

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫНЫҢ ҒЫЛЫМ ЖӘНЕ ЖОҒАРЫ БІЛІМ
МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы

Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы

«Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау»

ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫС

6B06201 «Телекоммуникация» білім беру бағдарламасы

Алматы 2024 ж.

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫНЫҢ ҒЫЛЫМ ЖӘНЕ ЖОҒАРЫ БІЛІМ
МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы



ҚОРҒАУҒА ЖІБЕРІЛДІ

Кафедра меңгерушісі

Е. Таштай

« 30 » 05 2024 ж.

ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫС

Тақырыбы: «Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау»

6B06201 «Телекоммуникация» білім беру бағдарламасы

Орындаған:

Н. М. Қуандық

Пікір беруші
ХАТУ, «Компьютерлік
технологиялар және
киберқауіпсіздік» факультетінің
деканы, т.ғ.к.

Н.А. Сейлова

« 30 » 05 2024 ж.

Ғылыми жетекші
ҚазҰТЗУ, т.ғ.м., Электроника,
телекоммуникация және ғарыштық
технологиялар кафедрасының
аға оқытушысы

Дағарбек Р.

« 30 » 05 2024 ж.

Алматы 2024 ж.

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫНЫҢ ҒЫЛЫМ ЖӘНЕ ЖОҒАРЫ БІЛІМ
МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы

БЕКІТЕМІН

Кафедра меңгерушісі

Е. Таштай

« 9 / » 12 2023 ж.

**Дипломдық жұмыс орындауға
ТАПСЫРМА**

Білім алушы *Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы*
Тақырыбы *«Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау»*

Университет ректорының «04» желтоқсан 2023 ж. №548-П бұйрығымен бекітілген.

Аяқталған жұмысты тапсыру мерзімі «30» сәуір 2024 ж.

Дипломдық жұмыстың бастапқы берілістері:

- 1) *Ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың функциясы;*
- 2) *Дискретті сигнал ұзақтығының әсері;* 3) *Радиолокация жүйесінің стандарттары;*

Дипломдық жұмыста қарастырылатын мәселелер тізімі:

- a) *Жиілік бойынша дискретті-кодталған сигнал талдау;* б) *Қашықтықтың жылжуын қолдана отырып, радиалды жылдамдықты бағалау әдісін талдау;* в) *Қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалау;* г) *Матлаб бағдарламасында уақыт пен жиілік аймақтарындағы модельдеу параметрлерін салыстыру.*

Сызбалық материалдар тізімі (міндетті сызбалар дәл көрсетілуі тиіс):

- Ұсынылатын негізгі әдебиет 20 атау: 1) *Ultrawideband radar applications and design. / ed. Taylor J. D. – New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2012 – PP. 8-10, 33-41, 163, 178-183.* 2) *Through-the-wall radar imaging / ed. Amin M. G. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2011 – P. 19.* 3) *Handbook of ultra-wideband short-range sensing / Jurgen S. – Weinheim, Germany – Wiley-VCH Verlag & Co. KGaA – 2012 – PP. 65, 829.*

ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫСТЫ (ЖОБАНЫ) ДАЙЫНДАУ
КЕСТЕСІ

Бөлімдер атауы, қарастырылатын мәселелер тізімі	Ғылыми жетекшіге және кеңесшілерге көрсету мерзімі	Ескерту
Диплом жұмысының тақырыбын талдау	04.01.2024 - 01.02.2024	<i>Орғандар</i>
Теориялық ақпарат	01.02.2024 - 01.03.2024	<i>Орғандар</i>
Жабдықтар жұмысының есебі және жұмысты рәсімдеу	01.03.2024 - 30.05.2024	<i>Орғандар</i>

Дипломдық жұмыс (жоба) бөлімдерінің кеңесшілері мен
норма бақылаушының аяқталған жұмысқа(жобаға) қойған
қолтаңбалары

Бөлімдер атауы	Кеңесшілер (аты, әкесінің аты, тегі, ғылыми дәрежесі, атағы)	Қол қойылған күні	Қолы
Диплом жұмысының тақырыбын талдау	Дағарбек Р. ЭТЖҒТ каф.аға оқытушысы, т.ғ.м.	<i>01.02.2024</i>	<i>Рах</i>
Теориялық ақпарат	Дағарбек Р. ЭТЖҒТ каф.аға оқытушысы, т.ғ.м.	<i>01.03.2024</i>	<i>Рах</i>
Норма бақылау	Досбаев Ж.М. ЭТЖҒТ каф.аға оқытушысы, т.ғ.м.	<i>01.05.2024</i>	<i>Дос</i>

Ғылыми жетекшісі

Тапсырманы орындауға алған білім алушы

Рах
Куандық

Рахатбек Д.

Куандық Н.М.

Күні «13» желтоқсан 2023 ж.

АНДАТПА

Ұсынылған «Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау» тақырыбындағы дипломдық жұмыс төрт бөлімнен тұрады. Дипломдық жұмыстың мақсаты біркелкі емес жиілік-уақыт матрицасы бар РЛЖ қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалау әдісін жасау және талдау болып табылады, оны қолдану объектілердің ауқымы мен жылдамдығын бағалау сипаттамаларын жақсартуға мүмкіндік береді.

Сигналдың біркелкі емес жиілік-уақыт матрицасы бар жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясын сипаттайтын өрнекті шығару және талдау. Қойылған міндеттерді шешуде аса кең жолақты радиолокация теориясының әдістері, сигналдарды қалыптастыру және өңдеу теориясының әдістері, ЭВМ-де математикалық модельдеу әдістері, Математикалық статистика және ықтималдық теориясы әдістері, сондай-ақ эксперименттік талдау қолданылады.

АННОТАЦИЯ

Предлагаемая дипломная работа на тему «Анализ расстояния и скорости широкополосных сигналов» состоит из четырех разделов. Целью дипломной работы является разработка и анализ метода совместной оценки расстояния и скорости РЛС с неоднородной частотно-временной матрицей, применение которого позволяет улучшить характеристики оценки масштаба и скорости объектов.

Вывод и анализ выражения, описывающего функцию неопределенности сверхширокополосных дискретно закодированных сигналов на частотах с неоднородной частотно-временной матрицей сигнала. В решении поставленных задач используются методы теории сверхширокополосного радара, методы теории формирования и обработки сигналов, методы математического моделирования в ЭВМ, методы математической статистики и теории вероятностей, а также экспериментальный анализ.

ANNOTATION

The proposed thesis on the topic "Analysis of distance and speed of broadband signals" consists of four sections. The purpose of the thesis is to develop and analyze a method for jointly estimating the distance and speed of a radar with an inhomogeneous time-frequency matrix, the use of which makes it possible to improve the characteristics of estimating the scale and speed of objects.

Derivation and analysis of an expression describing the uncertainty function of ultra-wide-band discretely encoded signals at frequencies with an inhomogeneous time-frequency matrix of the signal.

МАЗМҰНЫ

Кіріспе	7
1 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясын талдау	8
1.1 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясы	9
1.2 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясының сипаттамалары	14
2 Сигналдың жиілік-уақыттық параметрлерінің белгісіздік функциясының бүйірлік жапырақшалар деңгейіне әсерін бағалау	18
2.1 Жиілік кодының әсері	18
2.2 Жиілік торының біркелкі еместігінің әсері	22
2.3 Дискретті сигнал ұзақтығының әсері	27
3 Жиілік бойынша дискретті-кодталған сигнал талдау	28
3.1 РЛЖ қабылдау-тарату жолының құрылымдық сызбасы	28
3.2 Дискретті сигналдың тең емес ұзақтығын есептеу	37
3.3 РЛЖ қабылдау-беру трактінің кемшілігін есепке алу	40
4 Жиілік бойынша дискретті-кодталған пайдалана отырып радиолокациялық желіні талдау және модельдеу	42
4.1 Қашықтықтың жылжуын қолдана отырып, радиалды жылдамдықты бағалау әдісінің сипаттамасы	42
4.2 Қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалау	43
4.3 Зондтау сигналдарының параметрлері	45
4.4 Уақыт пен жиілік аймақтарындағы модельдеу параметрлерін салыстыру	54
Қорытынды	62
Пайдаланылған әдебиеттер	63

КІРІСПЕ

Соңғы уақытта пайдаланылатын сигнал спектрінің жолақ ені орталық жиілік шамасына қатысты 25% - дан астам құрайтын АКЖ радиолокациялық жүйелер (РЛЖ) белсенді түрде дамыды [1]. Мұндай жүйелердегі жұмыс жиілігінің абсолютті мәндері бірнеше жүз мегагерцтен (МГц) бірнеше бірлікке дейін, тіпті ондаған гигагерцке (ГГц) дейін болуы мүмкін, ал орталық жиіліктің мәні көбінесе 10 ГГц-тен аспайды, бұл диэлектрлік материалдардағы сигналдың 10 ГГц-тен жоғары өшу коэффициенттеріне байланысты [1] - [2].

[1]-[3] АКЖ сигналдарының негізгі бағыттарының бірі-жер асты радиолокациясы, ол мөлдір құрылымдардың ішінде немесе сыртында жақын орналасқан шағын нысандарды жоғары дәлдікпен анықтау мәселесін шешеді.

Жер асты радиолокациясы мен биорадиолокация бағыттарынан басқа, АКЖ сигналдарының жоғары ажыратымдылық қабілеті және мөлдір ортадағы салыстырмалы түрде аз ыдырау оларды көру қабілеті нашар жағдайда да (қар мен шаңды дауыл кезінде, жауын-шашын мен тұман кезінде) шағын көлемді ұшқышсыз ұшу аппараттарын (БПЛА) анықтау және тану тапсырмаларында пайдалануға мүмкіндік береді. Ресей Федерациясының стратегиялық объектілерінің аумақтарында диверсиялық операциялар немесе радио барлау жүргізу үшін арнайы БПЛА-ларын пайдалануға болады. Мамандандырылған БПЛА - дан басқа, ұшу және қону кезінде ұшақтардың ең күрделі ұшу фазалары кезінде әуеайлақтар үстіндегі әуе кеңістігінде ұшуды жүзеге асыратын әуесқой БПЛА да қауіп төндіреді. Мұндай БПЛА-ның радиовидтілігі тұрғысынан олардың тиімді шашырау алаңы (ЭПР) м²-нің оннан бір және тіпті жүзден бір бөлігін құрауы мүмкін [5] - [6], ал оларды анықтау және тану үшін метрден бірнеше сантиметрге дейінгі ажыратымдылық қабілеті бар сигналдар қажет (сигнал спектрінің абсолютті жолақ ені 300 МГц-тен асады). Шағын өлшемді БПЛА табудың өзекті міндеті оларды қозғалмайтын объектілердің фонында таңдау болып табылады, бұл БПЛА қозғалысының секундына бірнеше ондаған метрден аспайтын төмен жылдамдығын ескереді. Ашық әдебиетте сипатталған қазіргі заманғы шетелдік РЛЖ шағын өлшемді БПЛА жылдамдығын анықтау және анықтау орталық жиіліктері 10 ГГц-тен жоғары тар жолақты жиілік модуляцияланған сигналдарды қолданады (398 МГц жолағында 17 ГГц [7], 1 ГГц жолағында 35 ГГц [8], 1 ГГц жолағында 94 ГГц [9]).

Барлық ультра кең жолақты сигналдар әдетте үш топқа бөлінеді: бейне импульсі, Шу және көп жиілікті [10].

1 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясын талдау

Вудворд өзінің монографиясында ұсынған "классикалық" түрде [15] тар жолақты сигналға арналған белгісіздік функциясы уақыт пен жиілікте ығыстырылған, күрделі біріктірілген көшірмесімен сигналдың жинақталуын білдіреді, мұнда уақыт бойынша жылжу сигналдың таралуына кешігуіне байланысты болады, ал жиілік бойынша ығысу Доплер эффектінің әсерін нысананың және локатордың салыстырмалы радиалды қозғалысына байланысты көрсетеді:

$$|\chi(\tau, \nu)| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \overline{u(t - \tau)} \exp\{j2\pi\nu t\} dt \right|, \quad (1.1)$$

Мұндағы $u(t)$ - қабылданатын радиосигналды кешенді айналдыру;
 $\overline{u(t - \tau)}$ - τ мәніне уақыт бойынша ығысқан, шығарылатын сигналдың күрделі-конъюгаттық көшірмесі болып табылатын анықтамалық сигнал;

$\tau = \frac{2R}{c}$ - локатордан R қашықтықта және кері бағытта сигналдың мақсатқа дейін таралуына байланысты сигналдың кідірісі;

c - жарық жылдамдығы;

$\tau = -\frac{2\nu}{c} f_c$ - ν жылдамдықпен қозғалатын нысанадан шағылған кезде f_c сигналының тасымалдаушы жиілігінің доплерлік ығысуы;

E - ФН қалыпқа келтіру үшін қажетті жалпы сигнал энергиясы.

Дегенмен, кең жолақты және ультра кең жолақты сигналдар жағдайында (өткізу жолағы ортаңғы жиіліктің 10% -нан астамы болған кезде) Доплер эффектісін тек тасымалдаушы жиіліктің ығысуымен (1.1) сипаттау енді дұрыс емес. Жалпы жағдайда Доплер эффектісі сигналдың уақыт бойынша масштабталуына әкеледі [16]. $\nu \ll c$ теңсіздігі жарамды радиосигналдар үшін сигналдың уақыт масштабын ескере отырып, қозғалатын нысанадан шағылысқан қабылданған сигнал үшін өрнек жазуға болады:

$$s_R(t) = s[\alpha t - \tau] \quad (1.2)$$

мұндағы $s(t)$ - шығарылатын сигнал, $s_R(t)$ - күтілетін анықтамалық сигнал

ретінде пайдаланылатын қабылданған сигнал, $\alpha = \frac{c + \nu}{c - \nu} \approx 1 + \frac{2\nu}{c}$ - доплер эффектісіне байланысты масштабтау коэффициенті уақыты.

сигналдың радардан нысанаға R бастапқы қашықтықта және кері таралу кешігуі.

(1.2) формуланы және электромагниттік толқынның таралу жылдамдығының c және мақсатты жылдамдық ν қатынасы туралы жасалған болжамдарды ескере отырып, кең жолақты және ультра кең жолақты сигналдар үшін белгісіздік функциясын келесі түрде жазуға болады [17]:

$$|\chi(\tau, \alpha)| = \frac{1}{E} \left| \int_{+\infty}^{+\infty} s(t) * \overline{s[\alpha t - \tau]} dt \right|, \quad (1.3)$$

1.1 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясы

Ауыспалы сәулелену ұзақтығы бар АКЖ сигналдарының ерекше түрін – жиілік бойынша дискретті кодталған сигналдарды (ДКЧС) қарастырыңыз. Мұндай сигналдар-амплитудасы, фазасы, жиілігі және әр түрлі сәулелену ұзақтығы бар қарапайым радио импульстардың (дискреттердің) жиынтығы.

Біз ЖДКС теңдеуін жазамыз:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) * a_n \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\}. \quad (1.4)$$

Мұнда N – дискреттік сигнал саны;

$s_n(t)$ – сигналдың n -ші дискреті;

T_n - n -ші дискреттің сәулелену ұзақтығы;

$\sum_{m=0}^{n-1} T_m$ - n – ші дискреттің сәулеленуіне дейінгі уақыт;

$$\text{rect} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) = \begin{cases} 1, & \sum_{m=0}^{n-1} T_m < t \leq \sum_{m=0}^n T_m \\ 0, & t \leq \sum_{m=0}^{n-1} T_m \cup t > \sum_{m=0}^n T_m \end{cases}$$

a_n – n -ші дискреттің амплитудасы;

φ_n – n -ші дискреттің фазасы;

f_n – n -ші дискреттің жиілігі.

(1.2) орнына (1.4) қойып, күрделі конъюгация амалын қолданыңыз:

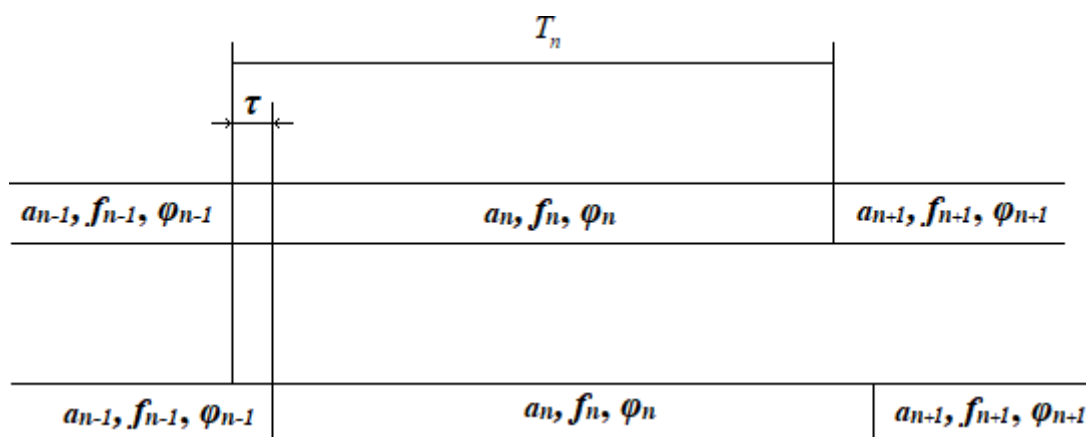
$$\overline{S_R(t)} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left(\frac{\alpha(t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n}{2}) - \tau}{\alpha T_n} \right) * a_n \exp\{j2\pi f_n [\alpha t - \tau] - j\varphi_n\} \quad (1.5)$$

Бұдан әрі қорытындыларды жеңілдету үшін ЖДКС шығару және қабылдау үшін келесі шарттарды белгілейік:

1. Радиолокатор қысқа диапазондарда квази-үздіксіз режимде жұмыс істейді, онда ағымдағы үлгіні шығару және қабылдау бір мезгілде жүреді;

2. 1.1-суретте көрсетілген бастапқы мақсатты диапазонға байланысты максималды кідіріс ең қысқа үлгінің ұзақтығынан аспайды:

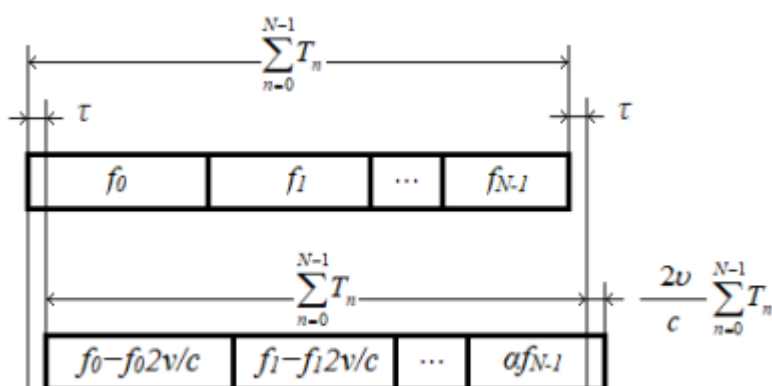
$$\begin{aligned} \tau_{max} &< \min_n(T_n), \\ R_{max} &< \frac{\min_n(T_n) * c}{2} \end{aligned} \quad (1.6)$$



1.1-сурет – Нысанадан шағылысқан кезде тірек сигналына қатысты жиілік бойынша дискретті кодталған ультра кең жолақты кешіктірудің иллюстрациясы

3. Сигналдың сәулеленуінің барлық уақытында Мақсат тұрақты жылдамдықпен сызықты қозғалады. Сонымен қатар, доплердің масштабталуына байланысты сигнал ұзақтығының өзгеруі, (1.2 суретте көрсетілген) дискреттердің орташа ұзақтығынан әлдеқайда аз:

$$\begin{aligned} \frac{2v_{max}}{c} \sum_{n=0}^{N-1} T_n \ll \sum_{n=0}^{N-1} T_n, \quad v = const, \quad t \in [0; \sum_{n=0}^{N-1} T_n], \\ v_{max} \ll \frac{c}{2N}, \quad v = 0, \quad t \in [0; \sum_{n=0}^{N-1} T_n]. \end{aligned} \quad (1.7)$$



1.2-сурет – Алыстағы нысанадан шағылысқан кезде қабылданатын сигналдың доплердің уақытша масштабталуының иллюстрациясы

Бұл шарттар өрнекті (1.5) жеңілдетуге мүмкіндік береді, осылайша қабылданатын (тірек) сигнал үшін масштабтау әсері экспонент көрсеткішіндегі фазалық көбейткіште ғана ескеріледі. Мұндай жеңілдетудің нәтижесінде пайда болған белгісіздік функциясының сипаттамаларына әсерін бағалау төменде

сандық модельдеу әдісімен жүзеге асырылады.

Жасалған жорамалды ескере отырып (1.7) қабылданатын сигналдың формуласы (1.5) келесі түрге дейін жеңілдетілуі мүмкін:

$$\overline{s[\alpha t - \tau]} = \sum_{n=0}^{N-1} \overline{s_n[\alpha t - \tau]} = \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{t - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{T_n - \tau}{2}}{T_n} \right) * a_n \exp\{-j2\pi f_n[\alpha t - \tau] - j\varphi_n\} \quad (1.8)$$

Осылайша, жинақталған сәулелену (1.4) және анықтамалық (1.8) сигналдар бірдей ұзындыққа ие. Орындау кезінде (1.6) қиылысу шарттары тек ағымдағы және алдыңғы индекстері бар дискреттер арасында болады, қалған көбейтінділер нөлге тең. Сонда операция түйіншектер сомасы үшін дискретов болады деген сомамен түйіншек әрбір дискрета өз сдвинутой қабылданатын көшірмесімен бөлігіне сәйкес, алдыңғы дискрета. Мұндай жинақтау үшін Интеграция шектері жинақталған дискреттердің ұзақтығымен және мақсаттан таралудың кідіріс мәнімен анықталады:

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) * \overline{s[\alpha t - \tau]} dt \right| = \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N-1} S_n(t) \sum_{n=0}^{N-1} \overline{S_n[\alpha t - \tau]} dt \right|, \\ |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} S_t(t) \overline{S_n[\alpha t - \tau]} dt + \sum_{n=0}^{N-1} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m + \tau} S_t(t) \overline{S_{n-1}[\alpha t - \tau]} dt \right| \\ |\chi(\tau, \alpha)| &= \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(\tau, \alpha) + \sum_{n=1}^{N-1} \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) \right| \end{aligned} \quad (1.9)$$

N-ші дискрет үшін жинақталған теңдеуді оның жылжытылған және масштабталатын көшірмесімен жазамыз:

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, \alpha)| &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} S_t(t) \overline{S_n[\alpha t - \tau]} dt, \\ \chi_{n,n}(\tau, \alpha) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_t \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n\} * a_n \exp\{-j2\pi f_n[\alpha t - \tau] - j\varphi_n\} dt \end{aligned}$$

Масштабты α коэффициентінен радиалды жылдамдық айнымалысына ауысайық ν : $\alpha = 1 - \frac{2\nu}{c}$.

$$\begin{aligned} \chi_{n,n}(\tau, \nu) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n - j2\pi f_n t - j2\pi f_n \left[-\frac{2\nu}{c} t - \tau \right] - j\varphi_n\} dt, \\ \chi_{n,n}(\tau, \nu) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp\{j2\pi f_n t \left[\frac{2\nu}{c} t + \tau \right]\} dt, \\ \chi_{n,n}(\tau, \nu) &= a_n^2 \exp\{j2\pi f_n \tau\} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} a_n^2 \exp\left\{j \frac{4\pi}{c} f_n \nu t\right\} dt. \end{aligned} \quad (1.10)$$

(1.10) мәнін табу үшін мына типті интегралды есептеу керек: $\int_a^b \exp\{j2\pi Ft\} dt$. Оның мәнін табайық:

$$\begin{aligned}
& \int_a^b \exp\{j2\pi Ft\} dt \\
&= \int_a^b [\cos(2\pi Ft) + j\sin(2\pi Ft)] dt \\
&= \int_a^b \cos(2\pi Ft) dt \\
&+ j \int_a^b \sin(2\pi Ft) dt \\
&= \frac{1}{2\pi F} \left[2 \cos\left(2\pi F \frac{b+a}{2}\right) \sin\left(2\pi F \frac{b-a}{2}\right) - j \left(-2 \sin\left(2\pi F \frac{b+a}{2}\right) \sin\left(2\pi F \frac{b-a}{2}\right) \right) \right] \\
&= \frac{1}{\pi F} [\cos(\pi F(b+a)) \sin(\pi F(b-a)) + j \sin(\pi F(b+a)) \sin(\pi F(b-a))] \\
&= \frac{\sin(\pi F(b-a))}{\pi F} [\cos(\pi F(b+a)) + j \sin(\pi F(b+a))]. \\
&\int_a^b \exp\{j2\pi Ft\} dt = \frac{\sin(\pi F(b-a))}{\pi F} \exp\{j2\pi Ft(b+a)\}. \tag{1.11}
\end{aligned}$$

Алынған өрнекті (1.11) қолдана отырып, (1.10) келесі түрде жазуға болады:

$$\begin{aligned}
& \chi_{n,n}(\tau, v) a_n^2 \exp\{j2\pi f_n \tau\} \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{c} f_n v (\sum_{m=0}^n T_m - \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \tau)\right)}{\frac{2\pi}{c} f_n v} \exp\left\{j \frac{2\pi}{c} f_n v \left(\sum_{m=0}^n T_m - \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau\right)\right\}, \\
& \chi_{n,n}(\tau, v) = a_n^2 \frac{\sin\left(2\pi f_n \frac{v}{c} (T_n - \tau)\right)}{2\pi f_n \frac{v}{c}} \exp\left\{j2\pi f_n \left(\tau + \frac{v}{c} \left(2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + T_n + \tau\right)\right)\right\}, \\
& \chi_{n,n}(\tau, v) = a_n^2 (T_n - \tau) \operatorname{sinc}\left(2\pi f_n \frac{v}{c} (T_n - \tau)\right) \exp\left\{j2\pi f_n \left[\tau + \frac{v}{c} (2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + T_n + \tau)\right]\right\}, \tag{1.12}
\end{aligned}$$

$$\text{Мұндағы } \operatorname{sinc}(x) = \begin{cases} \sin(x)/x, & x \neq 0. \\ 1, & x = 0 \end{cases}.$$

Бастапқы (n-1) дискреттің уақытпен масштабталған соңғы бөлігімен n-ші дискреттің бастапқы бөлігінің жинақтау теңдеуін жазамыз:

$$\chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} S_n(t) \overline{S_{n-1}[at - \tau]} dt,$$

$$\begin{aligned} \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} a_n^2 \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n \exp\{-j2\pi f_{n-1}[at - \tau] - j\varphi_{n-1}\}\} dt \\ \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_n t + j\varphi_n - j2\pi f_{n-1} at - j2\pi f_{n-1} \tau - j\varphi_{n-1}\} dt \\ \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_{n-1} \tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau} \exp\{j2\pi(f_n - \alpha f_{n-1})t\} dt \end{aligned}$$

(1.11) өрнегін қолдана отырып, аламыз:

$$\begin{aligned} \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= a_n a_{n-1} \exp\{j2\pi f_{n-1} \tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} * \frac{\sin(\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\tau)}{\pi(f_n - \alpha f_{n-1})} \exp\{j\pi(f_n - \alpha f_{n-1})(2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau)\} \\ \chi_{n,n-1}(\tau, \alpha) &= a_n a_{n-1} \operatorname{sinc}(\pi(f_n - \alpha f_{n-1})\tau) * \exp\{j\pi(f_n - \alpha f_{n-1})(2 \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \tau) + j2\pi f_{n-1} \tau + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} \end{aligned} \quad (1.13)$$

Соңында (1.12) және (1.13) (1.9)-ға ауыстырамыз және (1.6) және (1.7) болжамдарын ескере отырып, айнымалы диапазон мен жылдамдық үшін АКЖ ДКЖС белгісіздік функциясының өрнегін жазамыз:

$$\begin{aligned} |\chi(R, v)| &= \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R, v) + \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R, v) \right| \\ \text{Мұнда } E &= \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 T_n, \operatorname{sinc}(x) = \begin{cases} \sin(x)/x, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases} \\ \chi_{n,n}(R, v) &= a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c}\right) \operatorname{sinc}\left(2\pi f_n \frac{v}{c} \left(T_n - \frac{2R}{c}\right)\right) \exp\left\{j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + v \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{T_n}{2} + \frac{R}{c}\right)\right]\right\} \\ \chi_{n,n-1}(R, v) &= a_n a_{n-1} \frac{2R}{c} * \operatorname{sinc}\left(\pi \left(f_n f_{n-1} + \frac{2v}{c} f_{n-1}\right) \frac{2R}{c}\right) \\ &* \exp\{j2\pi \left[\left(f_n f_{n-1} + \frac{2v}{c} f_{n-1}\right) \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{R}{c}\right) + f_{n-1} \frac{2R}{c}\right] + j(\varphi_n - \varphi_{n-1})\} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Бұл теңдеу (1.14) f_n жиіліктерінің әртүрлі мәндері мен T_n дискреттерінің ұзақтығы бар таңдалған сигналға байланысты АКЖ ДКЖС қысу сипаттамаларын талдауға мүмкіндік береді. Бұл өрнектің маңызды ерекшелігі-жиіліктегі біркелкі емес қадаммен және дискретті сәулеленудің тұрақты емес кезеңімен сигналдарды талдау мүмкіндігі.

