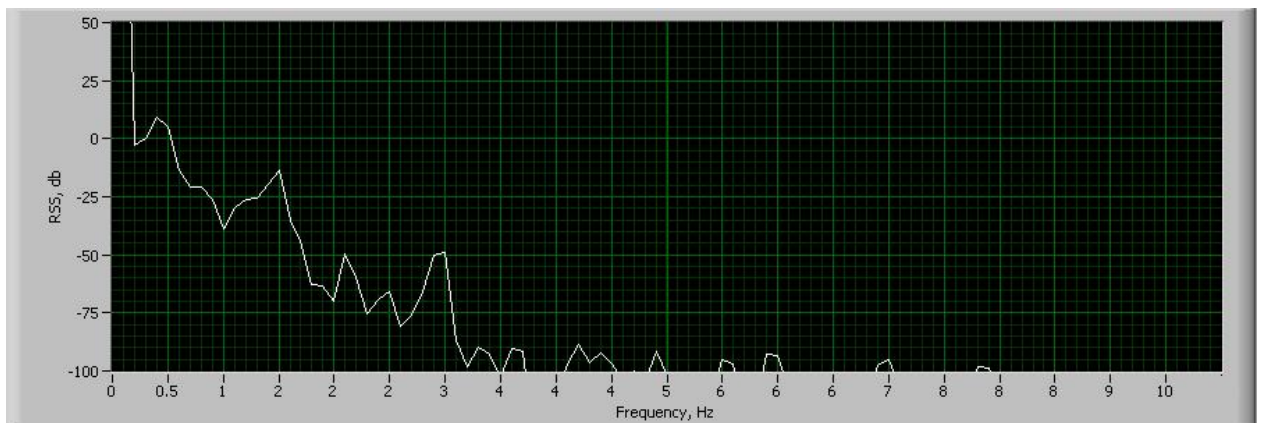
գ)

Նկ. 29 Երկրորդ սուբյեկտի նկատմամբ կատարված չափումների արդյունքները ա) 0°
բ) 135° գ) 90°

Հաջորդ նկարներում բերված է այդ արդյունքները միջինացումից հետո՝



ա)



բ)

