

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫНЫҢ БІЛІМ ЖӘНЕ ҒЫЛЫМ МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы

Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

«Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау»

ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫС

5B071900 – Радиотехника, электроника және телекоммуникация мамандығы

Алматы 2022 ж.

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫ БІЛІМ ЖӘНЕ ҒЫЛЫМ МИНИСТРЛІГІ

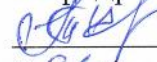
Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы

ҚОРҒАУҒА ЖІБЕРІЛДІ

Кафедра меңгерушісі

 Е. Таштай

«24» 05 2022 ж.

ДИПЛОМДЫҚ ЖҰМЫС

Тақырыбы: «Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау»

5B071900 – Радиотехника, электроника және телекоммуникация мамандығы

Орындаған:

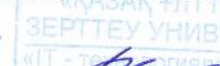
Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

Пікір беруші

ҚазҰАЗУ, PhD докторы,

Энергия үнемдеу және

автоматика кафедрa меңгерушісі

 Молдажанов А. К.

«24» 05 2022 ж.

Ғылыми жетекші

ҚазҰТЗУ, т.ғ.м., Электроника,

телекоммуникация және ғарыштық

технологиялар кафедрасының лекторы

 С. Марксұлы

«24» 05 2022 ж.

Алматы 2022 ж.

ҚАЗАҚСТАН РЕСПУБЛИКАСЫ БІЛІМ ЖӘНЕ ҒЫЛЫМ МИНИСТРЛІГІ

Қ.И. Сәтбаев атындағы Қазақ ұлттық техникалық зерттеу университеті

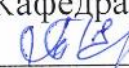
Автоматика және ақпараттық технологиялар институты

Электроника, телекоммуникация және ғарыштық технологиялар кафедрасы

5B071900 – Радиотехника, электроника және телекоммуникация

БЕКІТЕМІН

Кафедра меңгерушісі

 Е. Таштай

« 21 » XII 2021 ж.

**Дипломдық жұмыс орындауға
ТАПСЫРМА**

Білім алушы Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

Тақырыбы «Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау»

Университет ректорының «24» желтоқсан 2021 ж. №489-П бұйрығымен бекітілген.

Аяқталған жұмысты тапсыру мерзімі «30» сәуір 2022 ж.

Дипломдық жұмыстың бастапқы берілістері:

1) Қысқа толқынды деректерді беру жүйелері; 2) Адаптивті сигналдарды түзету принциптері; 3) Теңестіру сүзгісінің физикалық мүмкіндігі;

Дипломдық жұмыста қарастырылатын мәселелер тізімі:

а) Хартли негізіндегі конвильсия типті интегралдық теңдеуді шешу; б) Түзету алгоритмінің параметрін адаптивті әдісін таңдау; в) Адаптивті сигналдарды біріктіруді MatLab Simulink бағдарламасымен модельдеу;

Сызбалық материалдар тізімі (міндетті сызбалар дәл көрсетілуі тиіс):

Ұсынылатын негізгі әдебиет 20 атау: 1) 5. Бакулин, М. Г. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М. Шлома, А. П. Шумов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с. 2) Investigations on the Effect of Mutual Coupling in Smart Antenna Using Adaptive Signal Processing Algorithm/Manisha Mishra;Jibendu Sekhar Roy/2018 International Conference on Applied Electromagnetics, Signal Processing and Communication/Effect of minimum phase whitening filter in adaptive beamforming structure on fluctuating acoustic signal/Jinsoo Jeong/2016 IEEE Region 10 Conference 3) EMG cancellation from ECG signals using modified NLMS adaptive filters/Fakroul R. Hashim;John J. Soraghan;Lykourgor Petropoulakis;Nik G. N. Daud/2014 IEEE Conference on Biomedical Engineering and Sciences (IECBES)

дипломдық жұмысты (жобаны) дайындау
КЕСТЕСІ

Бөлімдер атауы, қарастырылатын мәселелер тізімі	Ғылыми жетекшіге және кеңесшілерге көрсету мерзімі	Ескерту
Диплом жұмысының тақырыбын талдау	04.01.2022 -01.02.2022	<i>Орындалды</i>
Теориялық ақпарат	01.02.2022 - 01.03.2022	<i>Орындалды</i>
Жабдықтар жұмысының есебі және жұмысты рәсімдеу	01.03.2022 - 30.05.2022	<i>Орындалды</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	Марксұлы Сұңғат ЭТЖҒТ каф.лекторы, т.ғ.м.	10.03.2022	<i>[Signature]</i>
Теориялық ақпарат	Марксұлы Сұңғат ЭТЖҒТ каф.лекторы, т.ғ.м.	15.04.2022	<i>[Signature]</i>
Норма бақылау	Смайлов Нуржигит Куралбаевич, ЭТЖҒТ каф. қауым.профессоры, PhD	12.05.2022	<i>[Signature]</i>

Ғылыми жетекшісі

Марксұлы С.

Тапсырманы орындауға алған білім алушы

Әбдіжәлел Қ.Н.

Күні «13» желтоқсан 2021 ж.

АҢДАТПА

Дипломдық жұмыс «Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау» тақырыбында талданды.

Бұл жұмыстың мақсаты мәліметтерді тізбектей беру үшін қысқа толқынды радиобайланыста хабарламаны беру сенімділігі мен жылдамдығын арттыру болып табылады.

Негізгі міндет - адаптивті сигналдарды түзетудің белгілі әдістері мен алгоритмдерін жаңа және жетілдіру және оларды практикалық енгізу.

Хартли негізінде дұрыс емес көрсетілген оң жағы конвульсия типті интегралдық теңдеуді шешу үшін өрнектер алынды, бұл сигналды түзету алгоритмінің есептеу тиімділігін айтарлықтай арттыруға мүмкіндік берді. Сонымен, ИС арнасы Хартли негізінде табылғанда, қосу амалдарының саны 5 еседен астам, көбейту амалдары - 3 есе және бөлу амалдары - 2 есе аз болады. Сондай-ақ радиосигналдардың диапазондық қасиеттерін ескере отырып, екі параметрді тұрақтандыру функцияларын пайдалану ұсынылады, бұл ИС коэффициенттерін есептеудің дәлдігін 15-20% арттыруға мүмкіндік берді.

АННОТАЦИЯ

Дипломная работа была проанализирована по теме «Анализ методов адаптивного сигнала к коротковолновым радиосигналам».

Целью данной работы является повышение надежности и скорости передачи сообщения на коротковолновой радиосвязи для последовательной передачи данных.

Основная задача-новое и совершенствование известных методов и алгоритмов коррекции адаптивных сигналов и ИС практическое внедрение.

На основе Хартли получены выражения для решения интегрального уравнения с некорректно выраженной правой стороной типа конвульсии, что позволило значительно повысить вычислительную эффективность алгоритма коррекции сигнала. Таким образом, когда канал ИС найден на основе Хартли, число операций сложения более чем в 5 раз, операций умножения - в 3 раза и операций деления - в 2 раза меньше. Также рекомендуется использовать функции стабилизации двух параметров с учетом диапазонных свойств радиосигналов, что позволило повысить точность расчета коэффициентов ИС на 15-20%.

ANNOTATION

The thesis was analyzed on the topic "Analysis of adaptive signal methods to shortwave radio signals".

The purpose of this work is to increase the reliability and speed of message transmission on shortwave radio communication for serial data transmission.

The main task is the new and improvement of known methods and algorithms for correcting adaptive signals and their practical implementation.

Based on Hartley, expressions were obtained for solving an integral equation with an incorrectly expressed right side of the convolution type, which significantly increased the computational efficiency of the signal correction algorithm. Thus, when their channel is found based on Hartley, the number of addition operations is more than 5 times, multiplication operations are 3 times and division operations are 2 times less. It is also recommended to use the stabilization functions of two parameters, taking into account the range properties of radio signals, which made it possible to increase the accuracy of calculating their coefficients by 15-20%.

МАЗМҰНЫ

Кіріспе	9
1 Қысқа толқындық деректерді беру ерекшеліктері. сигналдарды адаптивтік түзету әдістері мен алгоритмдері	10
1.1 Қысқа толқындық арнаның ерекшеліктері мен модельдері	10
1.2 Қысқа толқынды тарату жүйелері	15
1.3 Адаптивті сигналдарды түзету принциптері	17
1.4 Адаптивті сүзу әдістері мен алгоритмдері	22
2 Түзету сүзгісінің пульстық сипаттамаларын есептеудің тиімділігін арттыру	29
2.1 Түзеткіш сүзгінің импульстік жауабын табу әдісі	29
2.2 Теңестіру сүзгісінің физикалық мүмкіндігі	33
2.3 Хартли негізіндегі конвульсия типті интегралдық теңдеуді шешу	38
2.4 Екі параметрлі тұрақтандыру функцияларын қолдану	44
2.5 Түзету алгоритмінің параметрін адаптивті таңдау әдісі	49
2.6 Символ фазасының мәндерінің ауытқуына негізделген регуляризация параметрін адаптивті таңдау әдісі	58
3 Қысқа толқынды сигналдарды қолданып сигналдарды адаптивтік түзету әдістері	64
3.1 Қорғау аралықтарын пайдалану	
3.2 Шешім бойынша кері байланыс	73
3.3 Сынақ сигналдарын квазикогерентті қосу әдістері	80
3.4 Адаптивті сигналдарды біріктіруді MatLab Simulink бағдарламасымен модельдеу	82
Қорытынды	90
Пайдаланылған әдебиеттер	92

КІРІСПЕ

Қысқа толқынды (ҚТ) арна алыс қашықтыққа (бірнеше мың километрге дейін), соның ішінде таратқыштардың салыстырмалы түрде төмен қуатымен және аралық релелік станцияларсыз көру сызығынан тыс ақпаратты беруге мүмкіндік береді. Салыстырмалы арзандық, әртүрлі экономикалық және саяси факторлардан тәуелсіздік, жоғары ұтқырлықпен және ҚТ радиоқұрылғыларын орналастырудың қарапайымдылығымен қатар, спутниктік байланысқа қарағанда, әртүрлі бөлімдердің, мысалы, құтқару жұмыстарын ұйымдастыру және жүргізу кезінде ҚТ байланысына үлкен қызығушылықты алдын ала анықтайды. және табиғи апат аймақтарындағы әртүрлі ұйымдар мен қызметтердің әрекеттерін үйлестіру [7].

Қазіргі заманғы деректерді беру жүйелерінің даму тенденциялары (соның ішінде ҚТ радио желілері) радиоарнаның бөлінген уақыттық жиілік ресурсын барынша тиімді пайдалануға талаптардың жоғарылауымен сипатталады. Сонымен қатар, есептеу элементтерінің базасының заманауи дамуы күрделірек, бірақ сонымен бірге тиімдірек әдістер мен алгоритмдерді енгізуге мүмкіндік береді.

Осылайша, жаңа және белгілі әдістерді жетілдіру міндеті және сериялық ЖЖ радио желілері үшін адаптивті сигналды түзету алгоритмдері шұға төзімділікті және ақпаратты беру жылдамдығын арттыру үшін деректер деректер, басқаша айтқанда, радиобайланыстың ықтималдық-уақыттық сипаттамаларының артуы, өзекті болып табылады.

Өкінішке орай, олардың ықтималдық және уақытша тиімділік көрсеткіштерін жақсарту, сондай-ақ жаңа заманауи мәселелерді шешу үшін бұл кешендерді жаңғырту жиі мүмкін емес, өйткені пайдаланылған ҚТ модемдері жоғарыда көрсетілген стандарттарға сәйкес жүзеге асырылады және оларды өзгерту мүмкін емес. Қазіргі уақытта Ресейде деректерді таратудың сериялық бір жиілікті ҚТ модемінің физикалық деңгейін сипаттайтын жалпы қабылданған стандарт жоқ [42]. Сонымен қатар, бейімделген түзету әдістеріне және деректерді дәйекті беру әдістеріне арналған отандық басылымдардың және әртүрлі НИОКР жобаларының айтарлықтай көлеміне қарамастан, қазіргі уақытта отандық өндірістің заманауи сериялық ҚТ сериялық модемі жоқ. Сондықтан адаптивті сигналдарды түзету әдістері мен алгоритмдерін әзірлеу және өзгерту, сондай-ақ оларды аппараттық енгізу және нақты жолда тестілеу кезек күттірмейтін мәселе болып табылады.

1 ҚЫСҚА ТОЛҚЫНДЫҚ ДЕРЕКТЕРДІ БЕРУ ЕРЕКШЕЛІКТЕРІ. СИГНАЛДАРДЫ АДАПТИВТІК ТҮЗЕТУ ӘДІСТЕРІ МЕН АЛГОРИТМДЕРІ

1.1 Қысқа толқындық арнаның ерекшеліктері мен модельдері

ҚТ арнасында радиотолқындардың таралуы жер бетінен және ионосферадан, сәйкесінше жер және ионосфералық радио толқындарынан шағылысу арқылы жүреді. Сонымен қатар, кейде сигнал таратқыштан қабылдағышқа барар жолда бірнеше рет қайталануы мүмкін. Жер толқындары жерге тез сіңіп кетеді, сондықтан олар жақын байланыс үшін қолданылады (70 км-ге дейін) [1]. Алыс байланыс үшін, сондай-ақ таулы жерлерде жақын байланыс үшін ионосфералық толқындар пайдаланылады, бұл загоризонт радиобайланыс мүмкіндігін қамтамасыз етеді. Ионосфералық толқындардың таралуы жиілікке, күн Мен жылдың уақытына, атмосфералық жағдайларға, күн белсенділігіне және басқа да факторларға байланысты [2].

Бұл диапазонның кемшіліктері-радиоарнаның сипаттамаларының айқын көп таралуы және тұрақсыздығы. Радиотолқындардың бірнеше жолдар бойынша таралуының және олардың тәуелсіз амплитудасы мен фазалары бар қабылдау нүктесінде қосылуының көрінісі жиілік-селективті замирания болып табылады [3]. ҚТ арнасының кемшіліктері полярлық аймақтарда, сондай-ақ Теңіз-Құрлық шекарасындағы жағалаудағы аудандарда "үнсіздік аймақтарының" болуын да қамтиды. Бұл факторлар байланыс арнасының жұмыс істеу коэффициентін 60-95% шамасымен шектейді, ал белгілі бір жағдайларда байланысты эпизодтық етеді [7].

Белгілі бір уақытта белгілі бір жолда байланыс жүргізу үшін ең жақсы жиіліктерді тандау, ең алдымен, ионосфераның күйіне байланысты, ол [108; 135] деп саналады, ол жер деңгейінен 70-тен 600 км-ге дейін орналасқан және бос электрондардың едәуір тығыздығына ие. Ионосфераның бірнеше қабаттары бар: D, E, F1 және F2.

D қабаты (70-90 км) бейтарап газдың жоғары қысымымен салыстырмалы түрде төмен электронды тығыздыққа ие және күндізгі уақытта ең "күшті" болып табылады, бұл ҚТ диапазонының төменгі сигналдарының сіңуіне ықпал етеді. Күн батқаннан кейін d қабаты іс жүзінде жоғалады.

E қабаты (90-120 км) d қабатына қарағанда жоғары электронды тығыздыққа және бейтарап газдың төмен қысымына ие. Күзгі-қысқы кезеңде E қабаты, сондай-ақ D қабаты әлсіз иондалған, соның арқасында сигналдар аз әлсірейді және ионосфераның жоғарғы қабаттарынан ұзақ қашықтыққа шағылысады [7].

F қабаты (200-600 км) ең жоғары электронды тығыздыққа және бейтарап газдың төмен қысымына ие, сондықтан F қабаты ҚТ диапазонының жоғарғы жағындағы радиотолқындардың ұзақ таралуындағы негізгі шағылыстырғыш болып табылады [108]. Күн ішінде қарқынды күн сәулесі F аймағында екі

кабатты құрылым жасайды. F1 қабаты тек күндізгі уақытта болады, ал F2 қабаты түн ішінде сақталады, бірақ ішінара иондалуын жоғалтады [11].

Иондалған аймақтағы бос электрондардың концентрациясы электромагниттік толқындардың фазалық жылдамдығына әсер етеді, ал электрондардың тығыздығы биіктікке байланысты өзгертіндіктен, электромагниттік толқындар әртүрлі иондану мәндері бар аудандар арқылы өтеді [15]. Әр қабат өзінің критикалық жиілігімен сипатталады. Бос электрондардың тығыздығы бар аймақ N_e (электрондарда / м³ көрсетілген) критикалық жиіліктен төмен толқындарды тиімді көрсетеді $f_{кр}$ [18]

$$f_{кр} = 9 \cdot \sqrt{N_e}. \quad (1.1)$$

Бұл өрнек электрондардың тығыздығы бар ионосфералық қабатқа тігінен түсетін толқындарға қолданылады. Жиіліктің жоғарылауымен жұтылу арқылы ыдырау азаяды, ал $f_{кр}$ -ден жоғары жиіліктердегі толқындар 180° - тан аз сынады және тік түсу кезінде көзге оралмайды, бірақ радиотолқын 1.1-суретте көрсетілген углом бұрышында таралған кезде алыс жерлерде алуға болады.



1.1 Сурет – Көлбеу шағылысу

Бұл жағдайда көлбеу критикалық жиілікті формула бойынша есептеуге болады [15]

$$f_{max}(\phi) = f_{кр} \cdot \sec(\phi). \quad (1.2)$$

Сонымен қатар, күнделікті және маусымдық құбылыстар мен байланысты баяу өзгерістерден басқа, ионосфералық таралудың әртүрлі ерекшеліктері бар, атап айтқанда, қабаттардың құрылымы мен биіктігінің өзгеруімен, қолжетімді гетерогенділіктің пайда болуымен және резорбциясымен байланысты [18], күн белсенділігі, олар тез өзгеріп, қатып қалуға әкеледі [11].

Бір жиілікті сигналға жауап қабаттардың биіктігінің өзгеруімен байланысты спектрдің орташа жиілігінің ығысуымен сипатталады, яғни абсолютті доплердің ығысуы және доплердің шашырау аймағының ені Bd бұл уақытша когеренттілікпен сипатталады [51]. Әдетте доплердің шашырау шамасы Bd 1 – 2 Гц шамасын құрайды, алайда полярлық трассалар үшін 10 Гц-

ке дейін жетеді [51].

Радиотолқындарының таралуы әртүрлі жолдармен жүруі мүмкін, мысалы, толқын энергиясының бір бөлігі шағылысады, ал бір бөлігі төменгі қабаттан өтіп, жоғары қабаттан шағылысуы мүмкін, нәтижесінде қабылдау нүктесінде әртүрлі амплитудасы, фазалары және келу уақыты бар сигналдың екі "көшірмесінің" суперпозициясы байқалады. Екі немесе оданда көп сәулелер арасындағы кідіріс көп сәулелі интервал $\Delta\Delta$ деп аталады және әдетте 2 – 4 мс құрайды, дегенмен кейде 12 мс-қа дейін кідірістер болады, бұл көп қабатты трассаларға тән [51].

Әртүрлі модельдер мен имитаторлар әртүрлі ҚТ модемдерін әзірлеу және салыстыру кезінде радиоарнаға сигнал беру кезінде пайда болатын үзілістердің, кедергілердің және бұрмаланулардың әсерін модельдеу үшін жасалған. Жалпы, жиіліктік-селективті, уақыттық селективті, жиіліктік және уақыттық селективті үзілістері бар математикалық модельдердің әртүрлі түрлері бар [51]. Тиісті модельді таңдау қолданылатын сигналдардың сипаттамаларына байланысты болуы мүмкін.

Сонымен, цифрлық ақпаратты модуляцияланған элементар импульстар немесе таңбалар $s_0(t)$ бойынша ұзақтығы сәйкес спектрі бар $S_0(f)$ таңбалары арқылы беру кезінде қабылдауда $H_k(f, t)$ тасымалдау сипаттамасы бар уақыт бойынша өзгеретін арна бойынша өрнекпен анықталатын сигнал болады.

$$u_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_k(f, t) \cdot S_0(f) \cdot e^{j2\pi ft} df. \quad (1.3)$$

Егер $s_0(t)$ сигналында арна когеренттілік диапазонынан (Δf) с үлкен ΔF жолағы болса, онда $S_0(f)$ көп жолға байланысты әртүрлі әлсіреу мен жолақты фазалық ығысуларға ұшырайды және арна жиілікті таңдамалы деп аталады [16]. Уақытқа тәуелділік $H_k(f, t)$ қабылданған сигналдың қарқындылығының өзгеруі ретінде көрінеді, яғни өшуі.

Егер $T_0 \ll \Delta t$, сәйкесінше $\Delta F \ll 1 / \Delta t \approx (\Delta f)$ с, яғни. Арнадағы таңба аралық кедергі (МСИ) деңгейін елемеуге болады, содан кейін (1.3) төмендейді [16]

$$u_0(t) = H_k(0, t) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} S_0(f) \cdot e^{j2\pi ft} df = H_k(0, t) \cdot s_0(t). \quad (1.4)$$

Осылайша, уақытша селективті өшуі бар арна бар, оның беру функциясы нысаны бар

$$H_k(0, t) = a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \quad (1.5)$$

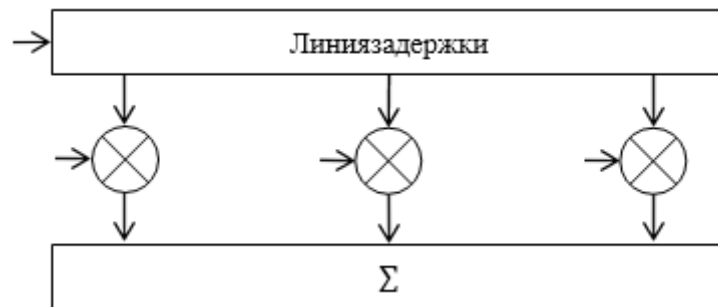
мұндағы $a(t)$ – эквивалентті төмен жиілікті арнаның конверті;

$\varphi(t)$ – эҚТиваленттітөменжиіліктіарнаныңфазасы.

Көпжолды жоғалту, әдетте [12] Рэйлей деп саналады. Бұл $H_k(0, t)$ орташа мәні нөлге тең күрделі Гаусс процесі екенін білдіреді,

$a(t)$ Рэйлей заңы бойынша таралады, ал $a\varphi(t)$ интервалда $(-\pi, \pi)$ біркелкі таралады. Дегенмен, ионосфералық және жер үсті толқындары байқалатын жағдайларда әлсіреу күріш таралуымен сипатталуы ықтимал [106; 135]. Сондай-ақ, әлсіреу кейде Накагами m -таратуымен сипатталады [16; 15].

1969 жылы ұсынылған Уоттерсон моделі [15] модемдерді сынау үшін жақсы белгілі және кеңінен қолданылады. Кіріс сигналы 1.2-суретте көрсетілгендей реттелетін кідірістері бар идеалды кешіктіру сызығының кірісіне беріледі. Әрбір кешіктірілген сигнал $G_i(t)$, $i = 1 \dots n$ функцияларын пайдаланып амплитудада және фазада модуляцияланады, мұндағы сәулелер саны, содан кейін модуляцияланған сигналдар жинақталады, нәтижесінде шығыс сигналы алынады. $G_i(t)$ функциялары (1.5) функциясына ұқсас, тәуелсіз және Рэйлейдің әлсіреуін береді.



1.2 Сурет – Структура имитатора Ваттерсона

Іс жүзінде бұл модель екі жол бойымен өткен сигналды өңдеуге жеңілдетілген. (екісәулелі модель) сәулелер арасындағы бекітілген кідіріспен және шығыстағы сигналға симулятор қосымшаақ Гаусс шуын (АБГШ) қосады, ол сәйкес келеді ұсынымдар ITU-R F.520 [13].

[140] бұл модельді жүзеге асыратын симуляторлар нақты арнаның мінез-құлқынан алыс болғанымен, Уоттерсон үлгісімен алынған модемдердің сипаттамалары (атап айтқанда, шуылға қарсы тұру) нақты арналарда алынғанға жақын екендігі атап өтілген. Бұл тренажер әлі де заманауи HF модемдерін сынау үшін қолданылады.

Дегенмен, Уоттерсон үлгісінде модемдерді тестілеу кезінде ескеру қажет екі маңызды шектеулер бар: біріншіден, ол 12 кГц аспайтын арна өткізу қабілеті үшін әзірленді және сыналған; екіншіден, модель 10 минуттан аспайтын уақыт кезеңі үшін болуы мүмкін стационарлық деп есептеледі.

Соңғы шектеу Э.Джонсон ұсынған модельде жойылған [14], бұл Уоттерсон моделін жалпылаудың бір түрі болып табылады. Осылайша, [11] сәйкес, HF арнасындағы өшудің бірнеше сағаттық аралықтағы логнормалық статистикасы және қысқа интервалдар үшін (бірнеше минут) Рэйлей үлестірімі

бар. Осылайша, ұсынылған модель Уоттерсон моделіндегідей қысқа мерзімді әсерлерді, шамамен 10 секунд уақыт тұрақтысы бар логнормальдық үлестіріммен сипатталатын орта мерзімді әсерлерді және болжау бағдарламаларын қолдану арқылы алынған ұзақ мерзімді әсерлерді біріктіреді. Бұл модель ЖЖ желілерін модельдеу бағдарламаларында қолданылады [14]. Бүгінгі күні кеңжолақтылығымен ерекшеленетін және нақты арнаға шынайырақ болатын тағы бірнеше модельдер ұсынылды – бұл Фоглер-Хофмайер моделі [11] және псевдодетерминистік модель [17].

Кеңжолақты Vogler-Hofmeier моделі арнаның шашырау функциясына (CSF) негізделген.

$$CSF(r, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(r, \Delta t) e^{-j2\pi f \Delta t} d\Delta t, \quad (1.6)$$

мұндағы $R(r, \Delta t)$ – өрнекарқылыанықталатын автокорреляция функциясы (АКФ)

$$R(r, \Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_k^*(r, t) \cdot h_k(r, t + \Delta t) dt, \quad (1.7)$$

мұндағы $h_k(r, t)$ – арнаның уақыт бойынша өзгеретін импульстік реакциясы (ИС);

* - күрделі конъюгация.

[11], функциясы $R(r, \Delta t)$ ретінде берілген

$$R(r, \Delta t) = T(r) C(\Delta t) e^{j\phi(c, fs, \Delta t)}, \quad (1.8)$$

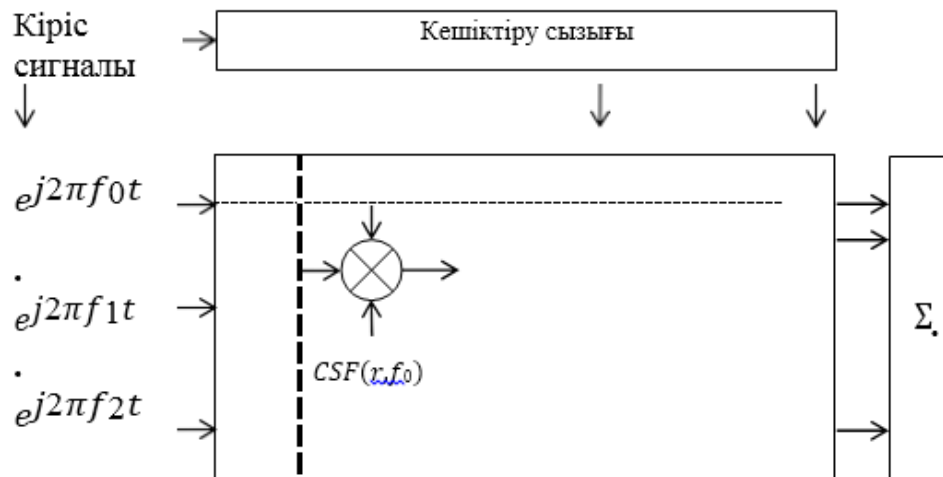
мұндағы $T(r)$ – кешіктіру функциясы;

$C(t)$ – доплерлік шашыраудың пішіні мен дәрежесін анықтайтын корреляция коэффициенті;

$\phi(r, fs, \Delta t)$ – күрделі сигналдың фазалық компоненті;

fs - Доплер ығысуы.