Компьютерлік модельдеу үшін ФН АКЖ ДКЖС (1.14) MATLAB тілінде сценарий жазылды, ол осы функцияның сипаттамаларын бағалауға, қималарды құруға және ФН үш өлшемді денесінің сыртқы түріне мүмкіндік береді. Бұл сценарийдің коды Б қосымшасында келтірілген.

1.2 Жиіліктегі ультра кең жолақты дискретті кодталған сигналдардың белгісіздік функциясының сипаттамалары

Жасалған жорамалдарды (1.6) және (1.7) ескере отырып, жасалған белгісіздіктің АКЖ ДКЖС (1.14) функциясы сигнал дискреттерінің амплитудасына, бастапқы фазаларына, жиіліктеріне және ұзақтығына байланысты болады. Белгісіздік функциясының негізгі сипаттамаларының сигналдың жиілік-уақыт параметрлеріне тәуелділігін талдайық.

Нөлдік жылдамдық қимасындағы 0,5 [18] деңгейі бойынша белгісіздік функциясының негізгі жапырақшасының ені диапазондағы ажыратымдылық болып табылады. Функцияны (1.14) $\nu = 0$ деп жазамыз:

$$|\chi(R, 0)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R, 0) + \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R, 0) \right|, \quad (1.15)$$

$$\begin{aligned} \text{Мұндағы } \chi_{n,n}(R, 0) &= a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n R \right\}, \\ \chi_{n,n-1}(R, 0) &= a_n a_{n-1} \frac{2R}{c} * \text{sinc} \left(\pi (f_n - f_{n-1}) \frac{2R}{c} \right) \\ &* \exp \left\{ j 2\pi \left[(f_n - f_{n-1}) + \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R}{c} \right] + j(\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right\} \end{aligned}$$

Тұрақты кадаммен жиілікті өзгертудің келесі заңын алайық:

$$f_n = f_0 + \theta_n \cdot \Delta f, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1.16)$$

мұндағы f_0 - бастапқы жиілік, Δf -жиілік қадамы, θ_n -жиіліктің өзгеруінің дискретті Заңы (коды).

Бұл жағдайда (1.15) теңдеуді келесі түрде қайта жазуға болады:

$$|\chi(R, 0)| = \frac{1}{E} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_0 R \right\} * \left(\sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n}(R, 0) + \sum_{n=0}^{N-1} \chi_{n,n-1}(R, 0) \right) \right| \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} \text{Мұндағы } \chi_{n,n}(R, 0) &= a_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c} \right) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \theta_n \Delta f R \right\}, \\ \chi_{n,n-1}(R, 0) &= a_n a_{n-1} * \frac{\sin \left(\pi (\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f * \frac{2R}{c} \right)}{\pi (\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f} \\ &* \exp \left\{ j 2\pi \left[(\theta_n - \theta_{n-1}) \Delta f \left(\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{R}{c} \right) + \theta_{n-1} \Delta f \frac{2R}{c} \right] \right. \\ &\left. + j(\varphi_n - \varphi_{n-1}) \right\} \end{aligned}$$

(1.17)-ден f_0 бастапқы жиіліктің мәні нөлдік жылдамдықтағы FN қимасының модуліне әсер етпейтінін көруге болады.

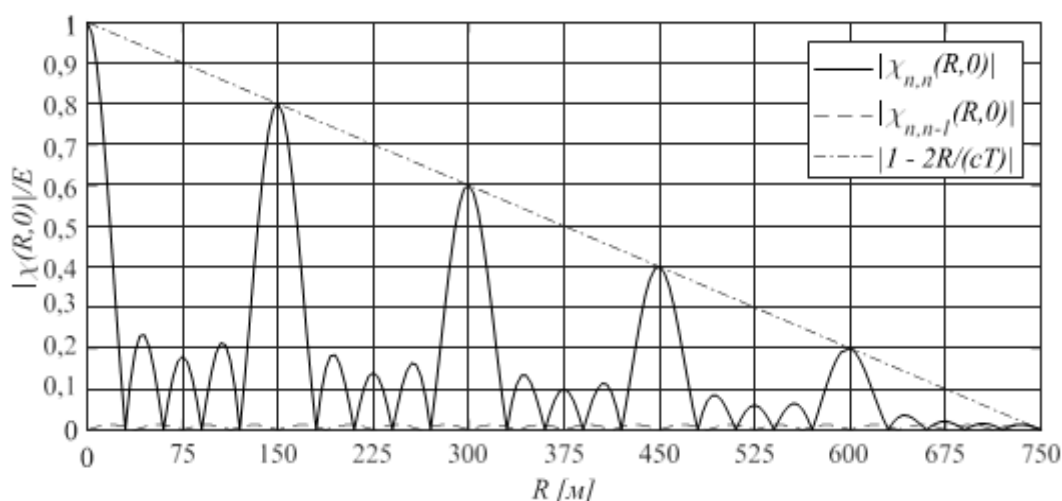
Әрі қарай талдаудың ыңғайлылығы үшін тұрақты амплитудалық және фазалық кодтарды, тұрақты сәулелену ұзақтығын, сондай-ақ бүтін, қайталанбайтын жиілік кодын (1.16) қабылдаймыз:

$$a_n = 1, \varphi_n = 0, \quad (1.18)$$

Формуладағы (1.17) екі терминнің ФН қимасына әсерін талдау үшін жиіліктің өзгеруінің сызықтық заңын алайық, мысалы: $(\theta_n - \theta_{n-1}) = 1, n = 1, \dots, N - 1$. Содан кейін модуль белгісімен бірінші термин айырмашылықтарға пропорционал $[1 - 2r/(cT)]$, ал екінші термин $(1/\pi\Delta fNT)$ -ге пропорционалды пропорционал диапазонға біркелкі үлес қосады.

Максималды диапазонды (1.6) ескере отырып түзетеміз және ДКЖС үшін бастапқы ФН (1.17) қимасын (1.14) $N = 5$ өлшеммен және $\Delta f = 1$ МГц жиіліктегі қадаммен саламыз.

1.3-суретте (1.17) формуладағы екі терминнің графигі, сондай-ақ сигнал параметрлері бар кему Заңы $(1 - 2R/cT)$ берілген: $\Delta f = 1$ МГц, $T = 5$ мкс, $N = 5$.



1.3-сурет – АКЖ ДКСЧ (1.17) белгісіздік функциясының екі мүшесінің қимасы, сонымен қатар $\Delta f = 1$ МГц, $T = 5$ мкс, $N =$ параметрлері бар сигнал үшін ыдырау заңы $(1 - 2R / cT)$

1.3-суреттен көріп отырғанымыздай, жиіліктің сызықтық кодында екінші терминнің деңгейі $1/(\pi\Delta fNT)$ аспайды. Шартты ескере отырып (1.6), шекті жағдайда, $R_{max} = \min_n(T_n) * \frac{c}{2}$ қосындысы, екінші терминнің әсері максималды диапазондағы максималды мәндер. Бұл жағдайда осы терминдерді елемеу максималды диапазондағы фонның толық белгісіз деңгейіне әкелуі мүмкін. Алайда, қалған диапазонда екінші терминнің әсері ΔfNT көбейтіндісінің мәні неғұрлым аз болса, соғұрлым жоғары болады. Осылайша, шарт орындалған кезде

$$\Delta fTN \gg 1 \quad (1.19)$$

формуладағы екінші терминді (1.17) елемеуге болады.

ДКЖС қолданылатын РЛЖ-да (1.19) шарт көп жағдайда орындалады, сондықтан в (1.17) екінші қосындысын елемей, ФН алынған қимасын талдаймыз:

$$|\chi(R, 0)| = \frac{1}{NT} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_0 R \right\} \sum_{n=0}^{N-1} \left(T - \frac{2R}{c} \right) * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \theta_n \Delta f R \right\} \right| \quad (1.20)$$

Бұл жағдайда қатынасты қолдана отырып:

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{jmn} = e^{\frac{j(N-1)m}{2}} * \frac{\sin\left(\frac{Nm}{2}\right)}{\sin\left(\frac{m}{2}\right)}$$

(1.20) өрнекті келесі түрге келтіруге болады:

$$|\chi(R, 0)| = \frac{1}{N} \left| \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} \left(f_0 + \frac{N-1}{2} \Delta f \right) R \right\} * \frac{\sin\left(\frac{2\pi N \Delta f r}{c}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi \Delta f r}{c}\right)} \right| \quad (1.21)$$

(1.21) өрнек (1.16) шарттарда нөлдік жылдамдықта (1.17) диапазондағы ФН ДКЖС көлденең қимасы жиілік кодына тәуелді емес және ажыратымдылықты анықтайтын екі негізгі периодпен мерзімді болып табылады деген қорытынды жасауға мүмкіндік береді. және бір мәнді диапазонды анықтау интервалы (ИООД).

Диапазон ажыратымдылығы сигналдың жалпы өткізу қабілеттілігімен анықталады:

$$\Delta R = \frac{c}{2N\Delta f} \quad (1.22)$$

ал қашықтықты бір мәнді анықтау аралығы (Unambiguous Range):

$$R_{UR} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (1.23)$$

Айта кету керек, жиілік коды біркелкі емес болған жағдайда ($\Delta f_n \neq const, n = 0, \dots, N$), немесе дискреттердің ұзақтығы тұрақты болмаған кезде, ажыратымдылық және қашықтықты бір мәнді анықтау аралығы (1.22) және (1.23) формулалармен анықталмайды. Күрделі жиілік-уақыт құрылымдары бар сигналдар үшін қызығушылық параметрлерін кейіннен есептей отырып, ФН модельдеу қажет.

Жылдамдық бойынша ажыратымдылықты анықтау үшін $R = 0$ кезінде

белгісіздік функциясының (1.14) бөлімін жазамыз:

$$|\chi(0, \nu)| = \frac{1}{E} \left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2 T_n \operatorname{sinc} \left(\frac{2\pi}{c} f_n \nu T_n \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n \nu \left(\sum_{m=0}^n T_m - \frac{T_n}{2} \right) \right\} \right| \quad (1.24)$$

Формуланы талдау (1.24) әр түрлі жиілік-уақыт құрылымдары бар АКЖ ДКЖС үшін компьютерге есептеу және модельдеу арқылы негізгі жапырақшаның ені 0,5 [18] T_n, f_n сигналының жиілік - уақыт матрицасына байланысты екенін көрсетті.

Модельдеу нәтижелері бойынша жылдамдық ажыратымдылығының сигнал параметрлеріне тәуелділігі үшін жуықтау қисығы алынды:

$$\Delta \nu = \frac{c}{2 \sum_{n=0}^{N-1} T_n * f_n} \quad (1.25)$$

Өрнек (1.25) сигналдың жиілік-уақыт параметрлерінің әртүрлі комбинацияларын, соның ішінде жиіліктердің біркелкі емес торымен және дискреттердің біркелкі емес ұзақтығымен ескереді.

2 Сигналдың жиілік-уақыттық параметрлерінің белгісіздік функциясының бүйірлік жапырақшалар деңгейіне әсерін бағалау

1-тарауда көрсетілгендей, бастапқы фазалардың ФН (1.14) сипаттамаларына әсері функцияның екінші терминінде ғана мүмкін болады. Шарт орындалған кезде (1.19) екінші термин елеусіз аз болады, сондықтан фазалық код FN сипаттамаларына әсер етуді тоқтатады. Сонымен қатар, бірліктен басқа амплитудалық кодты пайдалану сигналдың энергетикалық потенциалының төмендеуіне әкеледі. Осылайша, одан әрі тұжырымдар үшін бастапқы фазаның нөлдік коды және амплитудасының бірлік коды (1.18) қабылданады. Біз бүйірлік жапырақшалар деңгейінің (БЖД) тәуелділігін, сондай-ақ сигналдың келесі жиілік-уақыт параметрлеріне ФН АКЖ ДКЖС диапазонын бір мәнді анықтау аралығын зерттейміз.

Жиілік коды:

$$\{\theta_n\} = [0, 1, \dots, N - 1], n = 0, 1, \dots, N - 1.$$

Жиілік торының біркелкі еместігі:

$$\{\theta_n + \Delta\theta_n\}, \theta_n = [0, 1, \dots, N - 1], \{\Delta\theta_n\} \in (-0,5; 0,5), n = 0, 1, \dots, N - 1.$$

Дискрет ұзақтығы сәйкес келмеуі:

$$T_n \neq \text{const}, n = 0, 1, \dots, N - 1.$$

БЖД бағалаудың әртүрлі әдістері бар: максималды бүйір жапырақшасы, бүйір жапырақшаларының орташа мәні немесе бүйір жапырақшаларының медианалық мәні. Мұнда бүйірлік жапырақшалардың деңгейі ең жоғары БЖД деп түсініледі-максималды бүйірлік жапырақшаның деңгейінің БФ орталық максимумының деңгейіне қатынасы. Графиктерде ыңғайлы болу үшін БЖД децибелдерде (дБ) келтіріледі.

2.1 Жиілік кодының әсері

Жиілік кодының тар жолақты дискретті кодталған сигналдардың БЖД-ге әсері әртүрлі жұмыстар мен монографияларда көрсетілген [1], [14], [15], [19]–[21]. Кейбір еңбектерде [4], [5] Костас массивтеріне негізделген жалған кездейсоқ жиілік кодтары [9] ДКЖС өлшемділігі үшін N уақыт-Доплер жиілігі координаттарында ФН бүйірлік жапырақшаларының біркелкі бөлінуімен белгісіздік функциясының "батырмалық" түріне қол жеткізуге мүмкіндік береді. Сонымен қатар, компьютерлік модельдеу нәтижелері көрсеткендей, тар жолақты ДКЖС Костас кездейсоқ фазалық тұрақсыздыққа өте төзімді [20]. Алайда, зерттелетін сигналдардың аса кең белдеулігін және (1.6) және (1.7) шарттармен айқындалатын сығу әдісін ескере отырып, зерттелетін АКЖ ДКЖС үшін Костас кодтарының қасиеттерінің сақталуын тексеру талап етіледі.

Белгіленген жиілік-уақыт параметрлері бар сигналдар үшін белгісіздік функциясын (1.14) құрайтын, барлық N-ді тексеретін бағдарлама MATLAB тілінде жазылған! N = 3, 4, ..., 10 өлшемдерінің әрқайсысы үшін кодтар және бүйірлік жапырақшалардың минималды деңгейі бар есте қаларлық оңтайлы код.

Таңдалған сигналдың жиілік-уақыт параметрлері: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс. Табылған жиілік кодтары 2.1-кестеде келтірілген.

2.1 Кесте - Мынадай жиілік-уақыт параметрлері бар сигналдар үшін оңтайлы жиілік кодтары: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Костас массивы	Жиілік коды										
			1	3	2								
3	-0,492	Иә	1	3	2								
4	-1,615	Иә	3	4	2	1							
5	-2,217	Жоқ	1	2	3	5	4						
6	-2,278	Жоқ	3	1	2	5	4	6					
7	-2,490	Жоқ	7	6	4	5	2	3	1				
8	-2,889	Жоқ	8	7	4	6	5	3	1	2			
9	-3,002	Жоқ	7	9	5	8	6	3	4	2	1		
10	-3,079	Жоқ	10	7	9	4	8	5	6	3	2	1	

2.1 кестесіндегі деректер БЖД азайту критерийі бойынша АКЖ сигналдары үшін оңтайлы жиілік кодтары әрқашан Костас кодтары бола бермейтінін көрсетеді. Сандық модельдеу процесінде N! өлшемдерінің әрқайсысы үшін барлық жиілік кодтары қолданылғанын ескере отырып!, содан кейін Костас кодтарының шарттары АКЖ ДКЧС-нің ең төменгі БЖД белгісіздік функциясын алу үшін жеткілікті және қажет емес деп айтуға болады.

БЖД оңтайлы кодтардың жиілік қадамы, дискрет ұзақтығы және бастапқы жиілік сияқты сигнал параметрлеріне тәуелділігін анықтау үшін біз 2.1 кестесіндегі параметрлерге қатысты аталған параметрлердің әрқайсысын өзгерте отырып, БЖД есептеулерін қайталаймыз.

Кесте 2.2 - Мынадай жиілік-уақыт параметрлері бар сигналдар үшін оңтайлы жиілік кодтары: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 10$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Костас массивы	Жиілік коды										
			3	2	1								
3	-1,034	Иә	3	2	1								
4	-1,556	Иә	3	4	2	1							
5	-2,135	Жоқ	1	2	3	5	4						
6	-2,245	Жоқ	3	1	2	5	4	6					
7	-2,315	Жоқ	2	7	6	4	5	1	3				
8	-2,683	Жоқ	1	2	5	3	8	7	4	6			
9	-2,984	Жоқ	7	9	5	8	6	3	4	2	1		
10	-3,020	Жоқ	10	8	4	7	5	9	6	1	3	2	

Кесте 2.3 - Мынадай жиілік-уақыт параметрлері бар сигналдар үшін оңтайлы жиілік кодтары: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 10$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Костас массивы	Жиілік коды										
			3	2	1								
3	-1,128	Иә	3	2	1								
4	-1,667	Иә	3	4	2	1							
5	-2,273	Жоқ	4	5	3	2	1						
6	-2,400	Жоқ	3	1	2	5	4	6					
7	-2,524	Жоқ	7	6	2	5	3	4	1				
8	-2,866	Жоқ	6	4	7	8	3	5	2	1			
9	-2,951	Жоқ	7	9	5	8	6	3	4	2	1		
10	-3,043	Жоқ	10	9	8	5	6	3	7	2	4	1	

Кесте 2.4. Мынадай жиілік-уақыт параметрлері бар сигналдар үшін оңтайлы жиілік кодтары: $f_0 = 100$ МГц, $\Delta f = 1$ МГц, $T = 50$ мкс

N	УБЛ [дБ]	Костас массивы	Жиілік коды										
			3	2	1								
3	-1,116	Иә	3	2	1								
4	-1,656	Иә	3	4	2	1							
5	-2,270	Жоқ	4	5	3	2	1						
6	-2,391	Жоқ	6	4	5	2	1	3					
7	-2,511	Жоқ	1	4	3	5	2	6	7				
8	-2,851	Жоқ	1	2	5	3	8	7	4	6			
9	-2,946	Жоқ	7	9	5	8	6	3	4	2	1		
10	-3,050	Жоқ	10	9	4	6	7	8	5	3	2	1	

2.1 - 2.4 кестелеріндегі сандық модельдеу нәтижелерін салыстыру сигналдың жиілік-уақыттық параметрлеріндегі әртүрлі өзгерістер кезінде УБЛ АКЖ ДКЖС сигнал параметрлеріне тәуелділігі күрделі параметрлік болып табылады және РЛЖ жобалау кезінде қолайлы зондтау сигналын таңдау үшін FN өрнегін қолдана отырып алдын-ала модельдеу қажет (1.14).

Сонымен қатар, 2.1-кестеден N УБЛ ФН ұлғаюымен төмендейтінін көруге болады, алайда бұл тәуелділіктің тәртібі белгісіз. Кері байланыс тәртібін табу үшін $N > 10$ жоғары өлшемдердің ДКЖС ФН-де УБЛ-ді тексеру қажет. Ықтимал кодтар санының одан әрі факторлық өсуі қолданыстағы компьютерде модельдеу уақытын арттырады, бұл осы жағдайларда барлық $n > 10$ Өлшем кодтарын тексеруге мүмкіндік бермейді. Сондықтан 10-нан асатын өлшемдердің ФН ДКЖС компьютерлік модельдеуі үшін келесі итерациялық алгоритм таңдалды. Ағымдағы тексерілетін жиілік кодын таңдау үшін 1-ден n-ге дейінгі сандарды кездейсоқ ретке келтіретін MATLAB `randperm(N)` құрал функциясы қолданылады, бұл функция 100 000 Итерация цикліндегі әр итерацияда жиілік

кодын жасайды. Осылайша, 100 000 кездейсоқ таңдалған кодтардың ең аз жиынтығы бар жиілік коды бар. Осыдан кейін, алдыңғы $N-1$ өлшемі үшін алынған минималды минималды блоктан кем алуға мүмкіндік беретін N өлшемінің жиілік коды табылғандығы тексеріледі.

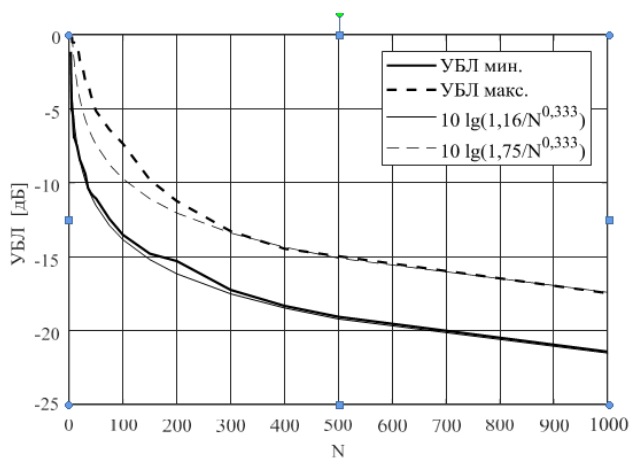
$$\min\{\text{УБЛ}(N)\} < \min\{\text{УБЛ}(N - 1)\} \quad (2.1)$$

Егер шартты қанағаттандыратын код (2.1) табылмаса, 100 000 итерация циклі қайтадан қайталанады, содан кейін шартты тексеру қайта орындалады (2.1). Әрі қарай, 100 000 итерациядан тұратын 5 ұқсас әрекет жасалады. Осылайша, егер n Өлшем кодтарының кездейсоқ сұрыпталуының 500 000 итерациясы кезінде (2.1) қанағаттандыратын бірде-бір код табылмаса, бұл өлшем өткізіп жіберіліп, келесі $N+1$ өлшем үшін іздеу басталады. Осы іздеу алгоритмін қолдана отырып, $n = 11, 12, \dots, 50$ өлшемдеріне ең аз УБЛ алуға мүмкіндік беретін кодтар табылды.

Жиілік кодтарын осы жалған кездейсоқ сұрыптау нәтижесінде $N = 11, 12, \dots, 50$ өлшемдеріне арналған жиілік кодтары алынды 29, 35, 42, 43, 47. Осы өлшемдер үшін 500 000 итерация (2.1) қанағаттандыратын кодтарды табу үшін жеткіліксіз болды.

$N > 50$ өлшемдерін тексеру үшін ең аз UBL бар кодты табу итерацияларының саны 100 000-нан 10 000-ға дейін қысқартылды, сонымен қатар тексерілетін өлшемдер келесі сандармен шектеледі: $N = 75, 100, 150, 200, 300, 400, 500, 1000$.

Модельдеу нәтижелері 2.1 суретте көрсетілген.



2.1-сурет – Табылған УБЛ ФН АКЖ ДКЖС минимум және максимальды N сигналының өлшеміне тәуелділік графигі.

Қалың жолдар компьютерлік модельдеу нәтижелерін көрсетеді, жіңішке сызықтар шамамен аналитикалық тәуелділікті көрсетеді:

$$\text{УБЛ}_{\text{анр}} = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt[3]{N}} \right) \quad (2.2)$$

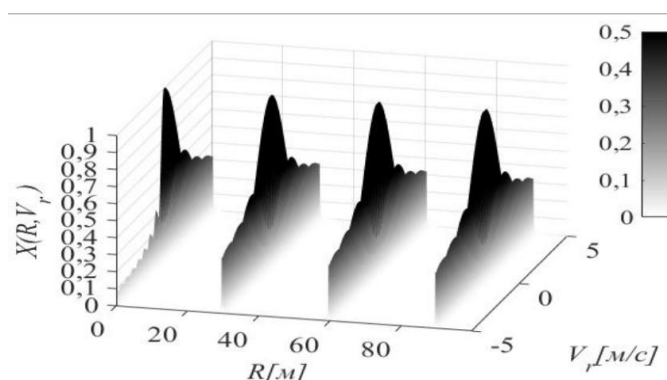
мұндағы l – қандай да бір тұрақты коэффициент

Модельдеу нәтижелері f_0 бастапқы жиілігінің, Δf жиілік қадамының және T үлгілерінің ұзақтығының параметрлерін өзгерту УБЛ өзгертетінін және сонымен қатар оңтайлы жиілік кодтарын анықтайтынын көрсетті. Уақыт-жиілік параметрлерінің УБЛ-ге нақты аналитикалық әсері және оңтайлы жиілік кодтарын таңдау заңдары тереңдетілген параметрлік талдауды қажет етеді және бұл жұмыстың шеңберінде қарастырылмаған.

$$УБЛ_{\text{теор}}(N) \quad УБЛ_{\text{теор}}(N). \quad (2.3)$$

2.2 Жиілік торының біркелкі еместігінің әсері

Бұрын айтылғандай, барлық АКЖ ДКЖС бойынша жиілік қадамының тұрақтылығы сигналда мерзімділіктің пайда болуына әкеледі (2.2-сурет), сондықтан біркелкі жиілік коды бар АКЖ ДКЖС үшін ИООД (1.23) формула бойынша анықталады. 2.2-суретте $N = 900$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц кезінде сызықтық өсетін жиілік коды бар АКЖ ДКЖС белгісіздік функциясы көрсетілген.



2.2-сурет – (1.23) арқылы анықталған кезеңмен сигналдың қайталануын бейнелейтін АКЖ ДКЖС белгісіздік функциясының сыртқы көрінісі

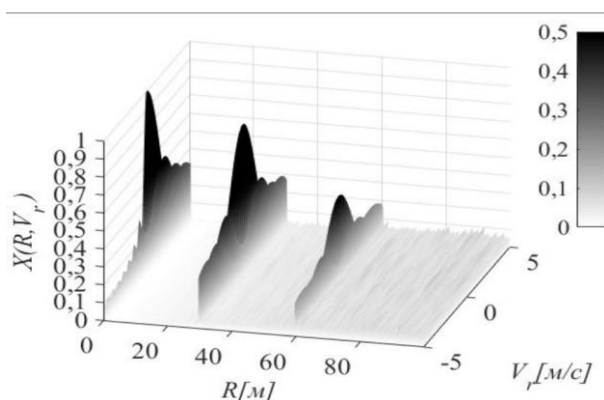
Сигналдың жиілік құрылымына біркелкі емес қосу осы кезеңділіктен құтылуға және бір мәнді диапазон кезеңін шектейтін бүйірлік лобтардың деңгейін төмендетуге мүмкіндік береді. 2.3-суретте АКЖ белгісіздік функциясының үш өлшемді көрінісі көрсетілген

Дәл осындай сипаттамалары бар, бірақ жиілік қадамының псевдокездейсоқ өзгерісі (життер) қосылған ДКЖС:

$$f_n = f_0 [\theta_n + k * (\hat{\theta}_n / N - 0,5)] * \Delta f \quad (2.4)$$

$$\hat{\theta} = RandPerm(N), n = 0, 1, \dots, N - 1, RandPerm(N) \in [1; N], k \in [0; 1]$$

RandPerm (N) - 1-ден N аралығындағы N қайталанбайтын бүтін сандарды кездейсоқ ауыстыратын функция, $k = 0,3$ - жиілік қадамына қатысты жиіліктердің жалған кездейсоқ життерінің диапазоны.