Նկ. 30 ա) Առաջին սուբյեկտի միջինացված դոպլերային սպեկտրը

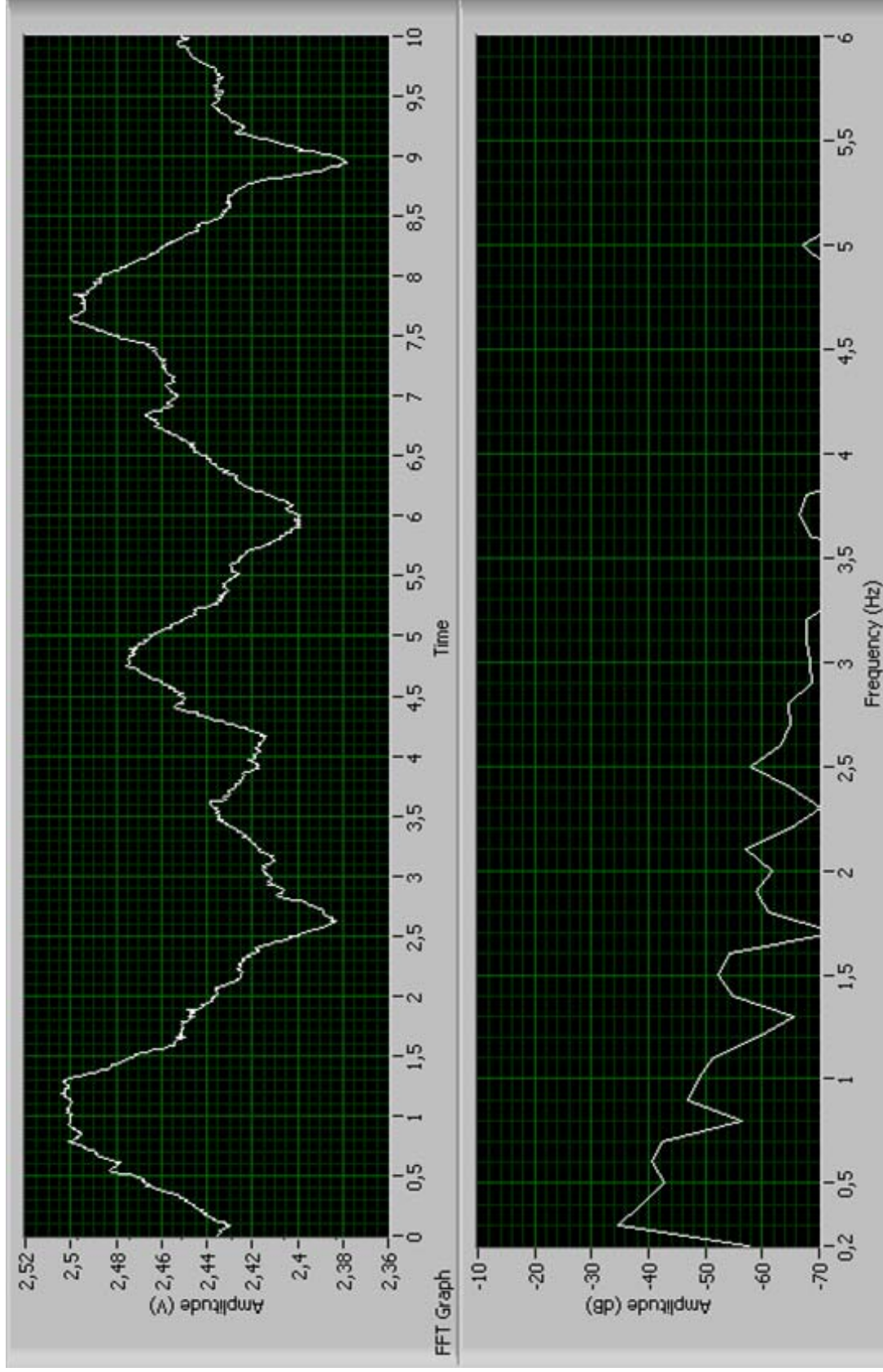
բ)Երկրորդ սուբյեկտի միջինացված դոպլերային սպեկտրը

Վերջին՝ Նկ. 30 – ից, ակնհայտ երևում է, որ դոպլերային սպեկտրի միջինացման արդյունքում էապես արտահայտվել է սրտի ակտիվության սպեկտրալ բաղադրիչը իր հարմոնիկների հետ, որը հնարավորություն է ստեղծում մարդու ազիմուտալ սկանավորման արդյունքում տարանջատել սրտի ակտիվությունը:

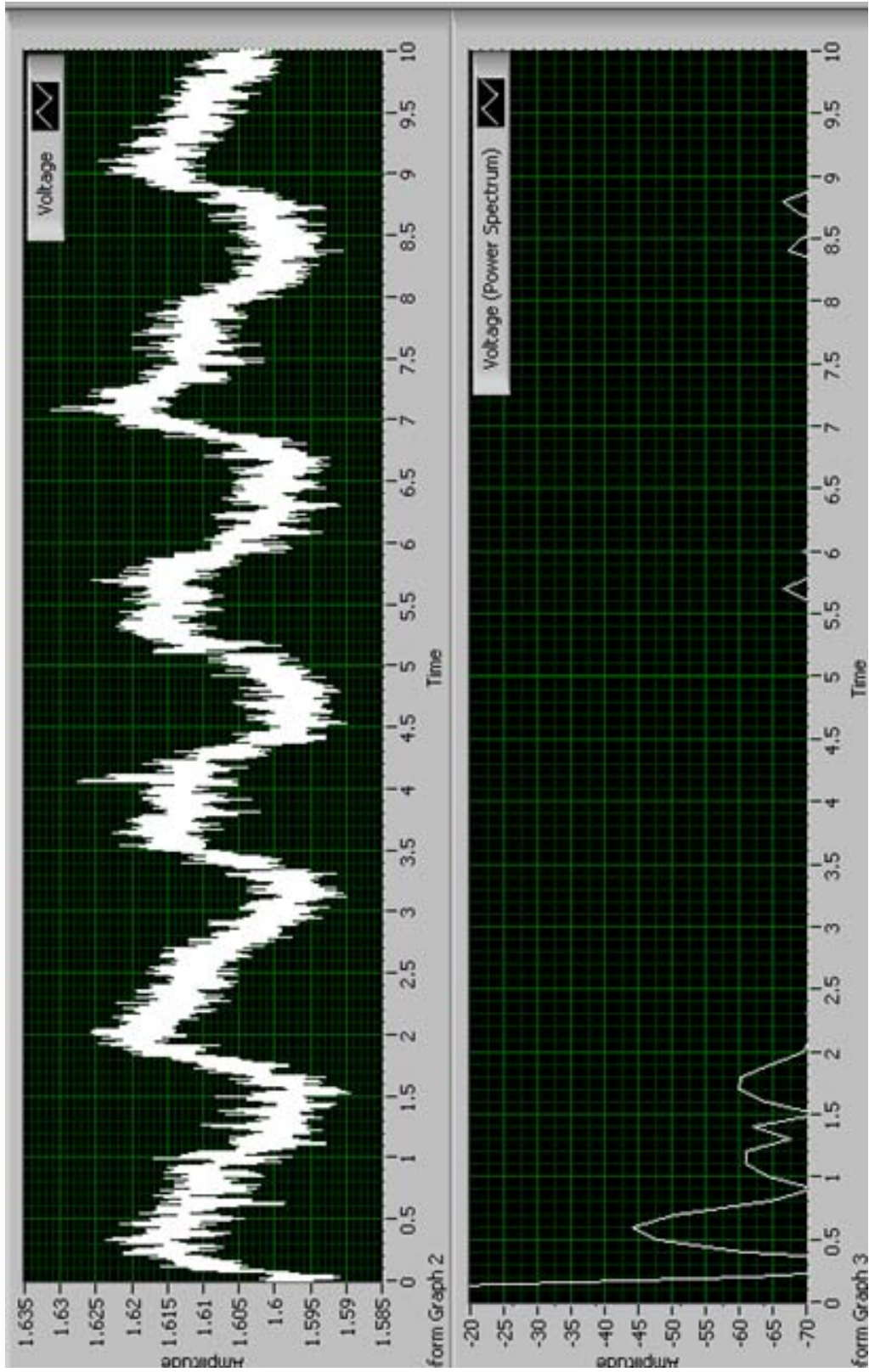
Այսպիսով, առաջարկված է ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում շնչառական և սրտի ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ, որի հիման վրա հնարավոր է տարանջատել մարդու ներքին օրգանները ըստ նրանց տատանողական առանձնահատկությունների: Ցույց է տրված, որ դոպլերային սպեկտրների միջինացման եղանակով կարելի է միմյանցից տարանջատել շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրները: Ինչպես նաև, կատարվել է մարդու մարմնի ԳԲՀ դոպլերային ազիմուտալ սկանավորում, որի ընթացքում փոփոխվել է հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաների երկրաչափական դիրքորոշումը: Ստացված սպեկտրների միջինացման արդյունքում սրտի ակտիվության բաղադրիչը դառնում է ավելի արտահայտիչ:

3.5 Մարդու շնչառական և սրտի ակտիվության գրանցումը առանց հպման եղանակով

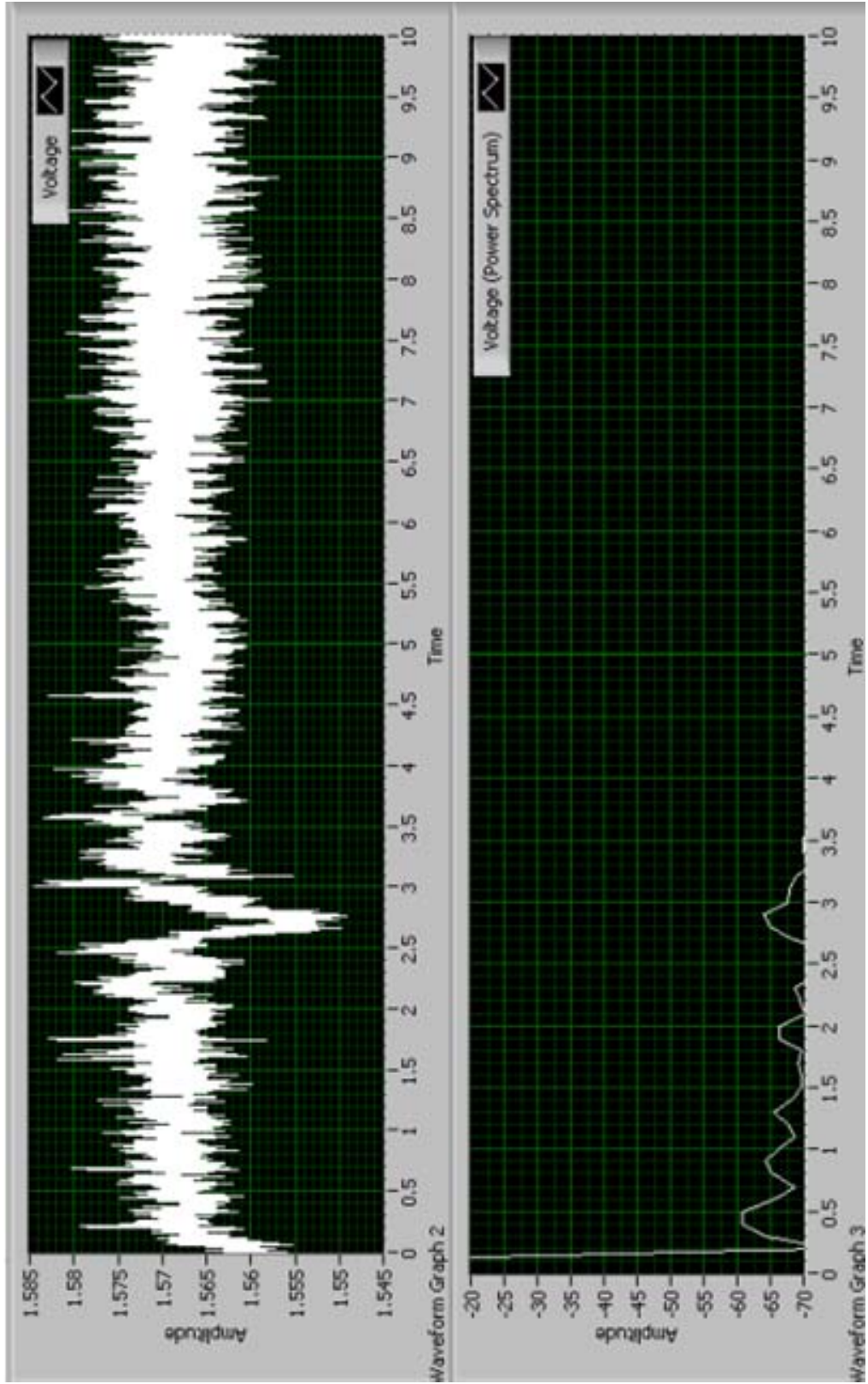
Ինչպես ցույց է տրվել նախորդ պարագրաֆում, կառուցված ռադիոլոկացիոն համակարգը հնարավոր է կիրառել սենյակային պայմաններում մինչև 40մ հեռավորության վրա: Էլեկտրամագնիսկան ալիքների թափանցելիությունից կախված, համակարգի կիրառության հեռավորությունը փոփոխվում է: Մասնավորապես, կառուցված ԳԲՀ տիրույթի դյուրակիր ռադիոլոկացիոն համակարգի միջոցով հնարավոր է գրանցել մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունները տարբեր հեռավորությունների վրա: Այս աշխատանքը նույնպես կատարվել է երկանտենա համակարգի միջոցով: Ռադիոլոկացիոն համակարգի հավասարումից հետևում է, որ անտենայի և թիրախի հեռավորության մեծացման հետ, հզորությունը պետք է նվազի $\frac{1}{r^4}$ օրենքով, ինչը հաստատվել է կատարված փորձերի արդյունքների համեմատության ժամանակ: Մասնավորապես, Նկ. 31 բերված է ազդանշանի ժամանակային և հաճախային տեսքը, երբ անտենաների և մարդու միջև հեռավորությունը կազմում է 0.5մ: Հաջորդ նկարներում բերված են համապատասխանաբար 1մ և 1.5մ հեռավորությունների դեպքերը:



Նկ. 31 Ազդանշանի ժամանակային և հաճախային տեսքը 0.5ս-ի դեպքում

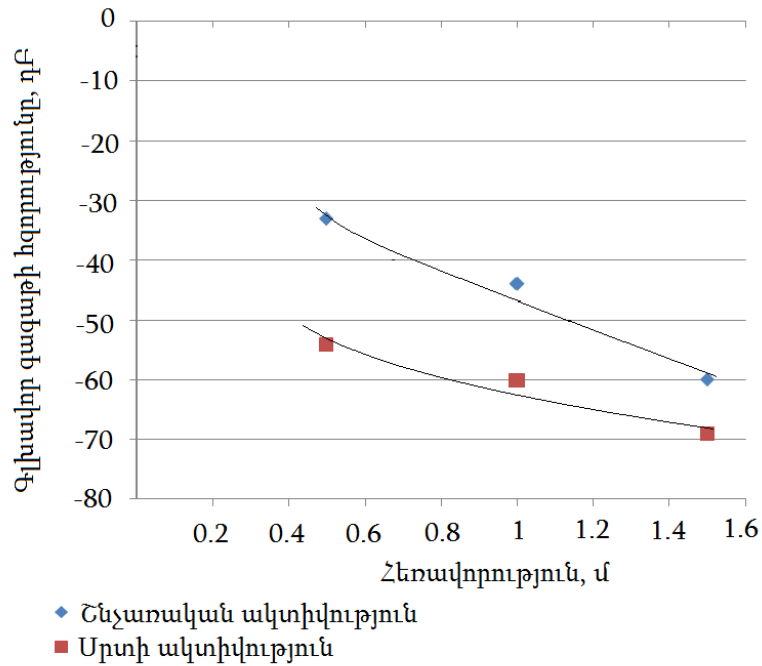


Նկ. 32 Ազդանշանի ժամանակային և հաճախային տեսքը 1վ-ի դեպքում



Նկ. 33 Ազդանշանի ժամանակային և հաճախային տեսքը 1.5մ-ի դեպքում

Դիտարկելով այս արդյունքների շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրալ բաղադրիչները, և կառուցելով դրանց կախվածությունը մարդու և անտենայի միջև եղած հեռավորությունից, ստանում ենք հետևյալ պատկերը (Նկ. 34)՝



Նկ. 34 Ազդանշանի հզորության կախումը սուբյեկտի և անտենայի միջև եղած հեռավորությունից

Համեմատելով այս արդյունքը տեսականի հետ, տեսնում ենք, որ ստացված կետերը գրեթե գտնվում են տեսական ստացված $\frac{1}{r^4}$ ֆունկցիայի գրաֆիկի վրա:

Այս փորձերի արդյունքների հիման վրա գալիս ենք հետևյալ եզրակացությանը. նախագծված ԳԲՀ տիրույթի ռադիոլուկացիոն համակարգի միջոցով հնարավոր է գրանցել մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունը տարբեր հեռավորությունների վրա, մինչև անգամ մի քանի մետր, ինչը հնարավորություն է ընձեռում ոչ-կոնտակտային կարդիո-մոնիտորի ստեղծմանը:

Այսպիսով, նախագծված և կառուցված դեցիմետրական տիրույթի անընդհատ գործողության դոպլերային ռադիոլոկացիոն համակարգը գործնականորեն կիրառվել է արգելապատի հետևում գտնվող մարդկանց հայտնաբերման համար, ինչպես նաև շնչառական և սրտի ակտիվությունը տարբեր հեռավորության վրա (մինչև 2մ) գրանցելու համար:

Եզրակացություններ

1. Նախագծված և կառուցված դեցիմետրական տիրույթի անընդհատ գործողության ռադիոլուկացիոն համակարգի միջոցով հնարավոր է պարզել տարբեր հաստությամբ արգելապատի հետևում գտնվող կենդանի մարդկանց առկայությունը, ինչը թույլ է տալիս օգտագործել այն զանազան արտակարգ իրավիճակներում:
2. Նախագծված համակարգի միջոցով հնարավոր է գրանցել մարդու շնչառական և սրտի ակտիվությունը տարբեր հեռավորությունների վրա, մինչև անգամ մի քանի մետր, ինչը հնարավորություն է ընձեռում ոչ-կոնտակտային կարդիո-մոնիտորի ստեղծմանը:
3. Ցածր փուլային աղմուկների խտություն (-96 dBc/Հց 1կՀց-ին)ունեցող գեներատորները թույլ են տալիս օգտագործել առաջարկվող համակարգը մինչև ~ 40 մ հեռավորության վրա, ապահովելով կենսա-բժշկական ոլորտին բնորոշ 0.1 Հց ինֆրացածր հաճախականային լուծողականությունը:
4. Ցույց է տրված, որ շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրները համարժեք են հաճախականային մոդուլացված ազդանշանի սպեկտրին համապատասխան մոդուլացման ինդեքսով: Այդ հանգամանքը հնարավորություն է ընձեռում համակարգը օգտագործել որպես էքսպրես ախտորոշման նպատակով:
5. Առաջարկված է ԳԲՀ դոպլերային սպեկտրներում շնչառական և սրտի ակտիվության տարանջատման ալգորիթմ, որի հիման վրա հնարավոր է տարանջատել մարդու ներքին օրգանները ըստ նրանց տատանողական առանձնահատկությունների: Ցույց է տրված, որ դոպլերային սպեկտրների միջինացման եղանակով կարելի է միմյանցից տարանջատել շնչառական և սրտի ակտիվության սպեկտրները:
6. Կատարվել է մարդու մարմնի ԳԲՀ դոպլերային ազիմուտալ սկանավորում, որի ընթացքում փոփոխվել է հաղորդիչ և ընդունիչ անտենաների երկրաչափական

դիրքորոշումը: Ստացված սպեկտրների միջինացման արդյունքում սրտի
ակտիվության բաղադրիչը դառնում է ավելի արտահայտիչ:

Իմ խորին շնորհակալությունն եմ հայտնում այն մարդկանց, ովքեր սատար կանգնեցին, որպեսզի ես հաղթահարեմ այս ճանապարհը:

Հատուկ շնորհակալություն եմ հայտնում իմ անմիջական ղեկավար, ֆիզ.-մաթ. գիտ. թեքնածու՝ պարոն Տիգրան Զաքարյանին, ով իր գիտելիքնեով, ուշադրությամբ և հոգատարությամբ առաջնորդեց ինձ ամբողջ այս ընթացքում՝ ցուցաբերելով չափազանց մեծ օգնություն, ինչպես նաև ֆիզ.-մաթ. գիտ. թեքնածու՝ պարոն Արսեն Հախումյանին, ով իր մեծ փորձով, արժեքավոր խորհուրդներով և ուշադրությամբ հսկայական ներդրում ունեցավ այս աշխատանքի իրականացման ընթացքում:

Խորին շնորհակալություն եմ հայտնում ԳԲՀ սարքավորումների և թվային ազդանշանների լաբորատորիաների բոլոր աշխատակիցներին այս ամբողջ ընթացքում ինձ աջակցելու համար, հատկապես պարոն Նուբար Պողոսյանին, ում անմիջական մասնակցությունը տեսական և փորձնական հետազոտություններում աշխատանքը դարձրեց ամբողջական:

Օգտագործված գրականություն

- [1] R.L.Yadava - “RF/Microwaves in Bio-Medical Applications”, *Proc. of 8th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC-2003), 18-19 Dec. 2003*, pp. 81-85.
- [2] H. P. Schwan, “Interaction of Microwave and Radio Frequency Radiation with Biological Systems,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-19*, March 1971, pp.146-152.
- [3] Jee-Hoon Lee, Yun-Taek Im, Seong-Ook Park, “Doppler Radar Sensing System of Respiration and Heart Rate”, *Antennas, Propagation and EM Theory, 2008. ISAPE 2008. 8th International Symposium on 2-5 Nov. 2008*, pp. 706 – 708.
- [4] Susskind, C. , Possible use of microwaves in the management of lung disease, *Proceedings of the IEEE, Issue: 5, May 1973*, pp. 673 – 674.
- [5] TM Kazamias, MP Gander, J Ross, and E Braunwald, Detection of left-ventricular-wall motion disorders in coronary-artery disease by radarkymography. *The New England Journal of Medicine*, 285(2):63–71, 1971.
- [6] K. M. Chen, Y. Huang, J. Zhang, and A. Norman, Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble and behind barrier, *IEEE Trans. Biomedical Engineering*, vol. 27, pp. 105-114, Jan. 2000.
- [7] Chi-Wei Wu, Zi-Yu Huang, Using the Phase Change of a Reflected Microwave to Detect a Human Subject Behind a Barrier, *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, Issue: 1*, pp. 267 – 272.
- [8] I.Y. Immoreev, S. Samkov, Short-distance ultra wideband radars,; Teh-Ho Tao , *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, June 2005*, pp. 9 – 14.
- [9] M.Y.W. Chia, S.W. Leong, C.K. Sim, and K.M. Chan. Through-wall uwb radar operating within fcc’s mask for sensing heart beat and breathing rate. *Radar Conference, 2005. EURAD 2005., Oct. 2005*, pages 267–270.

- [10] W. W. Mumford, Some technical aspects of microwave radiation hazards, *Biological Effects of Electromagnetic Radiation*, IEEE Press, 1983, pp. 455-475.
- [11]] H. P. Schwan, Interaction of Microwave and Radio Frequency Radiation with Biological Systems, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, March 1971, pp.146-152.
- [12] J. A. Stratton, Electromagnetic theory, *Mcgraw-Hill book company*, New York, 1941.
- [13] Kun-Mu Chen, Yong Huang, Jianping Zhang, Adam Norman, Microwave Life-Detection Systems for Searching Human Subjects Under Earthquake Rubble or Behind Barrier, *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, VOL. 27, NO. 1, JANUARY 2000.
- [14] K. M. Chen, Y. Huang, A. Norman, and Y. Yerramille, "EMwave life-detection system for post-earthquake rescue operation-field test and modifications," in Proc. 1996 IEEE/APS-URSI Int. Symp., Baltimore, MD, July 21–26, 1996.
- [15] K. M. Chen, Y. Huang, A. Norman, and J. Zhang, "Microwave life-detection system for detecting human subjects through barriers," in Proc. Progress in Electromagnetic Research Symp., Hong Kong, Hong Kong, Jan. 6–9, 1997.
- [16] Y. Huang, K. M. Chen, J. Zhang, and Y. Dai, "Fast accurate measurement of phase and amplitude using EM microprocessor-based zero-balance system," presented at the 4th Int. Symp. Antennas and EM Theory, Xi'an, China, Aug. 19–22, 1997.
- [17] Chung-Kwang Chou, John D'Andrea, Ronald Petersen, IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE, 2006
- [18] M. Skolnik, Introduction to Radar Systems, ch. 1: An Introduction to Radar, pp. 1–29. *McGraw-Hill*, 3rd ed., 2002. 1, 3, 18, 19
- [19] I. S. Komarov, S. M. Smolskiy, Fundamentals of Short-Range FM Radar, *Artech House*, August 30, 2003.
- [20] Raymond C. Watson, Radar Origins Worldwide: History of Its Evolution in 13 Nations Through World War II, *Trafford Publishing*, 2009.
- [21] D. M. Pozar, Microwave Engineering, *Wiley*, 3rd ed., 2005, pp. 1–48