Модель параметрлерін физикалық модельден құруға немесе жазылған шашырау функцияларынан алуға болады [151]. Фоглер-Хофмейер моделін жүзеге асыратын тренажер Уоттерсон үлгісінен әр сызықты түрту және кешіктіру үшін жиілік құрамдастарын қосу арқылы ерекшеленеді. 1.3-сурет.



1.3 Сурет – Воглер-Гофмайер тренажерының құрылымы

Псевдодетерминирленген модель параметрлердің едәуір үлкен санын пайдаланады және өлшенетін арнаға сәйкес келеді. Тасымалдау функциясы детерминирленген және кездейсоқ құрамдастардың қосындысы ретінде көрсетіледі.

Псевдодетерминирленген модельді жүзеге асыратын симуляторды тасымалдау функциясының (1.9) кері Фурье түрлендіруінің көмегімен оңай алуға болатын соңғы ИС бар сүзгі түрінде жүзеге асыруға болады.

Көп жолды өшіру арнасындағы сигнал-шу қатынасы (ОСШ) ерекше назар аударуды қажет етеді. Қазіргі уақытта қолданылатын модельдер мен симуляторларда қосымша ақ-гаусс шуының (АБГШ) дисперсиясы кіріс бұрмаланбаған сигналдың қуатына байланысты. бұрмалауларды енгізгеннен кейін. Айта кету керек, көп жолды және өшудің болуы ОСШ нақты мәнін орнатуға мүмкіндік бермейді, өйткені пайдалы сигналдың күші уақыт өте келе өзгереді, бірақ шу құрамдас бөлігінің деңгейі тұрақты болып қалады.

Бұл жағдайда біз белгілі бір уақыт аралығындағы «орташа» ОСШ туралы ғана айта аламыз (әдетте элементар хабардың немесе символдың ұзақтығы).

Қарастырылған Воглер-Хофмейер моделі және псевдодетерминирленген модель қазіргі уақытта тәжірибеде кеңінен қолданылады. Сондықтан модельдеу бойынша бұл дипломдық жұмыста параметрлері радиоәдістердің ұсыныстарына сәйкес орнатылған Уоттерсон моделі пайдаланылады. , бұл [13] ұсыныстарына сәйкес радиоәдістердің сипаттамаларын салыстыруға мүмкіндік береді.

1.2 Қысқа толқынды тарату жүйелері

Бүгінгі таңда деректерді беруге, яғни цифрлық байланысты қамтамасыз етуге арналған радиобайланыс кешендерінің көптеген жүйелері бар, олардың

арасында шуға төзімділігі жоғары төмен жылдамдықты жүйелер мен жоғары жылдамдықты жүйелерді бөлуге болады. [9] Мұндай жүйелер күрделі кедергілер жағдайында шағын көлемді хабарламаларды жоғары сенімді жеткізуді қамтамасыз ету үшін нақты мәселелерді шешу үшін қолданылады.

Телефон арнасының өткізу қабілетін (0,3 - 3,4 кГц) пайдаланатын жоғары жылдамдықты деректерді беру жүйелері анағұрлым үлкен қызығушылық тудырады [7]. Мұндай жүйелер формальды басқару пәрмендерін беруден бастап файлдарды тасымалдауға дейінгі көптеген әртүрлі міндеттерді шешу үшін қолданылады. Қазіргі уақытта ҚТ диапазонында жоғары жылдамдықты деректерді беру жүйесін құрудың екі негізгі тәсілі бар: сериялық (бір жиілікті) және параллельді (көп жиілікті). OFDM технологиясын (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [5] пайдалана отырып жасалған параллельді жүйелер спектрді тиімді пайдалану есебінен жоғары жіберу жылдамдығын қамтамасыз етеді, бірақ олардың бірқатар кемшіліктері бар, мысалы, ақпараттық сигналдың маңызды пик факторы, бұл энергетикалық сипаттамаларды төмендетеді. радиобайланыстың, сондай-ақ таратқыштың шығу жолдарының сызықты еместігіне байланысты жалған шығарындылардың болуы. Параллель модемдерде МСИ әсерін азайту үшін символдар арасында қорғаныс интервалдары (ЗИ) қолданылады.

Күрделі электромагниттік ортада және төмен энергия потенциалында жұмыс істейтін радиобайланыс жүйелері үшін, мысалы, әуе кемесінің немесе кемеңіз бортындағы байланыс жүйелерінде деректерді сериялық жіберуді пайдалану айтарлықтай қызығушылық тудырады. Осы типтегі белгілі жүйелерде сигналдарды қабылдау жағындағы адаптивті 17 түзету принциптері қолданылады [7], ол радиоарна енгізетін сигналдық бұрмалануларды өтейтін түзеткіш сүзгіні (КФ) құрудан тұрады, ол үшін ақпараттық сигналдар тізбегіне белгілі түрдегі сынақ (зондтау) сигналдарын мерзімді енгізу жүзеге асырылады.

Параллельді және сериялық модемдердің шуға төзімділігінің салыстырмалы талдауы [54] ақпараттың бірдей жылдамдығын қамтамасыз ету шартында келтірілген, ол әртүрлі жағдайларда сериялық модемнің тиімділігі мен қол жеткізілген күшейтуін көрсетеді. Алайда, [20] атап өткендей, мұндай салыстыру мүлдем дұрыс емес, өйткені алып жатқан өткізу қабілетінің айырмашылығын есепке алмайды. Сондықтан [20]-да таралатын ақпарат көзінің өткізу қабілеттілігі мен жылдамдығы бірдей модемдерді салыстыру және шудың иммунитетін арттыру үшін параллель модемнің жылдамдығында алынған артықтықты пайдалану ұсынылады. Нәтижесінде Рэйлейдің өшуі бар екі жолды арнада параллель модемнің шуылға төзімділігі Viterbi алгоритмін жүзеге асыратын сериялық модем үшін разрядтық қателіктің ықтималдығының төменгі шегіне жақын болды, бұл МСИ болуы және [54], -те сипатталған оңтайлы емес іске асыруларды пайдалану; параллель модемдерге қарағанда шуға төзімділігі төмен. Нәтижесінде, модемдердің «артықшылық шекарасын» анықтай отырып, параллель модемдерге артықшылық беріледі, өйткені олар көпжолдылыққа төзімді.

Алайда автор да мұндай салыстыруды жеткіліксіз деп санайды, өйткені

бұл модемдер салыстыруға әсер ететін модуляция мен кодтаудың әртүрлі түрлерін пайдаланады: мысалы, мобильді объектілер арасындағы байланыстың жиілік ығысу сипаттамасының Доплерлік әсері ескерілмейді, бұл ретте параллельдің ішкі жиіліктерінің ортогональдылығы ескерілмейді. модем бұзылады және қате ықтималдығы айтарлықтай артады, бұл ретте сериялық модемдегідей, жиіліктің ауытқуын шуға төзімділігін айтарлықтай жоғалтпай өтеуге болады.

50-70 км-ге дейінгі қысқа жолдарда жұмыс істегенде, байланыс, әдетте, бір жер толқыны арқылы жүзеге асырылады, ал арнаны АБГШ бар арна деп санауға болады: мұндай жағдайларда параллель модем қолайлы болады. . 500 км-ге дейінгі орташа жолдарда әдетте бір сәуленің басымдылығымен көпжолдылық байқалады: бұл жағдайда модемдердің шуға төзімділігі параллель модемнің шамалы өсуімен салыстырмалы болады. Дегенмен, 1000 км және одан да көп қашықтықтағы жолдарда, сондай-ақ жоғары ионосфералық бұзылуларға байланысты жоғары сөну жылдамдығы мен селективтілігі жоғары арналарда 18 дәйекті модемдердің артықшылықтары айқын көрінеді (күшейткіш 3-тен 10-ға дейін ауытқиды). дБ [25]).

Осы және кейбір қосымша мәлімдемелер негізінде [7], келесі қорытынды жасауға болады: параллельді және тізбекті модемдердің шуға төзімділігін параллель модемнің елеусіз артықшылығымен (1 дБ ретімен) салыстыруға болады, алайда жоғарыда аталған белгілі бір жағдайларда бір жиілікті сериялық модем параллельді модемнен айтарлықтай жоғары. Бұл қорытынды адаптивті түзету әдістерін қолданумен байланысты оны жүзеге асырудағы белгілі бір есептеу қиындықтарына қарамастан, шетелдік өндірушілердің сериялық ҚТ модемдерін қалайтынын түсіндіреді.

1.3 Адаптивті сигналдарды түзету принциптері

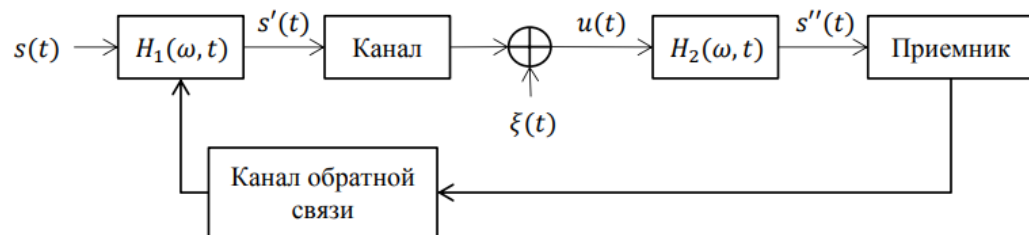
Адаптивті жүйелердің айырықша белгісі - уақыт бойынша өзгертін өзін-өзі реттеумен жұмыс істеуі, басқаша айтқанда, бейімделу процесі белгілі бір жүйенің, оның сипаттамаларының және біркелкі құрылымының, өзгермелі сыртқы жағдайларға белгілі бір жүйеге сәйкес бейімделуін білдіреді [21]. мақсаттық функция [39].

Түзету деп байланыс арнасында бұрмаланған қабылданған сигнал пішіні бұрмаланбаған пайдалы сигналға бейім болатын сигналды өңдеу түсініледі. Мұндай өңдеуді жүзеге асыратын құрылғы эҚТалайзер деп аталады [24; 106; 110], арна эҚТалайзері [24], корректор [42], түзеткіш фильтр (КФ) [23], компенсатор [58] және мәні бойынша сүзгі. Бұл жағдайда байланыс арнасының ИС $h_k(t)$ және ИС $T_C h_{KФ}(t)$ қатынас арқылы идеалды түрде байланысқан.

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_{\kappa}(r) \cdot h_{\kappa\Phi}(t-r) dr = \delta(t). \quad (1.10)$$

Осылайша, адаптивті сигналды түзетуді ТС құру деп түсіну керек, яғни. ИС ТС, коэффициенттерін есептеу, және уақыт бойынша өзгеретін ИС бар байланыс арнасы арқылы өткен сигналды кейіннен өңдеу, ал ИС ТС да уақыт бойынша өзгереді (есептеледі). ИС ТС есептеу жиілігі байланыс арнасының сипаттамаларының өзгеру жылдамдығымен, басқаша айтқанда, сөну жылдамдығымен және арнаның корреляциялық интервалымен [13] немесе арнаның ҚТазистационарлық интервалымен анықталады, яғни. арнаның стационарлық деп болжанатын ұзақтығы немесе олардың арнасының өзгеруі шамалы. Бұл жағдайда сәйкестендіру мәселесін бөлек бөлуге болады, яғни. белгілі сынақ сигналына жауап беру арқылы олардың байланыс арнасын анықтау, және, шын мәнінде, түзету, т.б. арна енгізген бұрмалауды өтеу үшін сигналды өңдеу. Байланыс арнасының ИС және сәйкес ИС ТС есептеу алгоритмдері 1.4-тармақта талқыланады. Бұл бөлімде адаптивті түзетудің мәні мен принциптерін қарастырамыз.

КҚ-ның орналасуы жіберуші жағында және қабылдау жағында болуы мүмкін (1.4-сурет). Бірінші жағдайда олар сигналдарды алдын ала түзету немесе бұрмалау және түзету деп аталатындар туралы айтады [18]. Алдын ала түзету спектрді тасымалдаушы жиілікке көшірмес бұрын модулятордан кейін СҒ орнатуды қамтиды. Бұл тәсіл қосымша шудың әсеріне дейін сигналды өңдеу арқылы қажетсіз шуды күшейтуді болдырмайды. Потенциалды түрде ІН СҒ алдын ала есептеу мүмкіндігі немесе идеалға жақын жағдайларда предрессивті сүзгі болуы мүмкін, яғни. қосымша шудың шамалы деңгейімен. Мысалы, таратқышты жасаудың 21 сатысында сигналдың алдын ала бұрмалануын өтеу үшін күшейту жолының сызықты еместігін ескеруге болады.



1.4 Сурет – Алдын ала бұрмалану және түзету бар ақпаратты беру жүйесінің функционалдық диаграммасы

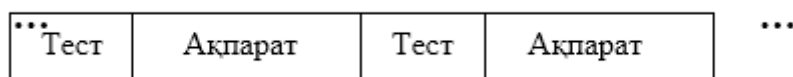
[47] айнымалы параметрлері бар арналардағы сигналдарды сызықтық бұрмалау және түзету мәселелері қарастырылады, т. өшуі бар, сондай-ақ көп жолды арналарда. Арналарды теңестіруді жоғалту сипатына сәйкес өзгеретін күшейту $H_1(\omega, t)$ бар предистортер орындайды. Бұл жағдайда 1.4-суретте

көрсетілгендей, өшудің сипаты туралы мәліметтер арнайы кері байланыс арнасы арқылы жүйенің таратқыш бөлігіне берілуі керек.

Осылайша, жиілік телеграфтық (ЖТ) сигналдарын когерентсіз қабылдау жағдайында оңтайлыға жақын реттелетін немесе бейімделетін бұрмалау сүзгісінің сипаттамаларын таңдау кезінде орташа ҚТадраттық қатенің мәнін шамамен 6-8 есе азайтуға болады. бұрмаланудың жоқтығымен салыстырғанда [47], сондай-ақ салыстырмалы фазалық ауысыммен (OFM) сигнал берудегі таңбааралық кедергіні өтеу үшін адаптивті бұрмалау мен түзетуді пайдалану, ол қате ықтималдығын 2—4 есе азайта алады [48]].

Дегенмен, бұл тәсілдің елеулі кемшіліктері бар: біріншіден, бейімделгіш бұрмалау сүзгісін пайдаланған кезде сенімді қайтару арнасын қамтамасыз ету қажет, бұл әрқашан мүмкін бола бермейді; екіншіден, бұрмалаудың жоғары тиімділігі тек баяу өшетін арналарда байқалады. Жылдам өшетін арналарда ең жақсы әсер қабылдау жағындағы адаптивті сигналды теңестіру арқылы алынады.

Бұл жағдайда кері арнаның болуына ешқандай талаптар қойылмайды және IR CF есептеу үшін белгілі сынақ таңбалары немесе сынақ сигналдары ақпарат ағынына мерзімді түрде енгізіледі. Мұндай сигналдың құрылымы 1.5-суретте көрсетілген.



1.5 Сурет – Берілетін сигналдың құрылымы

Бұл тәсілді алғаш рет Д.Д. Кловский және осы принцип бойынша құрастырылған жүйелер сынақ импульсі және болжамы бар жүйелер (СИИП) деп аталды [56]. Бұл бағыттағы жұмыстары оның шәкірттері Б.И. Николаева [54], В.А. Сойфер [55], В.Г. Карташевский [49; 50], О.В. Горячкин [22] және т.б. Сонымен қатар, Я.З. Цыпкина [57], С.А. Курицына [59], Н.Е. Кириллова [51], В.В. Шахгилдян мен М.С. Лохвицкий [12], А.А. Парамонова [19], Ш.У.Х. Куреши [58], Г.Унгербоека [14], М.Е. Остин [14] және т.б.

СИИП модемі өзінің бастапқы түрінде сынақ импульстерінің ұзақтығы T нүктесі бар элементар хабарламаның ұзындығына тең болатын сынақ импульстерін беруді қамтамасыз етеді, бұл уақыт аралығында арна параметрлері (сенімділігі жоғары) дерлік өзгеріссіз қалады [56].]. Бұл жағдайда байланыс жүйесі амплитудалық телеграфтық сигналдарды қолдануды көздеді, ал сынақ импульсі ақпараттан қорғаныс интервалымен (ГИ) бөлінген, нәтижесінде сигналда қосымша деңгей пайда болды, бұл белгілі бір қиындықтарды енгізді. Қабылдау орнында арнаның осы импульске реакциясын талдау кезінде ақпараттық белгілердің кез келген тізбегін беру кезінде қабылданған сигналдың мүмкін жүзеге асуын анықтауға немесе болжауға болады.

Кейіннен СИИП бірлесіп әзірлеген Д.Д. Кловский және Б.И. Николаев элементтік шешім қабылдаумен тұтастай қабылдау алгоритмі ретінде, сонымен қатар Кловский-Николаев (АКН) алгоритмі ретінде белгілі [54]. Бұл алгоритм мыналарды қамтиды: олардың байланыс арнасын $\hat{h}_k(t)$ дейін сынақ импульсіне жауап негізінде есептеу; ИС көмегімен күтілетін анықтамалық сигналдарды $S_p(t)$ қалыптастыру, хабарлама элементтерінің m^{Q+1} комбинацияларына сәйкес келеді, мұнда Q – таңбалар санымен анықталатын талдау аралығы және $Q \geq L$ (L – арна жады), m әрбір таңбаның ықтимал нұсқаларының саны; алдыңғы белгілерден МСИ сигналын шегеру

$$\hat{u}(t) = u(t) - \hat{u}_{\text{МСИ}}(t), \quad (1.11)$$

онда $u(t)$ – қабылданатын сигнал аралығы $[-QT_{\text{симв}}; (Q + 1)T_{\text{симв}}]$ ($T_{\text{симв}}$ – ұзақтығы таңба); $\hat{u}_{\text{МСИ}}(t)$ – МСИ сигналы, басқаша айтқанда, алдыңғы таңбалардың салдары, нысанда алынған

$$\hat{u}_{\text{МСИ}}(t) = \int \hat{s}_{\text{МСИ}}(\tau) \hat{h}_k(t - \tau) d\tau, \quad (1.12)$$

онда $\hat{s}_{\text{МСИ}}(t)$ - алдыңғы таңбаларға сәйкес келетін модуляцияланған сигнал.

Бұдан әрі $\hat{u}(t)$ с айырмашылық сигналын күтілетін параметрлермен салыстыру жүзеге асырылады $Q + 1$ интервалындағы барлық комбинацияларға сәйкес келетін $s_p(t)$ және комбинацияны таңдау $\{a_k, \dots, a_{k+Q}\}$, сәйкес айырмашылық сигналына жақын максималды ықтималдылық ережесі [17]

$$\min_{p=1 \dots m^{Q+1}} \int_0^{(Q+1)T_{\text{симв}}} (\hat{u}(t) - s_p(t))^2 dt. \quad (1.13)$$

Демодулятордың шығысында (1.13) минимумды тапқаннан кейін, ең сенімді комбинацияның бірінші символы алынады.

Кловский-Николаев алгоритмі (АКН) - шешім бойынша кері байланыс (ОСР) деп аталатын алғашқы эквалайзерлердің бірі. Мұндай эквалайзерлерді әзірлеу және талдау көптеген жұмыстарға арналған, атап айтқанда [6; 57; 58; 124]. ОСР-дің негізгі идеясы, егер табылған таңбалардың шамалары белгілі болса (олар дұрыс деп есептелсе), онда осы таңбалармен жасалған ісі өткен таңбалардың мәндерін бір уақытта өлшеу арқылы шегеру арқылы толығымен басылуы мүмкін [58].

Бұл әдістің айтарлықтай кемшілігі пайда болған демодуляция қателігі кері байланыс тізбегі арқылы таралады, бұл қателер пакетінің пайда болуына

әкеледі және шуылға төзімділік айтарлықтай төмендейді. Бұл құбылыс қателіктердің көбеюі немесе таралуы деп аталады [6]. [87] - де нақты жағдайда, яғни тізбектегі мүмкін қателіктермен бит қатесінің ықтималдығы көрсетілген

Жұмыста [14] ОСР бар эҚТалайзерлерге талдау жасалды және олардың ОСР жоқ эҚТалайзерлермен салыстырғанда ОСШ үлкен мәндеріндегі тиімділігі көрсетілді, ал ОСШ төмен мәндерінде ОСР жоқ сызықтық эҚТалайзерлерді қолдану тиімдірек болды. Сондай-ақ, арнаны теңестіру мен ісі теңестіру арасында айырмашылық бар, ал ОСР мақсаты ісі теңестіру (өтемақы) болып табылады. Сонымен қатар, [6] - де ұсынылған нәтижелерді талдай отырып, ОСР қолдану ОСШ-ны төмендетеді деп қорытынды жасауға болады. Сонымен, ОСР-ді символдарда қателердің болмауы мағынасында идеалды және осы таңбалардың өлшеу коэффициенттерін бағалау қатесінің мағынасында идеалды емес деп санай отырып (тиісті үлгілер), ОСШ шамамен 3-6 дБ төмендейді.

АКН-ге қарағанда, ісі бар арналардағы сигналдарды демодуляциялау үшін, әдетте, модификацияланған Витерби алгоритмі қойылады [32], кейде Витербидің 24 эҚТалайзері деп аталады [10]. Алғаш рет Витерби алгоритмін жад арналарында демодуляция үшін қолдану ұсынылды (яғни МСИ арналары) [30]. Одан әрі дамуы [32] сипатталған жұмсақ кірістілігі бар әйгілі Витерби алгоритмін (SOVA – Soft-Output Viterbi Algorithm) жасауға әкелді. SOVA алгоритмінде жұмсақ шешімдерді алу әдісі дәстүрлі Витерби декодерінің негізіндегі принциптерден тікелей туындайды, әр күйден күйге ауысуды тиісті метрикаға жатқызады. Классикалық алгоритмнің метрикаларын әр анықтау кезінде тірі қалғандар мен бәсекелес жолдар арасындағы метрикалық айырмашылықты қосымша есептеп, сол арқылы шешімнің сенімділігін анықтайды [50].

Витерби алгоритмінің басқа модификациялары да белгілі, атап айтқанда, постериорлық ықтималдылықтың максималды алгоритмі [50], онда жеке таңбалардағы қателік ықтималдығы азаяды, сонымен қатар GSM (Global System for Mobile) жүйесінде қолданылатын Витерби эҚТалайзері [10], онда өлшемдерді есептеу үшін арнамен келісілген анықтамалық сигналдар пайда болады.

Осы екі тәсілді салыстыру кезінде [47] Витерби алгоритмі айтарлықтай есептеу шығындарын талап етеді, ал арнаның жадымен анықталған бірдей уақыт аралығын талдау кезінде АКН есептеу шығындары аз болған кезде шуылға қарсы тұрақтылықты қамтамасыз етеді.

Жоғарыда қарастырылған жұмыстардың маңыздылығына және оларға енгізілген МСИ арналарында қабылдаудың негізгі принциптеріне қарамастан, оларды адаптивті ТС-ке жатқызу қиын, өйткені АКН және Viterbi алгоритмі демодулятор-декодер болып табылады.

МСИ бар арна үшін адаптивті ТС (немесе эҚТалайзер) құрылысын сипаттайтын алғашқы жұмыстардың бірі-Р.В. Лакидің [38] мақаласы, онда Тсимв символының ұзақтығына тең интервалға орналастырылған кідіріс сызығының шүмегін күшейтуді автоматты түрде реттейтін көлденең сүзгі

көрсетілген. Сүзгіні конфигурациялау үшін көп деңгейлі амплитудалық-импульстік модуляциясы бар белгілі тізбектің сынақ берілісі жасалды. Мұндай ТС олардың арналарын әрбір бұрмадағы символдар арасындағы өзара кедергілердің абсолюттік мәндерін азайту жолымен теңестірді [15], ал ТС қолдану нәтижесі модуляция еселігін 2-ден 8-ге дейін арттыру мүмкіндігі болды [38].

Трансверсалды ТС-мен салыстырғанда бөлшек-аралық компенсатор бірқатар артықшылықтарға ие [58]. Мұндай компенсатордың кідіріс сызығының бұрылыстары τ_d символ ұзақтығының үлесін құрайтын $T_{\text{симв}}$ интервалына орналастырылған, бұл ретте τ_d сигнал алатын жолақ $\Delta f < 1 / 2\tau_d$ шартын қанағаттандыратындай етіп таңдалады. Әдетте таңдайды

$$r = \frac{K \cdot T_{\text{симв}}}{d \cdot M}, \quad (1.14)$$

мұндағы K және M - бүтін сандар, ал $M > K$.

Трансверсальмен (немесе Т-интервалмен) салыстырғанда бөлшек-интервалдық компенсатор кідіріс сипаттамасының неғұрлым күшті бұрмалануларының тиімді өтемақысын қамтамасыз етеді және амплитудалық бұрмалануларды түзету кезінде шу деңгейін аз дәрежеде арттырады [58].

Айта кету керек, көлденең және бөлшек аралық ТС-бұл импульстің соңғы сипаттамасы (КИС) бар сүзгі, оның артықшылығы оның кепілдендірілген тұрақтылығы болып табылады. Сондай-ақ, сөйлеуді өңдеу үшін сызықтық болжау құрылғыларында қолданылатын торлы құрылымы бар адаптивті сүзгі құрылымы [23] белгілі.

1.4 Адаптивті сүзу әдістері мен алгоритмдері

Сигналдарды адаптивті сүзу радиолокация және сигналдарды түзету сияқты міндеттерді қамтиды, олардың негізгі міндеттерінің бірі олардың байланыс арнасын және олардың тиісті КҚ есептеу болып табылады. Бұл міндет белгісіз жүйені анықтау деп те аталады [24]. Сондай-ақ, олар байланыс арнасының параметрлерін бағалау туралы айтады, бірақ бұл байланыс арнасының сапасын сипаттайтын параметрлерді, мысалы, сигнал/кедергі қатынасы және бит қатесінің ықтималдығын бағалауды білдіретін тағы бір міндет.

Бейімделетін сигналды түзету жағдайында белгілі бір сигналды $s(t)$ ИС $h(t)$ арқылы көрсетілген жүйе арқылы беру мәселесін қарастырыңыз, оның шығысында өрнекпен анықталатын $u(t)$ сигналы алынады.

$$s(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t - \tau) h(\tau) d\tau = u(t), t \in (-\infty, \infty). \quad (1.15)$$

Тәжірибеде сигналдар ақырлы, ал жіберілетін және қабылданған сигналдар $s(t)$ және $u(t)$ сәйкесінше белгілі, ал кейбір жүйенің (байланыс арнасының) ИС $h(t)$ белгісіз. Осылайша, ИС байланыс арнасын анықтау мәселесі форманың теңдеуін шешуге дейін қысқарады.

$$\int_{T_1}^{T_2} s(t-r)h(r)dr = u(t), T_3 < t < T_4. \quad (1.16)$$

Жоғарыдағы (1.16) теңдеу бірінші түрдегі конвульсия түрінің сызықтық интегралдық теңдеуіне [19] немесе бірінші текті Фредгольм теңдеуіне [65] жатады, онда интегралдардың бірі, бұл жағдайда $h(t)$, белгісіз. Интеграция аралығы $[T_1; T_2]$ тәжірибеде соңғы болып табылады, өйткені сынақ немесе зонд сигналының әрқашан шектеулі ұзақтығы болады. Сегмент $[T_3; T_4]$ - ақырлы, өйткені есептелген ИС өзінің мәнін шектеулі уақыт ішінде сақтайды. $s(t)$ функциясы теңдеудің ядросы деп аталады [15; 65; 113], тұйық домінде үздіксіз және тегіс $\{T_1 \leq \tau \leq T_2; T_3 \leq t \leq T_4\}$. Теңдеудің оң жағы өлшеу нәтижелерін көрсетеді және жалпы жағдайда $u(t) = \bar{u}(t) + \xi(t)$, мұндағы $\bar{u}(t)$ – дәл мән, $\xi(t)$ – кездейсоқ функция (қосымша шу).