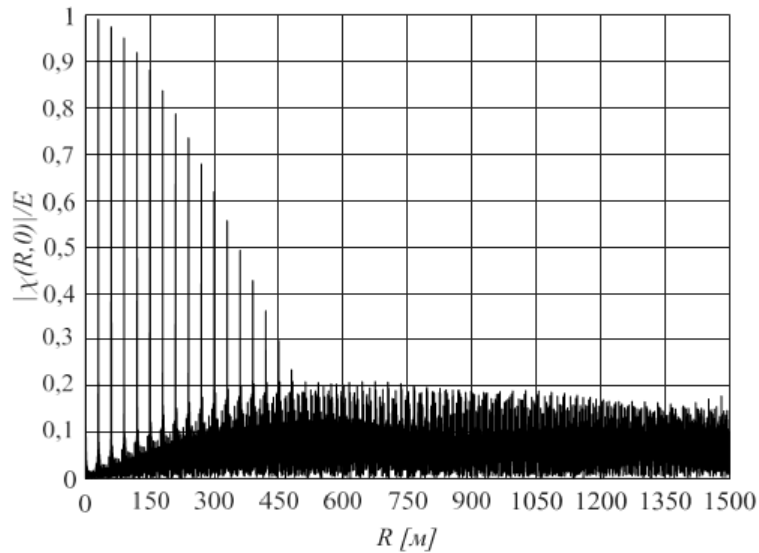


2.3-сурет – Тұрақты емес жиілік торы бар FN UWB DKChS сыртқы көрінісі (2.4), $k = 0.3$

2.2 және 2.3-суреттерді салыстыру жиілік қадамының кейбір псевдокездейсоқ өзгеруімен (життері) біркелкі емес жиілік торына өту екі әсерге әкелетінін байқауға мүмкіндік береді. Біріншіден, орталық лобтың мерзімді қайталану деңгейі диапазондарды бір мағыналы анықтау кезеңімен төмендейді. Екіншіден, бір мәнді диапазондар арасындағы диапазон аймақтарында бүйірлік лобтың орташа деңгейі артады. Екі әсер де диапазон бойынша көлденең қимада қадағаланатындықтан, одан әрі қорытындылар үшін АКЖ ФН ДКЖС көлденең қималарын берілген сигнал параметрлерімен нөлдік жылдамдықпен модельдеу (1.17) өрнегін қолданамыз.

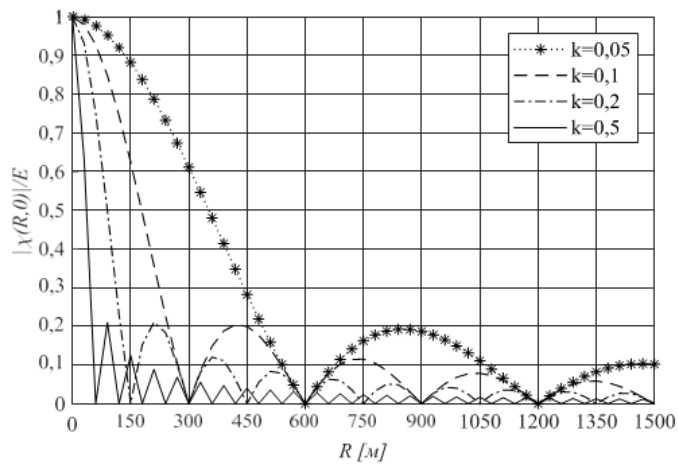
Бастапқы жиілік қадамына (2.4) қатысты жиілік қадамының псевдокездейсоқ вариация диапазонына негізгі лобтың мерзімді қайталануларының тәуелділігін зерттейік.

Төменде АКЖ ДКЖС үшін нөлдік жылдамдықтағы ФН бөлімі келесі параметрлермен берілген: $N = 100$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 0,05$.



2.4-сурет – Жиілік бойынша бастапқы қадамға қатысты 0,05 жиілік қадамының кездейсоқ емес жиілік коды және жалған кездейсоқ өзгеру диапазоны бар нөлдік жылдамдық кезіндегі АКЖ ДКЖС ФН қимасы

2.4-суреттен бүйірлік жапырақшалар ауқымның ұлғаюымен белгілі бір заңға сәйкес түсіп, иоодтардың еселігі (1.23) диапазон белгілерінде таралғаны көрінеді. К жиілігінің тербеліс диапазонынан басқа, сигналдың барлық параметрлерін ($N = 100$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц) бекітеміз:

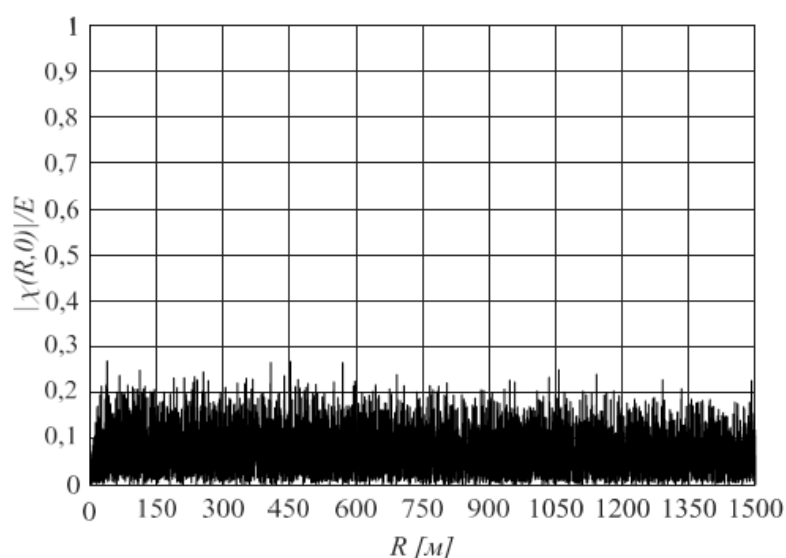


2.5-сурет – $N = 100$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц жиіліктер қадамының жалған кездейсоқ өзгеруінің әртүрлі диапазондарында ФН АКЖ ДКЖС (1.17) қимасындағы ИООДты шектейтін бүйір жапырақшаларының айналасы

2.5-суреттен диапазонды бір мәнді анықтау аралығын шектейтін бүйірлік жапырақшалардың айналуы өрнекпен анықталатынын көруге болады:

$$|\chi_{УБЛ}(R, k)| = \left| \text{sinc} \left(\frac{k * R}{R_{MAX}} \right) \right| = \left| \text{sinc} \left(\frac{2\Delta f * k * R}{c} \right) \right| \quad (2.5)$$

Осылайша, біркелкі емес жиіліктер торына көшудің алғашқы әсері тек жалған кездейсоқ тербеліс k диапазонына және Δf жиілігінің бастапқы сатысына байланысты болады. RUR (1.23) еселік қашықтықта орналасқан ИООДты шектейтін бүйірлік жапырақшаларды нөлдеу үшін 2.6-суретте көрсетілгендей $K = 1$ жиілік қадамының өзгеру диапазонын белгілеу қажет.



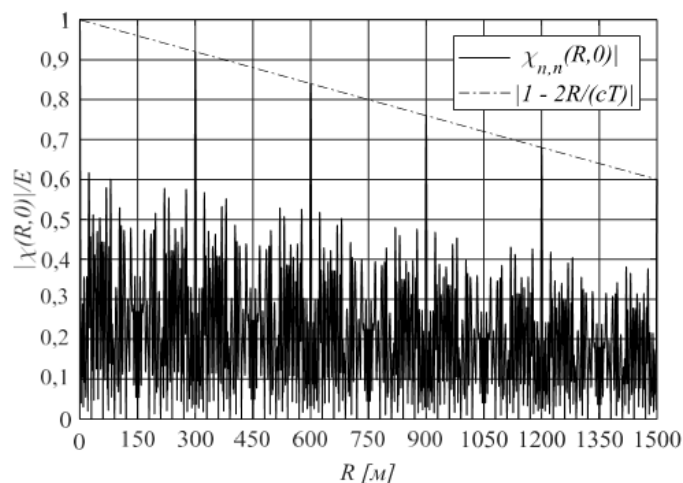
2.6-сурет – ФН қимасы АКЖ ДКЖС (1.17) жиілік бойынша қадамға тең жиіліктердің дірілдеу диапазоны кезінде біркелкі емес жиілік коды бар

Біркелкі емес жиіліктер торына ауысудың екінші әсерін зерттеу үшін біз $K = 1$ жиілік қадамының жалған кездейсоқ тербелісінің диапазонын белгілейміз және N жиіліктер санын өзгертеміз. нақты жүйелерде $F = N\Delta f$ жұмыс жиілігі қатаң шектеулі, сондықтан F сигналының абсолютті енін N жиіліктер санының артуымен сақтау үшін $\Delta f = F/N$ жиіліктегі қадамды пропорционалды түрде азайтамыз.

Жиілік қадамының жалған кездейсоқ тербелісін қалыптастыру үшін $\text{RandPerm}(N)/N$ (2.4) функциясы таңдалғандықтан, сигналдағы қайталанудың минималды кезеңі N есе азаяды. Сондықтан диапазонды бір мәнді анықтаудың жаңа аралығы анықталады:

$$R_{UR} = N \frac{c}{2\Delta f} \quad (2.6)$$

2.7-суретте жиіліктің әркелкі торы (2.4) және мынадай жиілік-уақыт параметрлері бар ДКЖС ФН қимасы келтірілген: $N = 10$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 1$.

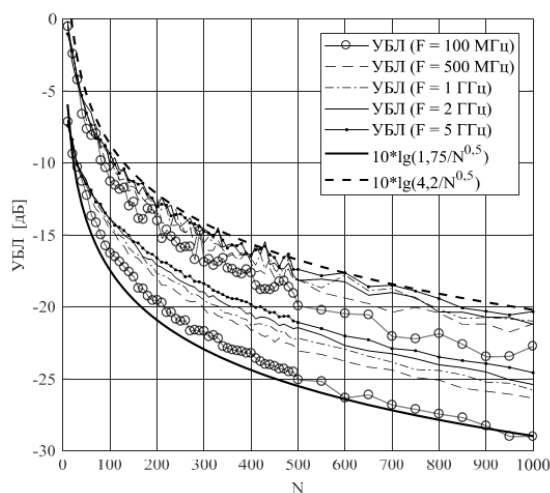


2.7-сурет – Жиіліктің біркелкі коды бар ИООДқа қатысты N рет ұлғайтылған иоод жиілігінің біркелкі емес торымен ДКЖС (1.17) ФН қимасы ($N = 10$, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 25$ мкс, $k = 1$)

2.7 және 1.3-суреттерді салыстырудан жиіліктің біркелкі емес торы бар сигнал үшін ФН АКЖ ДКЖС (1.17) қимасы периодты сипатқа ие, RUR кезеңімен (2.6) бүйір жапырақшалары пропорционалды түрде төмендейді $[1 - 2R/(cT)]$. Сондықтан, бүйірлік жапырақшалар деңгейінің дискреттер санына тәуелділігін бағалау кезінде, функцияның шектеулеріне сәйкес (1.6), қызығушылық аралығы үшін келесі шектеуді белгілеу мағынасы бар:

$$R_{max} = \min\left(N \frac{c}{2\Delta f}, \frac{cT}{2}\right) \quad (2.7)$$

Біз қашықтық аралығы бойынша есептеулер жүргіземіз



2.8-сурет – $k = 1$ кезінде жиіліктердің біркелкі емес торымен (2.4) ДКЖС (1.17) ФН АКЖ қимасындағы максималды және минималды УБЛ N сигналының өлшемділігіне тәуелділігі

$R = 0, \Delta R, \dots, R_{\max}$ (2.7) N өлшемдері үшін = 10, 20, ..., 500, 550, ..., 1000.

Әрбір өлшем үшін есептеу $\text{randperm}(N)$ (2.4) функциясының ең жоғары және ең төменгі мәндерін белгілейтін әртүрлі комбинациялары үшін 1000 рет қайталанады. Модельденген сигналдардың параметрлері: $T = 50$ мкс, $f_0 = 1$ ГГц, $k = 1$, $\Delta f = F/N$, жолақ енінің абсолютті мәні $F = 100$ МГц, 500 МГц, 1 ГГц, 2 ГГц және 5 ГГц. 2.8-суретте ординат осі бойынша логарифмдік масштабта модельдеу нәтижесі көрсетілген. Бір типтегі сызықтар бір жолақ ені үшін максималды және минималды ең жоғары УБЛ құрайды. Қалың сызықтар жоғарыдан (нүктелі сызық) және төменнен (қатты сызық) алынған мәндерді шектейтін теориялық тәуелділіктерді көрсетеді.

2.8-суреттен $N > 50$ УБЛ дискреттерінің үлкен саны кезінде жиіліктердің біркелкі емес торы бар сигналдар үшін ФН АКЖ ДКЖС қашықтық қимасында дискреттер санына келесі тәуелділік бар екенін көруге болады:

$$\text{УБЛ}(N) = 10 \lg \left(\frac{l}{\sqrt{N}} \right) \quad (2.8)$$

мұндағы l – қандай да бір тұрақты коэффициент $l > 1$. Сонымен қатар, сигналдың өткізу қабілеттілігінің ұлғаюымен УБЛ өсетінін көруге болады. Сигналдың N өлшемін сақтай отырып, сигналдың өткізу қабілеттілігінің F ұлғаюымен ИООД RUR (2.6) азаяды, T үлгілерінің ұзақтығының өзгермейтіндігін ескере отырып, бұл тәуелділік төмендеуден туындайды. $\left(1 - \frac{2R}{cT}\right)$ факторының әсері. T үлгілердің ұзағырақ ұзақтығын таңдаған кезде бұл фактордың әсері төмендейді.

2.3 Дискретті сигнал ұзақтығының әсері

Үлгі ұзақтықтарының әртүрлі реттілігін модельдеу сынамааның тең емес ұзақтығы үшін $\alpha_n^2 \left(T_n - \frac{2R}{c}\right)$ (1.14) факторының ұлғаюына байланысты ФН ДКЖС қимасында нөлдік жылдамдықта (1.17) жергілікті үлкейген бүйірлік лобтар пайда болатынын көрсетті. Осылайша, үлгілерінің ұзақтығын өзгерту ФН АКЖ ДКЖС УБЛ нашарлататын жағымсыз әрекет деп атауға болады. Осыған қарамастан, нақты радиолокациялық жүйелерде үлгілердің ұзақтығын қажетті тең мәндерге дейін қысқартуға мүмкіндік бермейтін инерциялық байланыстар бар, бұл жағдайда сигналдарды өңдеу кезінде үлгілердің ұзақтығындағы бұл айырмашылықты ескеру қажет. 3 тарауда бұл әсерді АКЖ ДКЖС қысуының цифрлық сатысында қалай есепке алуға болатыны көрсетілген.

3 Жилік бойынша дискретті-кодталған сигнал талдау

1-тарауда алынған белгісіздік функциясы (1.14) АКЖ ДКЧС-ны қолдана отырып, РЛЖ-да тамаша келісілген сүзгінің шығуындағы теориялық сигнал болып табылады. Мұндай сүзгіні іс жүзінде жүзеге асыру әртүрлі тәсілдермен жүзеге асырылуы мүмкін және нақты шешілетін мәселеге және РЛЖ әзірлеушісінің техникалық мүмкіндіктеріне байланысты әр түрлі болуы мүмкін.

Ультра кең жолақты СЖМ сигналдарын (қарапайым АКЖ ДКЧС) келісілген сүзуді жүзеге асырудың танымал нұсқаларының бірін қарастырыңыз, ол іске асырудың қарапайымдылығымен және пайда болған радиолокациялық сигналдардың кең диапазонының жоғары коэффициентімен сипатталады және оны жалған кездейсоқ жиілікті кодтаумен АКЖ ДКЖС құру мүмкіндігі үшін өзгертеміз. Содан кейін біз РЛЖ қабылдау жолының шығысында АКЖ ДКЖС көмегімен сандық сигналдың математикалық моделін құрамыз және бір зондтау арқылы мақсаттың диапазоны мен радиалды жылдамдығын бірлесіп бағалауды жүзеге асыру үшін екі өлшемді сандық сығымдау функциясының өрнегін береміз.

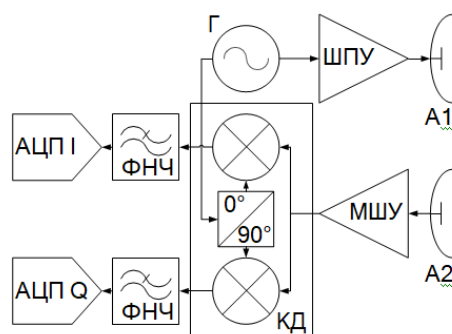
3.1 РЛЖ қабылдау-тарату жолының құрылымдық сызбасы

Функцияға сәйкес келетін сигналды қысу (1.14) екі кезеңде орындалуы мүмкін:

1) Тығыздаудың аналогтық кезеңі РЛЖ қабылдау жолында орындалады және квадратуралық детектор мен төмен өту сүзгісінің көмегімен іске асырылады. Қабылдау жолының соңғы буыны - екі аналогты-сандық түрлендіргіш (АСТ) фазалық және квадратуралық арналарда.

2) Тығыздаудың цифрлық кезеңі АСТ шығуындағы цифрлық есептеулерге арналған цифрлық сигналдық процессорда жүзеге асырылады.

Жалпы құрылымдық схеманы қарастырыңыз [3], [12] – [13], ($\Delta f = \text{const}$, $T = \text{const}$) қарапайым АКЖ ДКЖС — ультра кең жолақты сатылы жиіліктік модуляцияланған (СЖМ) сигналдың қалыптасуын, сәулеленуін және ұқсас сығылу сатысын жүзеге асырады.



3.1-сурет – Жақын әрекеттегі РЛЖ АКЖ қабылдау-тарату жолының аналогты бөлігінің құрылымдық сызбасы

3.1-суретте таяу әрекеттегі РЛЖ АКЖ қабылдау-тарату жолының аналогтық бөлігінің құрылымдық сызбасы келтірілген. Г-АКЖ сигнал генераторы, КЖК – кең жолақты күшейткіш, А1-тарату антеннасы, А2-қабылдау антеннасы, ТШК-төмен шу күшейткіші, ҚД

- квадратуралық демодулятор, АСТ I және АСТ Q-ҚД шығысындағы сигналдың фазалық және квадратуралық компоненттерінің аналогтық-сандық түрлендіргіштері. Сигналды беру және қабылдау үшін әртүрлі антенналар мен арналарды қолданғанына қарамастан, А1 және А2 антенналары арасындағы қашықтық РЛЖ жұмыс қашықтығынан едәуір аз, бұл бистатикалық РЛЖ критерийлерін қанағаттандырмайды [14], сондықтан мұндай РЛЖ моностатикалық деп аталады.

3.1-суретте көрсетілген құрылымдық схемадағы сигналды түрлендіруді егжей-тегжейлі қарастырамыз.

АКЖ сигнал генераторы әр түрлі жиіліктегі гармониканы дәйекті түрде қалыптастырады:

$$s_n(t) = a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), t \in [\sum_{m=0}^{n-1} T_m; \sum_{m=0}^n T_m], \quad (3.1)$$

мұндағы a_n – генератордың шығуынан гармоника амплитудасы;

φ_n – сигнал жиілігі;

N — әр ФН жиілігінде әр түрлі болатын сигналдың кездейсоқ бастапқы фазасы .

Сигнал гармоникасы кең жолақты күшейткіште күшейтіліп, кеңістікке шығарылады, таратқыштың шығысындағы сигналдың n -ші дискреті:

$$s_n^{TX}(t) = a_n^{TX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n), t \in [\sum_{m=0}^{n-1} T_m; \sum_{m=0}^n T_m] \quad (3.2)$$

$s_n^{TX} = a_n * K^{TX}(f_n)$ - генератордың шығуынан сигналдың n амплитудасын және ағымдағы $K^{TX}(f_n)$ жиілігінде РЛЖ таратушы трактінің кешенді жиілік сипаттамасын (КЧХ) ескеретін сәулеленетін сигналдың амплитудасы.

Егер белгілі бір бастапқы қашықтықта (бірінші дискреттің сәулелену сәтінде) $R_{ц}$ радиалды жылдамдығы бар мақсат болса $u_{ц}$, онда $s_n^{TX}(t)$ қабылдағышының кірісіндегі одан шағылысқан сигналдың n -ші дискреті келесі түрге ие болады:

$$s_n^{TX}(t) = a_n^{TX} \cos\left(2\pi f_n \left(t - \frac{2v_{ц}}{c} \sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{2R_{ц}}{c}\right) + \varphi_n + \varphi_{0n}\right) \quad (3.3)$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_{ц}}{c} \right]$$

Мұндағы c – ауадағы жарық жылдамдығы ($c 3 \cdot 10^8$ м / с);

$s_n^{RX} = a_n^{TX} * L(R, G_t, A_r, \sigma, F) * K^{RX}(f_n)$ — квадратуралық демодулятордың

кірісіндегі сигнал амплитудасы, $L(R, G_t, A_r, \sigma, F)$ — мақсатқа дейін және кері таралу кезінде ортадағы сигналдың өшу коэффициенті, G_t — А1 таратушы антеннаның күшейту коэффициенті (КУ), A_r — қабылдағыш антеннаның тиімді ауданы (апертурасы), $A_r = G_r \lambda^2 / 4\pi$, мұндағы қабылдау антеннасының G_r — КК, $\lambda = c/f_n$ — ағымдағы жиіліктегі толқын ұзындығы, σ — ағымдағы ракурстағы мақсаттың тиімді шашырау алаңы (ЭПР), $K^{RX}(f_n)$ — РЛЖ қабылдау жолының ағымдағы жиіліктегі кешенді жиілік сипаттамасы;

$\varphi_{0n} \in [0; 2\pi)$ - берілген f_n жиілігінің толқыны нысанадан шағылысқан кезде пайда болатын және осы жиіліктегі мақсаттың электромагниттік сипаттамаларына тәуелді сигнал фазасының кездейсоқ ығысуы. Жұмыс жиіліктерінің диапазонында мақсаттың шағылысуына байланысты фазаның өзгеруі кездейсоқ, бірақ барлық жиіліктер үшін бірдей деп санаймыз:

$$s_n^{RX}(t) = a_n^{RX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos\left(\frac{4\pi}{c} f_n (-v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m - R_{ц}) + \varphi_0\right) - a_n^{RX} \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos\left(\frac{4\pi}{c} f_n (-v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m - R_{ц}) + \varphi_0\right), \quad (3.4)$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_{ц}}{c} \right]$$

Баяу өзгеретін фазаның келесі белгісін енгіземіз:

$$-\frac{4\pi}{c} f_n (R_{ц} - v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m) + \varphi_0 = \Phi_n \quad (3.5)$$

$$s_n^{RX}(t) = a_n^{RX} \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(\Phi_n) - a_n^{RX} \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \sin(\Phi_n) \quad (3.6)$$

$$t \in \left[\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}; \sum_{m=0}^n T_m + \frac{2R_{ц}}{c} \right]$$

Алынған сигналды (3.4) ықшам дискінің бөлігі ретінде екі квадраттық араластырғышта (3.1) сілтемеге көбейтейік, кейіннен T_n үлгісінің ұзақтығы бойынша төмен жиілікті сүзгіге біріктіру керек:

$$I_n(t) = \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} s_n^{RX}(t) * a_n \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) dt \quad (3.7)$$

$$Q_n(t) = - \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} s_n^{RX}(t) * a_n \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) dt \quad (3.8)$$

ФНЧ шығысында қабылданған сигналдың (3.7) фазалық компоненті үшін біріктіру әрекетін орындаймыз:

$$I_n(t) = a_n^{RX} a_n \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m - \frac{2R_{ц}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} [\cos(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(\Phi_n) - \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \sin(\Phi_n)] * \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) dt$$

$$I_n(t) = a_n^{RX} a_n \left[\cos(\Phi_n) \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt + \sin(\Phi_n) \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} * [\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)] dt \right]$$

Келесі формулаларды қолдана отырып, белгілі бір интегралдарды жеңілдетейік:

$$\sin\alpha\cos\alpha = \frac{1}{2}\sin 2\alpha, \cos^2\alpha = \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\alpha}{2}, \int f(ax+b)dx = \frac{1}{a}F(ax+b) + C,$$

$$\int_{x_1}^{x_2} \cos^2(ax+b)dx = \frac{x_2 - x_1}{2} + \frac{\sin(2ax_2 - 2b) - \sin(2ax_1 - 2b)}{2a}.$$

Косинус квадратының интегралы үшін келесі өрнекті аламыз:

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt = \frac{t}{2} + \frac{\sin(4\pi f_n t + 2\varphi_n)}{4\pi f_n} \Big|_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} = \frac{T_n}{2} - \frac{2R_{II}}{c} + \frac{\sin(4\pi f_n \sum_{m=0}^n T_m + 2\varphi_n) - \sin(4\pi f_n \sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c})}{4\pi f_n} \quad (3.9)$$

Нақты, қарастырылатын РЛЖ-да жиілік тәртібі гигагерцтермен ($f_n > 109$ Гц) анықталатынын, ал дискреттердің ұзақтығы кемінде 1 мкс ($T_n < 10^{-6}$ с) деп болжанатынын ескере отырып, в (3.9) үшінші шартын $\frac{T_n}{2}$ -мен салыстырғанда елеусіз деп санауға болады :

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} \cos^2(2\pi f_n t + \varphi_n) dt \cong \frac{T_n}{2} - \frac{2R_{II}}{c} \quad (3.10)$$

Синус пен косинус көбейтіндісінің интегралына өрнек жазайық:

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} [\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)] dt = \frac{1}{2} \int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) dt = -\frac{\cos(4\pi f_n t + 2\varphi_n)}{8\pi f_n} \Big|_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m}^{\sum_{m=0}^n T_m} = \frac{\cos(4\pi f_n \sum_{m=0}^n T_m + 2\varphi_n) - \cos(4\pi f_n (\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{II}}{c}) + 2\varphi_n)}{8\pi f_n} \quad (3.11)$$

Өрнектің нәтижесі (3.11) әр дискрет үшін жиіліктің абсолютті мәндеріне кері пропорционал, сондықтан оны елемеуге де болады.

$$\int_{\sum_{m=0}^{n-1} T_m + \frac{2R_{ц}}{c}}^{\sum_{m=0}^n T_m} [\sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)] dt \cong 0. \quad (3.12)$$

(3.7) және (3.10) өрнектерді ескере отырып, ФНЧ шығысындағы (3.12) сигналдың фазалық компоненті үшін қорытынды өрнек уақытқа тәуелді емес және әр N дискрет индексі үшін тұрақты болып табылады:

$$I[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ц}}{c} \right) \cos \left(-\frac{4\pi}{c} f_n (R_{ц} + v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m) + \varphi_0 \right) \quad (3.13)$$

Төмен жиіліктегі сүзгінің шығысындағы сигналдың ФНЧ квадратуралық құрамдас бөлігі (3.8) үшін шамалы болымсыз құрамдастары бар ұқсас түрлендірулерді орындап, біз келесі өрнекті аламыз, ол да уақытқа тәуелсіз:

$$Q[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ц}}{c} \right) \sin \left(-\frac{4\pi}{c} f_n (R_{ц} + v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m) + \varphi_0 \right) \quad (3.14)$$

Осылайша, нысананан R бастапқы қашықтықта шағылысқан және радиалды жылдамдығы бар қабылданған сигнал қабылдау жолында өңделгеннен кейін (3.1-Сурет) және АЦП-ге айналғаннан кейін сандық күрделі есептеулер түрінде болады:

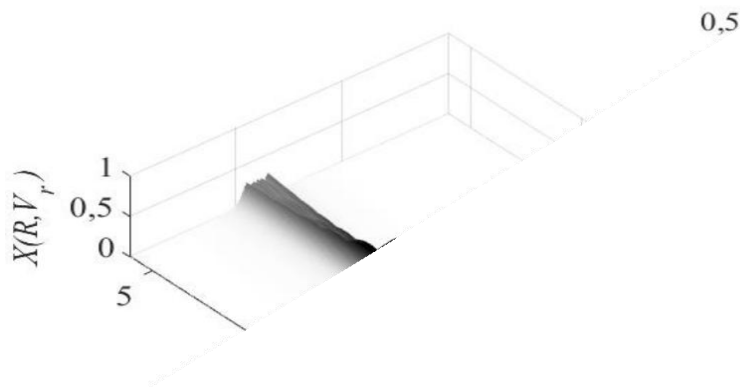
$$\dot{S}[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ц}}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n (R_{ц} + v_{ц} \sum_{m=0}^{n-1} T_m) + j \varphi_0 \right\}, n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.15)$$

Цифрлық кешенді іріктеу жылдамдығы үшін алынған өрнек (3.15) АКЖ белгісіздік функциясының ДКЖС (1.14) өрнекіндегі $\chi_{n,n}(R, v)$, қосынды мүшесінің өрнегімен қиылысады. R_ц диапазонын және нысананың радиалды жылдамдығының v_ц мәнін бірлесіп бағалау үшін көрсеткіште (3.15) фазалық ығысу үшін сәйкес компенсациямен барлық N сигнал үлгілері бойынша цифрлық үлгілерді жинақтау қажет. Осы мақсаттар үшін сигналдың екі өлшемді цифрлық қысу функциясын (ЕӨССФ) пайдалану ұсынылады:

$$|\dot{X}(R, v)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n [R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m] \right\} \right| \quad (3.16)$$

Өрнек (3.16) 1-ші және 2-ші тарауларда қарастырылған ФН АКЖ ДКЖС көптеген қасиеттері мен сипаттамаларына ие қашықтық пен жылдамдық координаттарында екі өлшемді сығымдау функциясын құрайды. ФН АКЖ ДКЖС (1.14) энергиясын нормалау қасиеті нысананың кері шашырау диаграммасы (ДОР) туралы априорлық деректердің болмауына және сигналдың таралу ортасының

электромагниттік қасиеттерінің біртектілігіне байланысты ЕӨССФ (3.16) үшін орындалмайды. Қашықтық және жылдамдық бойынша рұқсат ету қабілеттерінің сипаттамалары, сондай-ақ қашықтықты бір мәнді анықтау аралығы тиісінше (1.22), (1.25) және (1.23) өрнектермен айқындалады. ОI-ге қатысты 2 тараудың тұжырымдары ЕӨССФ үшін жарамды болып қала береді. 3.2 – суретте нысанадан 2 м қашықтықта радиалды жылдамдықпен – 2 м/с қашықтықта теориялық сигнал үшін ЕӨССФ (3.16) өрнегінің графигінің мысалы келтірілген.