- [22] Trevor Manning, Microwave Radio Transmission Design Guide, Second edition, *Artech House, 2009*.
- [23] Dayan Adionel Guimaraes, Digital Transmission, *Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009*
- [24] N. Levanon, E. Mozeson, Radar Signals, *John Wiley & Sons, 2004*.
- [25] M. Skolnik, Introduction to Radar Systems, ch. 10: Radar Transmitters, pp. 690–726. McGraw-Hill, 3rd ed., 2002. 7, 8
- [26] G. Vasilescu, Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Application, *Springer, 2005*.
- [27] J. Barrie Billingsley, Low-Angle Radar Land Clutter: Measurements and Empirical Models, *William Andrew, 2001*.
- [28] Hubregt J. Visser, Antenna theory and applications, *John Wiley & Sons Ltd, 2012*.
- [29] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, ch. 2: Fundamental Parameters of Antennas, pp. 27–106. *John Wiley & Sons, 3rd ed., 2005*.
- [30] Thomas H. Lee, Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits, *Cambridge University Press, 2004*.
- [31] M.L. Sisodia, Microwaves : Introduction To Circuits, Devices And Antennas, *New Age International LTD, 2001*.
- [32] Thomas A. Milligan, Modern Antenna Design, *John Wiley & Sons. 2005*.
- [33] T. H. Lee, “Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits,” *Cambridge University Press, 1998*.
- [34] 96 H.G. Booker, “Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials,” *J. IEE*. 1946. P. 620–626.
- [35] Michael O. Kolawole, Radar Systems, Peak Detection and Tracking, *Michael Kolawolem, 2002*.
- [36] A.A. Oliner, “The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide, Parts I and II,” *IRE Trans. Antennas Propagat, 1957*, vol.AP-5, pp.4–20.

- [37] А.Ахумян, А.Айрапетян, Т.Закарян, Р.Мартirosян, С.Мартirosян, А.Мужикян, В.Никогосян, Н.Погосян, Т.Погосян, К.Рустамян, Малая РЛС Ku-диапазона с непрерывным ЛЧМ-сигналом, *Электромагнитные волны и электронные системы*, т.16, №2, 2011, с.43-48.
- [38] W.P. Robins, Phase noise in signal sources: theory and applications, *Peter Peregrinus Ltd., 1998*.
- [39] Peter Meischner, Weather Radar: Principles and Advanced Applications, Springer, 2004
- [40] Chris Oliver, Shaun Quegan, Understanding Synthetic Aperture Radar Images, SciTech Publishing, 2004.
- [41] Harry M. Jol, Ground Penetrating Radar Theory and Applications, Elsevier B.V. , 2009
- [42] J. Anttonen, V. Surakka, Emotions and heart rate while sitting on a chair, *CHI '05 Proceedings of the SIGCHI conference on Human factors in computing systems, New York, NY, USA 2005*, Pages 491 – 499.
- [43] Г. К. Киякбаев, Аритмии сердца. Основы электрофизиологии, диагностика, лечение, современные рекомендации, *ГЭОТАР-Медиа, 2009*.
- [44] A.Nakhoumian, H.Nayrapetyan, S.Martirosyan, A.Muzhikyan, N.Poghosyan, and T.Zakaryan, “L-Band Doppler Radar for Heartbeat Sensing” The International Conference “*The Technique of Microwave and THz Waves and its Application in Biomedical and Radar Technologies and in Remote Sensing*” (IRPhE'2010), September 23 -25 2010, Ashtarak-Aghveran, Armenia, pp. 97-99.
- [45] В. А. Люсов, Е. В. Колпаков, Аритмии сердца. Терапевтические и хирургические аспекты, *ГЭОТАР-Медиа, 2009*.
- [46] Gabriel Vasilescu, Electronic Noise And Interfering Signals: Principles And Applications, *Springer, 2005*.

- [47] Avagyan, H. and Hakhoumian, A. and Hayrapetyan, H. and Pogosyan, N. and Zakaryan, T. (2012) *PORTABLE NON-CONTACT MICROWAVE DOPPLER RADAR FOR RESPIRATION AND HEARTBEAT SENSING. Armenian Journal of Physics*, 5 (1). pp. 8-14.
- [48] V.C. Chen, "Joint Time-Frequency Analysis for Radar Signal and Image Processing," Proc. of IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2007. *IGARSS 2007, 23-28 July, 2007, Barcelona*, pp.5166-5169.
- [49] H.Hayrapetyan, "Processing Algorithm for Separation of Cardiac and Pulmonic Activities in Reflected Microwave Doppler Spectra", *Transactions of IIAP of NAS of RA, Mathematical Problems of Computer Science*, vol. 36, 2012, pp. 99-103.