Байланыс арнасының ИС есептеудің көптеген әдістері (алгоритмдері) белгілі, яғни. (1.16) теңдеуінің шешімдері, оларды екі топқа бөлуге болады: уақыт облысындағы есептеу әдістері және жиілік облысындағы есептеу әдістері. Бірінші үлкен топқа ең кіші ҚТадраттар әдісі (МНК) [11] немесе LMS алгоритмі сияқты әдістер жатады [24], рекурсивті ең кіші ҚТадраттар немесе RLS алгоритмі [24], сондай-ақ осы алгоритмдердің әртүрлі модификациялары [24], Левинсон-Дурбин алгоритмі [63] және Кальман алгоритмі [11]. Екінші топқа ТИСонов регуляризация әдісі [13], Лаврентьев регуляризация әдісі сияқты жиілік аймағына өтуге негізделген әдістер жатады [15], жиілік облысындағы ең кіші ҚТадраттардың алгоритмі [23] және басқалар [15].

Адаптивті сүзгілеу есептерінде қолданылатын ең танымал алгоритмдердің бірі МНК болып табылады. Сонымен, (1.16) теңдеуді оператор немесе матрицалық түрде келесі түрде жазуға болады:

$$A_s h = u, \quad (1.17)$$

мұндағы h - өлшемі $Nh \times 1$ болатын арнаның баған векторы,

u - $Nu \times 1$ өлшемі бар қабылданған сигнал үлгілерінің векторлық бағанасы, A_s — конвульсия операторы, жалпы жағдайда, ол пішіннің $Nu \times Nh$ матрицасы болып табылады.

$$A_s h = u, \quad (1.18)$$

(1.17) теңдеудің шешімін өрнектен оңай алуға болады

$$h = A_s^{-1}u, \quad (1.19)$$

дегенмен, A_s матрицасы міндетті түрде ҚТадрат емес, өйткені тәжірибеде жиі артық анықталған жүйелермен айналысады. Бұл жағдайда кері Мур-Пенроуз матрицасын немесе псевдокері матрицаны есептеңіз [2]

$$A_s^+ = (A_s^T A_s)^{-1} A_s^T, \quad (1.20)$$

мұндағы T - транспозиция операциясын білдіреді.

(1.20) (1.19) орнына қойып, (1.17) теңдеудің шешімін ең кіші ҚТадраттар әдісімен түрінде аламыз.

$$h = A_s^+ u. \quad (1.21)$$

(1.21) түріндегі шешім жалпыланған ең кіші ҚТадраттар деп те аталады [24].

Бұл алгоритмді В. Widrow және Т. Hoff [53] аздап өзгертіп, LMS алгоритмі (Ең кіші орта ҚТадраты) деп аталды. LMS алгоритмі үшін есептеу процедурасы келесідей:

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= u(k) - A_s h_*(k-1), \\ h_*(k) &= h_*(k-1) + \mu A_s \varepsilon(k), \end{aligned} \quad (1.22)$$

мұндағы k таңбашасы қадам (итерация) санын білдіреді;

$\varepsilon(k)$ - k қадамында қате векторын сүзу;

$h_*(k)$ - k қадамындағы коэффициенттердің алынған векторы;

μ - бейімделу процесінің жылдамдығы мен тұрақтылығын анықтайтын параметр.

Алгоритмнің жинақтылығын талдау (1.22) бірқатар жұмыстарда, атап айтқанда, [24; 116], онда конвергенция шарт бойынша мүмкін болатыны көрсетілді

$$0 < \mu < 1 / (\sum_{n=0}^{N_s-1} S(n)^2) \quad (1.23)$$

(1.21) және (1.22) өрнектерінің көмегімен белгісіз ИС арнасын табу мәселесі шешіледі, яғни. сәйкестендіру мәселесі. Олардың ТС табу үшін (1.17) есептің параметрін сәл өзгертіп, оны формаға келтіру керек.

$$A_u h_{\text{КФ}} = s, \quad (1.24)$$

мұндағы Au – (1.18) ұқсас матрица, бірақ S векторының элементтерінің орнына u векторының элементтерін қою керек;

$h_{\text{КФ}}$ – ИС ТС үлгілерінің қажетті векторлық бағанасы

Дегенмен, бұл жағдайда μ параметрін таңдау мәселесі туындайды, өйткені (1.23) шартында бөлгіште уақыт бойынша өзгертін компоненті $\sum_{n=0}^{N_u-1} u(n)^2$ пайда болады. Бұл мәселені шешу үшін нормаланған LMS алгоритмін (Normalized LMS, NLMS) қолдануға болады, ол LMS алгоритмінің бір түрі болып табылады [28]. NLMS алгоритмі айнымалы параметрі $\mu(k)$ бар LMS алгоритмі ретінде қарастырылады, ҚТадрат қатені $\varepsilon(k)^2$ азайту шартынан таңдалады. [28] келесідей жүреді:

$$\mu(k) = \frac{\mu_n}{\gamma + \sum_{n=0}^{N_u-1} u(n)^2}, \quad (1.25)$$

мұндағы $0 < \mu_n \leq 1$;

γ - регуляризация параметрі ([24] $\gamma \geq 0,01\sigma_u^2$ -де, мұнда σ_u^2 - адаптивті сүзгінің кіріс

сигналының дисперсиясы (орташа қуат).

NLMS алгоритмінен басқа, LMS алгоритмінің басқа да түрлері бар, атап айтқанда Leaky LMS алгоритмі, ең аз орташа аралас норма (LMMN) әдісі және басқалары, оларды [49].

Сондай-ақ тәжірибеде RLS (Recursive Least Square) алгоритмі ретінде белгілі рекурсивті ең кіші ҚТадраттардың алгоритмі жиі қолданылады [24]. Бұл алгоритмді шығаруды келесідей жүзеге асыруға болады. Біз сүзу қатесінің ҚТадраттарының қосындысын азайтамыз, яғни.

$$\begin{aligned} & Nu \\ & \sum_{n=1}^N |\varepsilon(k,n)|^2 \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (1.26)$$

Содан кейін кейбір қадам үшін $k = K_0$ матрицалық түрде жаза аламыз

$$\begin{aligned} \varepsilon^T \varepsilon &= (u - A_s h^*)^T (u - A_s h^*) = \\ &= u^T u - u^T A_s h^* - h^{*T} A_s^T u + h^{*T} A_s^T A_s h^* \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (1.27)$$

Бұл функцияның минимумын табу үшін градиентті есептеп, оны нөлге теңестіру керек

$$-2A_s u + 2A_s^T A_s h^* = 0, \quad (1.28)$$

нәтижесінде h^* есептеу кезінде біз қайтадан (1.21) өрнекке келеміз.

$P = (A_s^T A_s)^{-1}$ кері матрицасын әр қадамда есептемеу үшін RLS алгоритмі

бұл матрицаны рекурсивті түрде есептейді. Егжей-тегжейлі есептеулер біршама ауыр және [24]. RLS алгоритмінің есептеу процедурасының соңғы өрнектерін жазайық

$$-2A_s u + 2A_s^T A_s h_* = 1, \quad (1.29)$$

мұндағы $K(k)$ - күшейту факторларының векторы;

$P(k)$ – рекурсивті есептелетін кері корреляциялық матрицасы

λ - салмақ коэффициенті [13] немесе экспоненциалды ұмыту параметрі [24], ол матрицаның P бастапқы мәндерінің, сондай-ақ қате сигналының «өткен» мәндерінің әсерін азайтады.

Кері корреляциялық матрицаның бастапқы мәні ретінде $P(0) = \delta^2 E$ қабылдаған ыңғайлы, мұндағы регуляризация параметрі $\delta^2 > 0,01\sigma_u^2$ [24], ал E сәйкестік матрицасы.

Экспоненциалды салмақтау параметрінің мәні $0 < \lambda \leq 1$ [13], ал (1.26) өрнектің пішіні болады

$$\sum_{n=1}^{Nu} \lambda^{Nu-n} |\varepsilon(k,n)|^2 \rightarrow \min. \quad (1.30)$$

[24] сонымен қатар RLS алгоритмінің есептеу процедураларында және сәйкесінше арифметикалық амалдар саны бойынша аздап ерекшеленетін кейбір басқа сорттарын көрсетеді. Сонымен қатар априорлық қатеге және қатені болжауға негізделген жылдам LS алгоритмдері белгілі [12].

КФ құрудың жеткілікті тиімді әдісі, мысалы, STANAG 4285 стандартына сәйкес модемде қолданылатын Левинсон-Дурбин алгоритмі [14]. Қолданылатын эҚТалайзер 32 коэффициенті бар көлденең сүзгінің гибриді құрылымын және 8 коэффициенттің рекурсивті бөлігін қабылдайды. Әлбетте, мұндай құрылым әрқашан оңтайлы емес, ал автокорреляция және ковариация әдістерін қолдану модель тәртібін бағалаудың күрделілігіне байланысты әрқашан орынды бола бермейді. Тапсырысты бағалау әдістерінің көпшілігі жете бағаланбаған мән береді [27], бұл спектрдің тегістелуіне әкелуі мүмкін, алайда бұл жақсырақ, өйткені тым жоғары тәртіп жалған максимумға және тұрақсыздыққа әкелуі мүмкін [1].

Екінші топтың әдістері Фурье, Лаплас, Меллин және т.б интегралдық түрлендірулерді қолдануды болжайды. жиілік доменіне өту үшін. Шешілетін мәселенің ерекшеліктерін ескере отырып, әдетте дискретті Фурье түрлендіруі (ДПФ) қолданылады. Алгоритмдердің әртүрлілігі (БПФ) [17] екінші топтың әдістерін ИС байланыс арнасы мен сигналды түзетуді анықтауда адаптивті түзету мәселелерінде ең тартымды етеді. Жиілік облысындағы адаптивті алгоритмдердің градиенттік алгоритмдерге қарағанда екінші артықшылығы адаптациялық процестің жинақтылық қасиеттерінің жақсаруы болып табылады

[49].

Жиілік доменіндегі адаптивті алгоритмдердің ерекшелігі блокты өңдеу және циклдік конволюцияны қолдану болып табылады. Бірқатар алгоритмдер [23; 49] – бөлінген немесе циклдік конвульсия немесе сырғымалы МНК пайдаланатын күрделі ДПФ.

Қойылған кері есептерді шешу теориясына негізделген алгоритмдер [12] ерекше атап өтуге тұрарлық. ТИСоновтың регуляризация әдісін мысалға ала отырып, жиілік облысындағы конволюциялық типті интегралдық теңдеуді сандық шешу әдістерін қарастырайық. (1.16) теңдеуді дискретті түрде жазайық

$$\sum_{l=0}^n s(n-l) \cdot h(l) = u(n), n=0 \dots N-1, \quad (1.31)$$

Үлгі векторы s үшін тура және кері дискретті Фурье түрлендіруі (DFT) үшін өрнектерді келесі белгілерді пайдаланып жазамыз.

$$\begin{aligned} S &= \Phi[s], \\ s &= \Phi^{-1}[S], \end{aligned} \quad (1.32)$$

мұндағы Φ , Φ^{-1} сәйкесінше тура және кері DFT матрицалары және

$$\begin{aligned} \Phi_{n,k} &= 1/\sqrt{N} \times \exp(-i nk/N) \\ \Phi_{n,k}^{-1} &= 1/\sqrt{N} \times \exp(i nk/N) \\ N, k &= 0 \dots N-1. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Содан кейін теңдеуге Фурье түрлендіруін қолданып, аламыз

$$FS \cdot FH = FU, \quad (1.34)$$

мұндағы FS , FH , FU - S , H , U және векторларының сәйкес спектрлерінің элементтері бар диагональды матрицалар, яғни. $FS = \text{diag}(S)$.

(1.34) өрнекті: $FS \cdot H = U$ түрінде де жазуға болады. (1.31) теңдеудің шешімі үлгі векторының кері Фурье түрлендіруі болып табылады.

$$FH = FS^{-1} \cdot FU = FS^{-1} \cdot (\overline{FU} + FV), \quad (1.35)$$

мұндағы FV - шу компонентінің ξ спектрінің элементтері бар диагональды матрица.

Дегенмен, бұл түрдегі шешім болмауы мүмкін, өйткені $FS^{-1} \cdot FV$ векторы шу құраушы спектрінің кездейсоқ құрамдас бөлігінің жоғары жиіліктерінің

әсерінен немесе оның ауытқуының салдарынан кері Фурье түрлендіруіне ие болмауы мүмкін. $\Phi^{-1} [FS^{-1} \cdot FV \cdot E^{(1)}]$ метрикадағы нөлден C немесе L_2 векторы ерікті түрде үлкен болуы мүмкін. Мұндағы $E^{(1)}$ диагональ матрицаның элементтерін векторға түрлендіру үшін қажеттілерден тұратын вектор. Осылайша, (1.35) түріндегі (1.31) теңдеуінің шешімі оң жақтың аздаған ауытқуларына қарсы тұрақтылық қасиетіне ие емес.

Тұрақтылық қасиетін қамтамасыз ету үшін үлгілердің (1.35) векторын $g(k, \alpha)$, $k = 0 \dots N-1$ элементтерінен тұратын диагональды $G\alpha$ матрицасына элементтік көбейтеді. $g(k, \alpha)$ функциясы [13] тармағында сипатталған шарттарды қанағаттандыру тұрақтандырушы функция немесе тұрақтандырғыш деп аталады. Нәтижесінде спектрлік аймақта (1.31) теңдеудің реттелген шешімін аламыз.

$$FH_{\alpha} = FS^{-1} \cdot (G_{\alpha} \cdot FU), \quad (1.36)$$

және берілген сәйкес уақыттық шешім векторы

$$h_{\alpha, \Phi} = \Phi^{-1} [FH_{\alpha} \cdot E^{(1)}]. \quad (1.37)$$

Сипатталған алгоритм ИС байланыс арнасын табу үшін пайдаланылуы мүмкін, яғни. жүйені анықтау мәселесі шешілді және (1.10) қатынасынан ИС ТС оңай табуға болады.

(1.16) теңдеуді шешудің тағы бір жақсы дамыған әдісі – Лаврентьев регуляризация әдісі [15], ол (1.16) түріндегі теңдеуден екінші текті теңдеуді шешуге өтуден тұрады.

$$\int_{T_1}^{T_2} \alpha h_{\alpha}(t) + \int_{T_3}^{T_4} s(t-r) h_{\alpha}(r) dr = u(t), \quad T_3 < t < T_4. \quad (1.38)$$

Табылған шешімді $h_{\alpha}(t)$ интегралына (1.16) қойып, $u_{\alpha}(t)$ аламыз. Егер

$$\|u_{\alpha}(t) - u(t)\| \leq \delta, \quad (1.39)$$

мұндағы δ – рұқсат етілген қате, онда $h_{\alpha}(t)$ (1.16) теңдеудің жеткілікті жақсы жуық шешімі болып саналады.

[15] басқа да бірқатар реттеу алгоритмдері және олардың әртүрлі модификациялары, соның ішінде итеративті алгоритмдер ұсынылған.

2 ТҮЗЕТУ СҮЗГІСІНІҢ ПУЛЬСТЫҚ СИПАТТАМАЛАРЫН ЕСЕПТЕУДІҢ ТИІМДІЛІГІН АРТТЫРУ

2.1 Түзеткіш сүзгінің импульстік жауабын табу әдісі

Қабылдаушы жағындағы сигналдарды адаптивті түзетуі бар байланыс жүйесін өрнектермен сипатталған келесі үлгі ретінде көрсетуге болады.

$$\int_0^{\infty} s(t-r)h_k(r)dr=\bar{u}(t), \quad (2.1)$$

$$u(t)=\bar{u}(t)+\xi(t), \quad (2.2)$$

$$\int_0^{\infty} u(t-r)h_{KF}(r)dr=\hat{s}(t), \quad (2.3)$$

$$\hat{s}(t) \rightarrow s(t), \quad (2.4)$$

мұндағы $s(t)$ – кіріс жіберілетін сигнал;

$h_k(t)$ – ИС байланыс арнасы;

$\bar{u}(t)$ – бұрмаланған сигнал;

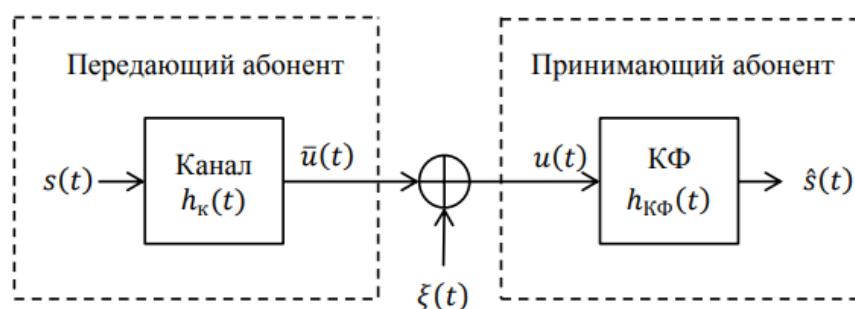
$u(t)$ - бұрмаланған шулы сигнал - CF кірісіндегі сигнал;

$\xi(t)$ - аддитивті ақ шу;

$h_{KF}(t)$ - ОНЫҢ ТС;

$\hat{s}(t)$ - түзетілген сигнал.

Бұл модельдің функционалдық диаграммасы 2.1-суретте көрсетілген.



2.1-сурет – Адаптивті түзетуі бар жүйенің функционалдық диаграммасы

КФ коэффициенттерін синтездеу және есептеу үшін адаптивті фильтрлеу есептерінде қолданылатын және 1.4-бөлімде талқыланатын әртүрлі алгоритмдерді пайдалануға болады. Бұл жағдайда қабылдаушы абонентке (2.1-сурет) сәйкес келетін (2.3) ұқсас интегралдық теңдеуді шешу жеткілікті, мұнда

қабылданған сынақ сигналын $u(t)$ деп ауыстырып, бұрмаланбаған сынақ сигналын $\hat{s}(t)$ ретінде қолданыңыз.), нәтижесінде (2.4) орындалуын қамтамасыз ететін ИС ТС $h_{KF}(t)$ алды. Әдетте [24] (2.4) қатенің (немесе ауытқудың) $\rho L_2(s(t), \hat{s}(t))$ орташа ҚТадратының минимизациясын болжайды. Бірақ іс жүзінде басқа көрсеткіштер де қолданылады, мысалы, қателердің ең кіші ҚТадраты, метрика C және басқалары [24].

Бұл тұжырымда бұл мәселені сәйкестендіру мәселесі ретінде қарастыруға болады және адаптивті ТС ретін таңдау арқылы МНК көмегімен оны шешудің ерекшеліктерін автор [22] қарастырған. Дегенмен, ИС ТС тікелей есептеу әдісімен интегралдық функциялардың бірінде интегралдық теңдеуді шешудің дәлдігін айтарлықтай төмендететін шу компоненті бар [15], жүйені идентификациялау мәселесінің классикалық тұжырымынан айырмашылығы [24] жіберуші абонентке (2.1-сурет) және (2.2) нысанында дәл көрсетілмеген оң жағы бар теңдеу (2.1) сәйкес келеді.

Автор (2.1) теңдеуден оң жағымен (2.2) және түзету (сүзу) бойынша байланыс ИС арнасын есептеуді қоса алғанда, арнаны сәйкестендіру мәселесін шешу негізінде ИС ТС анықтау әдісін ұсынады. ақпараттық сигнал, яғни шешім теңдеулер.

$$\int_0^{\infty} s(t-r)\hat{h}_K(r)dr=u(t), \quad (2.5)$$

Бірінші кезең ИС арнасын есептеу үшін $s(t)$ және $u(t)$ сияқты жіберілетін және қабылданған сынақ сигналдарын қолдануды қамтитыны анық. Екінші кезеңде ақпараттық сигналды түзету кезінде алынған ақпараттық сигнал (2.5) теңдеудің оң жағы ретінде әрекет етеді. Сонымен қатар, екінші кезеңде (2.5) теңдеуді шешудің орнына ИС ТС есептелген ИС арнасын ауыстыру арқылы (1.10) алуға болады, яғни

$$\int_0^{\infty} \hat{h}_K(t-r)h_{KF}(r)dr=\delta(t), \quad (2.6)$$

содан кейін осы теңдеуден табылған ИС ТС - $h_{KF}(t)$ мәнін (2.3) орнына қойыңыз.

ТИСонов регуляризация әдісі негізінде ИС ТС есептеу және сигналды түзету арқылы алынған шешімдерді толығырақ қарастырайық.

Әрі қарай дәлелдеу үшін біз келесі белгілеулерді қабылдаймыз: $s_0(t)$ - жіберілген сынақ сигналы; $sm(t)$ - берілетін ақпараттық сигнал; $u_0(t)$ - қабылданған сынақ сигналы; $um(t)$ - қабылданған ақпараттық сигнал. Бұл жағдайда алынған ақпарат пен сынақ сигналдары $u_0(t) = \bar{u}_0(t) + \xi_0(t)$, $um(t) = \bar{um}(t) + \xi_m(t) + \xi_m(tu)$, (u) , (u) , (u) , (u) бұрмаланған сынақ және ақпараттық

сигналдардың дәл мәндері;

$\xi_0(t)$, $\xi_m(t)$ ақ шудың тәуелсіз жүзеге асырылуы болып табылады. Белгілі болу үшін шу құрамдастарының дисперсиялары бірдей. Бұл сигналдардың спектрлері ω функциясы ретінде сәйкес бас әріптермен және жазылулармен белгіленеді.

Сонда классикалық ТИСонов тұрақтандырғышымен [13] ТИСонов регуляризация әдісімен (2.3) теңдеуді шешу арқылы табылған ИС ТС өрнек арқылы анықталады.

$$\int_0^{\infty} \hat{h}_k(t-r) h_{k\Phi}(r) dr = \delta(t), \quad (2.7)$$

мұндағы *-күрделі конъюгацияның жұмысын білдіреді.

(2.7) бөліміндегі алым да, бөлгіш те $\xi_0(t)$ шу компонентін қамтитынын ескеріңіз. Түзетілетін ақпараттық сигналдың спектрі өрнек арқылы анықталады.

$$\hat{S}_m(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega) S_0(\omega) U_0^*(\omega)}{U_0(\omega) U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)} \quad (2.8)$$

Арнаны идентификациялау мәселесін шешу негізінде олардың CF анықтау әдісін қарастырыңыз. Бірінші кезеңде олардың байланыс арнасы өрнек арқылы анықталады

$$h_k(t, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_0(\omega) S_0^*(\omega) e^{j\omega t}}{S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)} d\omega \quad (2.9)$$

Екінші кезең (2.5) теңдеуді шешуден тұрады, мұнда $\hat{\square}_k(t)$ орнына $h_k(t, \alpha)$ ауыстырылуы керек. Бұл жағдайда регуляризация әдісімен түзетудің екі нұсқасы мүмкін. Түзетілген ақпараттық сигналдың спектрін алу үшін қажет

$$S_m^\wedge(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega)}{H_K(\omega, \alpha)} \quad (2.10)$$

(2.9) ескере отырып, бұл өрнекті келесі түрде қайта жазамыз:

$$S_m^\wedge(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega) \cdot (S_0(\omega) S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{U_0(\omega) S_0^*(\omega)} \quad (2.11)$$

(2.11) бөлгіш нөлге жақын мәндерді қабылдай алатындықтан, сонымен қатар құрамында шу құрамдас бөлігі болғандықтан, ТИСоновтың

регуляризация әдісіне сәйкес тұрақтандыру коэффициентін енгіземіз. Содан кейін

$$S_m^\wedge(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega)S_0(\omega)U_0^*(\omega) \cdot (S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{S_0(\omega)S_0^*(\omega)U_0(\omega)U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)} \quad (2.12)$$

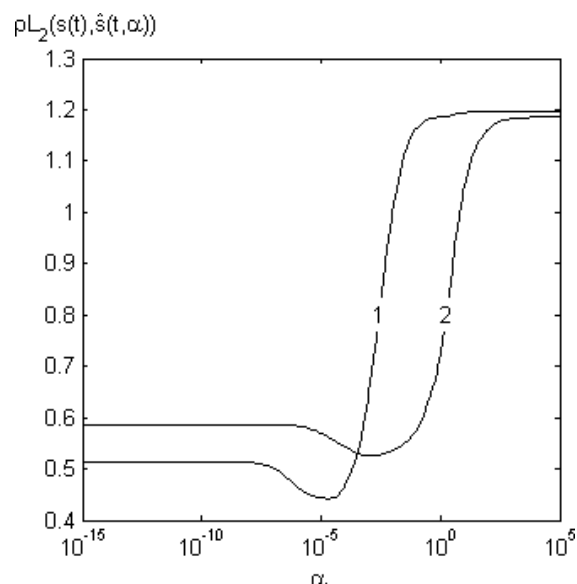
Екінші жағынан, (2.10) өрнекке тұрақтандырушы факторды тікелей енгізе отырып, біз аламыз

$$S_m^\wedge(\omega, \alpha) = \frac{U_m(\omega)H_K^*(\omega, \alpha)}{H_K(\omega, \alpha)H_K^*(\omega, \alpha) + \alpha M(\omega)} \quad (2.13)$$

Сол сияқты, (2.9) ескере отырып, біз бұл өрнекті келесі түрде қайта жазамыз:

$$\begin{aligned} S_m^\wedge(\omega, \alpha) &= \frac{U_m(\omega) \cdot \frac{S_0(\omega)U_0^*(\omega)}{S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega)}}{\frac{S_0(\omega)S_0^*(\omega)U_0(\omega)U_0^*(\omega)}{(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))^2} + \alpha M(\omega)} \\ &= \frac{U_m(\omega)S_0(\omega)U_0^*(\omega) \cdot (S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))}{S_0(\omega)S_0^*(\omega)U_0(\omega)U_0^*(\omega) + \alpha M(\omega) \cdot (S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha M(\omega))^2} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$\alpha M(\omega)$ мәндерін өткізу жолағы шегінде шағын деп есептесек, (2.12) және (2.14) өрнектері елеусіз ерекшеленетінін ескеріңіз. Ақпараттық сигналдың осы өрнектермен анықталған дәлден орташа ҚТадраттық ауытқуы да жақын (айырмашылық 1%-дан аз).



2.2 Сурет – Түзетілген сигналдың нақтыдан ауытқуы: 1 – ұсынылған әдіс; 2 – ИС КФ тікелей есептеу әдісі

Берілген тәуелділіктерден көрініп тұрғандай, автор ұсынған әдіс түзетілген сигналдың азырақ ауытқуын қамтамасыз етеді. Бұл бірінші кезеңде табылған ИС арнасы, жалпы алғанда, тұрақты жуық шешім болып табылатындығымен түсіндіріледі, ол екінші кезеңде (2.5) немесе (2.6) теңдеуді шешу кезінде, ал тікелей есептеу кезінде қолданылады. ИС ТС, яғни (2.3) теңдеуінің шешімі, интегралдардың бірінде шу компоненті бар.

Сонымен қатар, [27], автор мен жетекші ұсынылған әдісті пайдалана отырып, ИС ТС анықтау кезінде рекурсивті түрде адаптивті ТС құру және оның ретін бағалау әдістерін қарастырды.

Сондай-ақ біз арналарды сәйкестендіру мәселесін шешу негізінде ИС ТС анықтауға болатынын атап өтеміз, оның бірінші кезеңі алдын ала анықталған арна моделінің кейбір параметрлерін бағалау және кейінгі түзетулермен екінші кезеңде ИС ТС анықтау болып табылады. [25]. Бұл тәсілдің күрделілігі осы модельді таңдауда жатыр, ол модель параметрлерін бағалаудағы қателікпен байланысты қателіктің минимумын қамтамасыз етеді. Ықтимал, бұл тәсіл арнадағы салыстырмалы түрде төмен ОСШ мәндерінде тиімдірек болуы мүмкін, яғни. түзетілген сигналдың аз ауытқуын береді.