3.2-сурет – 2 м/с радиалды жылдамдықпен 2 м қашықтықтағы нысанадан теориялық сигналға арналған DTSFS сыртқы көрінісі. Сигнал параметрлері $N = 900$, бір амплитудалық код, біркелкі жиілік торы, сызықтық жиілік коды, $\Delta f = 5$ МГц, $T = 45$ мкс

Бірнеше мақсат болған жағдайда (3.15) өрнек мақсаттар санына тең қосындылар саны бар сома түрін қабылдайды:

$$\hat{S}[n] = \sum_{i=1}^M a_{ni}^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ci}}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n (R_{ci} + v_{ci} \sum_{m=0}^{n-1} T_m) + j\varphi_0 \right\}, n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.17)$$

мұндағы M – мақсаттар саны.

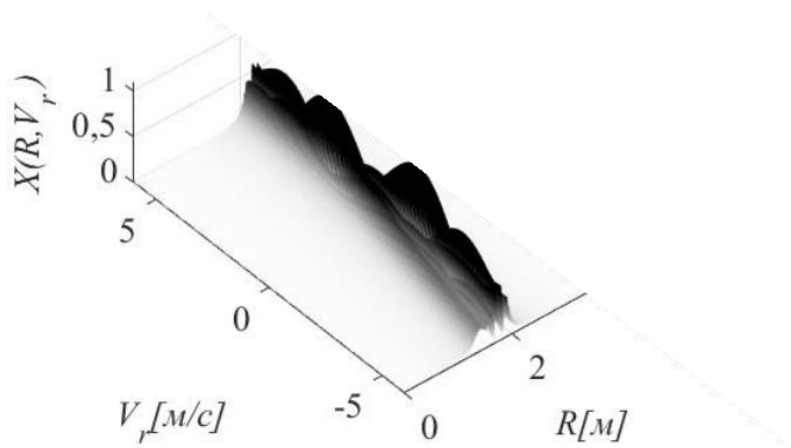
Бұл жағдайда (3.16) - дан (3.17) қысу нәтижесі-әр мақсаттың қашықтығы мен жылдамдығына сәйкес келетін координаттары бар жергілікті максимумы бар күрделі екі өлшемді функция.

Егер мақсаттар бірдей немесе жақын қашықтықта болса және жақын жылдамдыққа ие болса, онда жиіліктің сызықтық кодталуы бар ФН АКЖ ДКЖС диагональды бүйірлік жапырақшалары нысандардан сигнал формаларының өзара бұрмалануына және мақсаттардың ауқымы мен жылдамдығын бағалаудың күрделенуіне немесе толық мүмкін еместігіне әкелуі мүмкін. 3.3 – суретте радиалды жылдамдығы -2 м/с және 2 м/с болатын екі мақсаттан жиіліктің сызықтық коды бар Теориялық сигнал үшін ЕӨССФ (3.16) өрнек графигінің мысалы көрсетілген.

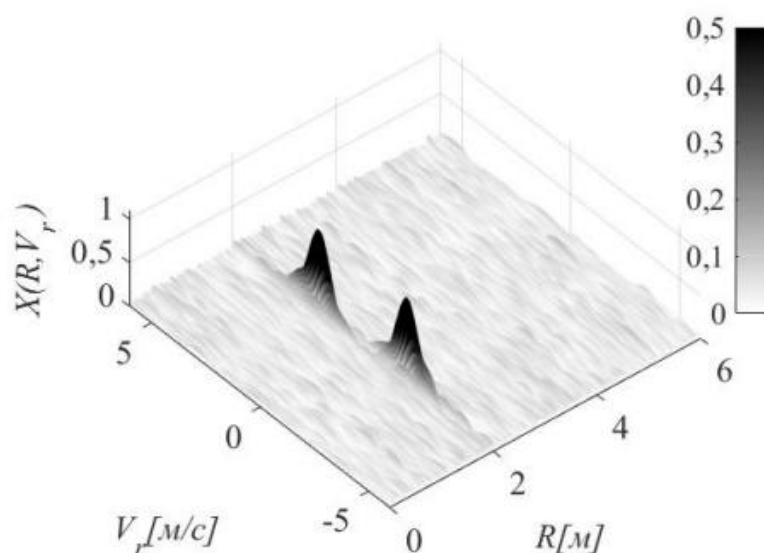
Бұл жағдайда бүйірлік жапырақшалардың деңгейін төмендету үшін сигнал құрылымын өзгерту керек, мысалы, 2-тарауда сипатталған жалған кездейсоқ жиілік кодын қолданыңыз. 3.4 – суретте радиалды жылдамдығы -2 м/с және 2 м/с болатын екі мақсаттан жиіліктің жалған кездейсоқ коды бар Теориялық сигнал

үшін ЕӨССФ (3.16) өрнегінің графигінің мысалы көрсетілген.

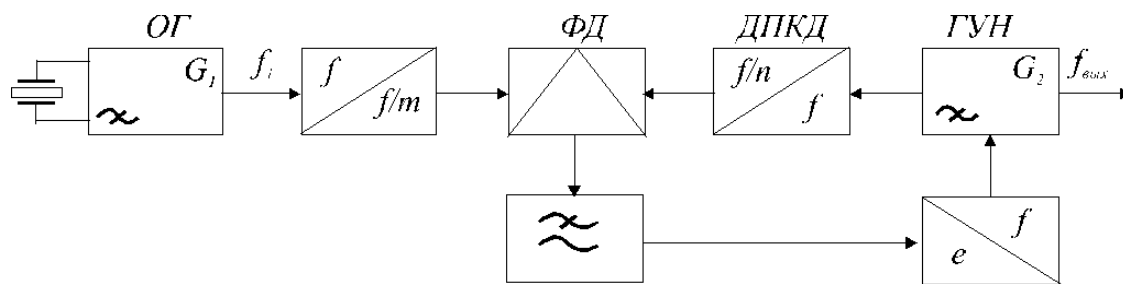
Мұндай сигналдарды қалыптастыру үшін кең жиілік диапазонында дискреттер жасау мүмкіндігі болуы керек. АКЖ ДКЖС генераторы ретінде (3.5 – сурет) 3.5 – суретте келтірілген жеңілдетілген құрылымдық схемасы бар фазалық автотіркеу жиілігінің (ФАТЖ немесе phased locked loop PLL) циклінде генератор жиі қолданылады, ТГ – тірек генераторы, ФД – фазалық детектор, АБКБ-ауыспалы бөлу коэффициенті бар жиілік бөлгіш, КБГ - кернеумен басқарылатын генератор.



3.3-сурет – 2 м/с және -2 м/с жылдамдықпен қозғалатын екі мақсаттан көрінетін жиіліктің сызықтық коды бар ДКЖС теориялық АКЖ үшін ЕӨССФ сыртқы түрі



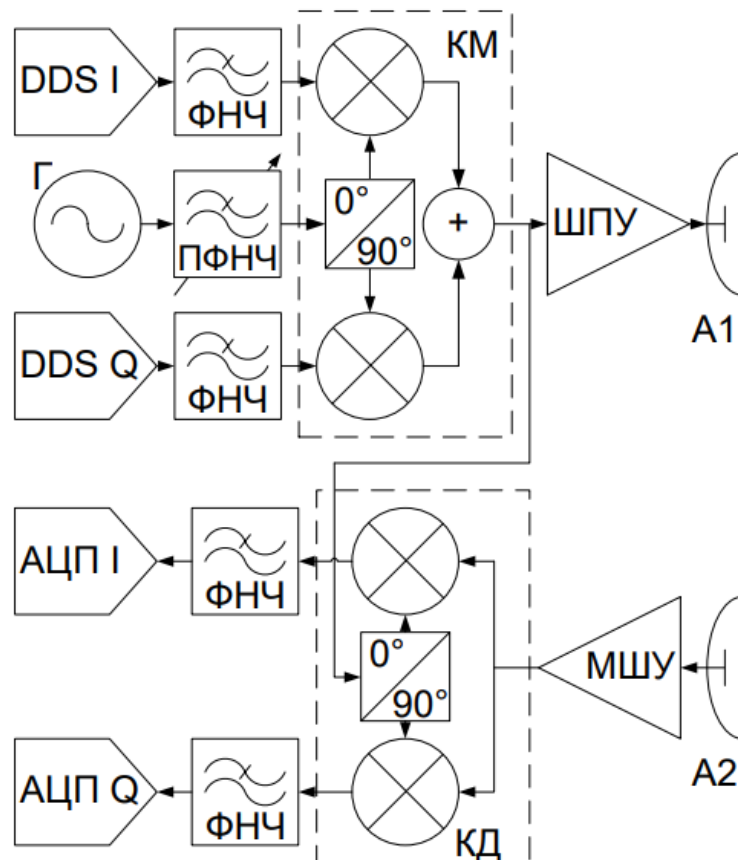
3.4-сурет - 2 м/с және -2 м/с жылдамдықпен қозғалатын екі мақсаттан көрінетін жиіліктің жалған кездейсоқ коды бар ДКЖС теориялық АКЖ үшін ЕӨССФ сыртқы түрі



3.5-сурет – ФАПЧ цикліндегі генератордың құрылымдық схемасы

Мұндай ФАПЧ синтезаторларының артықшылығы-іске асыру мен басқарудың қарапайымдылығы, қуатты аз тұтыну, микросхеманың кіші өлшемдері және бірнеше октавадан тұратын жұмыс жиілігінің кең ауқымы бар фазалық шудың төмен деңгейі. Мысалы, Texas Instruments шығарған lmx сериясының өзекті синтезаторлары бөлшек бөлу коэффициенттерін орнату мүмкіндігі бар басқарылатын кернеу генераторындағы (ГУН) бірнеше ядроларды, Гун $f_{\text{вых}}$ Шығыс жиілігін бөлгіштер мен көбейткіштерді қамтиды және 100 МГц-тен 19 ГГц-ке дейінгі диапазонда гармоникалық сигналдар шығаруға қабілетті. Басты кемшіліктер синтезаторов отырып, ФАПЧ негізделеді инерционностью сүзгі төменгі жиіліктер (ФНС) в петле ФАПЧ, сондай-ақ нелинейностью ГУН. ФАПЧ циклінің инерциясы жиілікті қайта құру уақытының салыстырмалы түрде жоғары мәндеріне әкеледі, олар 100 мкс-тен жоғары мәндерге жетуі мүмкін, ал негізгі $f_{\text{вых}}$ еселік жиіліктерінде гармоника синтезаторының шығуында пайда болатын сызықтық емес.

2-тараудың нәтижелері диапазонды бір мәнді бағалау аралығын кеңейту үшін жиіліктерді $\Delta f/N$ дәлдікпен қайта құру қажет екенін көрсетеді, сонымен қатар жиіліктерді қайта құру бүкіл сигнал пайда болған кезде ықтимал мақсаттың қозғалысы сызықтық болып қалуы үшін тез жүргізілуі керек (1.7). Осы талаптарды қанағаттандыру үшін 3.6-суретте көрсетілген келесі РЛЖ құрылымдық схемасы таңдалды. Г – микротолқынды гармоника генераторы (ФАПЧ синтезаторы), DDS I және DDS Q – квадраттық сандық есептеу синтезаторлары немесе тікелей сандық синтез синтезаторлары (direct digital synthesizer DDS), ТЖС - төмен жиілікті сүзгісі, ПФНЧ - қайта құрылатын кесу жиілігі бар ФНЧ, КМ – квадраттық модулятор, SPU – кең жолақты күшейткіш, А1 – тарату антеннасы, А2 – қабылдау антеннасы, ТШК – төмен шу күшейткіші, КД – квадратуралық демодулятор, АЦП I және АЦП Q – КД шығысындағы сигналдың фазалық және квадратуралық компоненттерінің аналогтық – сандық түрлендіргіштері.



3.6-сурет – Құрама генераторы бар жақын әрекет ететін АКЖ РЛЖ қабылдау-тарату жолының аналогты бөлігінің құрылымдық сызбасы

Бұл схемада қажетті жиіліктің гармоникасын қалыптастыру үшін квадраттық модулятордан (КМ) тұратын күрделі жиілік генераторы қолданылады, ол анықтамалық микротолқынды генератордың жиілігін (Γ) тікелей цифрлық синтездің екі квадратуралық синтезаторының шығысындағы сигнал жиілігімен араластырады, олар гармоникалық сигналдардың сандық генераторлары болып табылады. шығу сандық аналогты түрлендіргіштер (АСТ).

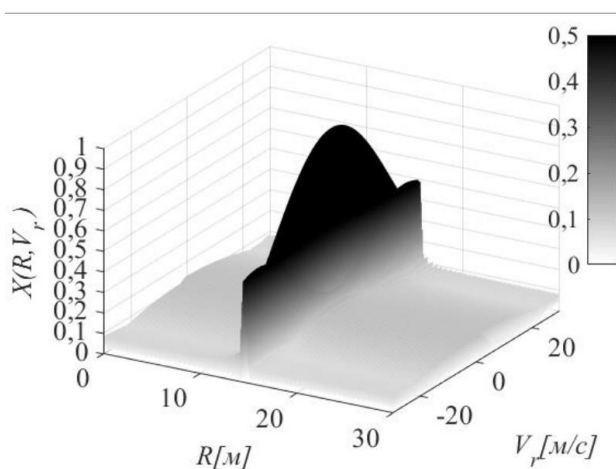
Трансмиссия тізбегіндегі ФАПЧ (PLL фазалық құлыпталған контурында) DDS және микротолқынды пешті Γ біріктіру екі микросұлбаның артықшылығын пайдалануға мүмкіндік береді. DDS және СВЧ Δf_{DDS} шағын жиілік қадамдарымен Δf_{DDS} жиілік диапазонында тактілік жиілік жиілігімен f_{ref} ($F_{DDS} < 0,5 f_{ref}$) анықталған максималды F_{DDS} дейін тұрақты сигналдарды жасайды. Бұл сигналдар квадратуралық модуляторда (QM) Δf_{PLL} жиілігінің PLL сигналдарымен араласады, оның шығысында $f_n = f_{PLL} \pm f_{DDS}$ жиілік сигналы қалыптасады. PLL үлкен қадаммен $\Delta f_{PLL} = 2F_{DDS} T_{PPL} \gg T_{DDS}$ кезінде сигнал жиілігін баяу сыпыруды орындайды. DDS бөлігі ретінде DAC шығысындағы пайдалы сигналды тегістеу үшін таратқыш тізбегіндегі төмен жиілікті сүзгілер қажет (антиалиазинг сүзу). Мұндай тегістеу сүзгілерінің кесу жиілігі $F_{DDS} < f_{cp} < (f_{ref} - F_{DDS})$ диапазонынан таңдалады.

Зерттеу нәтижелерінің негізінде функционалдық диаграммасы А

қосымшасында берілген РЛЖ әзірленді.

3.2 Дискретті сигналдың тең емес ұзақтығын есептеу

Жиілікті құрудың тандалған күрделі әдісі (3.6-сурет) ФАПЧ ілмегіндегі және DDS синтезаторындағы Γ жиілігін қайта құрудың әртүрлі уақыттарына байланысты дискрет ұзақтығының айырмашылығын білдіреді. 2-тарауда көрсетілгендей, бұл айырмашылық белгісіздік функциясының бүйірлік жапырақшаларының өсуіне әкеледі. 3.7-суретте теориялық сигнал үшін ЕӨССФ (3.16) көрінісі көрсетілген. Сигнал 3.6-суреттегі схеманы қолдану арқылы қалыптасады.

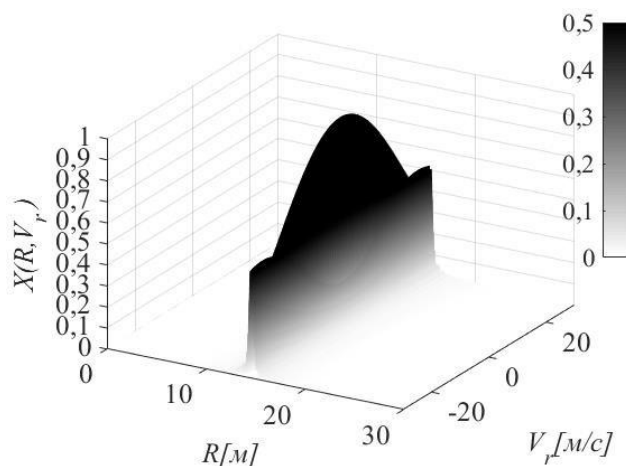


3.7-сурет – 15 м қашықтықта бекітілген нысанадан алынған теориялық сигнал үшін ЕӨССФ пайда болуы. Сигнал параметрлері: сызықтық жиілік коды, $n_{pll} = 5$, $N_{DDS} = 60$, $T_{PLL} = 300$ мкс, $t_{dds} = 30$ мкс, $\Delta f = 5$ МГц, $f_0 = 752$ МГц.

3.7-суреттен көріп отырғанымыздай, кимада PLL және DDS дискреттерінің әртүрлі ұзақтығына байланысты UBL жоғарылауы байқалады. Бүйірлік жапырақшалардың деңгейі неғұрлым жоғары болса, T_{PLL} / T_{DDS} қатынасы соғұрлым жоғары болады. Бұл құбылыс өрнектегі (3.15) $a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_{ц}}{c} \right)$ көбейткішімен сипатталатын PLL және DDS дискреттерінің әртүрлі энергиясымен байланысты болғандықтан, өтемақы үшін ЕӨССФ-те (3.16) осы фактордың уақытша компонентіне бөлуді қамтамасыз ету қажет:

$$|\dot{X}(R, v)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] * \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n \left[R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m \right] \right\} \right| \quad (3.18)$$

3.7-суретте дискреттердің әртүрлі ұзақтығын (3.18) ескергеннен кейін сигналдың сандық сығылуының нәтижесі көрсетілген.



3.8-сурет – 15 м қашықтықта бекітілген нысанадан алынған теориялық сигнал үшін ЕӨССФ пайда болуы. Сигнал параметрлері: сызықтық жиілік коды, NPLL = 5, NDDS = 60, TPLL = 300 мкс, TDDS = 30 мкс, $\Delta f = 5$ МГц.

3.7 және 3.8 суреттерін салыстырудан көріп отырғанымыздай, дискреттердің әртүрлі ұзақтығын ескере отырып, бүйірлік жапырақшалардың деңгейі төмендеді және ЕӨССФ деңгейлері мен сұр реңктерінің таңдалған сәйкестік шкаласына сәйкес ақ түспен көрсетіледі.

Қабылдау жолының шығысындағы сигналдың математикалық моделін (3.15) шығару кезінде төмен өту сүзгісі интегратордың математикалық моделі ретінде таңдалғанын атап өткен жөн (3.6-сурет). Іс жүзінде, бұл төмен жиіліктердің RC-сүзгісіне сәйкес келеді, онда сүзгінің уақыт тұрақтысы АКЖ ДКЖС құрамындағы дискреттің максималды ұзақтығымен келісіледі. Олай болмаған жағдайда, таңдалған RC-сүзгісінің уақыт тұрақтысы АКЖ ДКЖС құрамындағы ең қысқа дискретпен келісілген кезде, АЦП шығуындағы әртүрлі дискреттердің кешенді есептеу модулі ерекшеленбейді және ЕӨССФ функциясынан әртүрлі ұзақтықтарды ескеретін факторды алып тастауға болады

$$\left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c}\right)^{-1}.$$

ЕӨССФ-ті компьютерлік модельдеу үшін әртүрлі бастапқы қашықтықтары бар бір немесе бірнеше жылжымалы мақсаттардан MATLAB тілінде сценарий жазылған, оның коды В қосымшасында келтірілген. Бұл скрипт АКЖ ДКЖС үшін ЕӨССФ сыртқы түрін әртүрлі жиілік кодтарымен және әртүрлі дискрет ұзақтығымен салыстыруға мүмкіндік береді.

3.3 РЛЖ қабылдау-беру трактінің кемшілігін есепке алу

Функционалды схемасы А қосымшасында көрсетілген РЛЖ эксперименттік орналасуында қабылдау және беру жолдары бір баспа

тактасында орналасқан, сонымен қатар қабылдау және тарату антенналары арасындағы қашықтық 30 см-ден аз. бұл факторлар таратушы антеннадан қабылдағышқа тікелей көздің сигналының жоғары деңгейіне әкеледі. Сонымен қатар, қабылданған сигналда әрдайым таратқыштың сигналын қабылдау жолына ПХД арқылы жібереді. Сонымен қатар, РЛЖ жұмыс аймағында көбінесе жер асты беттері, өсімдіктер және әртүрлі құрылымдар сияқты жылжымайтын заттар болады. Нәтижесінде, жылжымалы мақсаттар болмаған кезде қабылдағыштың кіреберісінде тұрақты "Фон" деп аталатын тұрақты сигнал болады:

$$S_{\phi} \approx n, n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.19)$$

Сигналды өтеу үшін (3.19) ЕӨССФ (3.18) теңдеуіне фонды алудың қосымша операциясы қосылады:

$$|\dot{X}(R, v)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\dot{S}[n] - \dot{S}_{\phi}[n]) * \left(\frac{r_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n [R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m] \right\} \right| \quad (3.20)$$

Фондық сигнал ретінде (3.19) әдетте радиолокациялық жүйе тұрақты температуралық режимге шыққаннан кейін алынған қозғалмалы мақсаттарсыз кез келген сигналды пайдалануға болады.

РЛЖ трактінің СВЧ құрамындағы компоненттердің кешенді жиіліктік сипаттамаларында (КЖС) біртекті еместіктердің болуы таратушы $KTX(f)$ (3.2) және қабылдаушы $KRX(f)$ (3.3) трактілердің есепке алатын толассыз КЖС-да бұрмалануларға әкеледі

$$KRTX(f) = KRX(f) KTX(f). \quad (3.21)$$

КЖС мен идеалды біркелкі арасындағы айырмашылықтар ЕӨССФ формасының бұрмалануына әкеледі, бұл өз кезегінде диапазон мен жылдамдықта ажыратымдылық қабілетінің нашарлауына және UBL жоғарылауына әкеледі. КЖС біркелкілігін өтеу үшін РЛЖ үшін келесі калибрлеу алгоритмін пайдалану ұсынылады.

1. РЛЖ эхосіз камерада орнатылады, басқарушы электрондық-есептеу машинасының (УЭЕМ) жадына Фон сигналы жазылады (3.19).

2. R0 белгілі қашықтықта РЛЖ антенналарына қалыпты қашықтықта тірек шағылыстырғыш (бұрыштық немесе сфералық) орнатылады. Содан кейін тірек шағылыстырғыштан және фоннан шағылысуды қамтитын сигнал компьютердің жадына жазылады:

$$S_0 n, n = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (3.22)$$

3. Белгілі R0 қашықтықты және нөлдік жылдамдықты ($v_0 = 0$) ескере отырып, (3.17) формула бойынша бірлік амплитудасы бар теориялық сигнал есептеледі:

$$\dot{s}_T[n] = a_n^{RX} a_n \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R_0}{c} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_n R_0 \right\}, n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3.23)$$

4. Сандық калибрлеу коэффициенттері есептеліп, КЧХ гетерогенділігін өтейді:

$$\dot{c}[n] = \max\{|\dot{s}_0[n]|\} \frac{\dot{s}_T[n]}{\dot{s}_0[n] - \dot{s}_\Phi[n]} \quad (3.24)$$

Нәтижесінде күрделі калибрлеу коэффициенттерін (3.24) ескере отырып, біз ЕӨССФ соңғы өрнегін аламыз:

$$|\dot{X}(R, v)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\dot{s}[n] - \dot{s}_\Phi[n]) * \dot{c}[n] * \left(\frac{T_n}{2} - \frac{2R}{c} \right)^{-1} * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n [R + v \sum_{m=0}^{n-1} T_m] \right\} \right| \quad (3.25)$$

Бұл өрнек (3.25) әрбір АКЖ ДКЖС үшін ЕӨССФ алуға және осы функцияның жергілікті максимумы бойынша қозғалатын мақсаттардың қашықтығы мен жылдамдығын бірлесіп бағалауға мүмкіндік береді.

4 Жиілік бойынша дискретті-кодталған пайдалана отырып радиолокациялық желіні талдау және модельдеу

Осы тарауда сипатталған зерттеулердің мақсаты ЕӨССФ көмегімен диапазон мен жылдамдықты бірлесіп бағалаудың дәлдігін эксперименттік анықтау болып табылады. Бұл тарауда жылжымалы мақсаттарды анықтау үшін АКЖ СЖМ сигналдарын қолдана отырып, қазіргі заманғы РЛЖ – де қолданылатын зондтау кезеңінде мақсаттың қашықтыққа ауысуын есептеуге негізделген ЕӨССФ және "классикалық" [15] әдісі арқылы жылдамдықты бағалау сипаттамалары салыстырылады. Бұдан басқа, сызықтық жиіліктен жалған кездейсоқ кодқа ауысу әсерін бағалау, сондай-ақ рлж қабылдау-тарату трактісін калибрлеудің ұсынылған алгоритмі бойынша РЛЖ жобаланған макеті (А қосымшасы) үшін есептелген цифрлық калибрлеу коэффициенттерін (3.24) қолдану жүргізіледі.

4.1 Қашықтықтың жылжуын қолдана отырып, радиалды жылдамдықты бағалау әдісінің сипаттамасы

Нысананың радиалды жылдамдығын бағалаудың бұл "классикалық" әдісі айырмашылық сигналын есептеуге негізделген — көп жиілікті және видео импульсті АКЖ РЛЖ сантиметрлі толқын диапазонындағы жылжымалы нысандарды бөлудің танымал әдісі [15] – [18]. Есептеу жылдамдығы мақсаттары мұндай жағдайда жүргізіледі орын ауыстыруына локальдық максимум мақсатына аталатын "дальноностном профилінде" (ағыл. - Range profile) сигналдың СЖМ қайталану кезеңіндегі кеңістік [13]:

$$u_k = \frac{R_k(\max(|IFFT\{\dot{S}_k - \dot{S}_\Phi\}|)) - R_{k-1}(\max(|IFFT\{\dot{S}_{k-1} - \dot{S}_\Phi\}|))}{T_{\text{пп}}}, k = 0, 1, \dots, K - 1 \quad (4.1)$$

мұндағы $T_{\text{пп}}$ – СЖМ сигналдың қайталану кезеңі, осы кезеңмен "баяу уақытты" таңдау жүзеге асырылады;

k – ағымдағы қабылданатын СЖМ сигналының индексі немесе баяу уақытты есептеу;

R_k – уақыттың k -ші сәтіндегі мақсаттың орны;

u_k – уақыттың k -моментіндегі мақсаттың радиалды жылдамдығы;

K – СЖМ бар УЭВМ-де жадта жинақталған сигналдардың жалпы саны;

$|IFFT\{\dot{S}_k\}|$ модулін кері жылдам түрлендіру операциясы

K -сандық кешенді сигналдан Фурье (ОБПФ) (3.15). Бұл өрнек кеңістіктің "қашықтық профилі" деп аталады және, әдетте, қашықтық бойынша есептеулерде дереу индекстеледі [19]. Бұл ОБПФ операциясы нөлдік жылдамдықта ЕӨССФ (3.16) қимасына ұқсас екенін көрсетуге болады:

$$|\dot{X}(R, 0)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_n R \right\} \right| \quad (4.2)$$

Біз СЖМ сигналдың ажыратымдылығына сәйкес келетін іріктеу кезеңімен үздіксіз диапазон айнымалысын шығарамыз:

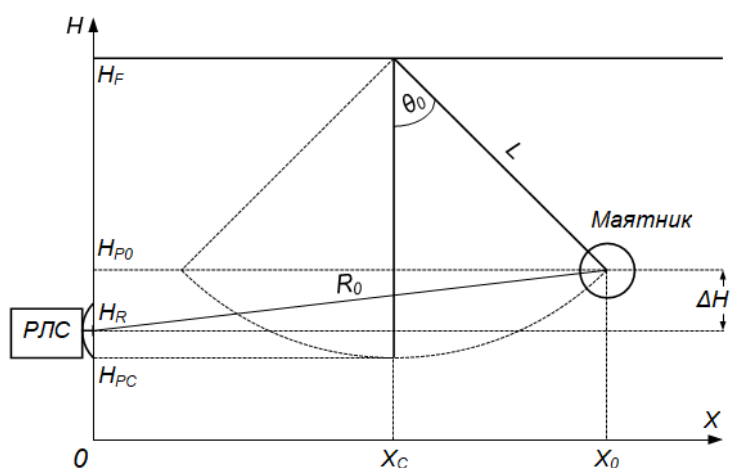
$$f_n = n\Delta f, \Delta R = \frac{c}{2N\Delta f}, R = m\Delta R = m\frac{c}{2N\Delta f}, m = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$|\dot{X}(R, 0)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] * \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} n\Delta f * m \frac{c}{2N\Delta f} \right\} \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}[n] * \exp \left\{ \frac{2\pi n m}{N} \right\} \right| \quad (4.3)$$

Алынған өрнек (4.3) Фурье кері дискретті түрлендіру операциясына (ФКДТ) сәйкес келеді. Іс жүзінде, ФКДТ аналитикалық есептеуінің орнына кері БПФ сандық әдістері қолданылады. Осылайша, бірнеше дәйекті диапазон профильдерін есептеуге негізделген жылдамдықты бағалаудың қолданыстағы "классикалық" әдісі нөлдік жылдамдықта ЕӨССФ бөлімдерін қолданумен бірдей. ЕӨССФ қимасының пішіні нөлдік жылдамдық кезінде ($v = 0$) сигналдың жиілік-уақыт құрылымына және ЕӨССФ орталық максимумының жағдайына байланысты болғандықтан, нысан жылдамдығының Модулінің ұлғаюымен және Орталық максимумның нөлдік позициядан алыстауымен ($v > 0$) қашықтық бейінінің пішіні жергілікті максимумды табу үшін ыңғайлы болмайды. Тиісінше, мақсаттың ауқымы мен жылдамдығын "классикалық" әдіспен бағалау мүмкін болмауы мүмкін [20].