Төменде қарастырылатын маңызды мәселе оңтайлы сүзуді қамтамасыз ететін түзеткіш сүзгінің физикалық мүмкіндігі болып табылады.

2.2 Теңестіру сүзгісінің физикалық мүмкіндігі

Оңтайлы жүйенің (немесе сүзгінің) синтезі әдетте қатенің орташа ҚТадратының минимумына қол жеткізілетін жүйені табудан тұратын Wiener фильтрлеу мәселесін шешуге дейін қысқарады. Дегенмен, оңтайлы Wiener фильтрациясының теңдеуінің алынған шешімі физикалық түрде жүзеге асырылмауы мүмкін. Бұл мәселені мәселені классикалық тұжырымдаудағы зерттеу, т.б. Кіріс сигналы мен шудың берілген сипаттамалары үшін, мысалы, [12].

Дегенмен, (2.6) (жалпы жағдайда (1.10)) орындалуын қамтамасыз ететін түзеткіш сүзгінің немесе эҚТалайзердің физикалық мүмкіндігі әдетте берілген ИС байланыс арнасы үшін қарастырылмайды. Бұл тапсырма ИС кері ИС байланыс арнасы бар оңтайлы сүзгінің синтезі болып табылады.

Екі сәулелік арнаның келесі жеңілдетілген үлгісін қарастырыңыз

$$h_{\kappa}(t)=\delta(t)+A\delta(t-\Delta t), \quad (2.15)$$

мұндағы $\delta(t)$ - дельта функциясы;

A – екінші сәуленің амплитудалық коэффициенті;

Δt – сәулелер арасындағы кідіріс.

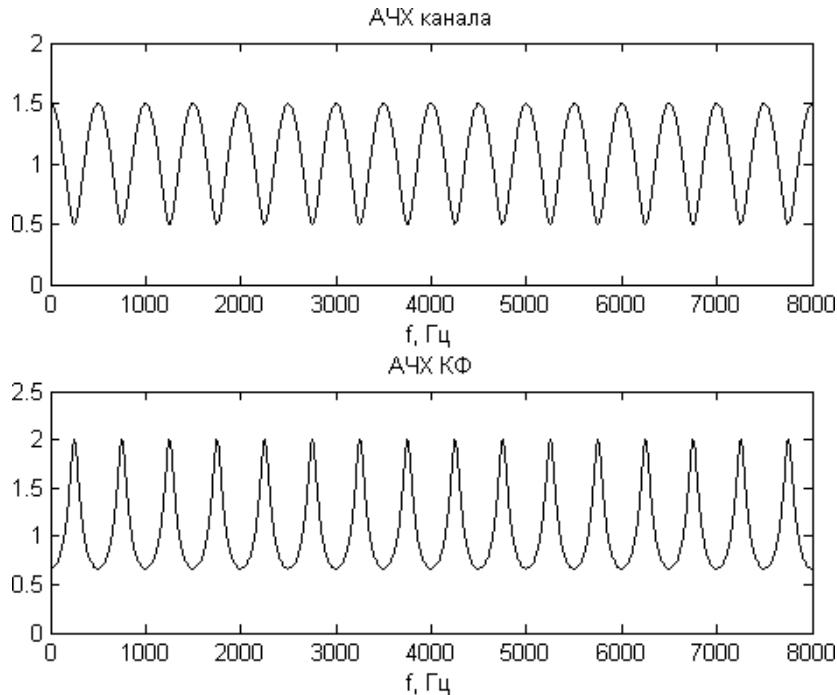
Мұндай арнаның күрделі жиілік реакциясы болып табылады

$$H_k(\omega) = 1 + Ae^{-j\omega\Delta t}, \quad (2.16)$$

және сәйкес амплитудалық-жиілік сипаттама (АЧХ) өрнек арқылы анықталады

$$|H_k(\omega)| = \sqrt{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)}. \quad (2.17)$$

$A = 0,5$ және $\Delta t = 2$ мс кезінде АЧХ көрінісі 2.3-суретте көрсетілген.



2.3 Сурет – Екі сәулелі арна моделінің АЧХ және $A = 0,5$ кезіндегі сәйкес ТС АЧХ және $\Delta t = 2$ мс

(1.10) өрнек арқылы ТС күрделі жиілік реакциясы анықталатыны шығады

$$H_{K\Phi}(\omega) = \frac{1}{H_k(\omega)} = \frac{1 + Ae^{j\omega\Delta t}}{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)} \quad (2.18)$$

АЧХ которой имеет вид

$$|H_{K\Phi}(\omega)| = \frac{1}{1 + A^2 + 2A \cdot \cos(\omega\Delta t)} \quad (2.19)$$

және 2.3-суретте көрсетілген.

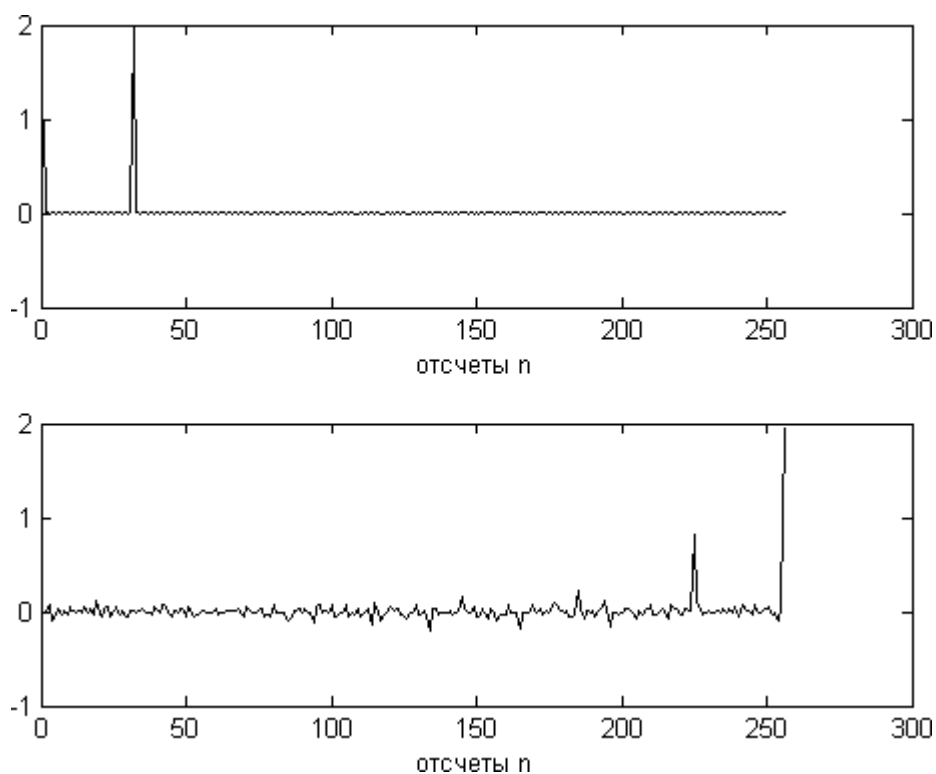
КФ физикалық іске асырылуы, егер $H_k(\omega)$ бүкіл жиілік диапазонында (немесе ең болмағанда соңғы жиілік интервалында) нөлдік немесе шексіздік

мәндерін қабылдамаса, қамтамасыз етілетіні анық. Негізінде бұл Палей-Винер критерийінің орындалуын білдіреді [11]. Демек, ТС $A \neq 1$ үшін жүзеге асырылатыны шығады. Сонымен бірге, мысалы, регуляризация әдісін пайдалану кез келген A мәндері үшін физикалық жүзеге асырылатын сүзгінің тұрақты жуық шешімін алуға мүмкіндік береді.

Жағдайды қарастырайық $A > 1$. Екінші сәуленің қуаты басым, бұл сағатты синхрондау орны екінші сәуленің жағдайына сәйкес келетінін білдіреді. Бұл жағдайда сәулелерді ажырату, мысалы, бұрмаланған сигнал мен үлгінің өзара корреляциялық функциясын талдау арқылы, әсіресе сәулелер арасындағы кідіріс элементар таңбаның ұзақтығынан аз болған кезде қиын болуы мүмкін.

Нәтижесінде кейбір сигналды бергенде $s(t)$, $t \in [0; \infty)$ біз $t' \in [-\Delta t; 0)$ уақыт интервалында аламыз; бізде $u(t') = s(t)$, $t \in [0, \Delta t)$ бар. Басқаша айтқанда, байланыс арнасы физикалық түрде жүзеге асырылмайтын жүйе болып шықты.

(2.15) моделі бойынша $A = 2$, $\Delta t = 2$ мс кезінде анықталған көп жолды арна үшін регуляризация әдісімен ИС арнасын табу кезінде алынған шешімдерді қарастырыңыз.



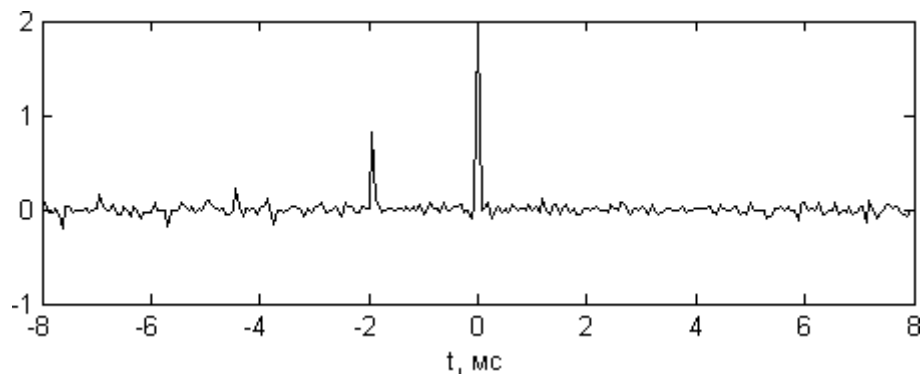
2.4 Сурет - Бірінші сәуледе (жоғарғы) синхрондау үшін және екінші сәуледе (төменгі) синхрондау үшін есептелген ИС арнасы.

2.4-суретте синхрондау кезінде есептелген ИС арнасы көрсетілген, яғни. позицияны анықтау $t = 0$, бірінші сәуленің бойымен (жоғарыдан) және екінші сәуленің бойымен синхрондау кезінде (төменнен). Әлбетте, регуляризация әдісін пайдаланған кезде және кері ДПФ есептегенде, біз «теріс» уақытқа

сәйкес сандарды аламыз, ұқсастық бойынша, тура ДПФ есептеу кезінде «теріс» жиіліктерді қалай аламыз. Осылайша, біз ИС арнасын келесі пішінде жазамыз:

$$h_k(n, \alpha) = \begin{cases} h_k(n + \frac{N}{2}, \alpha), & n = 0 \dots \frac{N}{2} - 2, \\ h_k(n - \frac{N}{2} + 1, \alpha), & n = \frac{N}{2} - 1 \dots N - 1. \end{cases} \quad (2.20)$$

Нәтижесінде ИС арнасын қайта реттегеннен кейін ол төменде 2.5-суретте көрсетілген пішінді алады.



2.5 Сурет - $t = 0$ сәйкес екінші сәуле үшін есептелген ИС арнасы

Есептеудің пайда болған қатесі (қателігі) $[-\Delta t, 0)$ интервалына сәйкес келетін қабылданған сигналдың «құйрығын тастаумен» байланысты екенін ескеріңіз; Ұқсас қателік бірінші сәулеге сәйкес келетін $t = 0$ үшін де орын алады, егер ИС арнасының сандық есебінде алынған сынақты (оң жағы) $[0; T_{\text{тест}}]$, осылайша $(T_{\text{тест}}; \Delta t]$ интервалына сәйкес келетін соңында "құйрықты түсіреді".

Көрсетілген мәселе, мысалы, ҚИ [18] немесе ОС шешімімен [38] пайдалану кезінде ішінара шешілетінін ескеріңіз, себебі ИС есептеу кезінде үлкен талдау аралығын пайдалану мүмкіндігі 3 тарауда көрсетіледі.

Жиілік реакциясы (2.18) өрнегімен анықталатын ИС ТС толығырақ қарастырайық. Арна моделі (2.15) үшін оңтайлы ТС сәйкес ИС өрнекпен анықталған көлденең сүзгі болып табылады.

$$h(t) = \sum_{n=0}^N (-A)^n \cdot \delta(t - n\Delta t), \quad (2.21)$$

мұндағы N – ТС коэффициенттерінің саны, жалпы жағдайда $N \rightarrow \infty$. Әлбетте, (2.21) пішінге келтіруге болады

$$H(z) = \frac{1}{1 + Az^{-1}} \quad (2.22)$$

Тасымалдау функциясының полюсі (2.22) $1/A$ нүктесінде орналасқан және $|A| < 1$ z^{-1} жазықтықтағы бірлік шеңберінің сыртында. Осылайша, мұндай ТС тұрақты және физикалық түрде жүзеге асады.

Бұл $|A| > 1$ болса, онда полюс z^{-1} жазықтықтағы бірлік шеңберінің ішінде орналасады және сүзгі тұрақсыз болады. Бұл сондай-ақ (2.21) бастап шығады коэффициенттері $(-A)^n$ үлкейген сайын өседі n , және белгілі болғандай, түрдің қатары.

$$\sum_{n=0}^{\infty} (-A)^n \quad (2.23)$$

$|A|$ үшін дивергентті > 1 . Бұл сонымен қатар оңтайлы ТС, (2.21) өрнегімен анықталады, $|A|$ үшін > 1 физикалық мүмкін емес.

Қарастырылған арна үлгісі (2.15) айтарлықтай шектеуге ие - әртүрлі жолдар бойынша өткен сигналдардың бастапқы фазасы өзгеріссіз қалады. Бірінші және екінші сәулелердің амплитудалары сәйкесінше 1-ге тең және $|A| < 1$, алайда, екінші сәулеге сәйкес келетін жол бойымен өтетін сигналдың бастапқы фазасы φ арқылы бұрылады. Содан кейін ИС арнасы пішінде ұсынылуы мүмкін

$$h_k(t) = \delta(t) + A(\delta(t - \Delta t) + j\delta'(t - \Delta t))e^{j\varphi}, \quad (2.24)$$

мұндағы $\delta'(t - \Delta t)$ - Гильберт түрлендіруі.

$h_k(t)$ физикалық түрде іске асырылмайтын жүйе екені анық, өйткені $\delta(t - \Delta t) \neq 0$ үшін $t \in (-\infty; \infty)$ [17].

Таратылатын сигналды аналитикалық сигнал ретінде елестетейік, яғни. $\hat{s}(t) = s(t) + j\hat{s}(t)$,

мұндағы $\hat{s}(t)$ - $s(t)$ үшін Гильберт конъюгаттық сигналы. Бұл жағдайда біз олардың арнасын пішінге жазамыз

$$u(t) = \delta(t) + A\delta(t - \Delta t)e^{j\varphi}. \quad (2.25)$$

Мұндай арна арқылы берілетін сигнал өрнек арқылы анықталады

$$u(t) = \text{Re}\{\hat{s}(t) * h_k(t)\}. \quad (2.26)$$

Неғұрлым жалпы жағдайда бірінші сәулеге сәйкес келетін жол бойымен өтетін сигналдың бастапқы фазасы да нөлден басқа болуы мүмкін екені анық. Арна моделі (2.25) үшін оңтайлы ИС ТС де күрделі болады және өрнекпен

анықталады.

$$h_{\text{КФ}}(t) = \sum_{n=0}^N (-A)^n e^{j\varphi n} \delta(t - n\Delta t). \quad (2.27)$$

Ал (2.21) жалпы жағдайда, $N \rightarrow \infty$. (2.27) пішіміндегі $h_{\text{КФ}}(t)$ физикалық іске асырылуы мен орнықтылығына қатысты қорытындылар жоғарыда (2.21) үлгі үшін берілгендерге ұқсас.

Дегенмен, біз мынаны атап өтеміз: (2.25) және (2.27) нысандарындағы арнаның және ТС-ның қарастырылған үлгілері үшін түзету қабылданған ақпараттық сигналды аналитикалық түрдегі бейнелеуді болжайды. Іс жүзінде мұндай түзетуді енгізу аддитивті шу болған жағдайда қиын. Сонымен қатар, Гильберт түрлендіруін орындайтын оңтайлы сүзгіні, жалпы айтқанда, физикалық түрде жүзеге асыру мүмкін емес; сондықтан Гильберт түрлендіруі үшін шамамен сүзгіні пайдалану түзетілген сигналдың, Гильберт конъюгатының жуық шешімін береді. Нәтижесінде түзетуді оңтайлы деп атауға болмайды.

Сонымен қатар, қарастырылған арна үлгілері айтарлықтай жеңілдетілген. Мысалы, үш немесе одан да көп арқалықтары бар модельді пайдалану ТС коэффициенттерінде комбинаторлық құрамдас бөліктердің пайда болуына әкеледі, ал тізбектердің тар жолағын есепке алу кідірістердің және өтпелі процестердің пайда болуына әкеледі.

Осылайша, 1.4-бөлімде қарастырылған алгоритмдерді қолдану ИС ТС коэффициенттері үшін тұрақты, физикалық іске асырылатын жуық шешімдерді алуға мүмкіндік береді, соның ішінде Wiener фильтрациясының есептерін шешу кезінде.

2.3 Хартли негізіндегі конволюция типті интегралдық теңдеуді шешу

Жиілік облысындағы конволюция типті интегралдық теңдеуді шешу қосу және көбейту амалдарының санын, соның ішінде БПФ қолдану арқылы айтарлықтай қысқартуы мүмкін. Дегенмен, Фурье түрлендіруін пайдаланған кезде күрделі сандармен жұмыс істеуге тура келеді, бұл есептеулерді біршама қиындатады. Өз кезегінде, Хартли түрлендіруі белгілі [10], ол Фурье түрлендіруінің аналогы болып табылады, айырмашылығы оның күрделі спектрлік бейнелеусіз жасауға мүмкіндік береді. Осы жағдайға қарамастан, Хартли түрлендіруі іс жүзінде сирек қолданылады.

Алдымен біз Хартли түрлендіруін қолдану ерекшеліктерін қарастырамыз, ол үшін ДПХ үшін өрнектер жазамыз.

$$\begin{aligned} S_{\mathcal{H}} &= \mathcal{H}[s], \\ s &= \mathcal{H}[S_{\mathcal{H}}], \end{aligned} \quad (2.28)$$

мұндағы $\mathcal{H}$ коэффициенттермен берілген Хартли түрлендіруінің матрицалық операторы

$$\mathcal{H}_{n,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \left(\cos\left(\frac{nk}{N}\right) + \sin\left(\frac{nk}{N}\right) \right), n, k = 0 \dots N-1$$

Фурье мен Хартли спектрлерінің арасында симметрия қасиетіне негізделген байланыс бар. ДПФ және ДПХ арасындағы байланыстың формулаларын берейік [10]

$$\begin{aligned} Re(S) &= (S_{\mathcal{H}} + S_{\mathcal{H}}(-))/2, \\ Im(S) &= -(S_{\mathcal{H}} - S_{\mathcal{H}}(-))/2, \\ S_{\mathcal{H}} &= Re(S) - Im(S), \end{aligned} \quad (2.29)$$

мұндағы $S_{\mathcal{H}}(-)$ $S_{\mathcal{H}}$ векторының айнадағы бейнесі, яғни. $S_{\mathcal{H}}(-k) = S_{\mathcal{H}}(N-k)$, $k = 1 \dots N-1$. Сонымен қатар, $k = 0$ үшін: $S_{\mathcal{H}}(-0) = S_{\mathcal{H}}(N-0) = S_{\mathcal{H}}(0)$.

Конволюция операциясы Фурье негізінде анықталғаны сияқты, оны Хартли негізінде де жазуға болады. Содан кейін (1.31) теңдеуіне Хартли түрлендіруін қолданып, өрнекті аламыз

$$\frac{1}{2} A \cdot S_{\mathcal{H}} = U_{\mathcal{H}}, \quad (2.30)$$

$$A = \begin{bmatrix} 2A_{0,0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A_{1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{1,N-1} \\ 0 & 0 & A_{2,2} & \dots & A_{2,N-2} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & A_{N-2,2} & \dots & A_{N-2,N-2} & 0 \\ 0 & A_{N-1,1} & 0 & \dots & 0 & A_{N-1,N-1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} A_{k,k} &= H_{\mathcal{H}} + H_{\mathcal{H}}(-), & A_{N-k,k} &= H_{\mathcal{H}} - H_{\mathcal{H}}(-), \\ H_{\mathcal{H}} &= (diag(C))^{-1} \cdot (B \cdot S_{\mathcal{H}}), \end{aligned} \quad (2.31)$$

Бірақ бұл түрдегі шешім тұрақтылық қасиетіне ие емес, өйткені $U_{\mathcal{H}}$ ішінде кездейсоқ (шу) компоненті бар. 1.4-бөлімде сипатталғанға ұқсас тұрақтылық қасиетіне қол жеткізу үшін біз тұрақтандыру функциясын G_{α} енгіземіз. Нәтижесінде Хартли негізіндегі (1.31) бастапқы теңдеудің реттелген шешімін түрінде аламыз.

$$H_{\mathcal{H},\alpha} = (\text{diag}(C))^{-1} \cdot (G_{\alpha} \cdot B \cdot S_{\mathcal{H}}), \quad (2.32)$$

және өрнекпен анықталатын уақыт доменіндегі үлгілердің соңғы ізделетін векторы

$$h_{\alpha,\mathcal{H}} = \mathcal{H}[H_{\mathcal{H},\alpha}]. \quad (2.33)$$

ДПФ және ДПХ арасындағы белгілі бір айырмашылықтарға байланысты, шу құрамдас бөлігі болған кезде алынған шешімдерде белгілі бір айырмашылықтар туындауы мүмкін. Есептеу экспериментін жүргізіп, қабылданған сигналдың шу қуатына байланысты көп жолақты арнаның ИС есептеу мәселесін қарастырайық, яғни. сәйкестендіру мәселесін шешу. Сынақ сигналы ретінде біз өрнек арқылы берілген $x^4 + x + 1$ [3] полиномы арқылы құрылған $M = 15$ ұзындықтағы жалған кездейсоқ реттілікке (СПС) негізделген фазалық ауысу кілті бар сигналды аламыз.

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sin(\omega_0(t - mT_{\text{симб}}) + \pi b(m)) p(t - mT_{\text{симб}}), \quad (2.34)$$

мұндағы ω_0 – тасымалдаушы жиілігі;

$T_{\text{симб}}$ - элементар таңбаның ұзақтығы;

$b(m)$ - элементтерден тұратын ПСП [0; 1];

$p(t)$ - түрдің импульстік функциясы

$$p(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0; T_{\text{симб}}] \\ 0, & t \notin [0; T_{\text{симб}}] \end{cases} \quad (2.35)$$

Тұрақтандыру функциясы ретінде [13]-де ұсынылған функцияны аламыз, деп аталады одан әрі ТИСонов тұрақтандырғыш функциясымен (немесе ТИСонов тұрақтандырғышымен) және пішінге ие

$$G(\omega, \alpha) = \frac{S(\omega)S^*(\omega)}{S(\omega)S^*(\omega) + \alpha M(\omega)} \quad (2.36)$$

мұндағы $*$ күрделі конъюгация;

α – нормалау параметрі;

$M(\omega)$ — [13] сипатталған шарттарды қанағаттандыратын берілген функция.

Қабылданған белгіні ескере отырып, (2.36) функциясын Фурье негізінде жазамыз

$$G = (diag(FS \cdot S^* + \alpha M))^{-1} \cdot FS \cdot FS^* \quad (2.37)$$

және Хартли негізінде

$$G = (diag(C + \alpha M))^{-1} \cdot diag(C). \quad (2.38)$$

Функция ретінде M [34] түрінің функциясын аламыз.

$$M(k) = \begin{cases} 1, k = 0; \\ k^p, k = 1 \dots \frac{N}{2}; \\ (N - k)^p, k = \frac{N}{2} + 1 \dots N - 1; \end{cases} \quad (2.39)$$

мұндағы $p = 0, 1, 2, 3 \dots$ – реттеу реті.

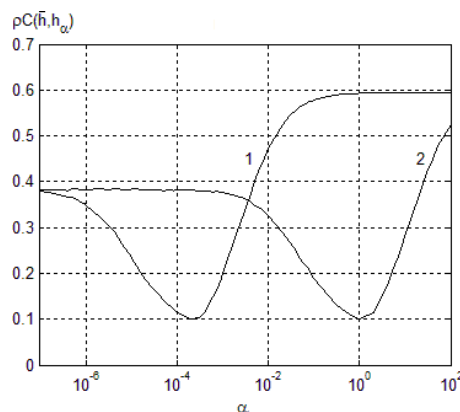
Алынған сандық шешімнің ауытқуы метрикада бағаланады C [16]

$$\rho C(\bar{h}, h_\alpha) = \max_{n \in [0; N-1]} |h_\alpha(n) - \bar{h}(n)|, \quad (2.40)$$

мұндағы h_α - регуляризованный шешім немесе базистегі байланыс арнасының есептелген ИС векторы

Фурье немесе Хартли (тиісінше $h_{\alpha, \Phi}$ немесе $h_{\alpha, \mathcal{H}}$); - ИС нақты (көрсетілген) мәндерінің векторы.

2.6-суретте шешім ауытқуының h_α метрикадағы реттеу параметріне тәуелділіктері көрсетілген C орташа алынған 1000-нан астам тәжірибе $p = 1$ және $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$, бұл ОСШ 9,5 дБ сәйкес келеді.



2.6 Сурет – Ерітінді ауытқуының нормалау параметріне тәуелділігі: 1 – ерітіндідегі Хартли негізі; 2 – Фурье негізіндегі ерітінді

Көріп отырғанымыздай, реттеу параметрінің оптималды мәніне жеткен кезде ДПХ көмегімен шешімнің ауытқуы ДПХ қолданатын шешіммен дәл сәйкес келеді, бұл осы түрлендірулер арасындағы анық байланысты ескере отырып, таңқаларлық емес. [34], автор алынған шешімдердің салыстырмалы талдауын егжей-тегжейлі береді.

Фурье және Хартли негіздерінде (1.31) интегралдық теңдеудің сандық шешімінің есептеу тиімділігін салыстырайық. Алдымен біз БПФ және БПФ алгоритмдерінің есептеу тиімділігін көрсетеміз. N элементтер тізбегінің ДПФ-ін есептеу үшін күрделі сандармен N^2 амалды орындау қажет екені белгілі. Дегенмен, БПФ алгоритмі үшін амалдар саны жиі [10] күрделі сандармен $N \log_2 N$ операциялар ретінде бағаланады. Сол сияқты, ДПХ есептеу үшін нақты сандармен N^2 амал немесе БПХ алгоритмі үшін $N \log_2 N$ амалдарды орындау қажет [10]. Дегенмен, бұл тек шамамен бағалау, өйткені көптеген әртүрлі БПФ және БПХ алгоритмдері бар, сондықтан бұл талдауда біз тәжірибеде ең жиі қолданылатын $N = 2^p$ алгоритмдері үшін операциялардың санын бағалаумен шектелеміз.