4.2 Қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалау

Функционалдық схема (А қосымшасы) бойынша жобаланған РЛЖ сынақтары үшін радиусы 20 см (ЭПР шамамен 0,125 м²) алюминий маятникі бар эксперименттік қондырғы салынды. Маятник қалыпты жазықтықта РЛЖ антенна жүйесіне ауысады. Маятник қозғалысының бастапқы нүктесі ретінде РЛЖ-тен максималды алыстығы бар нүкте таңдалды. Осылайша, нәтижелерді қарау кезінде R0 бастапқы диапазонынан маятникке дейінгі диапазондағы сигналдар, яғни бөлменің артқы қабырғасынан және маятниктің артындағы басқа заттардан көрінетін сигналдар ескерілмейді. Эксперименттік қондырғының схемасы 4.1-суретте көрсетілген.



4.1-сурет – Қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалау алгоритмінің жұмысын растауға арналған эксперименттік қондырғы схемасы

Эксперименттік қондырғының схемасына (4.1-сурет) сүйене отырып, маятниктің диапазоны мен радиалды жылдамдығының өзгеру заңдылықтарын аламыз.

Бастапқы деректер:

X - маятниктің тербелу жазықтығындағы көлденең координатасы (РЛЖ антенна жүйесінің фазалық орталығында $X = 0$ координаты болады);

X_0 - қозғалыс басталған кездегі маятник координаты;

X_C – нөлдік үдеу нүктесіндегі маятник координатасы;

H – биіктіктердің тік координатасы (еден деңгейінен);

H_F – эксперименттік қондырғының толық биіктігі;

H_R – РЛЖ антенна жүйесінің фазалық орталығының биіктігі;

H_{P0} – қозғалыс басталған кездегі маятниктің биіктігі;

H_{PC} – нөлдік үдеу нүктесінде еден деңгейінен маятниктің биіктігі;

L – маятниктің ұзындығы.

Маятниктің тік позициядан ауытқуының бастапқы бұрышы келесі өрнекпен анықталады:

$$\alpha_0 = \arccos\left(\frac{H_F - H_{P0}}{L}\right) \quad (4.4)$$

Әрі қарай, математикалық маятниктің ауытқу бұрышының тербеліс процесі келесі өрнекпен сипатталады:

$$\alpha(t) = \alpha_0 \cos\left(2\pi \frac{t}{T}\right) \quad (4.5)$$

Мұндағы

$$T \cong 2\pi \sqrt{\frac{L}{g}} \left[1 + \frac{1}{4} \sin^2 \left(\frac{\alpha_0}{2} \right) \right] \quad (4.6)$$

Өрнек (4.6) маятниктің ауытқу кезеңінің шамамен 1% дәлдікпен өрнегін білдіреді, ауытқу бұрыштары 60° - тан аспайды, бұл осы тарауда жүргізілген эксперимент үшін жеткілікті.

$R(t)$ маятникке дейінгі ағымдағы қашықтықтың мәні $X_P(t)$ (маятниктің көлденең координаты) және $\Delta H(t)$ аяқтары бар үшбұрыштағы гипотенуза ретінде анықталады (маятник пен РЛЖ биіктіктерінің еден деңгейінен айырмашылығы):

$$R(t) = \sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)} \quad (4.7)$$

Мұндағы

$$X_P(t) = X_C + L \sin \alpha(t), \quad (4.8)$$

$$\Delta H(t) = H_P(t) - H_R = H_F - H_R - L \cos \alpha(t). \quad (4.9)$$

(4.7) -(4.9) өрнектер (4.4) - (4.6) ескере отырып, уақыт өте келе маятникке дейінгі қашықтықтың өзгеруінің теориялық заңын сипаттайды. Жылдамдықтың өзгеру заңын табу үшін өндірістік қашықтықты (4.7) уақыт бойынша алу қажет.

$$\begin{aligned} V(t) &= \frac{dR(t)}{dt} = \frac{d\sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}}{dt} = \frac{\frac{dX_P^2(t)}{dt} + \frac{d\Delta H^2(t)}{dt}}{2\sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \\ &= \frac{2X_P(t) \frac{d[X_C + L \sin \alpha(t)]}{dt} + 2\Delta H(t) \frac{d[H_F - H_R + L \cos \alpha(t)]}{dt}}{2\sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \frac{X_P(t) L \cos \alpha(t) \frac{d\alpha(t)}{dt} + \Delta H(t) L \sin \alpha(t) \frac{d\alpha(t)}{dt}}{\sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}} = \\ &= L \frac{X_P(t) L \cos \alpha(t) + \Delta H(t) L \sin \alpha(t)}{\sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}} \frac{d\alpha(t)}{dt}. \end{aligned}$$

Маятниктің ауытқу бұрышын саралаймыз және маятниктің радиалды жылдамдығының соңғы өрнегін жазамыз:

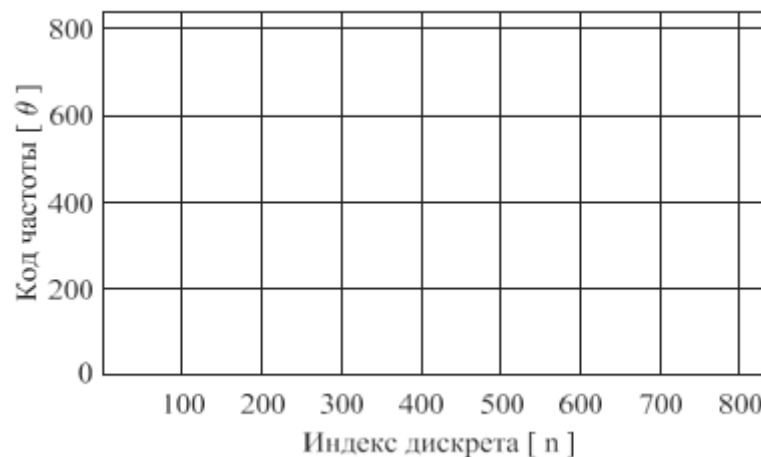
$$V(t) = - \frac{2\pi L \alpha_0 X_P(t) L \cos \alpha(t) + \Delta H(t) L \sin \alpha(t)}{T \sqrt{X_P^2(t) + \Delta H^2(t)}} \sin \left(2\pi \frac{t}{T} \right). \quad (4.10)$$

4.3 Зондтау сигналдарының параметрлері

Деректер ТПП = 115 мс қайталау кезеңімен сигналдар үшін жинақталады. ДКЖС пайдаланылатын жиілік-уақыт параметрлері:

– $TDDS = 40$ мкс, $TPLL = 300$ мкс;

- $NDDS = 60, NPLL = 14, N = NDDS \times NPLL = 840$;
- $TFULL = NTDDS + NPLLTPLL = 37,88$ мс;
- $\Delta f_{DDS} = 5$ МГц, $f_{DDS} = -148$ МГц, -143 МГц, ..., $+147$ МГц;
- $\Delta f_{PLL} = 300$ МГц, $f_{PLL} = 900$ МГц, 1200 МГц, ..., 4800 МГц;
- $fn = 752$ МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц;
- $F = 4200$ МГц;
- СЫЗЫҚТЫҚ немесе жалған кездейсоқ (сурет 4.2) жиілік коды: $\theta_n = \theta_{PLL i} N_{DDS} + \theta_{DDS j}$,
 $\theta_{PLL i} = [0, 1, 3, 7, 12, 6, 13, 8, 10, 2, 5, 11, 4, 9]$,
 $i = 0, 1, \dots, NPLL-1, j = 0, 1, \dots, NDDS-1$,
 $\theta_{DDS j} = [29, 28, 23, 26, 1, 16, 20, 22, 15, 3, 4, 2, 19, 10, 24, 14, 11, 0, 25, 7, 17, 9, 27, 5, 12, 8, 13, 21, 6, 18, 42, 55, 51, 50, 58, 33, 38, 40, 44, 56, 41, 37, 46, 47, 36, 51, 30, 59, 49, 52, 35, 53, 48, 45, 39, 32, 54, 34, 57, 43]$



4.2-сурет – Эксперименттік сынақтарда пайдаланылатын жиіліктің жалған кездейсоқ кодының графигі

Математикалық маятниктің жылдамдығының өзгеруінің теориялық заңы (4.10) эмпирикалық коэффициентпен берілген экспоненциалды тозуды ескере отырып, маятниктің тірек жылдамдығы ретінде таңдалады:

$$V_{teor}(t) * V(t) * \exp(t / s), \quad (4.11)$$

$$XC = 4,1 \text{ [м]}; HF = 6,5 \text{ [м]}; HR = 0,8 \text{ [м]}; HPO = 2,3 \text{ [м]}; HPC = 0,45 \text{ [м]};$$

$$L = 5,53 \text{ [м]}; g=9,78 \text{ [м/с}^2\text{]};$$

$\alpha=60$ [с] – физикалық шамаларды үйлестіру үшін секундтарда көрсетілген маятниктің тербелістерінің кейбір эмпирикалық таңдалған өшу коэффициенті.

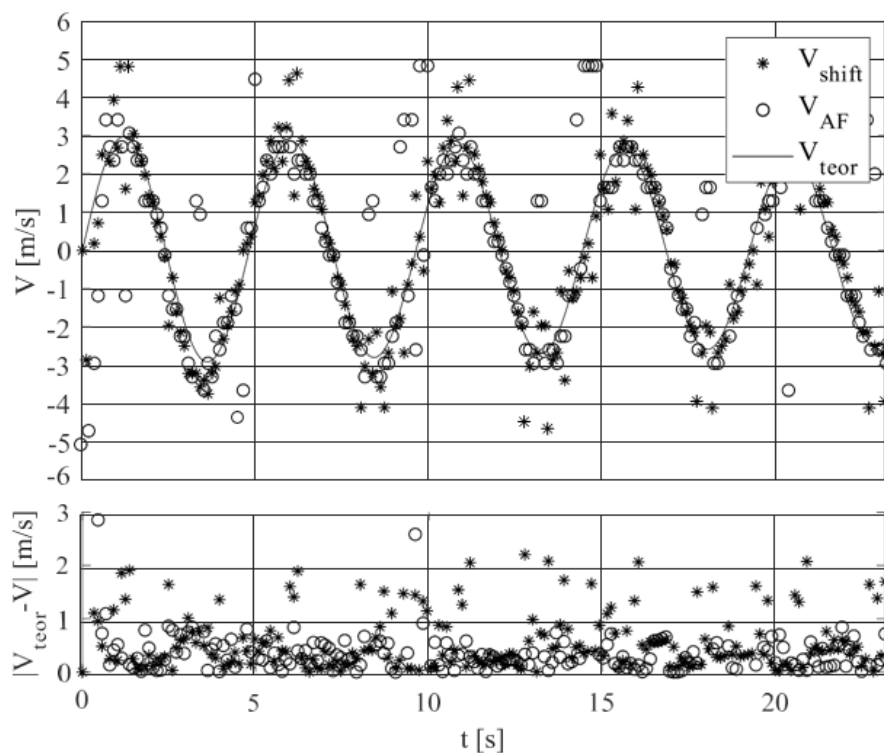
А қосымшасында схемаға сәйкес жасалған РЛЖ қабылдау жолының квадратуралық арналарында екі АЦП-дан алынған деректер MATLAB ортасында цифрлық өңдеудің әрі қарайғы кезеңі үшін УЭВМ тұрақты жадына жазылды.

Сақталған сандық сигналдар үшін маятниктің жылдамдығын екі жолмен есептеуді жүзеге асыратын сценарий G қосымшасында келтірілген .mat. Нәтижелерді одан әрі талдау үшін маятниктің жылдамдығының лездік мәндерінің графигін уақыттан шығаратын сценарий, сонымен қатар жылдамдықты бағалау қателерінің статистикалық бағаларын есептеу қолданылады. Бұл сценарий d қосымшасында келтірілген.

4.3-суретте маятник жылдамдығының жиіліктің өзгеруінің сызықтық заңы бар сигнал үшін әртүрлі әдістермен өлшенген уақытқа тәуелділік графигі көрсетілген. Графиктің төменгі жағында (4.3-сурет) жылдамдықтың теориялық мәндері мен екі әдіспен алынған бағалар арасында абсолютті қате келтірілген. Графиктің екі бөлігінде де жалпы уақыт осі бар.

V_{shift} — белгілі "классикалық" әдіспен есептелген жылдамдықты бағалау (4.1), бір зондтау кезеңі ішінде нысанды қашықтыққа ауыстыру арқылы.

V_{AF} — ЕОССФ максимумының жағдайы бойынша есептелетін жылдамдықты бағалау (3.20)



4.3-сурет – Жиіліктің өзгеруінің сызықтық заңы бар сигнал үшін әртүрлі әдістермен өлшенген маятник жылдамдығының уақытқа тәуелділік графигі. Графиктің төменгі жағында абсолютті жылдамдықты бағалау қатесі бар.

Деректер (4.3-сурет) 204 зондтау үшін алынды. Эксперимент зондтар санының еркін мәнімен тағы екі рет қайталанды (197 және 206). Абсолютті қателерді есептеу нәтижелері бойынша әр эксперимент үшін математикалық күту, медиана және дисперсия сияқты статистикалық бағалау есептеулері

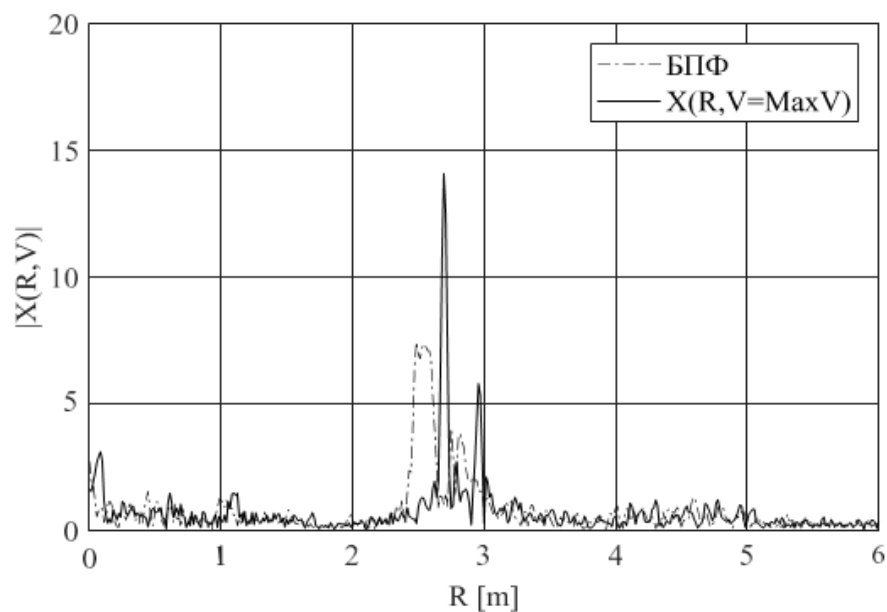
қарастырылған екі әдіспен жылдамдықты бағалаудың дәлдігін салыстыру үшін жасалады. Төменде 4.1-кесте жылдамдықты бағалау дәлдігінің статистикалық сипаттамаларын бағалайды.

Кесте 4.1. Қашықтық бойынша сигнал ығысуын пайдалану және ЕӨССФ пайдалану арқылы жылдамдықты бағалау дәлдігінің статистикалық сипаттамалары

Абсолютті қателерді бағалаудың сипаттамасы	Саны. зонд.	Диапазонды ауыстыруды қолд.	Қолд. ЕӨССФ	Дәлдікті арттыру коэф.
Математикалық күту [м / с]	204	0,9427	1,2607	0,75
	197	0,7264	0,8912	0,82
	206	0,8821	1,0565	0,83
СКО [м/с]	204	4,2485	1,6469	2,58
	197	2,9697	1,3690	2,17
	206	3,9152	1,6066	2,44
Медиана [м/с]	204	0,4412	0,5681	0,78
	197	0,3225	0,3137	1,03
	206	0,4017	0,3524	1,14

Математикалық күтулер мен медиандарды салыстырудан 4.1-кестеде объект жылдамдығының төмен мәндерінде (4 м/с-тан төмен) ЕӨССФ пайдалану "классикалық" әдістің дәлдігіне жақын дәлдікпен нысана жылдамдығын бағалауға мүмкіндік беретінін көруге болады (екі әдістің те қателік медианасы 0,57 м/с-тан аспайды, қателерді математикалық күту 1,26 м/с-тан аспайды). Алайда, жүйелі түрде шығарылатын кемінде екі сигналды талап ететін қашықтық бойынша жылжуды (4.1) пайдалана отырып, жылдамдықты бағалау әдісіне қарағанда, ЕӨССФ пайдалану бір АКЖ ДКЖС бойынша бағалауды жүргізуге мүмкіндік береді, бұл мақсат жылдамдығының ағымдағы мәні туралы шешім шығаруға кететін уақытты кемінде екі есе азайтады.

Сонымен қатар, 4.1-кестеден СКО-да жылдамдықты "классикалық" әдіспен бағалаудың абсолютті қателігі ЕӨССФ қолданған кезде әрқашан СҚО-дан кем дегенде екі есе асып түсетінін көруге болады. Мәндердің бұл таралуы оның қозғалыс процесінде бөлінген мақсаттың диапазон профиліндегі максималды позицияның дірілдеуімен түсіндіріледі. Мысалы, 4.4-суретте ЕӨССФ максимумының қимасы және 4.1-кестедегі бірінші эксперимент шеңберінде 204 зондтаудың 24 сигналы үшін қабылданатын сигнал мен фон сигналының (3.19) айырмалары үшін ОБПФ операциясының нәтижесі келтірілген.



4.4-сурет – ЕӨССФ максимумының қимасы және қабылданатын сигнал мен фон сигналының айырмалары үшін ОБПФ операциясының нәтижесі

4.4-суреттен ОБПФ-Тегі максимум (штрих-нүктелі сызық) РЛЖ-қа жақын орналасқанын және ЕӨССФ қимасының тар шыңына қатысты қашықтық бойынша созылған нысаны бар екенін көруге болады. Бұл диапазондағы созылу осы формадағы сигналдағы максималды позицияны зондтаудан зондтауға дейін анықтау созылған максимумның ішіндегі әртүрлі нүктелерді қайтара алатындығына әкеледі. Бұл, өз кезегінде, баяу уақытта максимумның позициясының мәндерінің дірілдеуіне және, тиісінше, мақсаттың жылдамдығының лездік мәндерінің дірілдеуіне әкеледі.

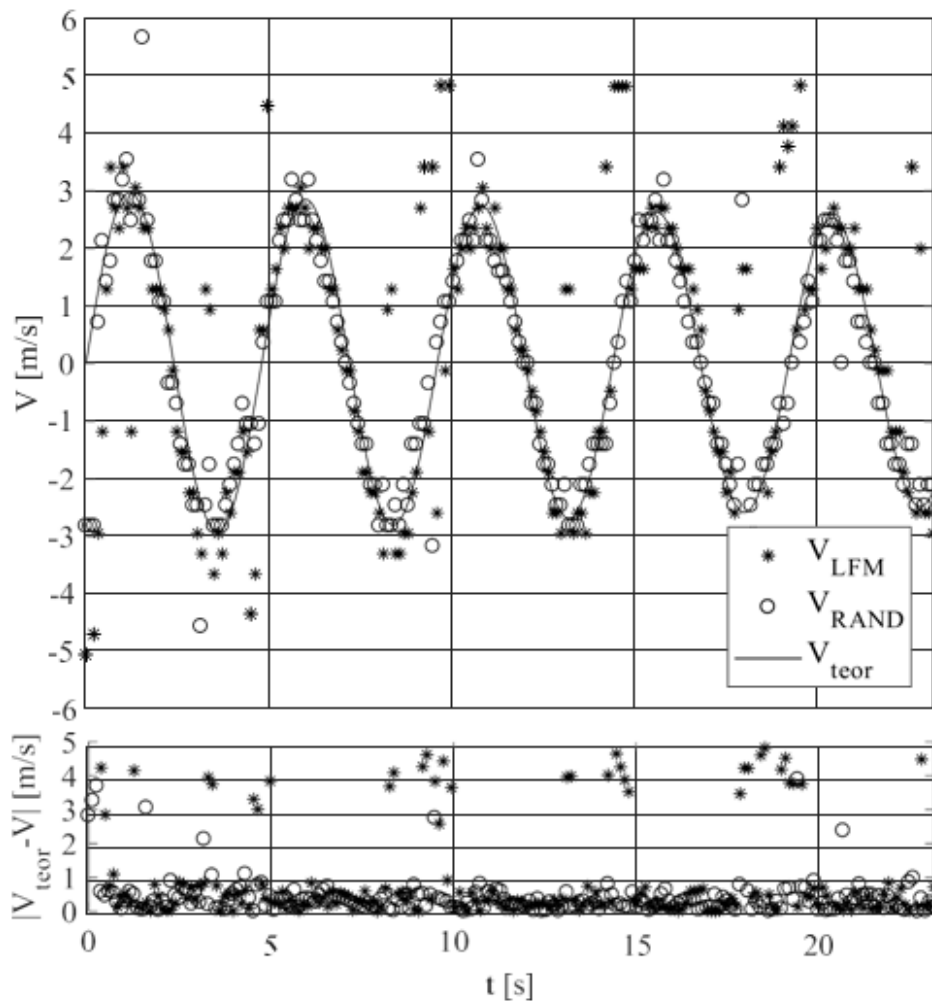
Сонымен қатар, маятниктің еден бетіне жақын орналасуына байланысты, NR көрсетілген биіктіктен зондтау кезінде радиотолқындардың көп сәулелі таралуына байланысты еденнен шағылысқан сигнал бар. Нысанадан алыс профильдегі сигнал, бұл жағдайда, әр түрлі комбинацияларда зондтаудан зондтауға дейін қалыптасатын тікелей және еденнен шағылысқан сигналдардың белгісіздік функциясының (1.17) нөлдік жылдамдығы кезіндегі қималардың қосындысы болып табылады. 4.4-суретте ЕӨССФ максимумының көлденең қимасындағы екі айқын шыңды $v = \text{const}$ кезінде және ОБПФ сигналында екі созылған шыңды көруге болады. Осылайша, барлық екі өлшемді есептеу кезінде қабылданған сигналдың ЕӨССФ (3.20) "карталары", тікелей сигналдың максимумы еденнен шағылысқан сигналдың бүйірлік жапырақшаларының әсеріне аз ұшырайды, сондықтан оның позициясы үлкен тұрақтылыққа ие.

ЕӨССФ пайдалана отырып, бағалаудың дәлдігін одан әрі арттыруды зерттеу мақсатында жиіліктің сызықтық және жалған кездейсоқ кодтары үшін бағалау сипаттамаларын салыстырайық (4.2-сурет). 4.5-суретте жылдамдықты бағалаудың сигналды кодтау түріне тәуелділік графигі көрсетілген.

VLFM – сызықтық жиілік коды

VRAND – жалған кездейсоқ жиілік коды

4.5-суреттегі жиіліктің өзгеруінің жалған кездейсоқ заңы бар эксперименттік деректер 235 сигнал үшін алынды. Сигналдар саны 4.1 (204 зондтау) кестесіндегі бірінші экспериментте жазылған сигналдар санынан ерекшеленетіндіктен, бірлескен график құру (4.5-Сурет) және абсолютті қателіктердің статистикалық сипаттамаларын есептеу үшін зондтар санын теңестіру үшін 235 сигналдан артық соңғы 31 сигнал алынып тасталды.



4.5-сурет – Жиіліктің өзгеруінің сызықтық және жалған кездейсоқ заңдылықтары бар сигналдар үшін ЕӨССФ көмегімен өлшенген уақытқа маятник жылдамдығының тәуелділік графигі

Жалған кездейсоқ жиіліктерді кодтау эксперименті 190 және 201 зондтар үшін тағы екі рет қайталанды. Алдыңғы эксперименттердің нәтижелерімен салыстыру үшін (4.1 — кесте) зондтар санының жақын мәні бар нәтижелер таңдалды-сәйкесінше 197 және 206. Олар үшін қосымша зондтар алынып тасталды және жылдамдықты бағалау қателерінің статистикалық сипаттамалары қайта есептелді. Статистикалық сипаттамаларды бағалау нәтижелері, сондай-ақ дәлдікті арттыру коэффициенттерінің орташа мәндері 4.2-кестеде келтірілген.

4.2 Кесте - Сызықтық және жалған кездейсоқ жиілікті кодтауды қолдана отырып жылдамдықты бағалау дәлдігінің статистикалық сипаттамалары

Абсолютті қателерді бағалаудың сипаттамасы	Зонд.са ны	СЖМ Калибрлеу коэф. есепке алмағанда	Жалған кездейсоқ. код.Калибрлеу коэф. есепке алмағанда	Дәлдікті арттырудың орташа коэффициенті
Математикалық өсу [м/с]	204	1,2607	0,5567	1,84
	190	0,9747	0,6439	
	201	1,0544	0,5878	
СКО [м/с]	204	1,6469	0,7144	1,58
	190	1,3321	1,2264	
	201	1,5882	0,9492	
Медиана [м/с]	204	0,5681	0,4006	1,43
	190	0,4568	0,2762	
	201	0,3548	0,2868	

Сызықтық жиілік коды мен жалған кездейсоқ жиілік кодын қолдана отырып сканерлеу нәтижелерінен жалған кездейсоқ кодқа көшу жылдамдықты бағалау дәлдігін математикалық күту мен медиананың мәндерінде де, қателік мәндерінің таралуы мағынасында да бір жарым есе арттырғанын көруге болады (Стандартты ауытқу). Дәлдіктің жоғарылауының бұл әсері жалған кездейсоқ жиілік кодына өту кезінде қысу функциясының пішінінің (батырманың пішіні) өзгеруімен байланысты. Бұл пішіннің сигналында жергілікті максимумның орны дәлірек бөлінеді және оның локализациясы көрші объектілерден, мысалы, еден бетінен шағылысқан сигналдардан бүйірлік жапырақшалардың әсеріне аз ұшырайды.