Осылайша, белгілі уақытты жұқаратын БПФ алгоритмінде [38], N элементтер тізбегінің DFT есептеу $p = \log_2 N$ қадамдарға әкеледі, олардың әрқайсысы N толықтырулар мен $N / 2$ көбейтуді қажет етеді. Күрделі көбейту төрт нақты көбейтумен және екі қосумен, ал күрделі қосу екі нақтымен жүзеге асырылатындықтан, нақты көбейтінділердің - M және қосулардың - A жалпы саны болады.

$$\begin{aligned} M &= 2N \log_2 N, \\ A &= 4N \log_2 N. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Алайда, егер $\pm 1 \pm i$ көбейту тривиальды екенін ескерсек, [17] аламыз.

$$\begin{aligned} M &= \frac{3N}{2} (\log_2 N - 1) + 6 \\ A &= \frac{N}{2} (\log_2 N - 9) + 6 \end{aligned} \quad (2.42)$$

ДПХ үшін уақыт бойынша немесе жиілікте азаюы бар ұқсас алгоритмдер бар, олардың есептеу тиімділігі бірдей және келесі өрнектермен анықталады [17]

$$\begin{aligned} M &= N(\log_2 N - 3) + 4, \\ A &= \frac{N}{2} (\log_2 N - 1) + 2. \end{aligned} \quad (2.43)$$

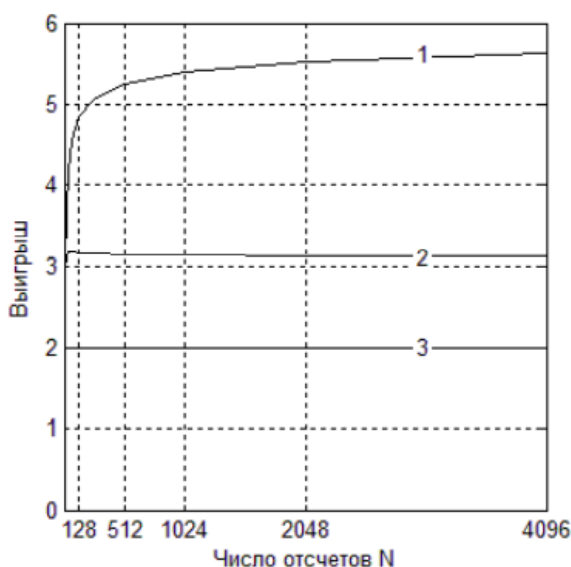
(1.36) формуласына сәйкес Фурье негізіндегі (1.31) теңдеуді шешуге қажетті есептеу шығындары (қосу A , көбейту M және бөлу D операцияларының саны)

$$\begin{aligned} M &= 8N, \\ \{ A &= 3N, \\ D &= 2N. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Өз кезегінде, (2.32) формулаға сәйкес Хартли негізіндегі операциялардың саны болады

$$\begin{aligned} M &= 5N, \\ \{ A &= 4N, \\ D &= 1N. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Нәтижесінде Фурье негізіндегі есептеулердің жалпы саны екі FFT операциясынан, бір кері FFT және (2.42) және (2.44) формулаларымен анықталатын теңдеу шешімінен тұрады. Сол сияқты, Хартли негізіндегі амалдар саны – үш БПХ және теңдеудің шешімі (2.43) және (2.45) формулаларымен анықталады. Операциялар санының нәтижесінде пайда болған өсім 2.7-суретте көрсетілген..



2.7 Сурет – конвульсия түріндегі интегралдық теңдеуді шешу кезіндегі амалдар санының өсімі

Хартли негізі: 1 - толықтырулар A ; 2 - көбейту M ; 3 - бөлімдер D

Осылайша, (1.31) теңдеуді Хартли негізінде БПХ алгоритмдерін қолдану арқылы шешу Фурье негізіндегі шешім сияқты алынған шешімнің дәлдігін қамтамасыз етеді, бірақ әлдеқайда аз есептеу шығындарын талап етеді және барлық операциялар нақты, т.б. сигнал спектрлерінің нақты және елестетілген бөліктерін және ИС бөліктерін бөлек сақтаудың қажеті жоқ.

2.4 Екі параметрлі тұрақтандыру функцияларын қолдану

ТИСонов регуляризация әдісімен байланыс арнасының ИХ есептеу мәселесін қарастырайық. Дәлелдеуге ыңғайлы болу үшін (1.16) интегралдық түрдегі конвульсия теңдеуін қарастырамыз, оны шешу үшін Фурье түрлендіруін қолданамыз. (1.16) теңдеудің шешімі

$$h_{\alpha}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G(\omega, \alpha) \frac{U(\omega)}{S(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega \quad (2.46)$$

мұндағы Ω – талдау жолағы және (2.36) түріндегі тұрақтандыру функциясы $G(\omega, \alpha)$ келесі шарттарды қанағаттандыратын $M(\omega)$ функциясын қамтиды [13]:

1⁰. $M(\omega)$ - кез келген шекті кесіндіде үзіліссіз;

2⁰. $M(0) \geq 0$ және $M(\omega) > 0$ $\omega \neq 0$ үшін;

3⁰. жеткілікті үлкен $|\omega|$ үшін: $M(\omega) \geq C_0 > 0$.

Мұндай функция ретінде ол жиі [15] пайдаланыңыз

$$M(\omega) = |\omega|^p, \quad (2.47)$$

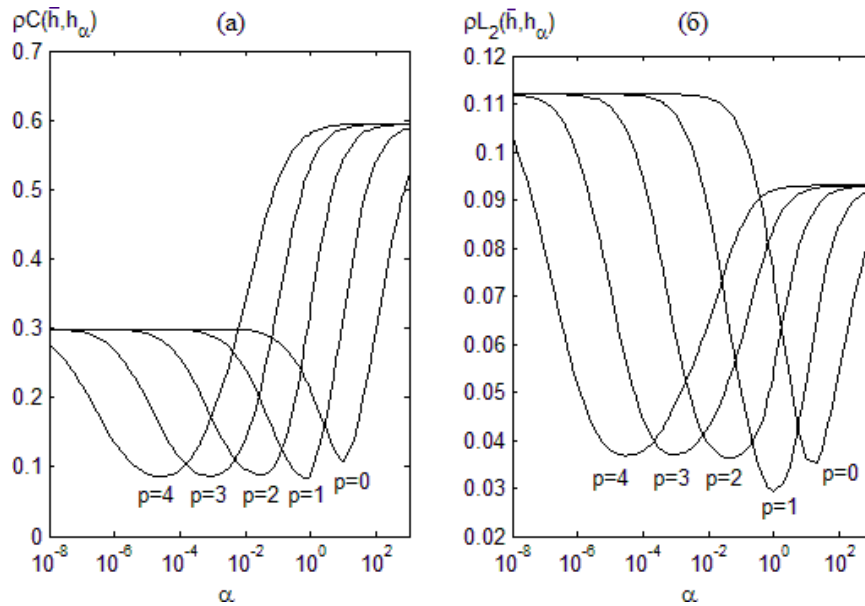
мұндағы p - реттеу реті.

Шешімнің ауытқуын (2.40) арқылы анықталатын C метрикада, сондай-ақ келесідей анықталған L_2 метрикада қарастырамыз:

$$\rho_{L2}(\bar{h}, h_{\alpha}) = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ис}}}} \int_0^{T_{\text{ис}}} (h_{\alpha}(t) - \bar{h}(t))^2 dt, \quad (2.48)$$

мұндағы $T_{\text{ис}}$ – ИС ұзақтығы.

2.8-суретте (1.16) теңдеу шешімінің ауытқуының метрикадағы α C және L_2 регуляризация ретінің p мәнінің $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$ мәні бар әртүрлі мәндері үшін 9.5 дБ ОСШ -ге балама тәуелділіктері көрсетілген.



2.8 Сурет – (1.16) теңдеуінің шешімін ауытқуының әртүрлі мәндер үшін α -ге тәуелділіктері.

$\sigma_{ш} = 0,25$ (a) үшін нормалау тәртібі p - метрикада C ; (b) – L_2 метрикасында

$p_1 < p_2$ үшін регуляризация параметрінің оңтайлы мәні $\alpha_{опт}(p_1) > \alpha_{опт}(p_2)$, алайда, регуляризацияланған шешімнің нақты шешімнен минималды ауытқуы іс жүзінде p мәніне тәуелді емес, тек мына арқылы анықталады: реттеу параметрі α , яғни $\rho C(h, h(\alpha_{опт}(p_1))) \cong \rho C(h, h(\alpha_{опт}(p_2)))$. Басқаша айтқанда, p ұлғаюы функцияның өсу жылдамдығының $|\omega|^p$, ол α төмендеуімен өтеледі. $p = 0$ үшін регуляризацияланған шешімнің нақтыдан ауытқуы $p \geq 1$ үшін қарағанда сәл үлкен екенін ескеріңіз, өйткені бұл жағдайда $M(\omega)$ функциясы ω артқан сайын өспейді. L_2 метрикасындағы $p = 1$ үшін регуляризацияланған шешімнің ауытқу мәні минималды болып шықты, бұл сынақ сигналының $s(t)$ жиілік жолағындағы $M(\omega)$ функциясының сызықтық өсуімен түсіндіріледі. теңдеудің ядросы).

Жоғарыда келтірілген талдау негізінде [39], автор $1^0 - 3^0$ қасиеттерін қанағаттандыратын $M(\omega)$ функциясына қосымша талаптар енгізді:

1^a. $[\omega_1, \omega_2]$ сынақ сигналы $s(t)$ алып жатқан жиілік жолағы болсын. $\forall \omega \in [\omega_1, \omega_2]; M(\omega) \leq \omega$; 2^a. $M(\omega) — \forall p < \infty$ болатындай ретті болуы мүмкін, жылдам өсетін функция

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{M(\omega)}{|\omega|^p} = \infty \quad (2.49)$$

немесе

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{M(\omega)}{|\omega|^p} = \infty, \quad (2.50)$$

Мұндағы $\Omega_0 > \Omega$.

Осылайша, $M(\omega)$ - тез өсетін функция, бірақ оның өсу қарқыны $\omega_2 < \omega < \Omega$ -де көрінуі керек және $[\omega_1, \omega_2]$ жолағында сызықтық функция сияқты әрекет етуі керек. Бұл жағдайда (2.36) түрінің тұрақтандырушы функциясында регуляризация параметрі α функциясының $M(\omega)$ өсу реттелуі арасындағы ымыра, яғни. өнімділігі $1a - 2a$ және оның әсер ету дәрежесі.

$1^a - 2^a$ сәйкес $[-\Omega, \Omega]$ талдау жолағындағы функцияның өсуіне $\beta > 0$ параметрі жауап беретін $M(\omega, \beta)$ функциясын енгізейік. Бұл жағдайда алынған тұрақтандырушы функциялар формада болады

$$G(\omega, \alpha, \beta) = \frac{S(\omega)S^*(\omega)}{S(\omega)S^*(\omega) + \alpha M(\omega, \beta)} \quad (2.51)$$

екі параметрлі тұрақтандырғыш функциялар деп аталады.

Келесі функцияны қарастырыңыз

$$M(\omega, \beta) = A\beta|\omega|^p, \quad (2.52)$$

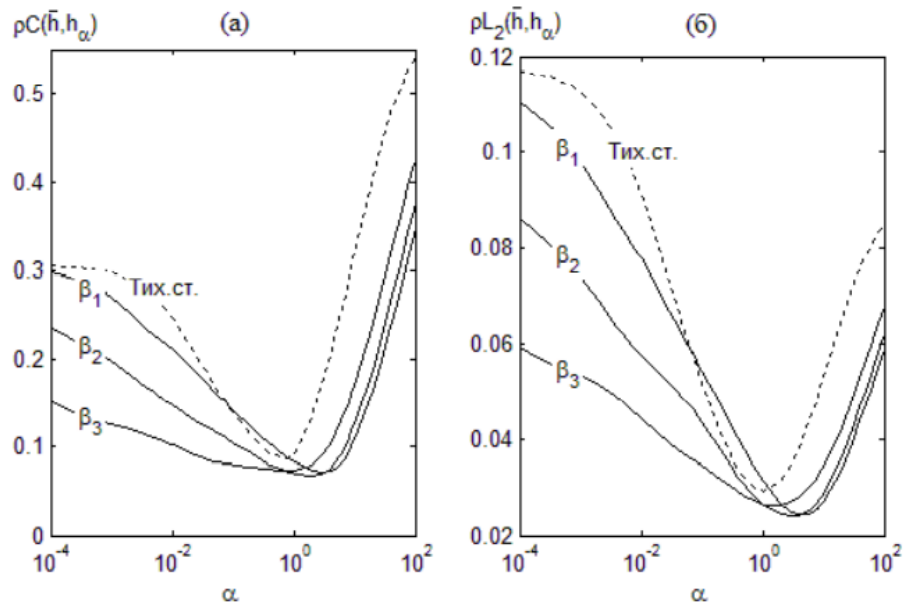
мұндағы p - реттеу реті ($p = 1, 2, 3 \dots$), $A > 1$. Атап айтқанда, $A = \exp$ алсақ, біз мынаны аламыз. 1^a талабы β параметрі үшін сәйкес мәнді таңдау арқылы орындалады.

(2.53) функцияның нормалану реті $p = 1$ болса да 2^a талабы орындалады.

$$M(\omega, \beta) = \exp(\beta|\omega|^p). \quad (2.53)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\exp(\beta|\omega|^p)}{|\omega|^p} = \infty. \quad (2.54)$$

2.9-суретте (2.51) түрінің екі параметрлі функциясын (2.53) бірнеше мәндері үшін қолдану арқылы алынған C және L_2 метрикаларындағы (1.16) шешімінің α -ге ауытқуының тәуелділіктері көрсетілген. параметрі β және нормалау ретінің мәні $p = 2$ $\sigma_{ш} = 0,25$ мәніндегі. Салыстыру үшін, ерітіндінің ауытқуы да осында ТИСонов тұрақтандырғышын (2.36) (2.47) бар $p = 1$ үшін қолданғанда көрсетілген.



2.9 Сурет – (1.16) теңдеу шешімін α бойынша әртүрлі мәндер үшін ауытқудың тәуелділіктері β параметрі ($\beta_1 = 1,5 \cdot 10^{-3}$, $\beta_2 = 2,5 \cdot 10^{-3}$, $\beta_3 = 4,5 \cdot 10^{-3}$) $\sigma_{ш} = 0,25$ (a) кезінде - C метрикасында; (b) – L_2 метрикасында

[13]-де $M(\omega)$ функциясы ретінде өрнекпен анықталған реттік функция p екенін ескеріңіз

$$M(\omega) = \sum_{m=0}^p q_m \omega^{2m}. \quad (2.55)$$

ω^{2m} орнына $|\omega|^m$, $q_m = \frac{1}{m!}$ коэффициенттерін таңдау және $p \rightarrow \infty$ мүмкіндік беріп, Тейлор қатарындағы көрсеткіштік функцияның кеңеюін аламыз. Осылайша, (2.53) шексіз ретті функция (2.55) деп болжауға болады. Пішіннің келесі функциясын қарастырыңыз

$$M(\omega, \beta) = \frac{1}{(1 + \beta - \frac{|\omega|}{\Omega})^p} \quad (2.56)$$

Бұрынғыдай (2.53) 1^a талаптың орындалуына β параметрінің сәйкес мәнін таңдау арқылы қол жеткізіледі. 2^a-талап және де қанағаттандырылады, өйткені кез келген $\beta > 0$ үшін $\Omega_0 > \Omega$ бар, сондықтан

$$\lim_{\omega \rightarrow \Omega_0} \frac{\frac{1}{(1 + \beta - \frac{|\omega|}{\Omega})^p}}{|\omega|^p} = \infty \quad (2.57)$$

2.10-суретте (1.16) теңдеудегі шешімнің α бойынша ауытқуының

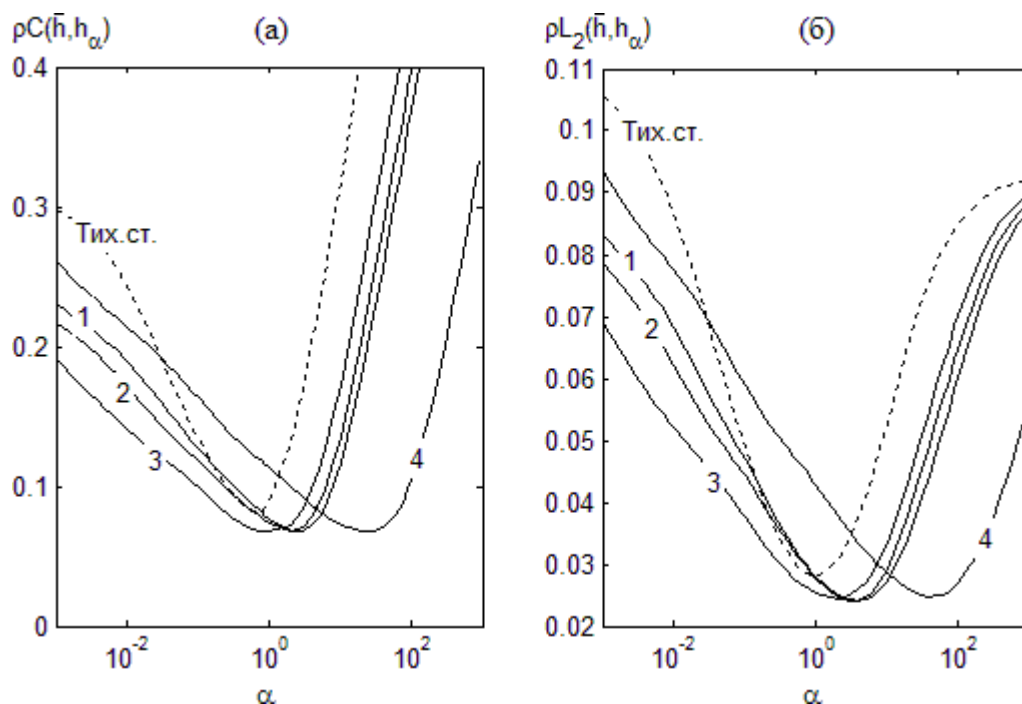
тәуелділіктері көрсетілген.

(2.51) пішінінің екі параметрлі функциясын қолдану арқылы алынған C және L_2 метрикасы

(2.56) β параметрінің әртүрлі мәндері және p реттеу тәртібі үшін. $\sigma_{\text{ш}}$ мәні $= 0,25$.

Салыстыру үшін бұл жерде ТИСоновскийді пайдалану кезіндегі шешімнің ауытқуы да көрсетілген

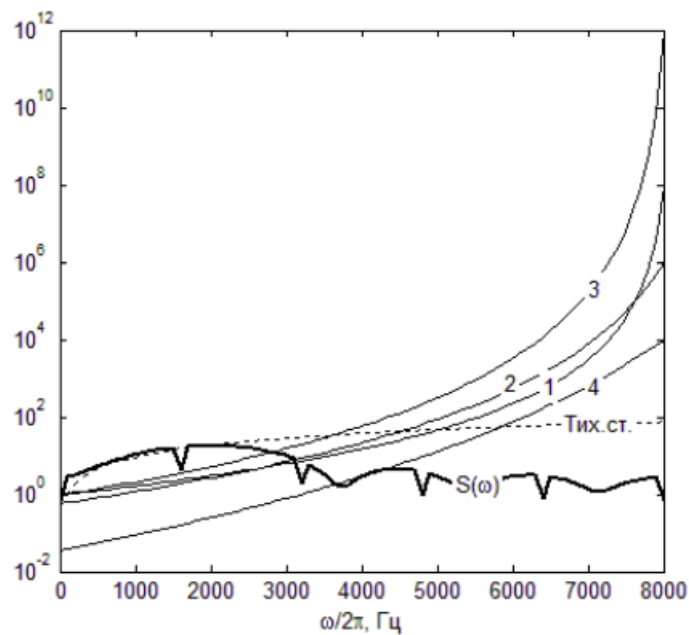
$p = 1$ үшін (2.47) бар тұрақтандырғыш (2.36).



2.10 Сурет – (1.16) теңдеу шешімін α бойынша әртүрлі мәндер үшін ауытқудың тәуелділіктері

параметрі β және реттеу реті (1 - $\beta = 0,01$, $p = 4$; 2 - $\beta = 0,1$, $p = 6$; 3 - $\beta = 0,01$, $p = 6$; 4 - $\beta = 0,4$, $p = 1$). $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$ (a) - C метрикада; (b) - L_2 метрикасында
1^а – 2^а шарттарының анықтығы үшін логарифмдік шкала бойынша 2.11-суреттегі сынақ сигналының спектрі $S(\omega)$ және сәйкес функциялар $M(\omega)$ ТИСоновский үшін $p = 1$ кезінде.

(2.47) түрінің тұрақтандырғышы және (2.56) түрінің $M(\omega, \beta)$ параметрі β және регуляризация тәртібінің p әртүрлі мәндері үшін.



2.11 Сурет – Сигнал спектрі (теңдеу ядросы) (1.16); ТИСонов тұрақтандырғышы үшін $p = 1$ үшін $M(\omega)$ функциясы; 1 - $\beta = 0,01$, $p = 4$ үшін $M(\omega, \beta)$ функциялары; 2 - $\beta = 0,1$, $p = 6$; 3 - $\beta = 0,01$, $p = 6$; 4 - $\beta = 0,4$, $p = 10$

$M(\omega, \beta)$ функциясын рекурсивті түрде көрсету арқылы тұрақтандырушы функциялар класын кеңейтуге де болатынын ескеріңіз, бұл (1.16) теңдеуінің шешімін дискретті түрде (1.31) сандық түрде жүзеге асыруға ыңғайлы болуы мүмкін. және ω -дан k -ге дейін өту

$$M(k, \beta) = M(k-1, \beta) + \beta M(k-2, \beta). \quad (2.58)$$

Осылайша, екі параметрлі тұрақтандыру функцияларын пайдалану байланыс арнасының ИС және сәйкес ИС ТС ТИСонов регуляризация әдісімен есептеудің дәлдігін арттыруға және соның салдарынан шуға төзімділікті арттыруға мүмкіндік береді.

2.5 Түзету алгоритмінің параметрін адаптивті таңдау әдісі

Регуляризация параметрі α шешімнің тұрақтылығына ғана емес, сонымен қатар ИС арнасы мен ИС ТС есептеу дәлдігіне және соның салдары ретінде түзетілген ақпараттық сигналды демодуляциялаудан кейінгі биттік қатенің ықтималдығына әсер етеді, яғни. шуға төзімділік, ол жоғарыда көрсетілген, сонымен қатар [32]. Регуляризация параметрін таңдау, яғни. (1.16) $h(t, \alpha)$ теңдеуінің шешімінің L_2 , C немесе басқа метрикадағы дәл $h(t)$ мәнінен ауытқуы минимумға дейін төмендетілетін осындай $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ анықтау ең маңызды және қиын болып табылады. ТИСонов регуляризация әдісіндегі кезең.

Сонымен қатар, 1.4-тармақта қарастырылған ИС есептеу әдістері мен алгоритмдерінде алынған шешімнің дәлдігі мен тұрақтылығына әсер ететін белгілі бір параметр де бар. Мысалы, МНК пайдаланған кезде, ТС тәртібін таңдау мәселесі туындауы мүмкін [32].

Түзету алгоритмінің оңтайлы параметрін таңдау мәселесінің шешімін 2.1-бөлімде автор берген есептің тұжырымын ескере отырып, ТИСонов регуляризация әдісін негізге ала отырып, ИС ТС табу әдісіне мысал ретінде қарастырайық. арнаны сәйкестендіру мәселесін шешу туралы және ИС ТС тікелей есептеудегі МНК үшін.

Белгілі болғандай [16], ТИСонов регуляризация әдісіндегі опт мәні оң жақтағы шу құрамдас бөлігінің қуатына, тұрақтандыру функциясының түріне және шешім ізделетін негізге байланысты, алайда кез келген жағдайда $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$. таңдау арқылы кейбір метрикадағы шешімнің ауытқуын азайтуға болады.

$\alpha_{\text{опт}}$ анықтау үшін сәйкессіздік принципі жиі қолданылады [14], ол кішірейтуден тұрады

$$\min_{\alpha} \|s(t) * h_{\kappa}(t, \alpha) - u(t)\| - \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (2.59)$$

мұндағы $\sigma_{\text{ш}}^2$ – (2.1) теңдеуінің оң жақ (қабылданған сигнал) шу компонентінің дисперсиясы.

Бұл әдіс ең дамыған және тиімді әдістердің бірі болып табылады, алайда іс жүзінде $\sigma_{\text{ш}}^2$ мәні әдетте елеулі қателікпен белгілі немесе ол мүлде белгісіз болуы мүмкін, бұл $\sigma_{\text{ш}}^2$ бағасын анықтауда айтарлықтай күш салуды қажет етеді. . [15], регуляризация параметрін таңдаудың басқа әдістері көрсетілген, бірақ бұл әдістердің барлығы ИС арнасы арқылы алынған шешімді азайтуға бағытталған.

[32] авторы белгісіз ақпараттық сигналды түзетудің ең жақсы нәтижесін алу мәселесін қарастырады, ал түпкілікті мақсат битке қателік ықтималдығын азайту болып табылады, яғни. $\min_{\alpha} P$.

Уақыттың әртүрлі нүктелеріндегі өлшемдерді білдіретін $j = 0 \dots J$ индексін енгізейік. Енгізілген индекстерді ескере отырып, 2.1-тармақтағыдай сынақ және ақпараттық сигналдар үшін бірдей белгілеулерді қабылдап, ақпараттық сигналды адаптивті түзету екі теңдеудің дәйекті шешімі болып табылады.

$$s_0(t) * h_{\kappa,j}(t) = u_{0,j}(t) \quad (2.60)$$

және

$$s_{m,j}(t) * h_{\kappa,j}(t) = u_{m,j}(t), \quad (2.61)$$

мұндағы $s_0(t)$ – бұрмаланбаған сынақ сигналы;

$u_{0,j}(t)$ – байланыс арнасы арқылы өткен сынақ сигналы;
 $s_{m,j}(t)$ – бұрмаланбаған ақпараттық сигнал;
 $u_{m,j}(t)$ – байланыс арнасы арқылы өтетін ақпараттық сигнал;
 $h_{k,j}(t)$ –ИС байланыс арнасы.

Сонымен қатар, $u_{0,j}(t)$ және $u_{m,j}(t)$ шу құрамдастарын қамтиды $\xi_{0,j}(t)$ және $\xi_{m,j}(t)$, олар бірдей дисперсиясы бар тәуелсіз кездейсоқ процестер. Сонымен қатар, $S_0(t)$, $U_{0,j}(t)$, $S_{m,j}(t)$, $U_{m,j}(t)$ сигналдары, сондай-ақ ИС арнасы $h_{k,j}(t)$ анықталған деп есептейміз. интервал.

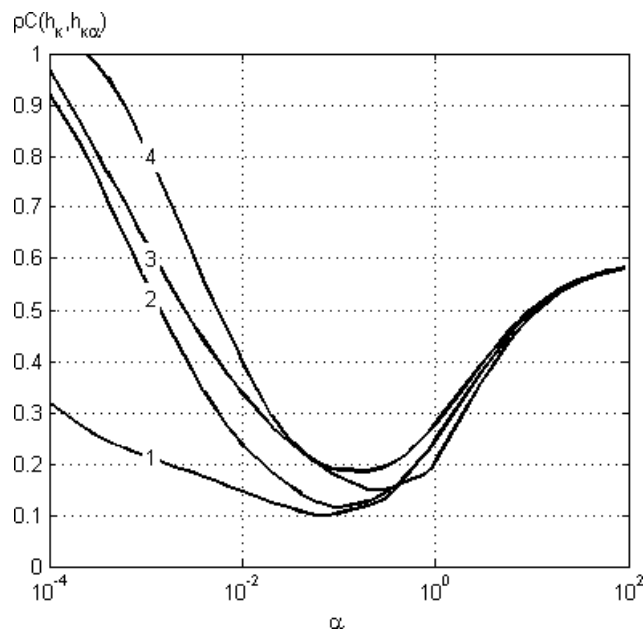
(2.60) теңдеудің ТИСонов регуляризация әдісімен шешімі (2.46) өрнекпен (векторлық түрде (1.37) немесе (2.33) өрнектері арқылы) анықталады және α_0 деп белгілейтін регуляризация параметріне тәуелді. Сонда (2.36) ескерілген (2.60) теңдеуінің шешімі түрге ие болады

$$h_{k,j}(t, \alpha_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G_0(\omega, \alpha_0) \frac{U_{0,j}(\omega)}{S_0(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega \quad (2.62)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{0,j}(\omega) S_0 * (\omega)}{S_0(\omega) S_0 * (\omega) + \alpha_0 M(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega$$

(2.62) өрнекте $M(\omega)$ орнына $G_0(\omega, \alpha_0, \beta_0)$ екі параметрлі функциялар жағдайында $M(\omega, \beta_0)$ ауыстыру қажет, ал (2.60) теңдеуінің шешімі болатынын ескеріңіз. $h_{k,j}(t, \alpha_0, \beta_0)$.