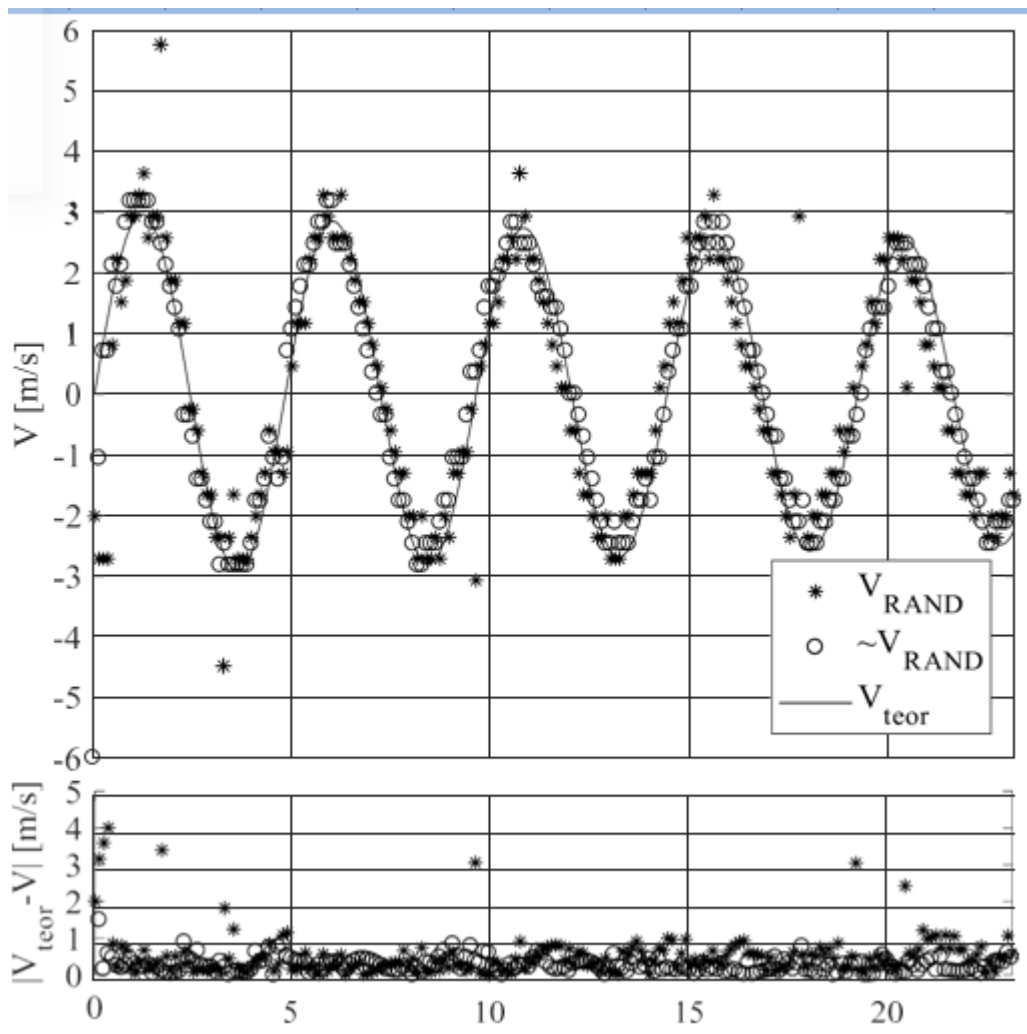
Жылдамдықты бағалаудың дәлдігін арттырудың келесі қадамы калибрлеу коэффициенттерін қолдану болып табылады (3.24).

Тәжірибелер (4.1-4.2 кестелер) калибрлеу коэффициенттерін пайдаланбай жүргізілді (3.24). Осы коэффициенттерді есептеу үшін 3.3-тармақта сипатталған калибрлеу процедурасы жеке жүргізілді. Dtsf (3.25) максималды жылдамдықты бағалау қатесіне калибрлеу коэффициенттерін есепке алудың әсерін салыстырайық.

4.6-суретте ДКЖС үшін жалған кездейсоқ жиілік коды бар уақыт бойынша жылдамдықты бағалау графигі (3.20) есепке алынбай және (3.25) 204 зондтау үшін калибрлеу коэффициенттерін (3.24) ескере отырып көрсетілген.

VRAND – калибрлеу коэффициенттерін ескерусіз жылдамдықты бағалау(4.5-суреттегі мәндерге ұқсас)

V~RAND – калибрлеу коэффициенттерін ескере отырып, жылдамдықты бағалау.



4.6-сурет – Калибрлеу коэффициенттерін қолданғанға дейін және калибрлеу коэффициенттерін қолданғаннан кейін жиіліктің жалған кездейсоқ коды бар сигналдар үшін ЕӨССФ көмегімен өлшенген уақытқа маятник жылдамдығының тәуелділік графигі

Бұл есептеулер (4.6-сурет) әртүрлі зондтармен кездейсоқ кодтау эксперименттерінің басқа нәтижелері үшін тағы 2 рет қайталанды. Жылдамдықты бағалау нәтижелері бойынша абсолютті қатенің статистикалық сипаттамалары есептеледі. Есептелген мәндер 4.3-кестеде келтірілген.

4.3-кестедегі абсолютті қатенің статистикалық сипаттамалары ЕӨССФ (3.24) есептеу кезінде калибрлеу коэффициенттерін (3.25) есепке алу РЛЖ қабылдау-беру трактінің КЧХ біркелкі еместігін өтеу арқылы мақсаттың радиалды жылдамдығын бағалаудың дәлдігін қосымша арттыруға мүмкіндік береді деген қорытынды жасауға мүмкіндік береді.

Осылайша, 4.1 және 4.3 кестелердегі нәтижелерді салыстырудан жиіліктің жалған кездейсоқ коды бар АКЖ ДКЖС үшін ЕӨССФ (3.25) есептеуді (4.2-сурет) және калибрлеу коэффициенттерін (3.24) ескере отырып, ұсынылатын әдісті пайдалана отырып, жылдамдықты бағалаудың дәлдігі туралы қорытынды жасауға болады.

4.3 Кесте - Калибрлеу коэффициенттерін есепке алмай және есепке алатырып, ЕӨССФ көмегімен мақсат жылдамдығын бағалау дәлдігінің статистикалық сипаттамалары

Абсолютті қателерді бағалаудың сипаттамасы	Зонд.са ны	Жалған кездейсоқ. код. Калибрлеу коэф. есепке алмағанда	Жалған кездейсоқ. код. Калибрлеу коэф. есепке алғанда	Дәлдікті арттыру коэф.
Математикалық күтім [м/с]	204	0,5567	0,4149	1,34
	190	0,6439	0,3912	1,65
	201	0,5878	0,4792	1,23
СКО [м/с]	204	0,7144	0,5194	1,38
	190	1,2264	0,8461	1,45
	201	0,9492	1,0040	0,95
Медиана [м/с]	204	0,4006	0,3481	1,15
	190	0,2762	0,2187	1,26
	201	0,2868	0,2431	1,18

Кесте 4.4 - Қашықтық бойынша сигнал ығысуын пайдалану және ЕӨССФ пайдалану арқылы жылдамдықты бағалау дәлдігінің статистикалық сипаттамалары

Абсолютті қателерді бағалаудың сипаттамасы	Зонд.с аны.	СЖМ-мен және калибр.коэф. есебінсіз қашықтық бойынша ығысу.	Жалған кездейсоқ код жиілігімен және калибр коэффициентін ескере отырып, ЕӨССФ қолдану	Дәлдікті арттырудың орташа коэф.
Математикалық күту [м/с]	204	0,9427	0,4730	1,9
	190	0,7264	0,3912	
	201	0,8821	0,4792	
СКО [м/с]	204	4,2485	0,5252	4,9
	190	2,9697	0,8461	
	201	3,9152	0,8989	
Медиана [м/с]	204	0,4412	0,3752	1,39
	190	0,3225	0,2187	
	201	0,4017	0,2431	

4.4-кестедегі 4.1 және 4.3-кестелердің нәтижелерін біріктіріп, ТПП (4.1)

зондтау кезеңіндегі қашықтық бойынша жылжуды пайдалана отырып, "классикалық" әдіспен және жиіліктің жалған кездейсоқ кодтауымен және сандық калибрлеу коэффициенттерімен (3.24) ЕӨССФ пайдалана отырып ұсынылатын әдіспен жылдамдықты бағалау дәлдігін салыстырамыз.

4.4-кестедегі нәтижелерден жиіліктің жалған кездейсоқ кодталуы бар ЕӨССФ пайдалану арқылы (4.2-сурет) және калибрлеу коэффициенттерін ескере отырып (3.24) қашықтық пен жылдамдықты бірлесіп бағалаудың ұсынылып отырған әдісі ОБПФ және жиіліктің сызықтық кодталуы бар сигналдарды (4.1) пайдалана отырып, бағалаудың "классикалық" әдісінің дәлдігінен асатын дәлдікпен ДКЖС бір АКЖ бойынша жылдамдықты бағалауға мүмкіндік беретінін көруге болады.

4.4 Уақыт пен жиілік аймақтарындағы модельдеу параметрлерін салыстыру

Бұл моделдеуде RF Blockset™ конверт кітапханасын пайдаланып S-параметрлерін модельдеу үшін екі түрлі нұсқаны қалай қолдану керектігі көрсетілген. Уақытша аймақ әдісі (rationalfit) деректердің барлық ауқымын жақындататын аналитикалық рационалды модель жасайды. Бұл аз мөлшерде тіректердің көмегімен Жақсы қонуға болатын әдіс. Деректерде көптеген бөлшектер немесе жоғары шу болған кезде, бұл модель модельдеу үшін үлкен және баяу болады.

Жиілік доменінің әдісі жинақтауға негізделген, мұнда негізгі жиілік диапазонының импульстік сипаттамасы модельдеу уақыты мен тасымалдаушы жиілікке байланысты болады.

Жүйе архитектурасы. Жүйе мыналардан тұрады:

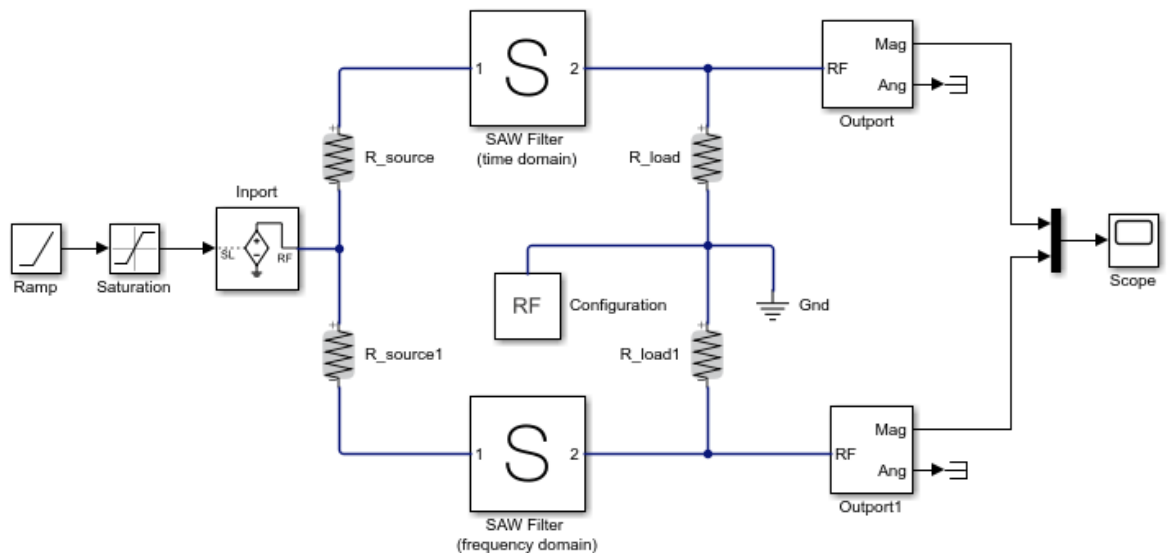
Simulink блоктарымен модельденген кіріс сигналы. Кіріс сигналы-`tf_ramp_time`-де 0-ден 1-ге дейін өзгертін пандус; `tf_ramp_time` бастапқы мәні $1e-6$ сек-ке тең орнатылады. Сигналдың тасымалдаушы жиілігі-`TF_FREQ`; `tf_freq` бастапқы мәні $2,4e9$ Гц-ке орнатылады.

Екі sawfilter сүзгісі бірдей sawfilter деректер файлын қолдана отырып, екі s-параметр блогымен модельденеді. `s2p.Saw Filter` (уақытша аймақ) деп белгіленген Блок уақытша аймаққа (rationalfit) орнатылған модельдеу қойындысында модельдеу параметрлері параметріне ие. `Saw Filter` деп аталатын Блок (жиілік аймағы) жиілік аймағына орнатылған модельдеу қойындысында модельдеу параметрлері параметріне ие және импульстік сипаттаманың ұзақтығын автоматты түрде бағалау құсбелгісі орнатылған.

Екі s-параметр блогының шығысын көрсететін ауқым блогы.

```
model = 'simrfV2_sparam_t_vs_f';
```

```
open_system(model);
```



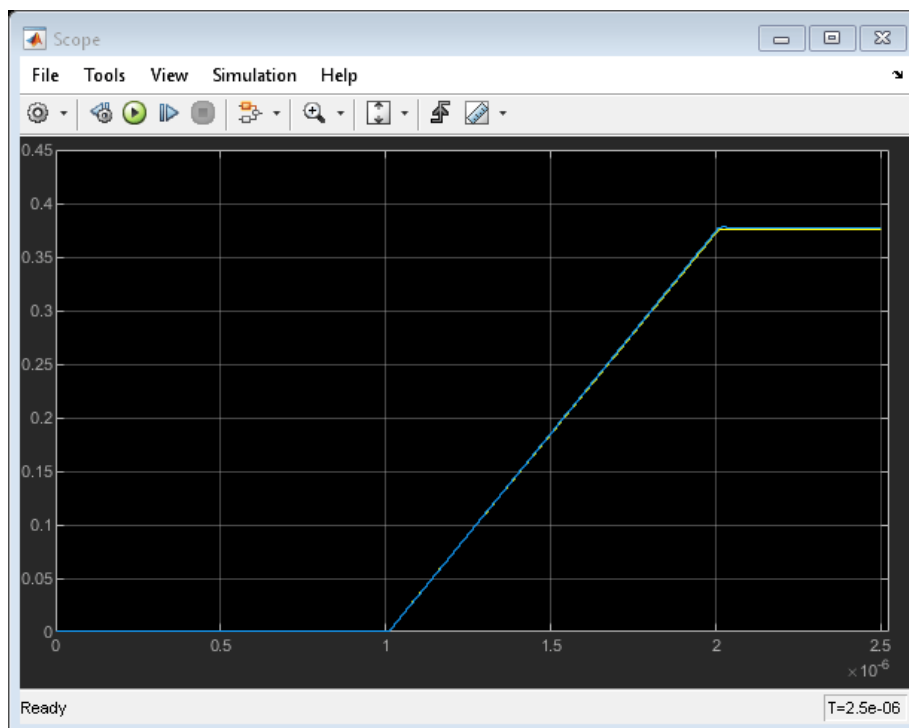
4.7-сурет – Уақыт пен жиілік аймақтарын модельдеу

Әдепкі параметрлермен модельдеуді іске қосу. Пәрмен жолына `open_system('simrfV2_sparam_t_vs_f')` енгіземіз.

Модельдеу > Іске Қосу таңдаймыз.

Екі әдістің нәтижелері бір-біріне өте жақын. Жиілік аймағындағы Модель (purple curve) беріліс функциясын (steady-state value) біршама жақсырақ көрсетеді.

```
scope = [model '%Scope'];
open_system(scope);
set_param(scope, 'YMax','0.45');
set_param(scope, 'YMin','0');
set_param(scope, 'TimeRange',num2str(1.01*TF_END_TIME));
sim(model);
```



4.8-сурет – Жиілік аймағының нәтижесі

Өте жақсы пандуспен (Very Steep Ramp) модельдеуді бастасақ, алдыңғы модельдеуде конверттің өсу уақыты $tf_ramp_time = 1e-6 T = 1/TF_FREQ = 4.1667 e-10$ тасымалдаушы сигнал кезеңінен көп болды. Басқаша айтқанда, конверт тасымалдаушыға қарағанда әлдеқайда баяу болды. Өсу уақыты тасымалдаушы кезеңге жақындаған сайын, тиісті уақыт эффектілері уақыт аймағының моделімен жақсырақ қабылданады (сары қисық).

Мысалды жалғастыру үшін:

$Tf_ramp_time = 1e-9$; $tf_end_time = 1e-7$; пәрмен жолында теріңіз.

Модельдеу > Іске Қосу Таңдаңыз.

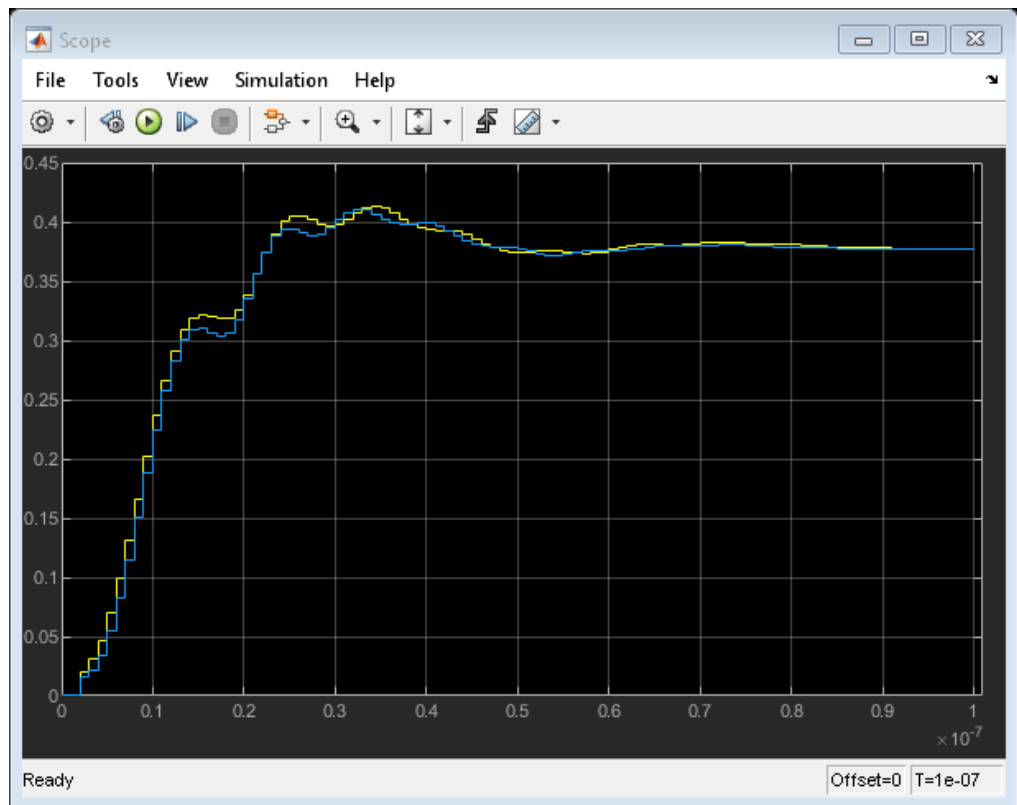
$TF_RAMP_TIME = 1e-9$;

$TF_END_TIME = 1e-7$;

`set_param(scope, 'TimeRange', num2str(1.01*TF_END_TIME));`

`sim(model);`

`open_system(scope);`



4.9-сурет – Уақыт эффектілерінің уақыт аймағының нәтижесі

Жиілік аймағындағы модельдеу нәтижесін модельдеудің уақыт қадамын азайту және импульстің ұзақтығын қолмен орнату арқылы жақсартуға болады.

Мысалды жалғастыру үшін:

$Tf_step = 5e-10$ теріңіз; пәрмен жолында.

Saw сүзгі блогының модельдеу панеліндегі импульстік жауаптың ұзақтығын автоматты түрде бағалау құсбелгісін алып тастаңыз (жиілік аймағы) және импульстік жауаптың ұзақтығын $1e-7$ ретінде көрсетіңіз.

Модельдеу > Іске Қосу Таңдаймыз.

TF_STEP = 5e-10;

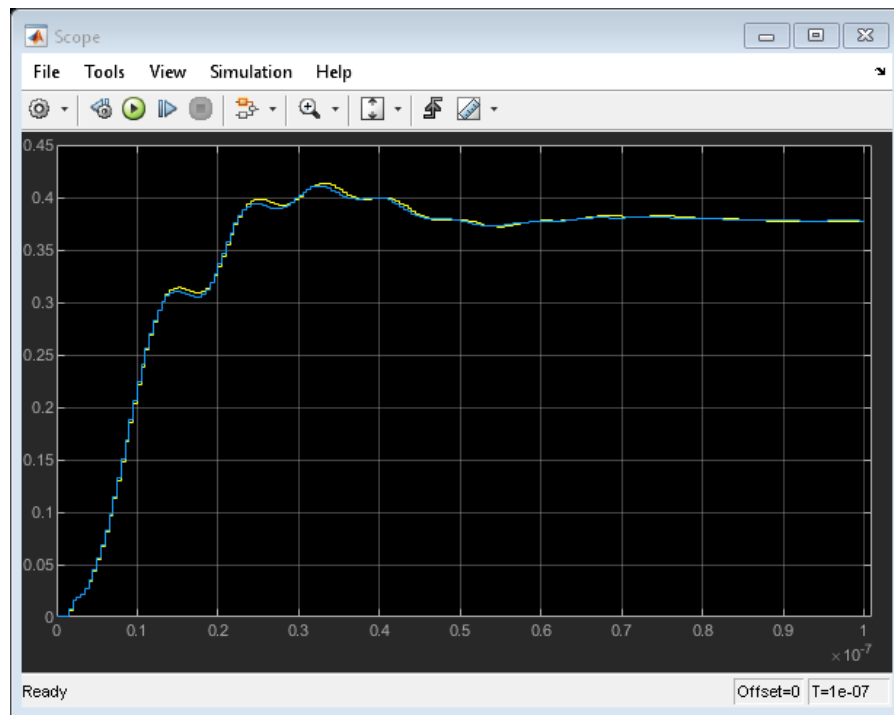
sparam_freq = [model '/SAW Filter (frequency domain)'];

set_param(sparam_freq, 'AutoImpulseLength', 'off');

set_param(sparam_freq, 'ImpulseLength', '1e-7');

sim(model);

open_system(scope);



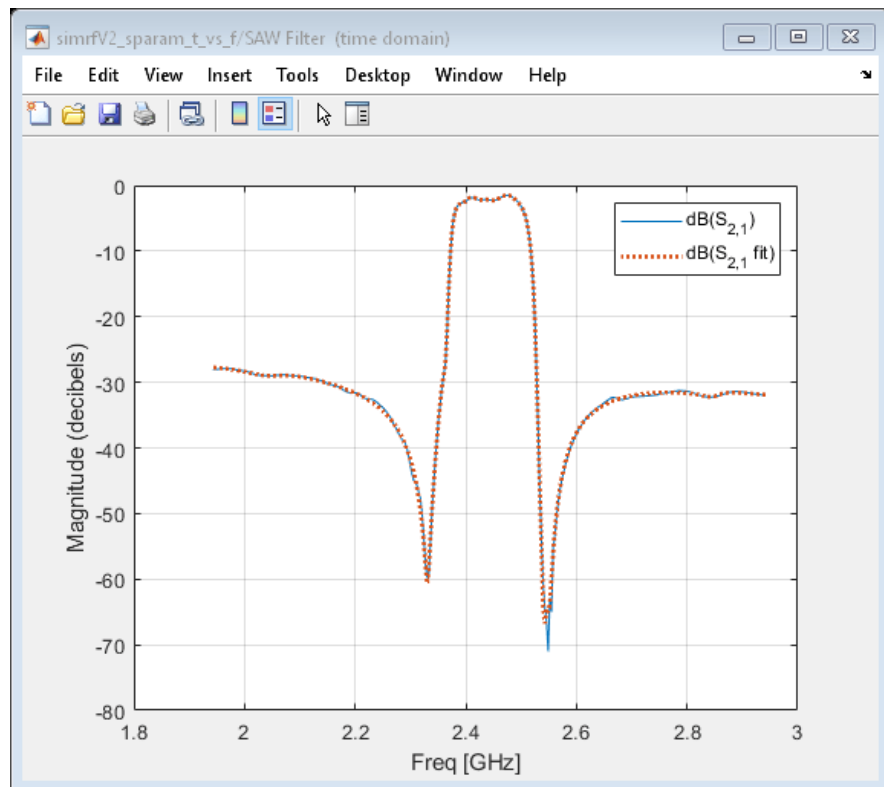
4.10-сурет – Сүзгі блогының модельдеу нәтижесі

Модельдеуді әртүрлі жиіліктермен іске қосу. Рационалды функцияның жуықтауы дәл емес. Жуықтау қатесін көру үшін «Saw сүзгісі (уақыт аймағы)» блогын екі рет басу керек. Жуықтау туралы ақпарат модельдеу тілқатысу тақтасының төменгі жағындағы «ұтымды сәйкестік нәтижелері» бөлімінде көрсетіледі.

```
open_system([model sprintf('/SAW Filter (time domain)')]);
```

Қосымша ақпарат алу үшін "Визуализация" жолағын таңдап, "графиканы құру" түймесін басыңыз.

Rational fit алгоритмі (нүктелі қисық) көптеген жиіліктерде өте жақсы жұмыс істейді. Алайда, кейде ол s-параметр деректерінің күрт өзгеруін байқамайды.



4.11-сурет – Әр түрлі жиілікпен іске қосу

Керісінше, жиілік аймағындағы әдіс барлық тасымалдаушы жиіліктерде стационарлық сипаттамасын дәл қайталайды. $Tf_freq = 2.54e9$ үшін модельдеуді орындау S -параметрі бар екі әдіс арасында түбегейлі әртүрлі нәтижелерге әкеледі.

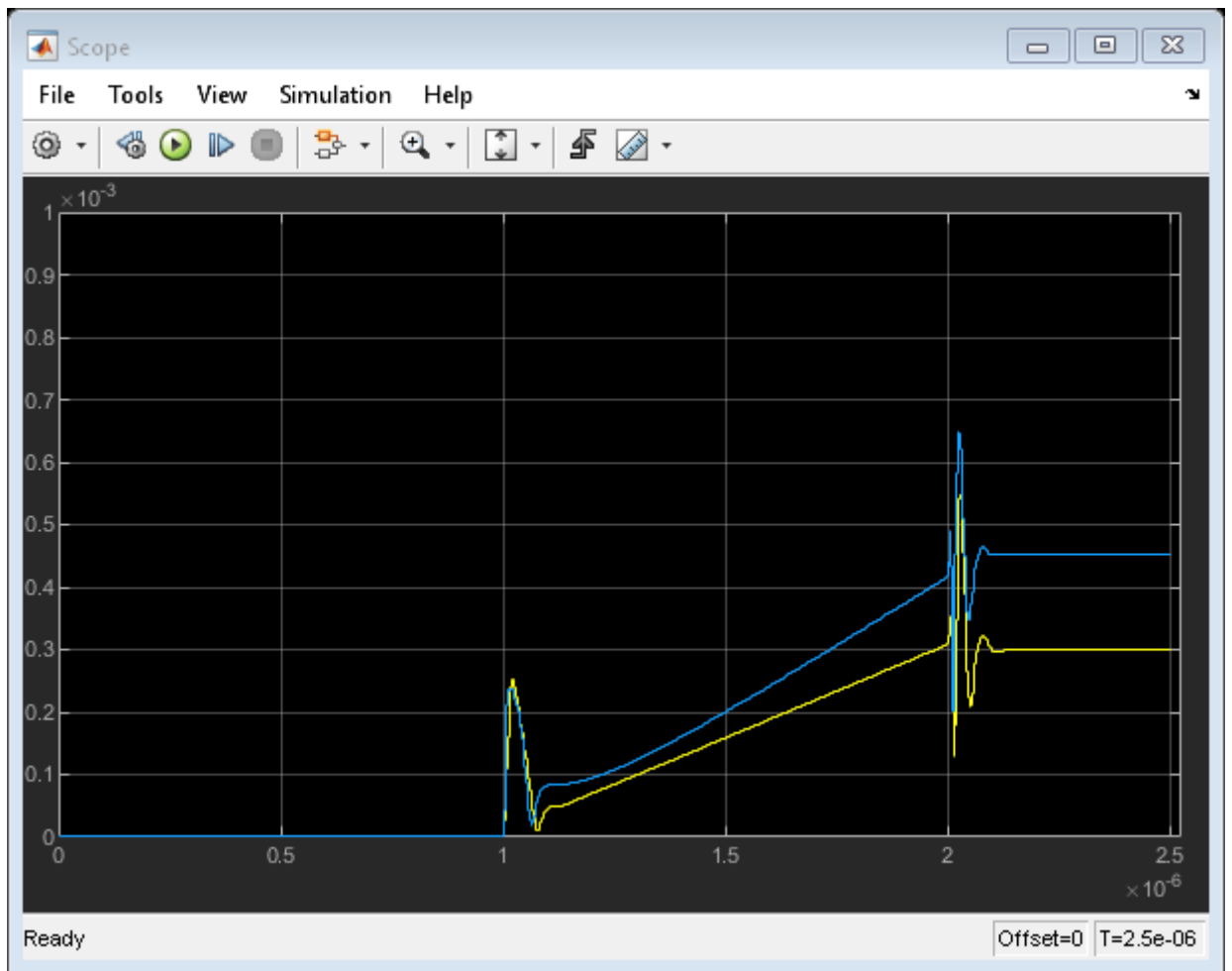
Мысалды жалғастыру үшін:

$Tf_freq = 2,54e9$; $tf_ramp_time = 1e-6$; $TF_STEP = 3e-9$; $TF_END_TIME = 2,5 e-6$; Пәрмен жолында.