2.12 суретте $\sigma_{ш}$ әр түрлі мәндері үшін $p = 1$ ретті ТИСонов тұрақтандырғышын (2.36) пайдалану кезінде $\rho C(h_k, h_{k,\alpha})$ α -ге тәуелділігі көрсетілген.



2.12 Сурет - $\rho C(h_k, h_{k,\alpha})$ α -ге тәуелділігі: 1 – $\sigma_{ш} = 0,1$; 2 – $\sigma_{ш} = 0,2$; 3 – $\sigma_{ш} = 0,3$; 4 – $\sigma_{ш} = 0$, $h_k(t, \alpha_0)$ арнасының табылған ИС мәні $h_k(t)$ орнына (2.61)

ауыстырылуы керек, оның соңғы шешімі өрнекпен анықталады.

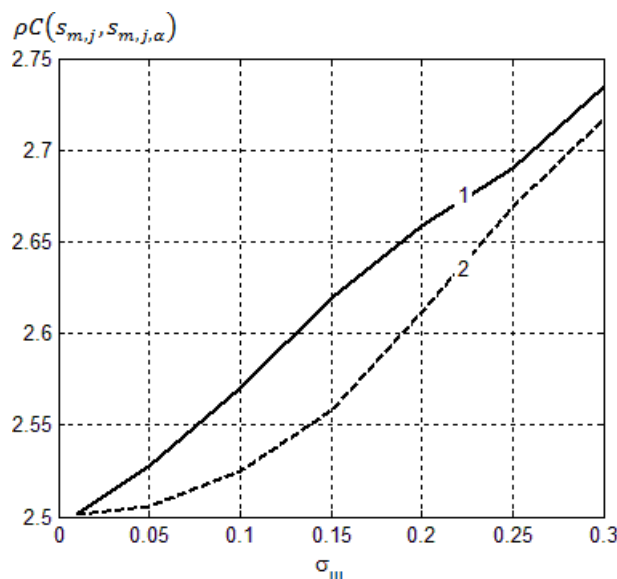
$$\begin{aligned}
 & S_{m,j}(t, \alpha_0, \alpha_1) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G_m(\omega, \alpha_1) \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega))}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)} \exp(i\omega t) d\omega = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega, \beta_0))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_1 M(\omega, \beta_1)} \exp(i\omega t) d\omega. \quad (2.63)
 \end{aligned}$$

Жалпы жағдайда екі параметрлі тұрақтандырғыш функцияларды пайдаланған кезде (2.63) өрнек пішінге түрлендіріледі.

$$\begin{aligned}
 & S_{m,j}(t, \alpha_0, \alpha_1, \beta_0, \beta_1) = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega, \beta_0))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_1 M(\omega, \beta_1)} \exp(i\omega t) d\omega. \quad (2.64)
 \end{aligned}$$

Сынақ және ақпараттық сигналдар алатын тең өткізу қабілеттілігін ескере отырып $s_0(t)$ және $S_{m,j}(t)$, $M(\omega, \beta_0)$ және $M(\omega, \beta_1)$, функциялары $G_0(\omega, \alpha_0, \beta_0)$ және $G_m(\omega, \alpha_1, \beta_1)$, бірдей болады және, демек, $\beta_0 = \beta_1 = \beta$.

Келесі есептеу экспериментін орындайық. $h_{k,j}(t)$ белгілі екенін ескере отырып, (2.60) теңдеуден $\alpha_0 = \alpha_{0, \text{опт}}$, оптималды мәнді анықтаймыз, $h_{k,j}(t, \alpha_{0, \text{опт}})$ есептеп, оны (2.61) теңдеуіне қоямыз. Сондай-ақ, $s_{m,j}(t)$, белгілі деп есептей отырып, біз $\alpha_1 = \alpha_{1, \text{опт}}$, анықтаймыз және $s_{m,j}(t, \alpha_{0, \text{опт}}, \alpha_{1, \text{опт}})$. Есептейміз $y_C = \rho C(s_{m,j}(t), s_{m,j}(t, \alpha_{0, \text{опт}}, \alpha_{1, \text{опт}}))$ $\sigma_{\text{ш}}$ тәуелділігі 23-суретте көрсетілген.



2.13 Сурет - $\rho C(s_{m,j}, s_{m,j}, \alpha)$ $\sigma_{\text{ш}}$ бойынша: 1 – $\alpha_0 = \alpha_{0, \text{опт}}$, $\alpha_1 = \alpha_{1, \text{опт}}$; 2 – $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{\text{опт}}$

$\rho C(s_{m,j}(t), s_{m,j}(t, \alpha_{\text{опт}}))$ тәуелділігі де осында көрсетілген, яғни. жағдай үшін $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{\text{опт}}$.

2.13-суретте көрсетілген тәуелділіктерден көрініп тұрғандай, бір жалпы $\alpha_{\text{опт}}$ пайдалану түзету нәтижесінің азырақ ауытқуын қамтамасыз етеді. Оның үстіне, бұл тәсілді іс жүзінде оңайырақ енгізуге болады, өйткені $h_{k,j}(t)$ белгісіз. Мысалы, қалдық әдісін қолдану кезінде σsh мәнін білу қажет екенін ескеріңіз, ол да белгісіз және $\hat{\sigma}_{\text{ш}}$ бағалауын пайдалану α_0 анықтау сатысында белгілі бір қатені енгізеді.

Осылайша, болжау

$$\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_{\text{опт}} \quad (2.65)$$

түзету нәтижесі әдетте өрнектен анықталады

$$S_{m,j}(t, \alpha, \beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{m,j}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_0 M(\omega, \beta_0))U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,j}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,j}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_1 M(\omega, \beta_1)} \exp(i\omega t) d\omega \quad (2.66)$$

Бұл жағдайда оны азайту қажет

$$\min_{\alpha, \beta} \|s_{m,j}(t, \alpha, \beta) - s_{m,j}(t)\| \quad (2.67)$$

кейбір метрикада.

Алайда $s_{m,j}(t)$ ақпараттық сигналдары да белгісіз. Бұл мәселені шешу үшін автор келесі тәсілді ұсынады: сынақ сигналы $s_0(t)$ белгілі, ал шағын мәндер үшін $z = 1, 2, \dots, Z$ деп болжауға болады.

$$h_{k,j}(t) \cong h_{k,j \pm z}(t). \quad (2.68)$$

$j = 0$ болсын, біз $h_0(t, \alpha)$ немесе $h_0(t, \alpha, \beta)$ аламыз және теңдеулерге ауыстырамыз.

$$\begin{cases} s_0(t) * h_{k,1}(t) = u_{0,1}(t), \\ \vdots \\ s_0(t) * h_{k,Z}(t) = u_{0,Z}(t), \end{cases} \quad (2.69)$$

$s_0(t)$ белгісіз деп есептей отырып және алынған сынақ сигналдарының дәл мәндерін (шусыз) тең деп есептей отырып, яғни. $\bar{u}_{0,0}(t) = \bar{u}_{0,1}(t) = \dots = \bar{u}_{0,Z}(t)$. Сонда кейбір $z \neq 0$ үшін біз жаза аламыз

$$S_{0,z}(t, \alpha_z, \beta_z) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{U_{0,z}(\omega)(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z))U_{0,0}^*(\omega)S_0(\omega)}{U_{0,0}(\omega)S_0^*(\omega)U_{0,0}^*(\omega)S_0(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z)} \exp(i\omega t) d\omega = \\ & = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} \frac{(U_{0,z}(\omega) + \xi_{0,z}(\omega))(S_0(\omega)S_0^*(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z))(U_{0,0}^*(\omega) + \xi_{0,0}^*(\omega))S_0(\omega)}{(U_{0,0}(\omega) + \xi_{0,0}(\omega))S_0^*(\omega)(U_{0,0}^*(\omega) + \xi_{0,0}^*(\omega))S_0(\omega) + \alpha_z M(\omega, \beta_z)} \exp(i\omega t) d\omega \end{aligned} \quad (2.70)$$

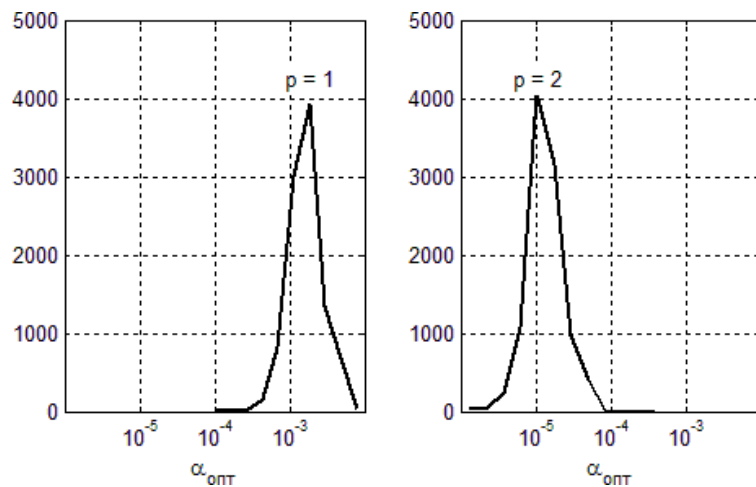
Минимизациялау арқылы α_z және β_z параметрлерінің оңтайлы мәндерін аламыз.

$$\text{Min}_{\alpha_z, \beta_z} \|S_{0,z}(t, \alpha_z, \beta_z) - S_0(t)\|$$

α_z және β_z $z = 1, 2, \dots, Z$ жиындарынан медианалық мәндерді алып, оларды $\alpha_{\text{опт}}$ және $\beta_{\text{опт}}$ оңтайлы мәндері ретінде өрнекке (2.66) ауыстыру қажет.

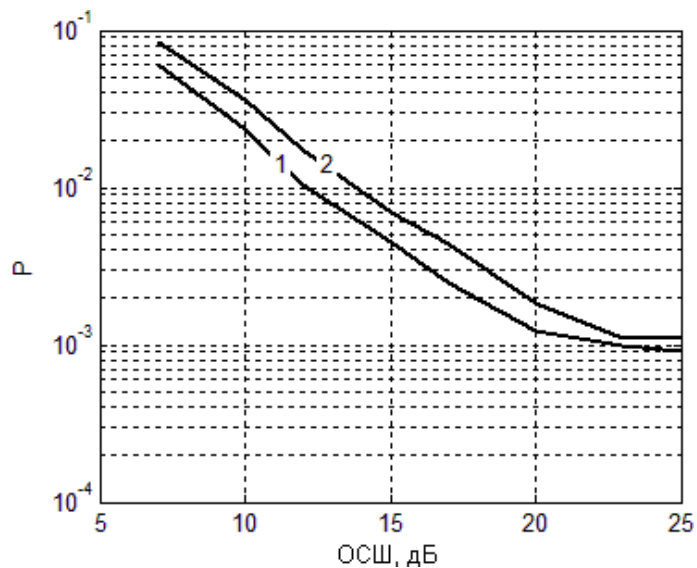
Сондай-ақ (2.70) бір сынақ сигналын $U_{0,0}(\omega)$ түзеткенде $\alpha_{\text{опт}}$ және $\beta_{\text{опт}}$ оңтайлы мәндерін анықтау мүмкін емес екендігі шығады, өйткені бұл жағдайда кез келген мәндер үшін α, β $s_{0,0}(t, \alpha, \beta) = s_0(t)$.

$\alpha_{\text{опт}}$ және $\beta_{\text{опт}}$ мәндерін анықтау сигналды түзету процесінде жүзеге асырылуы керек, өйткені $\sigma_{\text{ш}}$ бірдей мәндері болғанның өзінде оптималды және оптималды мәндері әртүрлі болуы мүмкін, ол суреттелген ТИСонов тұрақтандырғышы үшін 2.14-суреттегі оптималды мәнің $p = 1, 2$ және $\sigma_{\text{ш}} = 0, 25$ кезінде таралуы.



2.14 Сурет - $\alpha_{\text{опт}}$ тың $\sigma_{\text{ш}} = 0,25$ кезінде таралуы

2.15-суретте регуляризация параметрін адаптивті анықтау әдісі және суретте көрсетілген модельдеу нәтижелерінен алынған $\alpha_{\text{опт}}$ тың ең ықтимал мәні үшін Рэйлей өшуі бар екі жолды арнадағы сериялық деректерді беру жүйесінің шуға төзімділігін модельдеу нәтижелері көрсетілген. 2.14.



2.15 Сурет - бит қателік ықтималдығының ОСШ-ге тәуелділігі:
 $\alpha_{\text{опт}}(Z=1)$; 2- адаптивті анықтау ең ықтимал мәні бойынша $\alpha_{\text{опт}}(p=2, \alpha_{\text{опт}}=10^{-5})$

Ұсынылған әдіс Z мәнімен анықталатын терезеде j әрбір мәні үшін регуляризация параметрлерінің оңтайлы мәндерін анықтауды болжайды, сондықтан регуляризация параметрлерін адаптивті таңдау әдісі деп аталады [14]. Терезе өлшемі арнаның ҚТазистационарлық интервалымен анықталады. Сонымен, ҚТ арнасы Z үшін оны 1-ден 3-ке дейінгі мәнге шектеу жеткілікті.

Орындалған модельдеу ұсынылған әдіс деректерді беру жүйесінің шуға төзімділігін арттыруға мүмкіндік беретінін көрсетті. Осылайша, разрядтық қателік ықтималдығының берілген мәні үшін энергияның артуы 1 дБ құрайды. Екінші жағынан, төмен ОСШ мәндерінде (7-10 дБ) шуға қарсы иммунитеттің артуы шамамен 2% құрайды, бұл өте маңызды.

Бұл әдістің бейімделуін ең кіші ҚТадраттар әдісі арқылы оның коэффициенттерін есептеу кезінде адаптивті ТС ретін таңдау мысалында қарастырайық [42]. Қабылданған белгіні ескере отырып (1.24) теңдеуді қайта жазайық, онда

$$u_{0,j} * h_{\text{КФ},j} = s_0, \quad (2.72)$$

мұндағы $u_{0,j}$ - қабылданған сынақ сигналының үлгілерінің векторлары,

$h_{\text{КФ},j}$ - ИН КФ үлгілерінің векторы

s_0 - берілген сынақ сигналының үлгі векторлары.

(1.21) ұқсастығы бойынша ТС санау векторын өрнектен алуға болады

$$h_{\text{КФ},j} = (A_j^T A_j)^{-1} A_j^T S_0 \quad (2.73)$$

мұндағы A_j - $N \times n$ матрицасы [24], алынған сынақ сигналының үлгілері

векторының элементтерінен тұратын $u_{0,j}$.

Бұл жағдайда N - сынақ сигналының үлгілері векторының ұзындығы s_0 , n - ТС реті.

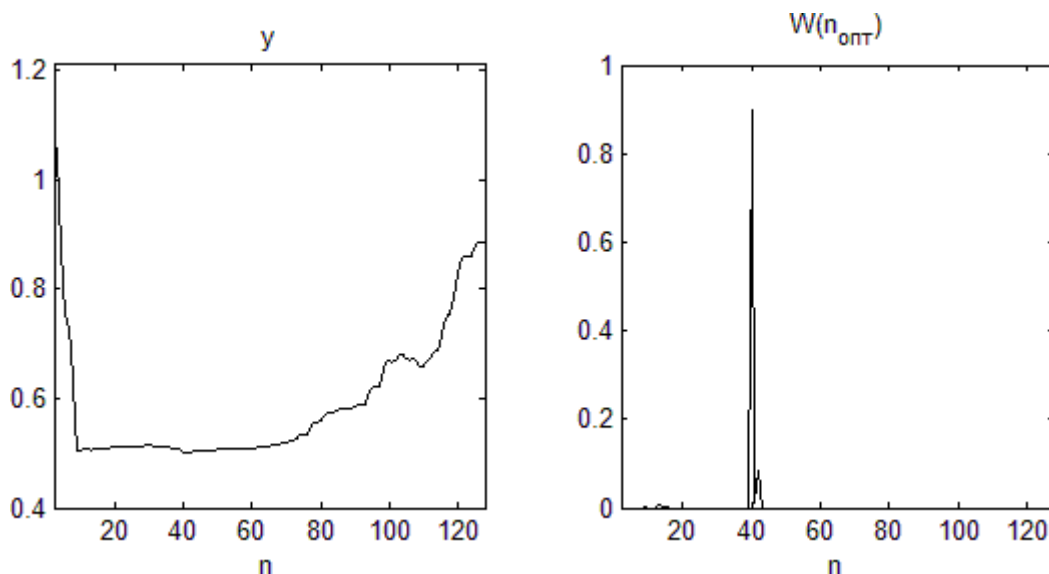
Ақпараттық сигналды түзету нәтижесі $\hat{s}_{m,j}$ үлгілерінің векторы болып табылады, өрнектер

$$\hat{s}_{m,j} = u_{m,j} * h \text{ КФ}, j, \quad (2.74)$$

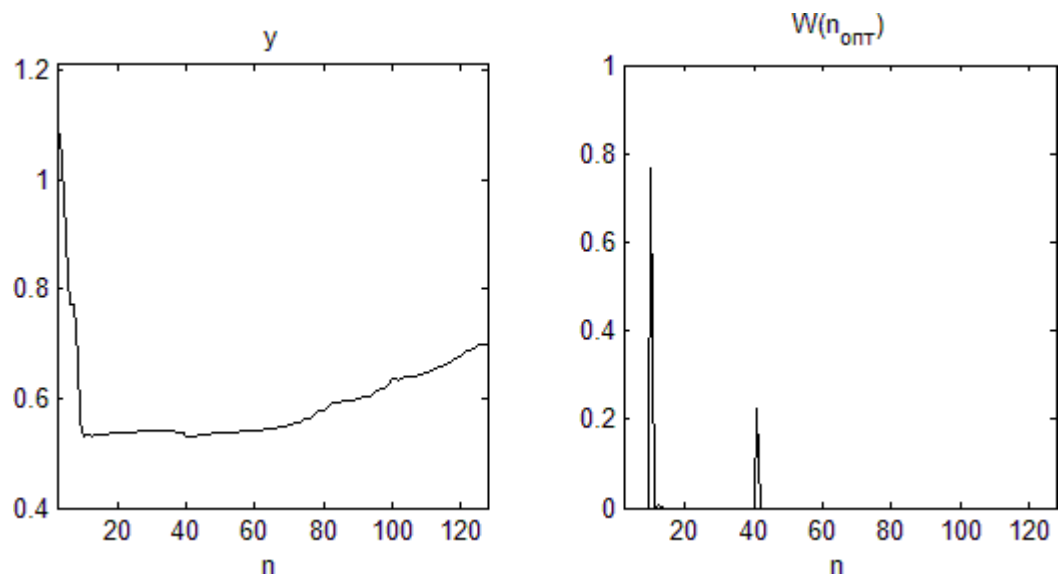
мұндағы $u_{m,j}$ - қабылданған ақпараттық сигнал үлгілерінің векторлары. $\hat{s}_{m,j}$ векторының дәл вектордан ауытқуы келесідей бағаланады

$$y = \rho_{L_2}(S_{m,j}, S^{\wedge}_{m,j}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (S_{m,j}(i) - S^{\wedge}_{m,j}(i))^2} \quad (2.75)$$

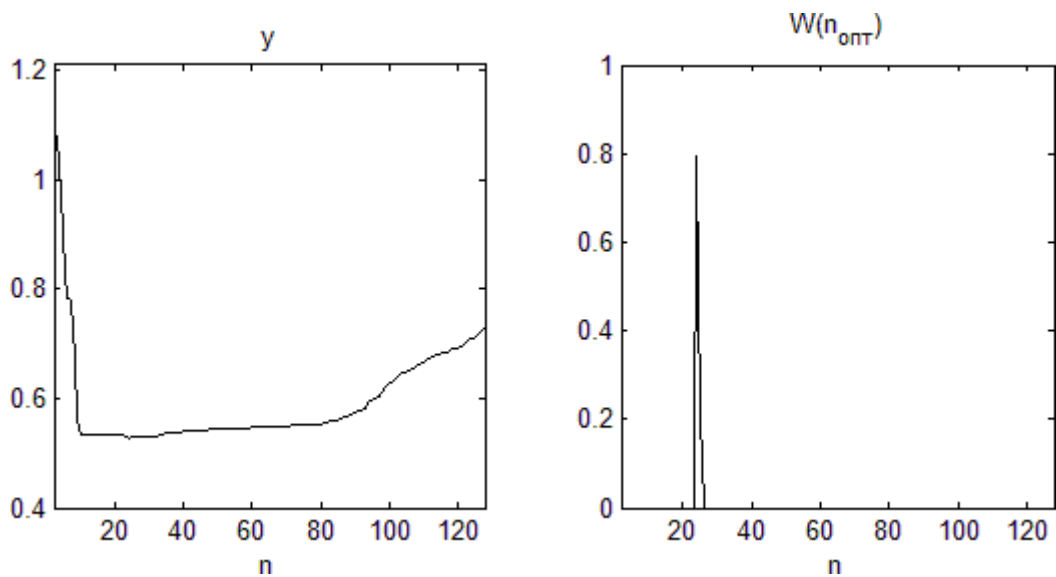
2.16–2.18-суреттерде ауытқудың y теңестіру тәртібіне n және ауытқудың y минимумына сәйкес келетін эҚТалайзер $W(n_{\text{опт}})$ ретінің оңтайлы мәнінің нормаланған таралуына сипаттамалық тәуелділіктері көрсетілген. $W(n_{\text{опт}})$ эксперименталды түрде алынғанын ескеріңіз. Модельдеу сәулелер аралық кешігу мен ОСШ әртүрлі мәндері бар екі сәулелік арна үшін жүргізілді. Орташа есептеу 1000-нан астам эксперимент жүргізілді.



2.16-сурет – y ауытқуының теңестіру n ретіне тәуелділігі (сол жақта); эҚТалайзер ретінің оңтайлы мәнін нормаланған бөлу $W(n_{\text{опт}})$ (оң жақта) - сәулелер арасындағы кідіріспен 2 мс, ОСШ =20 дБ



2.17-сурет – y ауытқуының ЭҚТалайзердің n тәртібіне тәуелділігі (сол жақта); ЭҚТалайзер тәртібінің оңтайлы мәнін нормаланған бөлу $W(n_{opt})$ (оң жақта) - сәулелер арасындағы кідіріспен 2 мс, ОСШ =10 дБ



2.18-сурет – y ауытқуының n теңестіргіштің ретіне тәуелділігі (сол жақта); ЭҚТалайзер ретінің оңтайлы мәнін нормаланған бөлу $W(n_{opt})$ (оң жақта) - сәулелер арасындағы кідіріспен 1 мс, ОСШ =10 дБ

Алынған модельдеу нәтижелеріне сүйене отырып, адаптивті ТС ретін таңдау байланыс арнасының моделінің параметрлеріне де, шу құрамдас бөлігінің шамасы мен нақты орындалуына да байланысты деген қорытынды жасауға болады.

Содан кейін, (2.73) өрнегі бойынша есептелген $h_{кф,0}$ негізінде біз алуға болады

$$\hat{s}_{0,z}=u_{0,z}*h_{\text{КФ},0}, z=1, \dots, Z. \quad (2.76)$$

Нәтижесінде, азайту қажет

$$\min_n \rho L_2(s_0, \hat{s}_{0,z}(n)), \quad (2.77)$$

мұндағы $\hat{s}_{0,z}(n)$ - ТС ретінің функциясы ретінде түзетілген сынақ сигналының векторы.

Нәтижесінде $n_{\text{опт}}(z)$, $z = 1, \dots, Z$ мәндерінің үлгісін алған соң, біз осы үлгінің медианалық мәнін ТС тәртібінің оңтайлы мәні ретінде аламыз [32].

Ұсынылған тәсіл қолданылған алгоритмнің сәйкес параметрінің оңтайлы мәнін таңдау үшін ИС және ИС ТС арнасының коэффициенттерін есептеудің басқа алгоритмдеріне қолданылуы мүмкін. Терезе өлшемін Z арнаның корреляция аралығы немесе алу фазасындағы өшу жылдамдығынан бағалауға болады. Дегенмен, жұмыс барысында бұл бағалауды мерзімді түрде жаңарту қажет болуы мүмкін.

Түзету алгоритмінің параметрін таңдаудың ұсынылған әдісі үшін №2653485 өнертабысқа РФ патенті алынды [14].

2.6 Символ фазасының мәндерінің ауытқуына негізделген регуляризация параметрін адаптивті таңдау әдісі

Сигналды түзету алгоритмі параметрінің оңтайлы мәнін адаптивті таңдаудың жоғарыда аталған әдісі 4-тарауда талқыланатын сынақсыз адаптивті сигналды түзету әдісі үшін қолданылмайды. Сондықтан автор түзету алгоритмін таңдау әдісін әзірледі. фазалық мәндердің ауытқуын азайтуға негізделген параметр. ТИСонов регуляризация әдісімен ИС есептеу кезінде регуляризация параметрін таңдау мысалы арқылы бұл әдісті қарастырайық.

Мақсаттық функция ретінде автор мәні өрнектен есептелетін N бит ұзындықтағы дәйектілікпен демодуляция қателерінің санын $q \geq 0$ азайтуды ұсынады.

$$q = \min_{\alpha} \sum_{n=0}^{N-1} |b(n) - b(n, \alpha)|, \quad (2.78)$$

мұндағы $b(n)$, $n \in [0; N - 1]$ - берілетін ақпарат биттерінің тізбегі,
 $b(n, \alpha)$, $n \in [0; N - 1]$ - түзетілген ақпараттық сигнал демодуляциясынан кейін алынған биттердің тізбегі

$$b(n, \alpha) = DeModulate\langle s_m(t, \alpha) \rangle, n \in [0; N-1], \quad (2.79)$$

мұндағы $DeModulate \langle \dots \rangle$ демодуляцияны орындайтын оператор, $s_m(t, \alpha)$ – түзетілген ақпараттық сигнал.

Нәтижесінде минимизациялау (2.78) жиілік немесе қателік жылдамдығын минимизациялауға әкеледі, бұл байланыс теориясындағы сенімділіктің ең маңызды көрсеткіші – биттегі қателік ықтималдығының бағасы болып табылады.

$$P^{\wedge} = \frac{1}{LN} \sum_{l=1}^L q_l \quad (2.80)$$

мұндағы L - үлгі өлшемі

Қойылған есепті шешудің маңызды мәселесі $b(n)$, $n \in [0; N - 1]$ белгісіз, бұл жалпы айтқанда (2.78) параметрінде нормалау параметрін таңдау мәселесін шешуге мүмкіндік бермейді. Сондықтан регуляризация параметрінің оңтайлы мәнін анықтау үшін автор алынған шешімнің фазалық мәндерінің ауытқуын азайтуға негізделген регуляризация параметрін таңдау әдісін ұсынды.

Өйткені $s_m(t, \alpha)$ тек шамамен шешім болып табылады, онда, анық, фазалық мәндер $\psi = \{\psi(n, \alpha)\}$, $n \in [0; N - 1]$ олардың таралу тығыздығымен белгілі бір ауытқуы бар, олардың дисперсиясы да регуляризация параметріне байланысты, яғни $\sigma_{\psi}^2(\alpha)$

Берілетін ақпараттық сигнал фазаларының мәндері $\varphi_m(n)$, $n \in [0; N - 1]$ екі позициялы жағдай үшін ықтималдығы бірдей ФМ 0 немесе π мәндерін қабылдай алады, сондықтан сигнал фазаларының ықтималдық тығыздығы $s_m(t, \alpha)$ түрінде ұсынылуы мүмкін.

$$W_{0,\pi}(\psi) = \frac{1}{2} W_0(\psi) + \frac{1}{2} W_0(\psi + \pi), \in [-\pi; \pi] \quad (2.81)$$

Мұндағы $W_0(\psi)$ - сигналдың бастапқы фазасы тұрақты және қалыпты бұрыштық таралу заңымен сипатталған нөлге тең болған жағдайда сигнал мен шу қоспасының бастапқы фазасының ықтималдық тығыздығы [16].