Модельдеу > Іске Қосу Таңдау.

Бұл жағдайда жиілік аймағындағы модель бастапқы деректерді жақсырақ жақындатуды қамтамасыз етеді.

```
TF_STEP = 3e-9;
TF_RAMP_TIME = 1e-6;
TF_FREQ = 2.54e9;
TF_END_TIME = 2.5e-6;
set_param(scope, 'YMax', '1e-3');
set_param(scope, 'TimeRange', num2str(1.01*TF_END_TIME));
sim(model);
open_system(scope);
```



4.12-сурет – Бастапқы деректерді жақындатуды нәтижесі

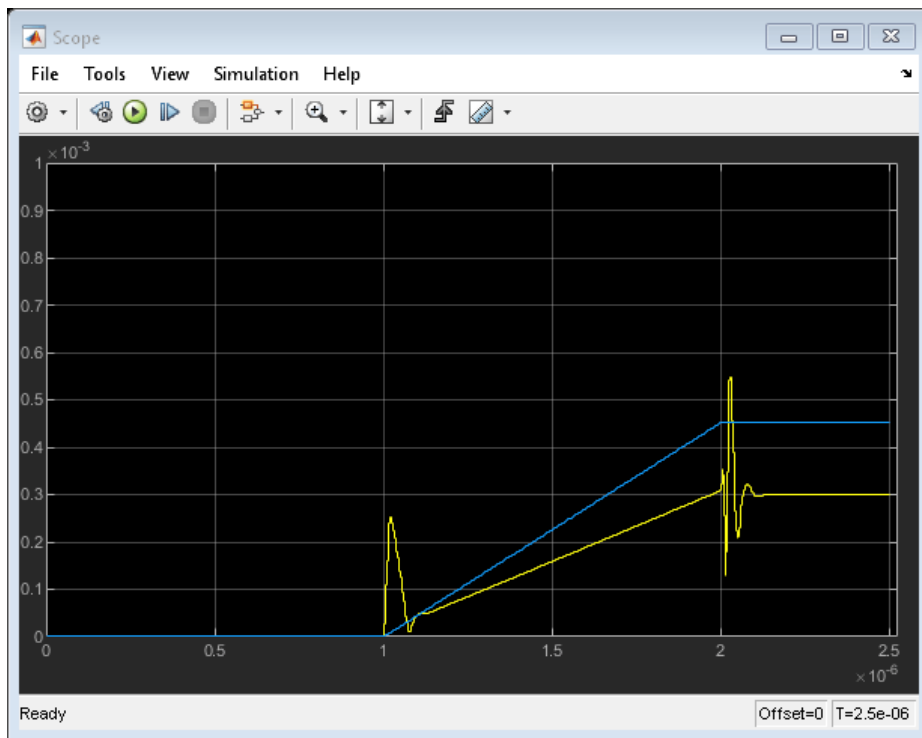
Нөлге орнатылған импульстің ұзақтығымен модельдеу. Іс жүзінде өте пайдалы болуы мүмкін ерекше жағдай бар. S-параметрлер блогының "импульстік жауаптың ұзақтығы" нөлге тең болғанда, енгізу тарихы енді ескерілмейді. Дегенмен, модель беріліс функциясын (тұрақты мән) дұрыс бекітеді. Бұл өтпелі эффектiлердi елемеуге болатын тамаша құрылғыларды модельдеудің жылдам және сенімді әдісі.

Мысалды жалғастыру үшін:

Saw сүзгі блогының импульстік сипаттамасының ұзақтығын (жиілік аймағы) 0-ге тең.

Модельдеу > Іске Қосу Таңдау.

```
set_param(sparam_freq, 'ImpulseLength', '0');
sim(model);
open_system(scope);
```



4.13-сурет – Нөлге орнатылған импульстің ұзақтығымен модельдеу

```
close(gcf);
bdclose(model);
clear model scope;
```

Көптеген практикалық радиожилік жүйелерінде уақыт пен жиілік аймақтарындағы әдістер ұқсас жауаптар береді. Уақытша аймақ әдісі уақытша аймақтағы жылдам өзгеретін конверттердің әсерін жақсырақ алады, бірақ бастапқы деректерді ұтымды жақындатуға сүйенеді. Жиілік аймағындағы әдіс уақытша модельдеу қадамына сезімтал; уақыт аймағындағы модель жақсы сәйкестікті қамтамасыз етпеген кезде бұл параметр ұсынылады.

ҚОРЫТЫНДЫ

1. Жақын әрекеттегі РЛЖ келісілген сүзгісінің шығуында біркелкі емес жиілік - уақыт матрицасы бар сигналды модельдеуге мүмкіндік беретін (1.6) және (1.7) жол берілген шектеулерді ескере отырып, ТЖК ОМП белгісіздік функциясының аналитикалық көрінісі алынды (1.14).

2. Ажыратымдылық қабілетінің (1.22), қашықтықты бір мәнді анықтау аралығының (1.23) және жылдамдық бойынша ажыратымдылық қабілетінің (1.25) N сигналының өлшемі, бастапқы жиілігі f_0 , Δf жиілігі қадамы және T дискреттерінің ұзақтығы сияқты сигналдың жиілік - уақыт параметрлеріне тәуелділігі көрсетілген.

3. ФН бүйір жапырақшалары деңгейінің ТЖК ОМП-дағы жиілік кодына тәуелділігіне талдау жүргізілді. Костас кодтары бүйірлік жапырақшалардың ең төменгі деңгейін алу үшін оңтайлы емес екендігі көрсетілген. Салынған тәуелділігі барынша УБЛ ЖМҚ жылғы мөлшерлігі ДКЖС кезінде біркелкі кесте жиіліктер. Көрсетілгендей, бұл ұлғаюына мөлшерлігі сигнал N жоғары 300 УБЛ ЖМҚ басылып келеді сайма-кубическому өсіп тұрған N (2.2).

4. Бір мәнді диапазонды бағалау аралығын кеңейту үшін біркелкі емес жиіліктер торына өту ұсынылады (2.4). Негізгі жапырақшаның кезең-кезеңмен қайталануы болып табылатын бүйірлік жапырақшаларды азайту үшін (1.23) жиілік қадамының жалған кездейсоқ өзгеру диапазонын жиілік бойынша бастапқы қадамға тең етіп орнату қажет. Бұл жағдайда қашықтықты бір мәнді бағалау аралығы N есе артады (2.6). Алайда, жиіліктердің біркелкі емес сатысына өту RUR (1.23) еселік белгілер арасындағы диапазондағы аралық бүйірлік жапырақшалардың ұлғаюына әсер етеді. Жиіліктің әркелкі торы кезінде қашықтық бойынша қимаға ФН УБЛ АКЖ ДКЖС N (2.8) өлшемділігінен шаршы түбірге кері пропорционал түсетіні көрсетілген.

5. Жалған кездейсоқ жиілік коды бар АКЖ ДКЖС пайдалана отырып, РЛЖ қабылдау-беру жолының құрылымдық схемасы ұсынылған. Бұл құрылымдық схема үшін АСТ шығысындағы жылжымалы нысанадан сандық сигналдың аналитикалық өрнегі алынды (3.15). Мұндай сигналдарды сығудың екі өлшемді сандық функциясының аналитикалық өрнегі ұсынылған (3.25), бұл мақсаттардың ауқымы мен радиалды жылдамдығын бірлесіп бағалауға мүмкіндік береді. Бұл өрнек дискреттердің біркелкі емес ұзақтығын, жиіліктердің біркелкі емес торын ескереді және фонды алып тастау және РЛЖ трансивер трактінің КЧХ біркелкі еместігін өтейтін сандық калибрлеу коэффициенттерін есепке алуды қамтиды. Сандық калибрлеу коэффициенттерін есептеу алгоритмі ұсынылған (3.24).

6. АКЖ ДКЖС пайдалану арқылы РЛЖ макетінде алынған эксперименттік деректердің нәтижелері мен талдауы келтірілген. РЛЖ макеті А қосымшасында келтірілген құрылымдық сызбаға сәйкес әзірленген, сынақтар радиусы 20 см алюминий маятникі бар (4.1-сурет) 4 м/с аспайтын жылдамдықпен тербеліп тұратын эксперименттік қондырғыда жүргізілді. Жылдамдықты бағалау нәтижелерін зондтау кезеңінде (4.1) СЖМ сигналынан кері БПФ көмегімен

алынған үлгілерде нысананың қашықтығы бойынша ығысуын өлшеуді пайдаланатын белгілі әдіспен және ЕӨССФ (3.25) пайдаланатын ұсынылатын әдіспен салыстыру мақсаттың жылдамдығы туралы шешім шығару үшін қажетті едәуір аз уақыт кезінде ұсынылатын әдістің дәлдігінің жақын сипаттамалары туралы қорытынды жасауға мүмкіндік береді. Шешім шығару уақытындағы ұтыс кемінде 50%.

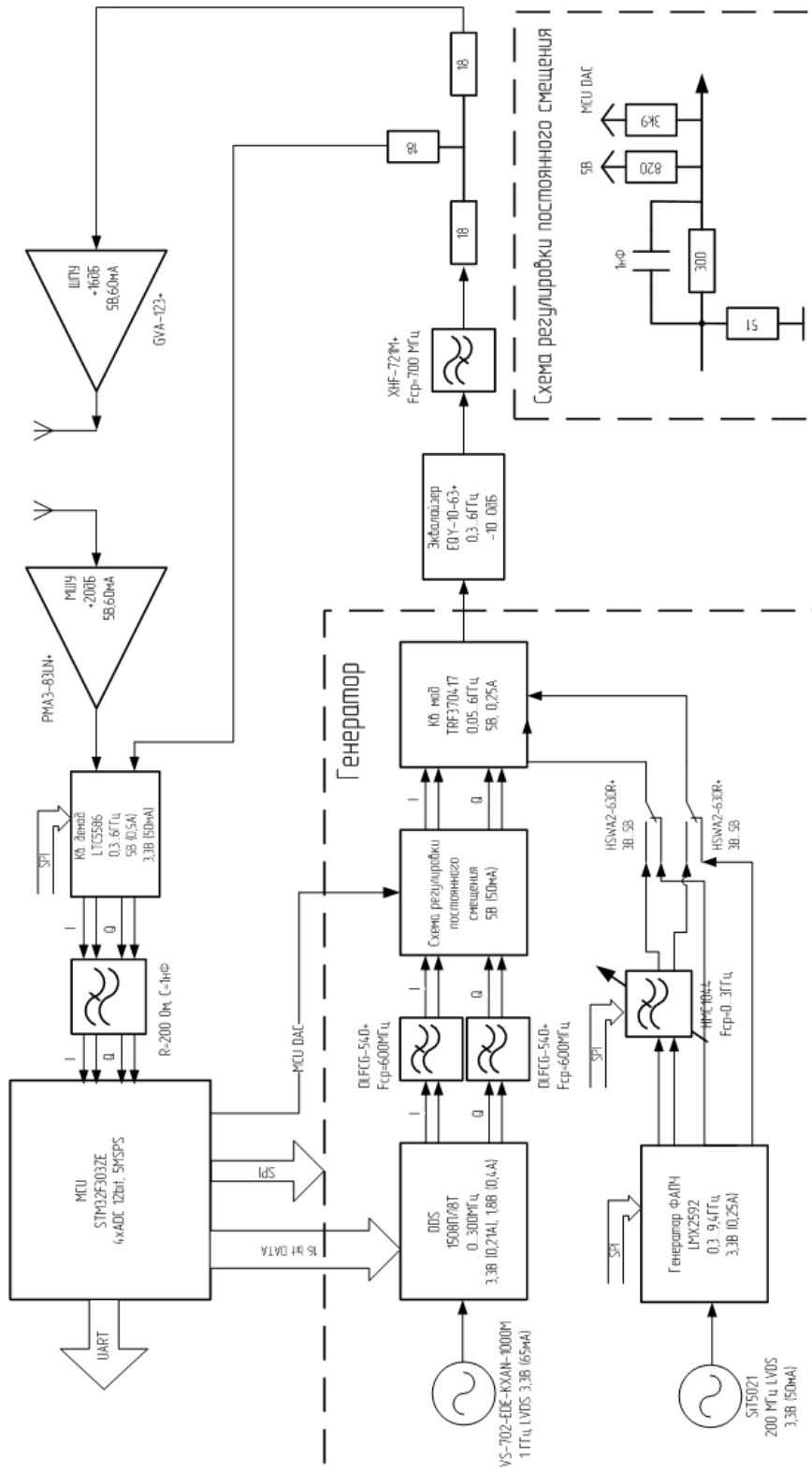
7. Абсолютті жылдамдықты бағалау қатесінің статистикалық сипаттамаларын салыстыру дискрет жиіліктерінің бірдей мәндерінде (752 МГц, 757 МГц, ..., 4947 МГц), өлшемде ($N = 840$) және сигналдың толық ұзақтығында (37,88 мс) жиілікті жалған кездейсоқ кодтаумен және сандық калибрлеу коэффициенттерін ескере отырып, қабылданған сигналдан ЕӨССФ есептеуге негізделген әдісті қолдану жылдамдықтың лездік мәндерін дәл бағалау кезінде жеңіске жетуге мүмкіндік береді деген қорытынды жасауға мүмкіндік береді. Қатенің математикалық күтуі орташа есеппен 1,9 есе аз, қателер орташа есеппен 4,9 есе аз, қатенің медианасы орташа есеппен 1,39 есе аз.

ҚОЛДАНЫЛҒАН ӘДЕБИЕТТЕР ТІЗІМІ

1. Ultrawideband radar applications and design. / ed. Taylor J. D. – New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2012 – PP. 8-10, 33-41, 163, 178-183.
2. Through-the-wall radar imaging / ed. Amin M. G. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2011 – P. 19.
3. Handbook of ultra-wideband short-range sensing / Jurgen S. – Weinheim, Germany – Wiley-VCH Verlag & Co. KGaA – 2012 – PP. 65, 829.
4. Биорадиолокация / под ред. Бугаева А.С., Ивашова С.И. – 2-е изд. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана – 2018 – 396 с.
5. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE A&E systems magazine – 2017 – pp. 28-32 – DOI 10.1109/MAES.2017.160167.
6. Быстров Н.Е., Жукова И.Н., Кунец Н.А., Реганов В.М., Чеботарёв С.Д. Малогабаритная РЛЖ X/L-диапазона для обнаружения/сопровождения малоразмерных БПЛА // Радиотехника и связь – Вестник Новгородского государственного университета – №4 (116) – 2019 – с. 65-71 – DOI: [https://doi.org/10.34680/2076-8052.2019.4\(116\).65-71](https://doi.org/10.34680/2076-8052.2019.4(116).65-71).
7. Pieraccini M., Miccinesi L. CWSF radar for detecting small UAVs // IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS) – Tel-Aviv – Israel – 2017 – DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244710.
8. Drozdowicz J. et al. 35 GHz FMCW drone detection system // Krakow – Poland – Proc. IEEE Int. Radar Symp. – 2016 – P. 1-4.
9. Caris M. et al. Millimeter wave radar for perimeter surveillance and detection of MAVs (micro aerial vehicles) // Dresden – Germany – Proc. IEEE Int. Radar Symp. – June 2015 – P. 284–87. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем / Чапурский В.В. – Москва – Издательство МГТУ им. Н.Э.Баумана – 2012. – 279 с.
10. Radar signals an introduction to theory and application / Cook C., Bernfeld M. – New York / London – Academic Press Inc. – 1967 – P. 269.
11. Радиолокационные сигналы / Кук Ч., Бернфельд М. – Пер. с английского под ред. В.С. Кельзона – М.: Сов. Радио – 1971 – 568 с.
12. High-resolution radar / Wehner D. R. – 2nd ed. – Norwood, MA – Artech House Inc. – vol. 1 – 1995 – P. 484.
13. Ultra-wideband radar technology / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York, Washington D.C. – CRC Press LLC – 2001 – P. 313.
14. Advances ultrawideband radar technology signals, targets, and applications / ed. Taylor J. D. – Boca Raton, London, New York – CRC Press Taylor & Francis Group – 2017 – P. 458.
15. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Астанин Л.Ю., Костылёв А.А. – М.: Радио и связь – 1989 – 192 с.

16. Stepped-frequency radar sensor analysis theory, analysis and design / Nguyen C., Park J. – Springer Briefs in Electrical and Computer Engineering – Springer – 2016 – P. 129.
17. Kajiwara A. Vehicular stepped-FM coded radar for collision avoidance // IEEE Vehicular Technology Conference – 1998 – vol. 3, P. 2085–2089.
18. Axelsson S. R. J. Analysis of random step frequency radar and comparison with experiments // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing – 2007 – vol. 45, no. 4, P. 890–904.
19. Liu Y., Meng H., Zhang H., Wang X. Motion compensation of moving targets for high range resolution stepped-frequency radar // Sensors – 2008 – vol. 8, no. 5, P. 3429–3437.
20. Liu Y., Meng H., Li G., and Wang X. Range-Velocity Estimation of Multiple Targets in Randomised Stepped-Frequency Radar // Electronics Letters – 2008 – vol. 44, no. 17, P. 1032–1034.
21. Liu Y., Huang T., Meng H., Wang X. Fundamental Limits of HRR Profiling and Velocity Compensation for Stepped-Frequency Waveforms // IEEE Transactions on Signal Processing – 2014 – vol. 62, no. 17, P. 4490–4504.

Қосымша А. Жиілік бойынша дискретті-кодталған радиолокациялық желінің функционалдық сұлбасы



Қосымша Б. MATLAB тіліндегі белгісіздік функциясын модельдейтін бағдарлама коды

```
clear;
% БАЗОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ И СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
с
=
3e
8;
N
=
3
8;
F0 =
1000e6;
dF = 5e6;
Fc = (2*F0+(N-1)*dF)/2;
% ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА ДЛЯ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА (PLL+DDS+IQmodulator)
Ndds = 60; % количество профилей DDS Npll =
15; % количество перестроек ФАПЧN =
Ndds*Npll;
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL
dTdds = 40e-6; % длительность дискрета
DDST = repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);
Nbeg=1; Nend = length(T);
T_FULL = sum(T(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала

% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ PLL
PLLcode = [11 15 10 4 6 13 9 1 14 8 7 12 5 2 3]-1;
% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ DDS
DDSTcode = [29 28 23 26 1 16 20 22 15 3 4 2 19 10 24 14 11 0 25 7 17 9,...
27 5 12 8 13 21 6 18 42 55 51 50 58 33 38 40 44 56 41 37 46 47 36,...
51 30 59 49 52 35 53 48 45 39 32 54 34 57 43];
% СОЗДАНИЕ МАССИВА С ОБЩИМ ЧАСТОТНЫМ КОДОМ "CODE"
for i=1:Npll
    DDSTcode = randperm(Ndds);
    DDSTcode = DDSTcode+1*(randperm(Ndds)/Ndds-0.5);for
    j=1:Ndds
        Code((i-1)*Ndds+j)=PLLcode(i)*Ndds+DDSTcode(j);
    end
end
% ДОБАВЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ДРОЖАНИЯ В КОД ЧАСТОТЫ
ExtraCode = randperm(length(Code));N =
length(Code);
Code = Code+ExtraCode/max(ExtraCode)-0.5;

% ФОРМИРОВАНИЕ МАССИВА ЧАСТОТ С УЧЁТОМ ШАГА ПО ЧАСТОТЕ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ
F = F0+(Code)*dF;
% ВЫЧИСЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ШАГА ПО ЧАСТОТЕ
dFavg = mean(abs(F(2:end)-F(1:end-1)))*1e-6;

% АМПЛИТУДЫ И НАЧАЛЬНЫЕ ФАЗЫ СИГНАЛА
a = ones(1,N);
phi = zeros(1,N);
Tmin = min(T); Tmax = max(T); Tfull = sum(T); Tavg = Tfull/N;

%..... ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ФН.....
X1 = zeros(length(V),length(R)); Xnn =
zeros(length(V),length(R)); Xnn_1 =
```

```

zeros(length(V),length(R));for n=1:N

    Xnn = a(n)^2*(T(n)-2*RR/c).*sinc(2*F(n)*VV/c.*(T(n)-2*RR/c)).*...
        exp(1i*4*pi*F(n)/c*(RR-VV.*(sum(T(1:n-1)))));
    % ВТОРАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ
    if n>1
        Xnn_1=a(n)*a(n-1)*2*RR/c.*sinc((F(n)-F(n-1)+2*VV*F(n-1)/c)*2.*RR/c).*... exp(...
            1i*2*pi*((F(n)-F(n-1)+2*VV*F(n-1)/c).*(sum(T(1:n))+RR/c)+F(n-
            1)*2*RR/c)+...
            1i*(phi(n)-phi(n-1))...);
    end
end
X1=X1+Xnn+Xnn_1;
X1=abs(X1)/(sum(a.^2)*Tavg);

% % ПАСЧЁТ СРЕДНЕГО И МАКСИМАЛЬНОГО УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ
velIndexes = fix(length(V)/2)-fix(1.2*dVteor/dv):...
            fix(length(V)/2)+fix(1.2*dVteor/dv); ranIndexes =
1:fix(2*dRteor/dr);
X2(velIndexes,ranIndexes)=zeros(length(velIndexes),length(ranIndexes));

SLL_MEAN = mean(mean(X2(velIndexes,:)));
SLL_MEDIAN = median(median(X2(velIndexes,:)));
SLL_MAX = 0;
for ri=2:length(R)-1
    for vi=2:length(V)-1
        if(X2(vi,ri)>SLL_MAX &&...
            X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri) && ...
            X2(vi,ri)>X2(vi,ri-1) && X2(vi,ri)>X2(vi,ri+1) && ...
            X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri-1) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri+1) && ...
            X2(vi,ri)>X2(vi-1,ri+1) && X2(vi,ri)>X2(vi+1,ri-1))SLL_MAX =
            X2(vi,ri);
    end
end
end
SLL_MAX = max(findpeaks(X2(velIndexes,:))); X2(velIndexes,:)=zeros(length(velIndexes),length(R));
% ВЫВОД ТРЁХМЕРНОГО ТЕЛА ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ
figure(3); surf(RR,VV,X0,'LineStyle','none'); view([45 30]);ylim([-Vmax
Vmax]); zlim([0 1]);
set(gcf,'color','w');
xlabel('R[м]'); ylabel('V_r[м/с]'); zlabel('X(R,V_r)');
shading('interp');
zticks([0:0.1:1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside'; cb.Position =
[0.95 0.45 0.05 0.5];cb.AxisLocation = 'in';
set(cb,'YTick',[0:0.1:0.5]);

% ПОДСВЕТИТЬ МАКС БОКОВОЙ ЛЕПЕСТОК
hold on plot3(RR(X2==SLL_MAX),VV(X2==SLL_MAX),X2(X2==SLL_MAX),'r','markersize',20);
hold off
xlim([R(1) R(end)]); ylim([V(1) V(end)]);

% НАСТРОЙКА ШРИФТОВ
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',19); set(findall(gcf,'-
property','FontName'),'FontName','Times New Roman')

```

Қосымша В. MATLAB тілінде екі өлшемді сандық тығыздау функциясын модельдейтін бағдарлама коды

```
clear;
% БАЗОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ И СРЕДЫ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
c
=
3e
8;
N
=
3
8;
F0 =
1000e6;
dF = 5e6;
Fc = (2*F0+(N-1)*dF)/2;

% ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛА ДЛЯ СЛОЖНОЙ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРА (PLL+DDS+IQmodulator)
Ndds = 60; % количество профилей DDS Npll =
15; % количество перестроек ФАПЧN =
Ndds*Npll;
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL
dTdds = 40e-6; % длительность дискрета
DDST = repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);
Nbeg=1; Nend = length(T);
T_FULLL = sum(T(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала

% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ PLL
PLLcode = [11 15 10 4 6 13 9 1 14 8 7 12 5 2 3]-1;
% НАСТРОЙКА КОДА ЧАСТОТЫ DDS
DDSCode = [29 28 23 26 1 16 20 22 15 3 4 2 19 10 24 14 11 0 25 7 17 9,...
27 5 12 8 13 21 6 18 42 55 51 50 58 33 38 40 44 56 41 37 46 47 36,...
51 30 59 49 52 35 53 48 45 39 32 54 34 57 43];
% СОЗДАНИЕ МАССИВА С ОБЩИМ ЧАСТОТНЫМ КОДОМ "CODE"
for i=1:Npll
    DDSCode = randperm(Ndds);
    DDSCode = DDSCode+1*(randperm(Ndds)/Ndds-0.5);for
j=1:Ndds
        Code((i-1)*Ndds+j)=PLLcode(i)*Ndds+DDSCode(j);
    end
end

% ДОБАВЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОГО ДРОЖАНИЯ В КОД ЧАСТОТЫ
ExtraCode = randperm(length(Code));N =
length(Code);
Code = Code+ExtraCode/max(ExtraCode)-0.5;

% ФОРМИРОВАНИЕ МАССИВА ЧАСТОТ С УЧЁТОМ ШАГА ПО ЧАСТОТЕ И НАЧАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ
F = F0+(Code)*dF;
% ВЫЧИСЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ШАГА ПО ЧАСТОТЕ
dFavg = mean(abs(F(2:end)-F(1:end-1)))*1e-6;

% АМПЛИТУДЫ И НАЧАЛЬНЫЕ ФАЗЫ СИГНАЛА
a = ones(1,N);
phi = zeros(1,N);
Tmin = min(T); Tmax = max(T); Tfull = sum(T); Tavg = Tfull/N;
```

```

% ГРАФИК ЧАСТОТЫ
figure(1); set(gcf,'color','w');
plot(Code,'k');

ylabel('Код частоты [ \theta ]'); xlabel('Номер дискрета [ n ]');xlim([1 N]); ylim([0 N-1]);
grid on;
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',14); set(findall(gcf,'-property','FontName'),'FontName','Times New Roman');

% РАЗРЕШАЮЩИЕ СПОСОБНОСТИ И ОДНОЗНАЧНЫЕ ДАЛЬНОСТИ
dRteor = c/(2*(max(F)-min(F)));
Rmax = c/(2*dF); dr = dRteor/21;% Rmax = N*dRteor;Rend =
min([Tmin*c/2 Rmax]);
R =0:dr:Rend;
dVteor = c/(2*Fc*Tfull);
Vmax = 30; dv = dVteor/21;
Vplus = dv:dv:Vmax;
V = cat(2,-flip(Vplus),0,Vplus);RR =
repmat(R, length(V), 1);
VV = repmat(V,1, length(R));

% СОЗДАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА ОТ ЦЕЛИ
Rtarg = [1]; Vtarg = [0];
[Fsort,Isort] = sort(F); CS =
zeros(1,N);
for n=1:N
    for tg = 1:length(Rtarg) CS(n)=CS(n)+a(n)^2*(T(n)-
        2*Rtarg(tg)/c).*...
        exp(1i*4*pi*F(n)/c*(Rtarg(tg)-Vtarg(tg)).*(sum(T(1:n-1))+T(n)/2+Rtarg(tg)/c));
    end
end

X0 = zeros(size(RR));
for n=1:N
    X0 = X0+CS(n)*a(n)^2./(T(n)-2*RR/c).*...
        exp(-1i*4*pi/c*F(n)*(RR-VV.*(sum(T(1:n-1)))));
end
X0 = abs(X0)/(N);
% ВЫВОД ТРЁХМЕРНОГО ТЕЛА ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ
figure(3); surf(RR,VV,X0,'LineStyle','none'); view([45 30]);ylim([-Vmax Vmax]); zlim([0 1]);
set(gcf,'color','w');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',19); set(findall(gcf,'-property','FontName'),'FontName','Times New Roman');
xlabel('R[m'],'FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times NewRoman');
ylabel('V_r[m/c'],'FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times NewRoman');
zlabel('X(R,V_r)','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times NewRoman');
shading('interp');
zticks([0:0.1:1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside'; cb.Position =
[0.95 0.45 0.05 0.5];cb.AxisLocation = 'in';
set(cb,'YTick',[0:0.1:0.5]);