Өз кезегінде, разрядтың қателік ықтималдығы өрнек арқылы анықталатыны белгілі [30]

$$P = 1 - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} W_0(\psi) d\psi. \quad (2.82)$$

Осылайша, автор ұсынған регуляризация параметрін таңдау әдісі негізделген келесі мәлімдеме орындалады: фазалық дисперсияны азайту $\sigma_{\psi}^2(\alpha)$ бит қателік ықтималдығын (2.82) минимизациялауға әкеледі, оның бағасы

(2.80) өрнегімен анықталады, оның минимизациясы іс жүзінде (2.78) өрнекпен анықталған қателер санын азайтудан тұрады.

Осыны ескере отырып, реттеу параметрінің оңтайлы мәні $\alpha_{\text{опт}}$ мәні болып табылады, бұл кезде

$$\min_{\alpha} \sigma_{\psi}^2(\alpha). \quad (2.83)$$

Назар аударыңыз, жалпы алғанда, фазалық дисперсия σ_{ψ}^2 алынған шешімнің дәл шешімнен ауытқуына байланысты, яғни $\sigma_{\psi}^2(\sigma_m^2(\alpha))$, мұнда

$$\sigma_m^2(\alpha) = \|s_m(t) - s_m(t, \alpha)\|. \quad (2.84)$$

Минималды (2,83) және минимум $\sigma_m^2(\alpha)$ бірдей мәнде $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ қол жеткізілетіні анық.

Әлбетте, практикалық іске асыруда алынған $\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$ фазалық дисперсиясының бағасы N тең шағын іріктеу өлшемімен байланысты белгілі бір катені қамтитыны анық [16]. Дегенмен, келесі лемма орындалады: $q = q_{\min}$ қамтамасыз ететін $\{\alpha_{\text{опт}}\}$, реттеу параметрінің оңтайлы мәндерінің белгілі диапазоны бар.

Демек, (2.78) орындалуын қамтамасыз ететін осындай $\alpha'_{\text{опт}} \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$, анықтау қажет екендігі шығады. Екі позициялық ФМ жағдайындағы $\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$ фазалық дисперсиясының бағасын есептеу үшін барлық фазаларды $\psi(n, \alpha)$ оң жақ жарты жазықтыққа бұру қажет, осылайша

$$\psi(n, \alpha) \rightarrow \psi_0(n, \alpha) \in \left[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right], n \in [0, N-1] \quad (2.85)$$

$\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha)$ үшін бағалау (2.85) және $\varphi_m(n) = 0, n \in [0; N-1]$ өрнектен анықталады

$$\hat{\sigma}_{\psi}^2(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\psi_0(n, \alpha))^2 \quad (2.86)$$

Дегенмен, мыналарды ескеру қажет: α тым аз мәндері үшін шешім $s_m(t, \alpha)$, тұрақты емес, ал үлкен α үшін сигнал энергиясы $s_m(t, \alpha)$, есептелген формула

$$E(\alpha) = \int_0^{T_m} (s_m(t, \alpha))^2 dt, \quad (2.87)$$

шағын болады (жалпы айтқанда, $E(\alpha) \rightarrow 0$ $\alpha \rightarrow \infty$ ретінде). Мұнда T_m – ақпараттық сигналдың ұзақтығы.

Екі жағдайда да бұл ОСШ төмендеуіне баламалы, бұл, анық, алынған

дисперсияны бағалаудың $\sigma^2 \psi^2(\alpha)$ жалған жергілікті минимумына әкелуі мүмкін.

Бұл мәселені шешу үшін автор векторлар қосындысының модулі болып табылатын фазалық мәндердің ауытқуының салмақты бағасын алуға арналған функционалдылықты енгізуді ұсынады.

$$R(\alpha) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} c(n, \alpha) \cdot \exp(i \cdot \psi_0(n, \alpha)) \right|, \quad (2.88)$$

мұндағы $c(n, \alpha) \geq 0$ – салмақ коэффициенттері.

Белгілі [15], мұндай есептердегі сигнал параметрін бағалау кезінде максималды ықтималдық функциясы әдісіне сәйкес оңтайлы схема қолданылады, сондықтан салмақ коэффициенттері $s_m(t, \alpha)$ және анықтамалық сигналдар. Өйткені жіберілген ақпараттық сигнал $s_m(t)$ белгісіз болса, онда сигналдарды алынған бағалар $\psi(n, \alpha)$ негізінде эталондық сигналдар ретінде қабылдауға болады. Содан кейін

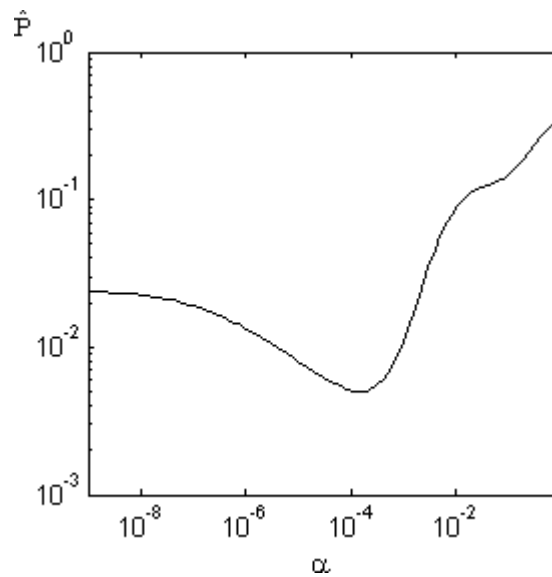
$$c(n, \alpha) = \left| \int_{nT_{\text{симв}}}^{(n+1)T_{\text{симв}}} s_m(t, \alpha) s_m(t, \psi(n, \alpha)) dt \right|, \quad (2.89)$$

Мұндағы $s_m(t, \psi(n, \alpha)) = \sin(\omega_0 t + \psi(n, \alpha))$.

Функционалдық (2,88) максимумына $\alpha = \alpha_{\text{опт}}$ кезінде қол жеткізіледі.

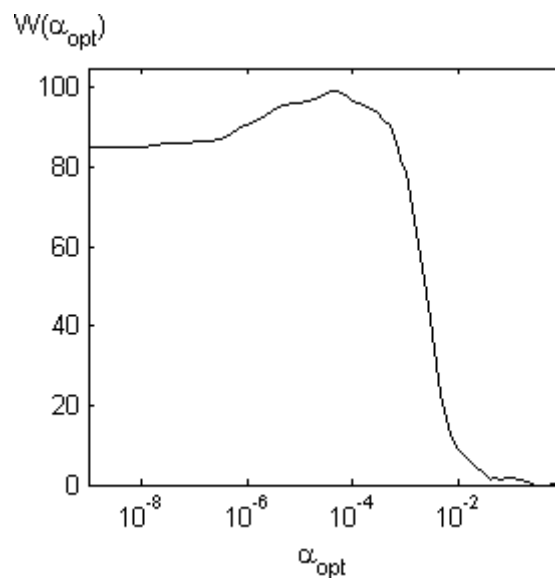
Регуляризация параметрін таңдау үшін ұсынылған әдістің сандық имитациясын жүргізейік. Модельдеу кезінде арна моделінің келесі параметрлері белгіленді: 2 сәуле, сәулелер арасындағы интервал 2 мс, Рэлей заңы бойынша әрбір сәуленің өшуі, пайдаланылған жиілік диапазоны 0,3–3,4 кГц. Іріктеме көлемі L = реттілік ұзындығы $N = 15$ болатын 20 000 эксперимент болды.

2.19-суретте (2.80) формула бойынша есептелетін бір битке қателік ықтималдығын бағалаудың тәжірибелік тәуелділігі көрсетілген.



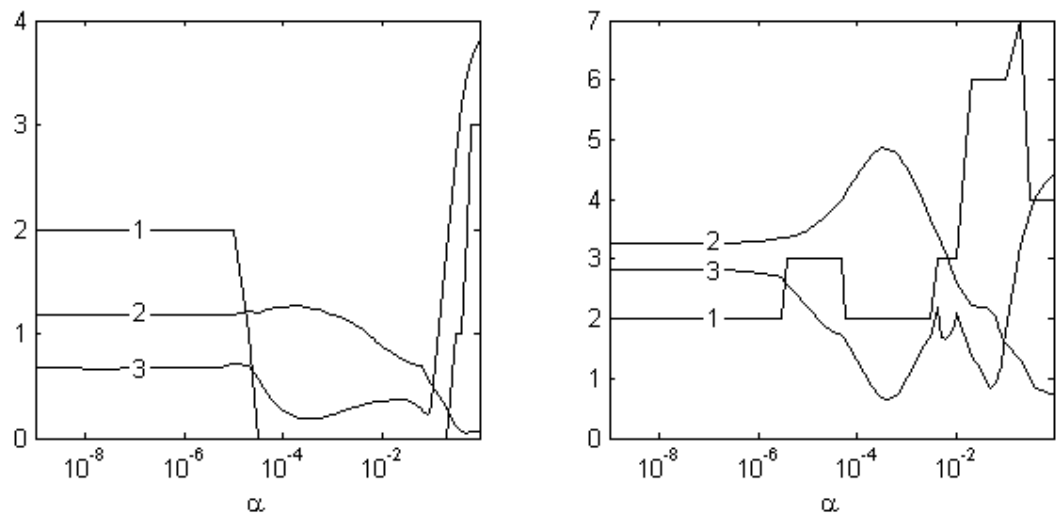
2.19 Сурет - ОСШ 7 дБ кезіндегі тәуелділік $P(\alpha)$

Бұл жағдайда бір бит қателік ықтималдығының минимумы $\alpha_{\text{опт}}$ ең ықтимал мәніне сәйкес келеді, үлестірімнің таңдау тығыздығы 2.20-суретте көрсетілген. $\alpha_{\text{опт}}$ мәндері $\{\alpha_{\text{опт}}\}$ екенін есте ұстаған жөн.



2.20-сурет - Таралу тығыздығы $\alpha_{\text{опт}}$

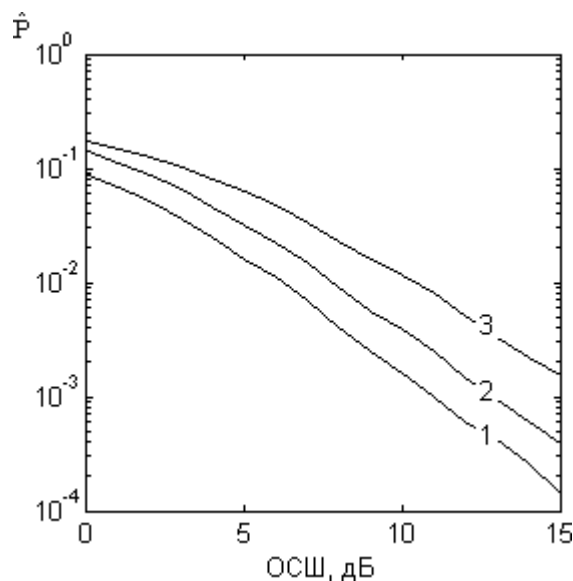
2.21-суретте $q(\alpha)$, $R(\alpha)$, $\hat{\sigma}\psi^2(\alpha)$ сипаттамалық тәуелділіктері көрсетілген. Түсінікті болу үшін $R(\alpha)$ және $\hat{\sigma}\psi^2(\alpha)$ мәндері бірдей шкалаға қалыпқа келтірілді



2.21-сурет - Тәуелділіктердің типтік түрі (ОСШ 7 дБ кезінде): 1 - қателер саны $q(\alpha)$; 2 - функционалдық $R(\alpha)$; 3 - фазалық дисперсияны бағалау $\sigma\psi^2(\alpha)$

2.21-суреттен көрініп тұрғандай, $\sigma\psi^2(\alpha)$ тәуелділігінің бірнеше жергілікті минимумдары бар, ал сәтсіз таңдау қателер санының айтарлықтай өсуіне әкелуі мүмкін. Функционалдық $R(\alpha)$ бір нақты максимумға ие және салмақ коэффициенттерінің арқасында ол α тым үлкен мәндерін «сүзеді».

2.22-суретте бит қателік ықтималдығының P кезіндегі ОСШ-ге тәуелділігі көрсетілген, ескере отырып модельдеуде алынған $\alpha_{\text{опт}}^0 \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$ нормалау параметрінің мәні модельдеу шеңберіндегі білім $s_m(t)$ және $b(n), n \in [0; N-1]$, сондай-ақ параметр мәндері үшін регуляризация фазалық дисперсияның минималды бағасын табу арқылы табылды $\sigma\psi^2(\alpha)$ және функционалдық максималды $R(\alpha)$.



2.22-сурет - ОСШ бойынша P тәуелділіктері: 1 – $\alpha_{\text{опт}}^0 \in \{\alpha_{\text{опт}}\}$ кезінде; 2 - $\max R(\alpha)$ сәйкес келетін $\alpha_{\text{опт}}$ кезінде; 3 - $\min \sigma\psi^2(\alpha)$ сәйкес келетін $\alpha_{\text{опт}}$ үшін

Бір биттегі қатенің P ықтималдығын бағалауға арналған алынған тәуелділіктерден $\alpha_{\text{опт}}$ мәнін минималды фазалық дисперсияны іздеу арқылы анықтау $\max R(\alpha)$ мәніне сәйкес $\alpha_{\text{опт}}$ -қа қарағанда үлкен қателік жылдамдығына әкелетінін көруге болады. Салмақтаушы факторларды енгізу фазалық дисперсияны бағалау кезінде бірқатар жалған жергілікті минимумдардан арылуға мүмкіндік берді, соның нәтижесінде оптадағы қатенің ықтималдығы $\max R(\alpha)$ (2-қисық) сәйкес келеді. 1 қисығына жақындайды, бұл жағдайда төменгі шекара болып табылады.

Ұсынылған әдіс шу құрамдас бөлігінің дисперсиясы немесе ақпарат биттерінің берілетін тізбегі туралы қандай да бір априорлық ақпаратты білуді талап етпейді, сонымен қатар ИС арнасы мен ТС коэффициенттерін есептеу үшін кез келген басқа алгоритмді пайдаланған кезде де қолдануға болады. сәйкес параметр.

3 ҚЫСҚА ТОЛҚЫНДЫ СИГНАЛДАРДЫ ҚОЛДАНЫП СИГНАЛДАРДЫ АДАПТИВТІК ТҮЗЕТУ ӘДІСТЕРІ

3.1 Қорғау аралықтарын пайдалану

Қорғаныс интервалдары (ЗИ) OFDM жүйелерінде [5] МСИ -ны басу үшін қолданылады, яғни. ақпараттық белгілердің бірінің үстіне бірі қабаттасуынан құтылу. Мұндай жүйелерде ҚИ әрбір символдың оған дейінгі және одан кейінгі циклдік қайталануы болып табылады, ал ҚИ ұзақтығы мүмкін көпжолды интервалдан таңдалады және ҚТ арнасы үшін 2-4 мс тәртібінде болады [35].

Дегенмен, тізбекті немесе бір жиілікті деректерді берудің ҚТ жүйелерінде символ ұзақтығы әдетте бір миллисекундтан аз, сондықтан көп жиілікті жүйелерге ұқсас ҚИ енгізу мағынасыз. Белгілі сериялық ҚТ модемдерінде [7] Символдар арасындағы ТС пайдаланылмайды, ал МСИ басу үшін сынақ сигналдарының берілуі жүзеге асырылатын коэффициенттерді есептеу үшін ТС қолданылады. 1.3-тармақта монографияда Б.И. Николаев [37] екі жақтан уақыт бойынша пассивті нөлдік ҚИ арқылы бөлінген сынақ импульсін (немесе сынақ комбинациясын) пайдалануды болжады, қабылдау нүктесінде таңбааралық қабаттасусыз импульстік реакцияға ие болу үшін жеткілікті. Алайда, екі деңгейлі теңдестірілген амплитудалық модуляцияны немесе фазалық телеграфты пайдалану кезінде мұндай ҚИ пайдалану үшінші позицияның пайда болуына әкелді, оның қалыптасуы үшін қарапайым екілік схемаларды енді пайдалану мүмкін емес [47]. Белгілі бір қиындықтарға қарамастан, ҚИ жоқ жүйемен салыстырғанда (шамамен $1 \div 2 \cdot 10^{-3}$) бит үшін қателік ықтималдығы біршама азырақ екені де көрсетілді.

Дегенмен, сынақ сигналының бұл түрі, сайып келгенде, кең тараған қолдануды таппады, өйткені тек бір сынақ импульсін (символын) немесе бір сынақ импульсі мен пассивті ЗИ-ден тұратын сынақ комбинациясын пайдалану ИС арнасын барабар бағалауға мүмкіндік бермейді, сонымен қатар тактілік синхрондауды кезеңді реттеу және Доплер жиілігінің ығысуын өтеу. Сондықтан қазіргі бір жиілікті модемдерде сынақ ретінде, әдетте, ұзақтығы бірнеше миллисекундтар (көпжолдық интервалдан әлдеқайда көп) және барлық бөлінген жиілік диапазонын алатын ПСП негізіндегі фазалық жылжу кілті бар сигнал пайдаланылады. ҚИ бұл жағдайда қолданылмайды.

Екінші жағынан, сынақ және ақпараттық сигналдар арасында ҚИ пайдалану сынақтарға белгісіз ақпараттық белгілерді енгізуден арылуға мүмкіндік береді, нәтижесінде ИС арнасын дәлірек есептеуге мүмкіндік береді және сәйкес ИС ТС және соның салдарынан шуға төзімділікті арттырады. Модельдеу нәтижелері [33], сондай-ақ сызықтық сынақтар [43] жоғарыда аталған сынақ сигналының түрімен бірге ҚИ пайдалану шуға төзімділікті айтарлықтай арттыруға болатынын көрсетті.

3.1-суретте ҚИ болған кездегі сериялық модемнің сигнал құрылымы көрсетілген. $L_{\text{тест}}$ және $L_{\text{инф}}$ ұзақтығының сынақ және ақпараттық сигналдары

арасында сәйкесінше ҚИ ұзақтығы бар $L_{\text{тест}}$ және $L_{\text{инф}}$ ұзақтығы бірнеше таңбадан тұрады, мысалы, ARINC 635 авиациялық стандартында [12] $L_{\text{тест}} = 15$, $L_{\text{инф}} = 30$. ҚИ $L_{\text{ЗИ}}$ ұзақтығын бірнеше символдардың ұзақтығына еселік ретінде қабылдау ыңғайлы. , ал $L_{\text{ЗИ}}$ сәулелер арасындағы кідіріс ΔL үлкен болуы керек.

И	ест	И	Инф ормация	И	ест	И	Инф ормация
ЗИ	тест		$L_{\text{инф}}$				

3.1 Сурет – ҚИ бар сигнал құрылымы

Сынақ және ақпараттық сигналдар арасындағы ҚИ мүмкін нұсқаларын қарастырайық. ҚИ бірінші нұсқасы - жоғарыда аталған пассивті үзіліс, яғни. $L_{\text{ЗИ}}$ ұзақтығы бар интервал, оның барысында пайдалы сигнал берілмейді. Қабылдауда осы аралықта сынақ және ақпараттық сигналдардың «құйрықтары» және аддитивті шу пайда болады. ИС арнасын есептеу сынақ сигналының $L_{\text{тест}}$ сынағы интервалында да, $L_{\text{т+ЗИ}} = L_{\text{тест}} + 2L_{\text{ЗИ}}$ интервалында да жүргізілуі мүмкін. Екі еселенген $L_{\text{ЗИ}}$ мәні ҚИ сынақ сигналының алдында және одан кейін орналасқандықтан пайдаланылады.

ЗИ ықтимал түрлерінің тағы бірі гармоникалық тербеліс сегменті болуы мүмкін. Бұл жағдайда бұл тербелістің тасымалдаушы жиілігі тасымалдаушы жиілігіне тең болуы мүмкін немесе бөлінген жолақтың экстремалды жиілігіне жақын орналасуы мүмкін. Бұл жағдайда ИС

арнасын есептеу сынақ сигналының $L_{\text{тест}}$ ұзақтығы бойынша жүргізілуі керек. Бұл жағдайда пассивті үзіліс жағдайында да, гармоникалық тербеліс жағдайында да $L_{\text{тест}}$ немесе $L_{\text{т+ЗИ}}$ ұзақтығы үшін алынған сынақ сигналы $N \geq 2L_{\text{тест}}$ сынаққа дейінгі нөлдермен толықтырылуы мүмкін.

Сонымен қатар, ИС арнасын және сәйкес ИС ТС есептеу дәлдігін жақсарту үшін ИС есептеу әдісін ескере отырып қалыптасатын ҚИ құрылымын пайдалану ұсынылады. (1.16) конвульсиясын циклдік деп алсақ тұйық облысындағы теңдеуді шешеміз $\{T_1 \leq r \leq T_2; T_1 \leq t \leq T_1\}$ Содан кейін (1.31) дискретті түрге өтіп, осы теңдеуді жиілік облысына көшуге негізделген әдіспен шеше отырып, [31] авторы сынақтың циклдік жалғасы болып табылатын ҚИ пайдалануды ұсынады. Бұл нөлдік толтырусыз жиілік доменіндегі циклдік конвульсияға өтуге мүмкіндік береді. Бұл жағдайда (1.31) теңдеу келесі түрге түрлендіріледі:

:

$$\sum_{l=0}^{L_{\text{тест}}-1} s(\text{mod}((n-l), L_{\text{тест}})) \cdot h(l) = u(n), n=0 \dots L_{\text{тест}}-1, \quad (3.1)$$

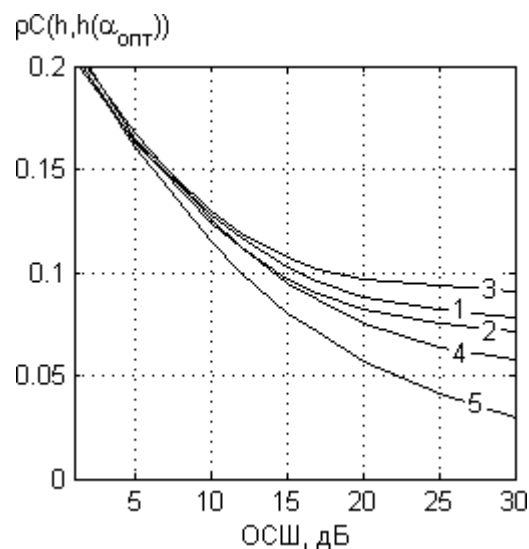
мұндағы $\text{mod}((n-l), L_{\text{тест}})$ - модуль бойынша $L_{\text{тест}}$ тапсыру операциясын білдіреді.

(3.1) теңдеудегі функциялар пішінге ие болады

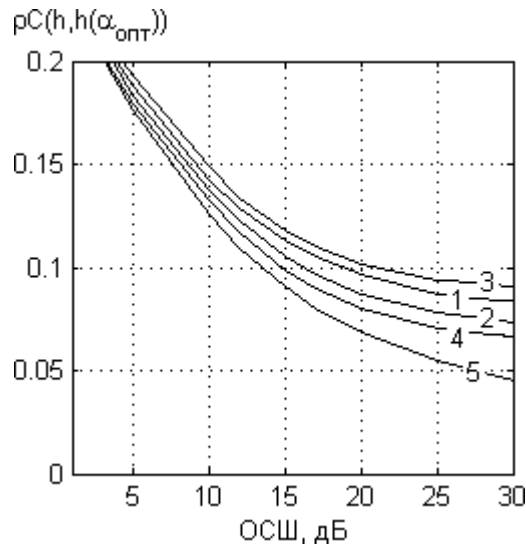
$$\begin{aligned} s(n) &= s_d(n), n=0 \dots L_{\text{тест}}-1, h(n) = h_d(n), \\ n &= 0 \dots L_{\text{тест}}-1, \\ u(n) &= u_d(n), n=0 \dots L_{\text{тест}}-1, \end{aligned} \quad (3.2)$$

сонымен қатар $0 \dots L_{\text{тест}} - 1$ аралығы ҚИ жоқ сынаққа сәйкес келеді.

ИС арнасын есептеу дәлдігіне ҚИ түрінің әсерін салыстырмалы талдауды жүргізейік. 3.2 және 3.3-суреттер екі сәулелік байланыс арнасының есептелген ИС ауытқуының ҚИ жоқ сынақ сигналын таңдау үшін оңтайлы реттеу параметрі бар ОСШ C метрикада көрсетілгенге тәуелділіктерін және әртүрлі нұсқаларды көрсетеді. ҚИ түрі. $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$ тәуелділіктері 1000 эксперимент үлгісі бойынша орташаланады, ал ең аз ауытқуды қамтамасыз ететін реттеу параметрінің мәні әрбір экспериментте жаңадан таңдалады. Сынақ сигналы $L_{\text{тест}}$ ұзақтығы үшін қабылданады, ДПФ сол ұзақтықта орындалады. ҚИ ұзақтығы таңбаның екі ұзақтығына тең: $L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симб}}$ 3.2-суретте $\Delta L > L_{\text{ЗИ}}$ арқалықтар арасындағы кідірістегі тәуелділіктер көрсетілген; 3.3-суретте. $\Delta L > L_{\text{ЗИ}}$ үшін.



3.2 Сурет - $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$ $\sigma_{\text{ш}}$ кезінде $\Delta L < L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симб}}$ символдары, ДПФ ұзақтығы $L_{\text{тест}}$ бойынша тәуелділіктер: 1 - ҚИ жоқ; 2 - пассивті үзіліс; 3 - тасымалдаушы жиіліктегі гармоникалық тербеліс; 4 - $f_c = 3,2$ кГц жиіліктегі гармоникалық тербеліс; 5 – циклдік қайталау



3.3 Сурет - $\rho_C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$ $\sigma_{\text{ш}}$ бойынша $\Delta L > L_{\text{ЗИ}} = 2L_{\text{симв}}$ ұзақтығы бойынша ДПФ $L_{\text{тест}}$: 1 - ҚИ жоқ; 2 - пассивті үзіліс; 3 - тасымалдаушы жиіліктегі гармоникалық тербеліс; $f_c = 3.2 \text{ кГц}$ жиіліктегі гармоникалық тербеліс; 5 – циклдік қайталау

Көріп отырғаныңыздай, ҚИ пайдалану ИС арнасын есептеудің дәлдігін арттыруға мүмкіндік берді, тіпті RFI ұзақтығы көп жолақты интервалдан аз болса да, яғни. $\Delta L > L_{\text{ЗИ}}$ мекенжайында. Сонымен қатар циклдік қайталау болып табылатын ЗИ-мен минималды ауытқу алынды, өйткені бұл жағдайда $L_{\text{тест}}$ ұзақтығы үшін сигналды оқшаулау және сол ұзақтықта ДПФ орындау арқылы сынақ сигналының «құйрықтары», көпжолдылық нәтижесінде пайда болған, сақталған. Сонымен қатар, алынған ИС арнасының ұзақтығы (үлгілер саны) бұл жағдайда жеткілікті және $L_{\text{тест}}$ -ке тең болады. Жеткіліктілік олардың коэффициенттерінің саны $L_{\text{тест}}$ -тен аспауы керек дегенді білдіреді.