```

Қосымша Г. MATLAB тіліндегі маятниктің лездік радиалды жылдамдығын есептейтін бағдарлама коды

```

% clear; close all; fclose('all');
% % Открытие файла для определения количества кадров
% filename = 'Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\1.data';
% filename = 'Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\4.data';
filename = 'Device\2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM3.data'; NFreqs = 1080;
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas1.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas2.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\Costas3.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM1.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM2.data';
% filename = 'Device\2019.12.23_LFMvsCOSTAS\LFM3.data';
% filename = 'Device\Costas_20dB.data';

fid = fopen(filename,'r','n','UTF-8');
% загрузка корректирующих коэффициентов
% load('Device\DDS_EXPERIMENTS\2019.08.01_Costas\CorCoef.mat','CorCoef');
% NFreqs = 840; % количество частот, на (к) берутся дискретные отсчёты NReps = 1; %
% количество отсчётов АЦП на каждой частоте
% NFrames = 1591; % 2019.08.01_Costas\1.data
% NFrames = 1426; % 2019.08.01_Costas\4.data
% NFrames = 344; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM1.data
% NFrames = 341; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM2.data
% NFrames = 345; % 2019.11.13_DDS_PENDULUM\PENDULUM3.data
% NFrames = 201; % Costas_20dB.data
NFrames = 0; % после цикла переменная будет содержать количество кадров
%
tline = fgetl(fid);
while ischar(tline)
    tline = fgetl(fid);
    NFrames =
    NFrames+1;
end
NFrames = fix(NFrames/(NFreqs*NReps+2));
fclose('all');

% % Исходные данные
c = 3*1e8; % скорость света в вакууме
% ..... ЧАСТОТА .....
F0 = 752*1e6; % начальная
частота dF = 5e6;
Nbeg = 1;
Nend = NFreqs;
N = Nend-Nbeg+1; % Количество частот, по (к) делается БПФ Ndds = 60;
% количество профилей DDS
Npll = 18; % количество перестроек ФАПЧ
% F = F0:dF:F0+(N-1)*dF;
Th = 0:NFreqs-1; % код частоты
% Th = I-1;
% ----- АМПЛИТУДА -----
A = ones(1,N); % код амплитуды
win = hamming(N); % создание окна для ДДП
% ..... ФАЗА .....
Ph = zeros(1,N); % код начальной фазы
% ..... ВРЕМЯ .....
dTpll = 300e-6; % длительность дискрета PLL dTdds = 40e-6;

```

```

% длительность дискрета DDS dT =
repmat([dTpll,ones(1,Ndds-1)*dTdds],1,Npll);Tavg = mean(dT);
T_FULLL = sum(dT(Nbeg:Nend)); % полная длительность накопления сигнала
% ----- ДАЛЬНОСТЬ -----
dR = c/(2*N*dF); % теоретическое разрешение по дальности
RMAX = c/(2*dF); % теоретический интервал однозначного определения dr =
dR/2; % элемент по дальности для детализации ДДП
Rshift = 2.15; % сдвиг по дальности за счёт фазовых набегов Rmax =
20; % максимальная дальность отрисовки ДДП
R = (Rshift:dr:Rmax+Rshift); % вектор элементов по дальности time = R/c;
% вектор задержек
PointCount = fix(RMAX/dr)+1; % количество точек для БПФ
% ----- СКОРОСТЬ -----
dV = c/(2*T_FULLL*(2*F0+(Nbeg-1)*dF+(Nend-1)*dF)); % теоретическое разрешение v_max = 6; %
максимальная скорость движения цели
dv = dV/2; % шаг изменения
скорости V = -v_max:dv:v_max; % вектор скоростей
% ----- МАССИВЫ ДЛЯ РАБОТЫ -----
% двумерные вектора для создания двумерной функции свёртки
RR=repmat(R,length(V),1); % X-дальность
VV=repmat(V,1,length(R)); % Y-скорость
X=zeros(length(V),length(R)); % Z-функция свёртки

FrSignal = zeros(NFrames,NFreqs); % массив для хранения частотных отсчётов Signal =
zeros(NFrames,PointCount); % массив для хранения ДДП
SIG = zeros(1,length(R)); % массив для отображения текущей разности
%% АЛГОРИТМ
fid = fopen(filename,'r','n','UTF-8');
count = 0; % переменная для хранения количества считанных байт
% ПРОПУСК ПЕРВЫХ FirstFrame КАДРОВ
% с сохранением пропущенных кадров в массив FrSignalTIMES
= zeros(NFrames,2);
FirstFrame = 2;
for i=1:FirstFrame-1
% fseek(fid,78,'cof');
OneLine1 = fgets(fid);
onlyTimes=textscan(OneLine1,'# %d %d# DDS Maket data');
if((~isempty(onlyTimes{1}))&&(~isempty(onlyTimes{2}))) TIMES(i,:) =
[onlyTimes{1} onlyTimes{2}];
end
OneLine2 = fgets(fid);
[A,count] = fscanf(fid,'%i ',[11 NFreqs*NReps]);F =
reshape(A(1,:),[NReps,NFreqs]);
re = reshape(A(2,:),[NReps,NFreqs]);
im = reshape(A(3,:),[NReps,NFreqs]);
% ВЫВОД ГРАФИКА ЧАСТОТ
T=zeros(1,
N);for
n=1:N
T(n)=sum(dT(1:n));
end
figure(1); plot(T*1e3,F,'k');
set(gcf,'color','w');grid
on;
xlabel('t [mc]');
ylabel('f [MГц]');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',14); set(findall(gcf,'-
property','FontName'),'FontName','Times');
end
yticks([900:600:6000 F(end)]);
xticks([0:3:T(end)*1e3]);

```

```

        xlim([0 T(end)*1e3]);
ylim([0 F(end)]);return;
% -----
[F,I]=sort(F); % сортировка для РАСКОДИРОВКИ данных по частотам
% I - вектор кода частоты (можно использовать, как вектор индексов)
% re = re(I); im = im(I); FrSignal(i,:)=complex(im,re);
% ВЫВОД НА ЭКРАН ОСТАЛЬНЫХ КАДРОВ

%% СОЗДАНИЕ ГРАФИКОВ И НАСТРОЙКА ОТОБРАЖЕНИЯ
% 1-ый график для вывода дальностных сечений
YLIM = 2e1; % масштаб ДДП по оси Y
fig1 = figure(1); set(fig1,'color','w');subplot(2,2,1);
pl11 = plot(R-Rshift,SIG); hold on; pl12 =
plot(R-Rshift,SIG); hold off;
legend('X(R,V=0)','X(R,V=MaxV)'); ylim([0
YLIM]);
grid on;
xlim([0
Rmax]);
% t1 = title(['Frame = ',num2str(i)]);xlabel('R
[M]);

% 2-ой график для вывода параметров
sp2=subplot(2,2,2);
line1=['Frame = ',num2str(i)]; line2=['F
(num2str(F(Nbeg)),',
',num2str(F(Nbeg+1)),',... ',num2str(F(Nend)),') [MГц]'];
line3=['Ffull = ',num2str(F(Nend)-F(Nbeg)), ' [MГц]']; line4=['Tfull =
',num2str(T_FULL*1e3), ' [мс]
Tfr = 100 [мс]'];
line5=['dR_т = ',num2str(dR,2), ' [M]
dr_п_п = ',num2str(dr,2), ' [M]'];
line6=['dV_т = ',num2str(dV,2), ' [M/c]
dv_п_п = ',num2str(dv,2), ' [M/c]'];line7=['
'];
line8=[' '];

fullmsg = {line1,line2,line3,line4,line5,line6,line7,line8};
t2=text(0.5,0.5,fullmsg,'Parent',sp2);
set(t2, 'HorizontalAlignment', 'center');
set(sp2,'xtick',[],'ytick',[]); set(sp2,'visible','off');

% 3-ий график для вывода 3-ёх мерного тела функции свёртки
subplot(2,2,3);
srf = surf(VV,RR-Rshift,X,'LineStyle','none');xlabel('V
[M/c]');
ylabel('R [M]');
view(90,90);
ylim([0 Rmax]);

% 4-ый график для вывода скоростных сеченийsp4
= subplot(2,2,4);
pl41 = plot(zeros(1,length(V)),V);
% hold on; pl42 = plot(V,zeros(1,length(V))); hold off;
legend('X(R=R(Max),V)');
grid on;
xlim([0
YLIM]);
ylim([-v_max v_max]);

yticks(-v_max:1:v_max); set(sp4,
'Ydir', 'reverse');
xlabel('V [M/c]');

```



```

% t4 = title(['R=MaxR']);
% отдельный график для вывода сечений fig2 =
figure(2); set(fig2,'color','w'); pl2_1 = plot(R-
Rshift,SIG); hold on; pl2_2 = plot(R-Rshift,SIG);
hold off; legend('FFT','X(R,V=MaxV)');
ylim([0 YLIM]);
grid on;
xlim([0
Rmax]);
% t1 = title(['Frame = ',num2str(i)]);
ylabel(['X(R,V)']);
xlabel('R [m]');
set(findall(gcf,-property,'FontSize'),'FontSize',12); MaxR = 0; MaxRV0 = 0;
Vshift = zeros(1,NFrames);
Vaf = zeros(1,NFrames); Raf
= zeros(1,NFrames);
%% ОСНОВНОЙ ЦИКЛ ПО КАДРАМ
for i=FirstFrame:NFrames t2.String(1)={'Frame =
',num2str(i)};
% fseek(fid,78,'cof');
OneLine1 = fgets(fid);
onlyTimes=textscan(OneLine1,'# %d %d# DDS Maket data');
if((~isempty(onlyTimes{1}))&&(~isempty(onlyTimes{2}))) TIMES(i,:) =
[onlyTimes{1} onlyTimes{2}];
end
OneLine2 = fgets(fid);
[A,count] = fscanf(fid,'%i ',[11 NFreqs*NReps]);F =
reshape(A(1,:),[NReps,NFreqs]);
re = reshape(A(2,:),[NReps,NFreqs]);
im = reshape(A(3,:),[NReps,NFreqs]);
[Fsorted,I]=sort(F);
% re = re(I); im = im(I);
FrSignal(i,:)=complex(im,re);
figure (2); plot(F,re,F,im,F,abs(complex(re,im)));
grid on; ylim([-2048 2048]); %ylim([-100 100]);
xticks(F(1):300:F(end));
xlim([F(1) F(end)]);
CS = FrSignal(i,:);
CS_shft = zeros(1,length(CS));if i>1
CS_diff = (FrSignal(i,:) - FrSignal(i-1,:)).*CorCoef(1:end); CS_shft = FrSignal(1,1:end)-
FrSignal(i,1:end); CS_shft(I(Nbeg:Nend))=CS_shft(I(Nbeg:Nend)).*win; % окно
CS_shft(I(Nbeg:Nend))=CS_shft(I(Nbeg:Nend)).*CorCoef(Nbeg:Nend);
end
SIG = abs(fft(CS_shft(I(Nbeg:Nend)),PointCount))/N;
X=zeros(length(V),length(R));
for n=Nbeg:Nend
X=X+CS_shft(n)*Tavg./(dT(n)-2*RR/c).*...
exp(-1i*4*pi/c*(RR-VV.*(sum(dT(Nbeg:n-1))+dT(n)/2+RR/c))*F(n)*1e6); end
X = abs(X)/N;
% построение сечения (V=0) функции свёртки
XV0=X(fix(length(V)/2)+1,:);
pl11.YData = XV0;
% нахождение координат максимума функции свёртки
[MaxTempSig,MaxVIndTemp]=max(X);
[MaxSig,MaxRInd]=max(MaxTempSig);
MaxVInd = MaxVIndTemp(MaxRInd);
% нахождение координат максимума нулевого сечения по скорости
[~,MaxXV0Ind]=max(XV0);
Rdif = MaxRV0 - (R(MaxXV0Ind)-Rshift);
% Rdif = MaxR-R(MaxRInd);
MaxRV0 = R(MaxXV0Ind)-
Rshift;MaxR = R(MaxRInd)-

```

```

Rshift; MaxV = V(MaxVInd);
% построение дальностного сечения максимума функции свёртки
p112.YData = X(MaxVInd,:);
% построение скоростного сечения максимума функции свёртки
p141.XData = X(:,MaxRInd);
% построение сумм функции по дальности
p142.YData = sum(X,2)/length(R);
figure(4); surf(RR-Rshift,VV,X/max(max(X)), 'LineStyle','none'); view([1530]);
set(gcf,'color','w');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',19); set(findall(gcf,'-
property','FontName'),'FontName','Times New Roman');
xlabel('R[m]','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times New
Roman');
ylabel('V_r[m/s]','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','Times New Roman');
zlabel('X(R,V_r)','FontSize',19,'FontAngle','italic','FontName','TimesNew Roman');
xlim([0 Rmax]);
ylim([-v_max
v_max]);
% shading('interp');
% zticks([0 0.25 0.5 0.75 1]);
caxis([0 0.5]);
colormap(flipud(gray));
cb=colorbar;
cb.Location = 'eastoutside'; cb.Position =
[0.95 0.45 0.05 0.5];cb.AxisLocation = 'in';
set(cb,'YTick',[0:0.1:0.5]);

% построение 3-ёх мерного тела функции свёртки
srf.ZData = X;
% Вычисление координат (Rc, Vc) "центра масс" функции свёртки
% и вывод их в заголовке графика 3-х мерного телаNRV =
length(R)*length(V); % число точек фигуры
m = sum(sum(X))/(NRV); % масса фигурыRc
= sum(sum(X,1).*R)/(NRV*m);
Vc = sum(sum(X,2).*V)/(NRV*m);
% t2.String(7)={'R_c=', num2str(Rc), ' V_c=', num2str(Vc)}];
t2.String(7)={'R(Max) = ',num2str(MaxR,'% 10.2f'),' [M]',...
' V(Max) = ',num2str(MaxV,'% 10.2f'),' [M/c]'}];
t2.String(8)={'R_c_m_e_щ = ',num2str(Rdif,'% 10.2f'),' [M]',...
' V_c_m_e_щ = ',num2str(Rdif/0.1,'% 10.2f'),' [M/c]'}
end
Vshift(i) = Rdif/0.1;Vaf(i) =
MaxV;
ANIM(i) = getframe(fig1);
Raf(i)=MaxR; pause(0.05);

save('Raf_DDS_Costas1.mat','Raf');
save('Vshift_DDS_Costas1.mat','Vshift');
save('Vaf_DDS_Costas1.mat','Vaf');
save('AF_DDS_LFM3_animation',ANIM);
fclose('all');

```

Қосымша Д. МАТЛАВ тіліндегі маятниктің жылдамдығын бағалауды талдауға арналған бағдарлама коды

```

clear;
L=5.73;          % [м] длина
маятникаA=3;    % [м] амплитуда
колебаний
% Nbeg = 13;
% Nbeg = 0;

% load('Vshift_DDS_LFM1.mat'); load('Vaf_DDS_LFM1.mat');
load('Raf_DDS_LFM1.mat'); Nbeg = 5;
% load('Vshift_DDS_LFM2.mat'); load('Vaf_DDS_LFM2.mat');
load('Raf_DDS_LFM2.mat'); Nbeg = 222;
% load('Vshift_DDS_LFM3.mat'); load('Vaf_DDS_LFM3.mat');
load('Raf_DDS_LFM3.mat'); Nbeg = 11; load('Vshift_DDS_COSTAS1.mat');
load('Vaf_DDS_COSTAS1.mat');load('Raf_DDS_COSTAS1.mat'); Nbeg = 1;
% load('Vshift_DDS_COSTAS2.mat'); load('Vaf_DDS_COSTAS2.mat');
load('Raf_DDS_COSTAS2.mat'); Nbeg = 7;
% load('Vshift_DDS_COSTAS3.mat'); load('Vaf_DDS_COSTAS3.mat');
load('Raf_DDS_COSTAS3.mat'); Nbeg = 13;
phi0=0;
NFrames = length(Vshift);
NFrames=NFrames-Nbeg; Vaf(1:Nbeg)=[]; Vshift(1:Nbeg)=[]; % Raf(1:Nbeg)=[];Tpr=0.113;
L=5.6;          % [м] длина маятника
A=2.5; % [м] амплитуда колебаний
% Tpr=0.15; % [с] период сканирования
t=(0:NFrames-1)*Tpr;
g=9.78; % [м/с^2] ускорение свободного падения
T = 2*pi*(L/g)^.5; % [с] период колебаний МАТЕМАТИЧЕСКОГО маятникаF=1/T;
% [Гц] частота колебаний
Vteor = A*F*2*pi*sin(2*pi*F*t+phi0).*exp(-t/60); % уравнение скоростиFFT_VAF =
abs(fft(Vaf)); FFT_VAF(fix(NFrames/2)+1:end)=[];
FFT_VSHIFT = abs(fft(Vshift)); FFT_VSHIFT(fix(NFrames/2)+1:end)=[];FR =
1:fix(NFrames/2); FR=FR/(NFrames*Tpr);
[~,Ffft] = max(FFT_VAF); Ffft = Ffft/(NFrames*0.115);

fig2 = figure(13); set(fig2,'color','w');Vshift_med =
Vshift;
Vaf_med = Vaf;

sp1 = subplot(2,1,1);
% plot(t,Vshift_med,'b',t,Vaf_med,'g',t,Vaf_med_correct,'r',t,Vteor,'k');
plot(t,Vshift_med,'*k',t,Vaf_med,'ok',t,Vteor,'k'); % ,t,Raf-mean(Raf),'r');grid on;
% xlabel(['кадры']);
ylabel('V [m/s]');
yticks(-6:1:6);
legend('V_s_h_i_f_t', 'V_A_F', 'V_t_e_o_r');xlim([0
t(end)]); ylim([-6 6]);
% set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',12);

ERR_RELAT_SHIFT = abs(Vshift_med-Vteor);
ERR_RELAT_AF = abs(Vaf_med-Vteor);
sp2 = subplot(2,1,2); plot(t,ERR_RELAT_SHIFT,'*k',t,ERR_RELAT_AF,'ok');

grid on;
xlabel('t [s]');
ylabel(['V_t_e_o_r-V [m/s]']);xlim([0

```

```

t(end));
ylim([0 3]);
yticks(0:1:3);
% legend('V_s_h_i_f_t', 'V_A_F');
set(findall(gcf,'-property','FontSize'),'FontSize',14); set(findall(gcf,'-
property','FontName'),'FontName','Times New Roman');

% убрать пробелы между графиками
set(sp1,'position',[.08 .38 .90 .6]);
set(sp1,'XTickLabel',[]); set(sp2,'position',[.08 -.1
.90 .65]);
pbaspect(sp2,[1 0.2 1]);
ERR_MEAN_SHIFT = mean(abs(Vshift_med-Vteor)); ERR_MEDIAN_SHIFT = median(abs(Vshift_med-
Vteor)); ERR_VAR_SHIFT = var(abs(Vshift_med-Vteor)); ERR_MEAN_AF = mean(abs(Vaf_med-Vteor));
ERR_MEDIAN_AF = median(abs(Vaf_med-Vteor)); ERR_VAR_AF = var(abs(Vaf_med-Vteor));

```

ҚЫСҚАРТУЛАР МЕН ШАРТТЫ БЕЛГІЛЕР ТІЗІМІ

А – антенна
АСТ – Аналогты-сандық түрлендіргіш
ПҰА – пилотсыз ұшу аппараты
ЖФТ – Жылдам Фурье түрлендіру
Г – генератор
КБГ – Кернеумен басқарылатын генератор
ЖДК – Жиілік бойынша дискретті кодталған (сигнал)
ЖДКС – жиілік бойынша дискретті-кодталған сигнал
КШД – кері шашырау диаграммасы
ДПКД – бөлудің ауыспалы коэффициенті бар жиілікті бөлгіш
ЕССФ – екі өлшемді сандық сығу функциясы
ҚБАА – қашықтықты бір мәнді анықтау аралығы
КД – квадратуралық демодулятор
КМ – квадратурный модулятор
КК – күшейту коэффициенті
КЖС – күрделі жиілік сипаттамасы
ТГ – тірек генераторы
КДФТ – кері Дискретті Фурье түрлендіруі
РЖТФ – реттелетін кесу жиілігімен төмен өту сүзгісі
РЛЖ – радиолокациялық жүйе
ОКА – орташа квадраттық ауытқу
СЖМ – сатылы жиіліктік модуляцияланған (сигнал)
КЖС – ультра кең жолақты (сигнал)
БЭЕМ – басқарушы электронды-есептеуіш машина
ЭЕМ – электрондық есептеу машинасы
ТША – тиімді шашырау аймағы
ФЖАР – фазалық жиілікті автоматты түрде реттеу
ФД – фазалық детектор
БФ – белгісіздік функциясы
ТЖС – Төмен жиілікті сүзгі
БЖД – бүйір жапырақшаларының деңгейі
DDS – direct digital synthesizer, сандық есептеу синтезаторы
PLL – phased locked loop, фазалық Автоматты жиілікті реттеу циклі

ҒЫЛЫМИ ЖЕТЕКШІНІҢ ПІКІРІ
ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫСҚА

Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы

6B06201 «Телекоммуникация» білім беру бағдарламасы

Тақырыбы: «Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау»

«Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау» тақырыбындағы дипломдық жоба радиобайланыс пен деректерді берудегі маңызды зерттеу болып табылады, әсіресе қазіргі сымсыз технологияларды дамыту контекстінде.

Студент кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын анықтау үшін қолданылатын әдістер мен технологияларға кең талдау жасады. Жұмыста мұндай әдістердің техникалық аспектілері, олардың артықшылықтары мен шектеулері егжей-тегжейлі қарастырылған.

Жобаның эксперименттік бөлігіне ерекше назар аудару керек, онда студент бірқатар сынақтар өткізіп, алынған мәліметтерді талдады. Нәтижелер кең жолақты сигналдарды талдаудың әртүрлі әдістерінің өнімділігі мен тиімділігі туралы қорытынды жасауға мүмкіндік береді.

Студенттің жұмысы жоғары ғылыми деңгейге және практикалық маңыздылыққа ие. Ол ұсынған зерттеу әдістерін сымсыз жүйелерді оңтайландыру, деректер сапасын жақсарту және сымсыз желілердің тиімділігін арттыру үшін пайдалануға болады.

Бұл жоба жоғары бағалауға лайық және ғылыми қоғамдастық үшін де, телекоммуникация және ақпараттық технологиялар саласындағы практикалық мамандар үшін де қызықты болатынына сенімдімін.

Студент, Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы дипломдық жұмысты жазу барысында жетекші нұсқаулығымен өз бетінше жұмыс істеу қабілетін көрсетті. Дипломдық жұмыс «80/В/ жақсы» деп бағаланды, ал **Қуандық Нұрасыл Мақсатұлын** 6B06201 «Телекоммуникация» білім беру бағдарламасы бойынша «Ақпараттық коммуникациялық технологиялар» бакалавры академиялық дәрежесіне ұсынамын.

Ғылыми жетекші
ЭТЖҒТ каф. аға оқытушы,
техника ғылымдарының магистрі
Дағарбек Р.

«29» 05 2024 ж.



Дипломдық жұмысқа
РЕЦЕНЗИЯ

Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы

6В06201 Телекоммуникация

Тақырыбына: «Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау»

Орындалды:

- а) графикалық бөлім 21 парақ;
б) түсініктеме 57 бет.

ЖҰМЫСҚА ЕСКЕРТУ

«Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау» тақырыбындағы дипломдық жұмыс Радиотехника және сигналды өңдеу саласындағы маңызды зерттеу болып табылады. Шығарма авторлары кең жолақты сигнал берудің әртүрлі аспектілерін, соның ішінде қашықтық пен жылдамдықтың олардың сапасы мен берілу сенімділігіне әсерін талдауды ұсынады.

Бұл жұмыстың басты артықшылықтарының бірі-жоғары жылдамдықты және сенімді сымсыз байланыстарға деген қажеттіліктің артуы тұрғысынан оның өзектілігі. Кең жолақты сигналдар Wi-Fi, мобильді желілер және радио қол жетімділік сияқты заманауи байланыс жүйелерінде кеңінен қолданылады және олардың сипаттамаларын зерттеудің практикалық маңызы зор.

Сонымен қатар, дипломдық жұмыс әртүрлі пайдалану сценарийлерінде кең жолақты сигналдарды беруді оңтайландыру бойынша практикалық ұсыныстар береді. Бұған сигналдың оңтайлы параметрлерін таңдау, жабдықты конфигурациялау және байланыс сапасы мен сенімділігін арттыру үшін тарату шарттарын оңтайландыру бойынша ұсыныстар кіреді.

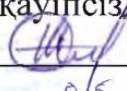
Графикалық және мәтіндік материалдар МСТҚ талабына сәйкес жазылған. Бұл дипломдық жоба жоғарғы оқу орындарының талаптарына сай.

ЖҰМЫСТЫҢ БАҒАСЫ

Жалпы, дипломдық жұмысқа «жақсы» (85%) деген баға, ал студент Қуандық Нұрасыл Мақсатұлын 6В06201 «Телекоммуникация» білім беру бағдарламасының «Ақпараттық коммуникациялық технологиялар бакалавры» дәрежесіне лайықты деп санаймын.

Рецензент:

ХАТУ, «Компьютерлік технологиялар және киберқауіпсіздік» факультетінің деканы, т.ғ.к.

 Н.А. Сейлова

« 30 » 05 2024 ж.



Протокол

о проверке на наличие неавторизованных заимствований (плагиата)

Автор: Куандық Нұрасыл Мақсатұлы

Соавтор (если имеется):

Тип работы: Дипломная работа

Название работы: Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау

Научный руководитель: Сұңғат Марқсұлы

Коэффициент Подобия 1: 4.9

Коэффициент Подобия 2: 2

Микропробелы: 133

Знаки из других алфавитов: 81

Интервалы: 39

Белые Знаки: 0

После проверки Отчета Подобия было сделано следующее заключение:

- Заимствования, выявленные в работе, является законным и не является плагиатом. Уровень подобия не превышает допустимого предела. Таким образом работа независима и принимается.
- Заимствование не является плагиатом, но превышено пороговое значение уровня подобия. Таким образом работа возвращается на доработку.
- Выявлены заимствования и плагиат или преднамеренные текстовые искажения (манипуляции), как предполагаемые попытки укрытия плагиата, которые делают работу противоречащей требованиям приложения 5 приказа 595 МОН РК, закону об авторских и смежных правах РК, а также кодексу этики и процедурам. Таким образом работа не принимается.
- Обоснование:

29.05.2024
Дата


проверяющий эксперт

Протокол

о проверке на наличие неавторизованных заимствований (плагиата)

Автор: Куандық Нұрасыл Мақсатұлы

Соавтор (если имеется):

Тип работы: Дипломная работа

Название работы: Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау

Научный руководитель: Сұңғат Марксұлы

Коэффициент Подобия 1: 4.9

Коэффициент Подобия 2: 2

Микропробелы: 133

Знаки из других алфавитов: 81

Интервалы: 39

Белые Знаки: 0

После проверки Отчета Подобия было сделано следующее заключение:

- Заимствования, выявленные в работе, является законным и не является плагиатом. Уровень подобия не превышает допустимого предела. Таким образом работа независима и принимается.
- Заимствование не является плагиатом, но превышено пороговое значение уровня подобия. Таким образом работа возвращается на доработку.
- Выявлены заимствования и плагиат или преднамеренные текстовые искажения (манипуляции), как предполагаемые попытки укрытия плагиата, которые делают работу противоречащей требованиям приложения 5 приказа 595 МОН РК, закону об авторских и смежных правах РК, а также кодексу этики и процедурам. Таким образом работа не принимается.
- Обоснование:

29.05.2024
Дата

Заведующий кафедрой



**Университеттің жүйе администраторы мен Академиялық мәселелер департаменті
директорының ұқсастық есебіне талдау хаттамасы**

Жүйе администраторы мен Академиялық мәселелер департаментінің директоры көрсетілген еңбекке қатысты дайындалған Плагиаттың алдын алу және анықтау жүйесінің толық ұқсастық есебімен танысқанын мәлімдейді:

Автор: Қуандық Нұрасыл Мақсатұлы

Тақырыбы: Кең жолақты сигналдардың қашықтығы мен жылдамдығын талдау

Жетекшісі: Сұңғат Марксұлы

1-ұқсастық коэффициенті (30): 4.9

2-ұқсастық коэффициенті (5): 2

Дәйексөз (35): 0.6

Әріптерді ауыстыру: 81

Аралықтар: 39

Шағын кеңістіктер: 133

Ақ белгілер: 0

Ұқсастық есебін талдай отырып, Жүйе администраторы мен Академиялық мәселелер департаментінің директоры келесі шешімдерді мәлімдейді :

Ғылыми еңбекте табылған ұқсастықтар плагиат болып есептелмейді. Осыған байланысты жұмыс өз бетінше жазылған болып санала отырып, қорғауға жіберіледі.

Осы жұмыстағы ұқсастықтар плагиат болып есептелмейді, бірақ олардың шамадан тыс көптігі еңбектің құндылығына және автордың ғылыми жұмысты өзі жазғанына қатысты күмән тудырады. Осыған байланысты ұқсастықтарды шектеу мақсатында жұмыс қайта өңдеуге жіберілсін.

Еңбекте анықталған ұқсастықтар жосықсыз және плагиаттың белгілері болып саналады немесе мәтіндері қасақана бұрмаланып плагиат белгілері жасырылған. Осыған байланысты жұмыс қорғауға жіберілмейді.

Негіздеме:

29.05.2024
Күні

Кафедра меңгерушісі