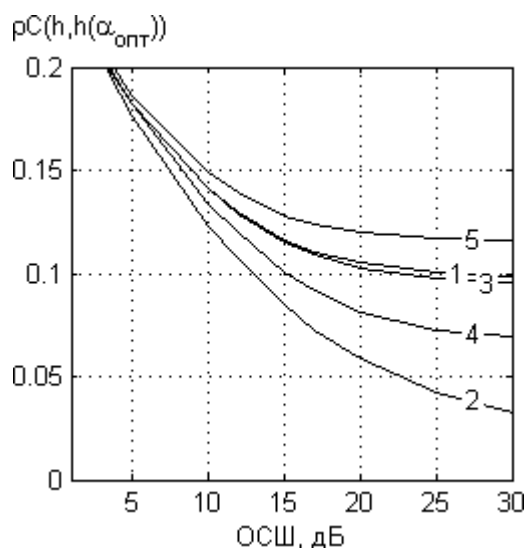
Оның үстіне жиілік облысына көшуге негізделген әдіспен алынған шешімнің ерекшелігі $h(\alpha_{\text{опт}})$ векторының екінші жартысы «теріс уақытқа» сәйкес келеді, яғни. синхрондау басталғанға дейінгі уақыт, ДПФ -тің екінші жартысы теріс жиіліктерге сәйкес келеді. Осылайша, ИС $h_K(\alpha_{\text{опт}})$ арнасының үлгілерінің векторын түрінде көрсетуге болады.

$$h_K(n, \alpha_{\text{опт}}) = \begin{cases} h\left(n + \frac{L_{\text{тест}}}{2} \alpha_{\text{опт}}\right), n = 0 \dots \frac{L_{\text{тест}}}{2} - 1 \\ h\left(n - \frac{L_{\text{тест}}}{2} \alpha_{\text{опт}}\right), n = \frac{L_{\text{тест}}}{2} \dots L_{\text{тест}} - 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Дегенмен, болашақта ИС корректорын есептеу үшін $n = 0 \dots \frac{L_{\text{тест}}}{2} - 1$ кезінде тек $h(n, \alpha_{\text{опт}})$ қажет болады. Жалпы айтқанда, ҚИ бар және түріне қарамастан, сондай-ақ ДПФ орындалатын ұзақтығы, ИС корректорды есептеу үшін ол санаудың бірінші жартысынан артық талап етілмейді. Осылайша,

қабылданған сынақты $N > 2L_{\text{тест}}$ -ке дейінгі нөлдермен толықтырып, олардың корректорын есептеу үшін ең көбі $N / 2$ үлгі қажет болады.

3.4-суретте екі сәулелік байланыс арнасының есептелген ИС ауытқуының ҚИ жоқ сынақ сигналы үшін оптималды реттеу параметрі бар ОСШ C метрикасындағы $\alpha_{\text{опт}}$ тәуелділіктері және ҚИ түрінің әртүрлі нұсқалары көрсетілген. Сынақ сигналы $L_{\text{т+зи}}$ ұзақтығы үшін қабылданады және $N > 2L_{\text{т+зи}}$ дейінгі нөлдермен толтырылады, ДПФ N ұзақтығы үшін орындалады. Бөренелер арасындағы кідіріс $\Delta L < L_{\text{зи}} = 2L_{\text{симв}}$.



3.4 Сурет - $\rho C(h, h(\alpha_{\text{опт}}))$ $\sigma_{\text{ш}}$ кезінде $\Delta L < L_{\text{зи}} = 2L_{\text{симв}}$, таңбалар, ДПФ ұзақтығы N : 1 - ҚИ жоқ; 2 - пассивті үзіліс; 3 - тасымалдаушы жиіліктегі гармоникалық тербеліс; 4 - $f_c = 3.2$ кГц жиіліктегі гармоникалық тербеліс; 5 - циклдік қайталау

Бұл жағдайда ең аз ауытқу пассивті үзілісті пайдаланған кезде алынды, өйткені алынған сынақ сигналы $L_{\text{т+зи}}$ ұзақтығына көп жолдылық нәтижесінде пайда болған сынақтың «құйрықтарын» сақтап қалды және қайталанулар болмады. ақпараттық сигналдың «құйрықтарын».

Осылайша, ҚИ пайдалану ИС және ИС ТС арналарын есептеудің дәлдігін арттыруға және соның салдары ретінде шуға төзімділікті арттыруға мүмкіндік береді. Бұл жағдайда сынақ сигналының «құйрықтарын» сақтау тұрғысынан ҚИ түрін және алынған сынақ сигналының ұзақтығын ($L_{\text{тест}}$ или $L_{\text{т+зи}}$) ескеру қажет.

Түзету үшін ИС ТС есептеу кезінде пайдаланылған N мәніне нөлдермен толықтыра отырып, $L_{\text{инф}}$ ұзақтығы бойынша ақпараттық сигналды таңдау қажет.

Циклдік қайталау, пассивті үзіліс түрінде, сондай-ақ екі сәулелік өшетін арнада ҚИ компенсация әдісін пайдалану кезінде ҚИ көмегімен деректерді берудің бір жиілікті ҚТ модемінің шуға төзімділігін модельдеуге рұқсат етіңіз.

Бастау үшін 1200, 2400 және 3600 бит/с жылдамдықтар сызығын қамтамасыз ету үшін ақпараттық тізбектің ұзақтығын анықтайық.

Салыстырмалы ақпарат жылдамдығын формула бойынша есептеуге болады

$$R = \frac{L_{\text{инф}}}{L_{\text{инф}} + L_{\text{тест}} + 2 \cdot L_{\text{ЗИ}}} \quad (3.4)$$

және сәйкес ақпарат жылдамдығын анықтауға болады

$$V_{\text{инф}} = R \cdot V \cdot m \quad (3.5)$$

мұндағы V – символдың қайталану жылдамдығы;

m – модуляция жылдамдығы, яғни. бір таңбаға бит саны.

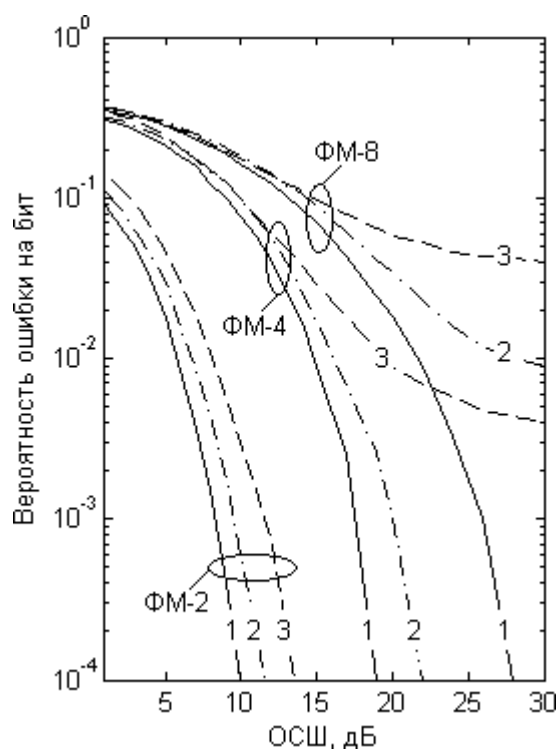
Сонымен, ARINC 635 [2] авиациялық стандартында сынақ/ақпарат қатынасы $L_{\text{тест}} / L_{\text{инф}} = 15/30$ таңба, символдың қайталану жылдамдығы $V = 1800$ таңба/с, демек, ҚИ жоқ ФМ-2 үшін салыстырмалы ақпарат жылдамдығы. (яғни $m = 1$, $L_{\text{ЗИ}} = 0$) $R = 2/3$, яғни $V_{\text{инф}} = 1200$ бит/с. Сол сияқты, 1200 бит/с жылдамдықты таңбаның қайталану жылдамдығы $V = 1600$ таңба/с кезінде қамтамасыз ету үшін $V_{\text{инф}} = 45$ таңба ұзақтығы бар ақпарат тізбегі қажет.

ЗИ қолдану кезінде ақпарат жылдамдығын сақтау үшін 3.1-кестеге сәйкес ақпарат реттілігінің ұзақтығын арттыру қажет болады.

3.1-кесте – Ақпарат тізбегінің талап етілетін ұзақтығы

$L_{\text{ЗИ,симв.}}$	$L_{\text{инф,симв.}}(V=1800\text{симв/})$	$L_{\text{инф,симв.}}(V=1600\text{симв/})$
0	30	45
1	34	51
2	38	57
3	42	63
4	46	69

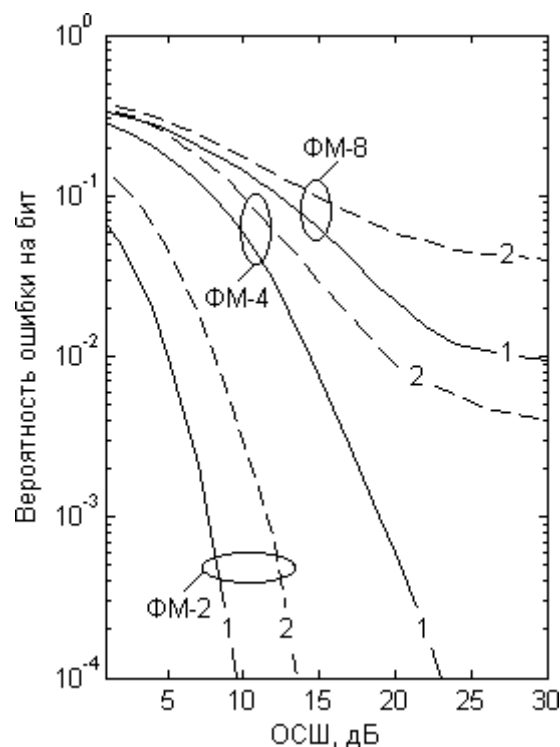
Модельдеу кезінде келесі параметрлер таңдалды: таңбаның қайталану жылдамдығы: $V = 1600$ симв/с; берілетін сигналдар типі: фазалық ауыспалы кілттік сигналдар әр түрлі ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8; сынақ сигналы: ұзындығы 15 псевдокездейсоқ тізбек. Байланыс арнасының үлгісі ретінде Рэйлейдің өшуі және сәулелер арасындағы кідірісі 2 мс болатын екі сәулелі модель таңдалды. Бұл жағдайда 3-4 таңбадан тұратын ҚИ ұзақтығы қажет. 3.7-суретте ҚИ жоқ кезіндегі ОСШ -ге және сынақтың циклдік қайталануы және әртүрлі модуляция жылдамдығы үшін пассивті үзіліс түріндегі ҚИ пайдалануына байланысты разрядтық қателік ықтималдығының шу иммунитетінің қисықтары көрсетілген.



3.7 Сурет – Екі сәулелік арнадағы ОСШ -ге разрядтық қателік ықтималдығының тәуелділіктері. фазалық манипуляцияның әртүрлі көптігі: 1 - ҚИ пассивті үзіліс; 2 - сынақтың ҚИ циклдік қайталануы; 3 - ҚИ жоқ

3.7-суреттен көрініп тұрғандай, ең жоғары шу иммунитеті ЗИ-ді пассивті үзіліс түрінде қолданғанда қамтамасыз етіледі, өйткені бұл жағдайда пассивті үзіліс сынақ сигналы үшін де, ақпараттық үшін де ҚИ болып табылады. Тесттің циклдік қайталануы түріндегі ҚИ пайдалану ИС ТС жақсырақ есептелуіне байланысты ҚИ жоқ жағдайымен салыстырғанда биттік қатенің төмен ықтималдығын қамтамасыз етеді. Дегенмен, ақпараттық сигналды түзету кезінде ҚИ «құйрықтары» ең жақсы түзету нәтижесін беруге мүмкіндік бермейтін кедергі болып табылады. Бұл жағдайда шуға төзімділікті арттыру үшін ақпараттық сигналдың циклдік қайталануы түріндегі қосымша ҚИ енгізу қажет болады, бұл пассивті үзілісті пайдалану кезінде қамтамасыз етілген шу иммунитетіне қол жеткізуге мүмкіндік береді. Өкінішке орай, бұл жағдайда ақпарат тізбегінің ұзақтығын қосымша ұлғайту қажет болады, бұл тек баяу өшетін арнада ғана рұқсат етіледі.

3.8-суретте ҚИ жоқ кезіндегі ОСШ -ге байланысты разрядтық қате ықтималдығының шуға төзімділік қисығы және әртүрлі модуляция жылдамдығы үшін ҚИ компенсация әдісін қолдану көрсетілген.



3.8 Сурет - Екі сәулелік арнадағы ОСШ разрядтық қателік ықтималдығының тәуелділіктері. фазалық манипуляцияның әртүрлі көптігі: 1 - ҚИ компенсациясы; 2 - ҚИ жоқ

Фазада қарама-қарсы таңбаларды қолдануды болжайтын ҚИ компенсация әдісін пайдалану ҚИ жоқ жағдаймен салыстырғанда биттік қатенің ықтималдығының төмендеуін қамтамасыз етеді. Бір қызығы, төмен ОСШ мәндерінде бит қателерінің ықтималдығы пассивті үзілісті пайдаланғандағыдан сәл аз болды. Бұл қамырдың ҚТазикогерентті жинақталуының әсерімен түсіндіріледі [50] және ҚИ компенсациясында ОСШ жоғарылауы.

Осылайша, ҚИ пайдалану ИС арнасын және сәйкесінше ИС ТС есептеу дәлдігін арттыруға мүмкіндік береді, алайда, ҚИ түрін және ДПФ жүргізілетін сәйкес интервалды ескеру қажет. . Осы мүмкіндіктерді ескере отырып, ИС есептеу дәлдігін және соның салдары ретінде модемнің шуға төзімділігін айтарлықтай арттыруға мүмкіндік береді. Орындалған модельдеу бір жиілікті ҚТ модемдерінде ҚИ пайдалану ақпарат жылдамдығын сақтай отырып, өшетін екі сәулелік арнада олардың шуға төзімділігін арттыруға мүмкіндік беретінін көрсетті.

Сонымен қатар, белгілі бір жағдайларда жоғары жиіліктегі сигналдарды пайдалануға ауысу арқылы деректерді берудің ақпараттық жылдамдығын арттыру мүмкін болады. Мәселен, мысалы, $1 \div 3 \cdot 10^{-2}$ ретті қатенің бит ықтималдығын алсақ, яғни. Модемде қолданылатын қателерді түзету коды осы шарттарда қажетті сенімділікті қамтамасыз ететінін ескере отырып, арнадағы ОСШ 20 дБ-ден жоғары болғанда, ҚИ көмегімен FM-4-тен ЗИ-сыз FM-8-ге

ауысуға болады, осылайша жылдамдықты 2400-ден 3600 бит / с-қа дейін арттыру.

3.2 Шешім бойынша кері байланыс

Алдыңғы абзацта пассивті үзіліс түріндегі ҚИ пайдалану ИС арнасы мен ИС ТС есептеу дәлдігін арттыруға және соның салдарынан шуға қарсы тұруды арттыруға мүмкіндік беретіні көрсетілген. Бұл әсер сынақтың «құйрықтарының» және ақпараттық сигналдардың бірінің үстіне бірін жабуының толық немесе ішінара болмауына байланысты қол жеткізіледі. Қолданыстағы модемдерге ҚИ енгізу сигнал құрылымының өзгеруімен байланысты, мысалы, қолданыстағы модемдерді және белгілі бір стандарттар бойынша жұмыс істейтін деректерді беру жүйелерін жаңарту кезінде қабылданбауы мүмкін.

ИС арнасы мен ИС ТС есептеу дәлдігін жақсарту үшін автор ОСР көмегімен адаптивті түзету әдісін әзірледі [21]. МСИ бар арналардағы деректерді берудің шуға төзімділігін арттырудың осы механизмінің ерекшеліктері 1.4-бөлімде қарастырылған және шешім қабылдау процесінде бұрын алынған белгілердің мәндерін бір уақытта өлшеу арқылы шегеру арқылы МСИ өтеуден тұрады. ағымдағы таңба.

Автор ұсынған әдістің айрықша ерекшелігі - олардың «құйрықтарының» бір-біріне әсерін барынша азайту үшін тесттік және ақпараттық белгілерді (дәлірек айтқанда, сигналдарды) салмақты алып тастау, бұл есептеу дәлдігін арттыруға мүмкіндік береді. ИС арнасының коэффициенттері және сәйкес ИС ТС.

Ұсынылған алгоритмнің нәтижесін толығырақ қарастырайық. Ұсынылған ОСР алгоритмі арналарды сәйкестендіру мәселесін шешу негізінде ИС ТС табу әдісін пайдалануды болжайтынын ескеріңіз.

Модемнің жұмысы кезінде уақыттың кейбір k -ші сәтінде сынақ сигналы $s_0(t)$, сондай-ақ ИС арнасының $\hat{h}^{\{k-1\}}$ -ге дейінгі уақыттың алдыңғы $(k - 1)$ сәтінде алынғандар және ИС ТС

$\hat{h}_{ТС}^{\{k-1\}}(t)$. Бұл жағдайда деп болжауға болады

$$\begin{cases} \hat{h}_{\kappa}^{\{k\}}(t) = \hat{h}_{\kappa}^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_{\kappa}(t), \\ \hat{h}_{\kappa\phi}^{\{k\}}(t) = \hat{h}_{\kappa\phi}^{\{k-1\}}(t) + \Delta h_{\kappa\phi}(t), \end{cases} \quad (3.6)$$

мұндағы $\Delta h_{\kappa}(t), \Delta h_{\kappa\phi}(t)$ – байланыс арнасының стационарлық еместігімен және белгілі бір есептеу қателігімен байланысты кейбір

толықтырулар.

Сонымен қатар, $\hat{h}^{\{k-1\}}(t)$ арқылы сынақ сигналының бағасын алуға болады.

$$\hat{u}^{\{k-1\}}(t) = \int_0^S(r) \hat{h}^{\{k-1\}}(t-r) dr. \quad (3.7)$$

Бұл жағдайда $u_0^{\{k-1\}}(t) \approx \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$, мұндағы $u_0^{\{k-1\}}(t)$ – арнадан алынған сынақ сигналы болып табылады.

Сондай-ақ алдыңғы қадамда түзетілген $s_m^{\{k-1\}}(t)$ ақпараттық сигналының демодуляциясының нәтижесі белгілі, яғни. бит тізбегі $\hat{b}_m^{\{k-1\}}$. Сондықтан формада ақпараттық сигналдың сәйкес бағасын (қалпына келтіру) алуға болады

$$\langle \hat{b}_m^{\{k-1\}}, \hat{s}_m^{\{k-1\}}(t) \rangle = \text{Modulate} \quad (3.8)$$

мұндағы $\text{Modulate}(\cdot)$ – модуляция операциясын орындайтын оператор.

Ұсынылған алгоритмнің 1-қадамы ағымдағы қадамға k сәйкес келетін $u_m^{\{k\}}(t)$, қабылданған ақпараттық сигналдағы МСИ орнын толтыру, дәлірек айтсақ, сынақ сигналдарының «құйрықтарын» алып тастау болып табылады.

$\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$ және $\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$ сигналдарының арасындағы айырмашылыққа назар аударыңыз: $\hat{s}^{\{k-1\}}(t)$ – теңдеу шешімі дұрыс (2) және қатені қамтиды. (шу), $\hat{s}_m^{\{k-1\}}(t)$ – шусыз қалпына келтірілген ақпараттық сигнал, мүмкін 81 құрамында қате таңбалар бар, өйткені $\hat{b}^{\{k-1\}}$ тізбегі демодуляция қателерін қамтуы мүмкін.

$$u_m^{\{k,k-1\}}(t) = \{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1\}}(t)\} - \{\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)\}, \quad (3.9)$$

Мұнда $\{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1\}}(t)\}$ – қабылданған сигнал сегментіне сәйкес келеді, ағымдағы k -ші ақпараттық сигналды қамтитын, ағымдағы k -ші және қоршалған «Болашақ» $(k+1)$ сынақ сигналдары;

$\{\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)\}$ – (3.7.3.2) тармағынан алынған екі сынақ сигналын қамтитын ағымдағы ақпараттық сигналсыз құрылған сегмент. Алынған сегменттегі сынақ сигналдарының $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$ уақыт позициялары қабылданған сегменттегі сынақ сигналдарының уақыт позицияларына сәйкес келеді. Бұл жағдайда $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$ арасындағы нөлдердің ұзақтығы ақпараттық сигналдың ұзақтығынан аз болуы мүмкін, өйткені сәйкес $u_m^{\{k\}}(t)$ уақыт аралығы үшін сынақ сигналдарының «құйрықтары» болуы мүмкін.

2-қадам ИС ТС көмегімен ақпаратты k -ші сигналды түзетуден тұрады алдыңғы қадамда алынған

$$\hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(t) = R \langle u_m^{\{k,k-1\}}(t); h_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) \rangle, \quad (3.10)$$

мұндағы $R \langle \rangle$ – қандай да бір түзету алгоритмі (симуляцияда ТИСоновтың регуляризация әдісі қолданылады) және оның келесідей кейінгі қалпына келтіруі

$$\hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(t) = R \langle u_m^{\{k,k-1\}}(t); h_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t) \rangle, \quad (3.11)$$

мұндағы $DeModulate \langle \rangle$ – демодуляция операциясын орындайтын оператор.

3-қадам ағымдағы қадамда қабылданған сынақтағы МСИ-ны өтеуден тұрады. сигнал, ол әрі қарай ИС коэффициенттерінің нақты (жаңартылған) мәндерін алуға мүмкіндік береді арна және ИС ТС дәлдігі жоғарырақ

$$\hat{u}_0^{\{k\}}(t) = \{u_m^{\{k-1\}}(t), u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t)\} - \{\hat{u}_m^{\{k-1\}}(t), 0 \dots 0, \hat{u}_m^{\{k\}}(t)\} \quad (3.12)$$

Мұндағы

$$\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t) = \int \hat{s}_m^{\{k-1\}}(r) \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k-1\}}(t-r) dr, \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \hat{u}_m^{\{k,k-1\}}(t) &= \int \hat{s}_m^{\{k,k-1\}}(r) \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k,k-1\}}(t-r) dr, \\ \hat{u}_m^{\{k\}}(t) &= \int \hat{s}_m^{\{k\}}(r) \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t-r) dr, \end{aligned} \quad (3.14)$$

4-қадам - ағымдағы ИС және ИС ТС арнасын табу

$$\{\hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t); \hat{h}_0^{\{k\}}(t)\} = R \langle \hat{u}_0^{\{k\}}(t), s(t) \rangle. \quad (3.15)$$

1-қадамға ұқсас 5-қадам алынғандағы МСИ -ны өтеуден тұрады ақпараттық сигнал

$$\hat{u}_m^{\{k\}}(t) = \int \hat{s}_m^{\{k\}}(r) \hat{h}_{\text{КФ}}^{\{k\}}(t-r) dr, \quad (3.16)$$

$$u_m^{\{k,k\}}(t) = \{u_0^{\{k\}}(t), u_m^{\{k\}}(t), u_0^{\{k+1,\}}(t)\} - \{\hat{u}_0\}$$

уақыттың k моменті үшін белгіленген сынақ сигналдары шегерілетін айырмашылықпен, өрнектен алынған

$$\hat{u}_0^{\{k\}}(t) = \int_0^T s(r) \hat{h}^{\{k\}}(t-r) dr. \quad (3.17)$$

6-қадамда қабылданған ақпараттық сигнал түзетіледі және демодуляцияланады, алу

$$\hat{s}_m^{\{k,k\}}(t) = R\langle u_m^{\{k,k\}}; \hat{h}_m^{\{k\}}(t) \rangle_{TC} \quad (3.18)$$

және

$$\hat{b}_m^{\{k\}} = DeModulate\langle \hat{s}_m^{\{k,k\}}(t) \rangle \quad (3.19)$$

Соңғы 7 қадамда алынған ИС мәндерін сақтау (жаңарту) қажет арна және ТС, сондай-ақ ақпараттық биттердің тізбегі

$$\begin{cases} h_k^{\{k-1\}}(t) = h_k^{\{k\}}(t) \\ h_{k\Phi}^{\{k-1\}}(t) = h_{k\Phi}^{\{k\}}(t) \\ b_m^{\{k-1\}} = b_m^{\{k\}} \end{cases} \quad (3.20)$$

$\hat{b}_m^{\{k-1\}}$, $\hat{b}_m^{\{k,k-1\}}$ және $\hat{b}_m^{\{k\}}$, мәндеріндегі ықтимал демодуляция қателері қатенің таралуына әкелмейтінін ескеріңіз, өйткені (3.12) $\hat{u}_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$ және $\hat{u}_m^{\{k,k-1\}}(t)$ сигналдарын шегеру кезінде (3.12) «сигналдың суперпозициясынан құтылу қажет. tails» сынақ бірінде. Қате таңбаны алып тастау тек МСИ толық өтелмейтініне әкеледі. Бұл жағдайда МСИ қалдық әсерін кедергі ретінде қарастыруға болады, ол кез келген жағдайда қабылданған сигналда болады.

Есептеуді (3.7), (3.13), (3.14), (3.17) БПФ алгоритмі арқылы жиілік облысында жүргізуге болады. Сонымен қатар, орнына $\hat{u}_0^{\{k-1\}}(t)$, $\hat{u}_0^{\{k\}}$

${}_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$ және $\hat{u}_0^{\{k\}}(t)$, сәйкес, формулалар бойынша есептелді. (3.13), (3.17), сәйкесінше алдыңғы (3.12) және (3.16) тармақтарында есептелген $u_0^{\{k-1\}}(t)$ және $u_m^{\{k-1,k-1\}}(t)$ мәндерін тікелей қолдануға болады. уақыт, сонымен қатар ағымдағы уақытта (3.12) бастап есептелген $u_0^{\{k\}}(t)$. Бұл жағдайда соңғы 7-қадамда (3.20) қосымша сізге жаңарту қажет болады

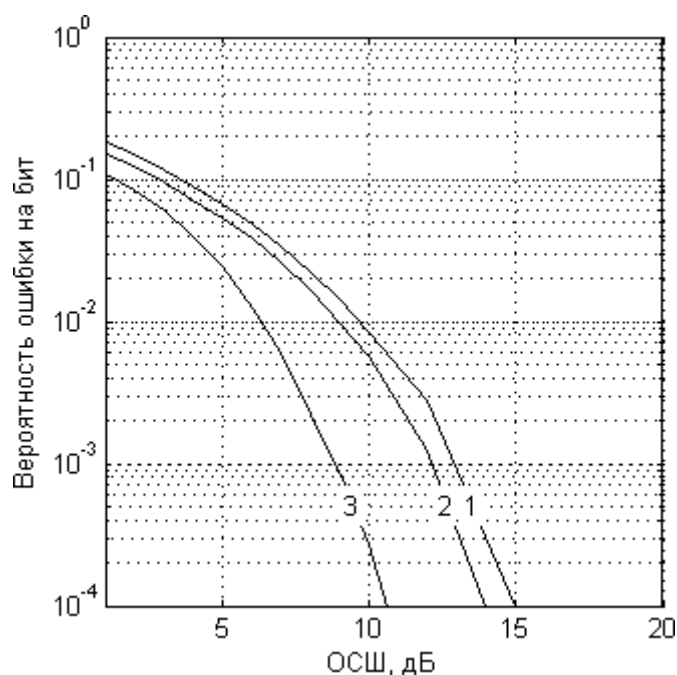
$$\begin{aligned} \{u_0^{\{k-1\}}(t) &= u_0^{\{k\}}(t), \\ u_m^{\{k-1,k-1\}}(t) &= u_m^{\{k,k\}}(t). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Шегерілген сынақтың және ақпараттық сигналдардың ұзақтығы арнаның Q жадымен анықталады, яғни. МСИ таңбаларының саны және сынақ сигналы үшін $T_0 + Q \cdot T_{\text{симб}}$ және ақпараттық сигнал үшін $T_m + Q \cdot T_{\text{симб}}$ болып табылады. Мұндағы $T_{\text{симб}}$ - бір элементар таңбаның ұзақтығы.

Автор ұсынған ОСР, АСН (ОСР бар ең тиімді алгоритмдердің бірі ретінде) адаптивті түзету алгоритмінің шуға төзімділігін және ОСР бар жаңа адаптивті түзету алгоритмін сандық модельдеуді жүзеге асырайық.

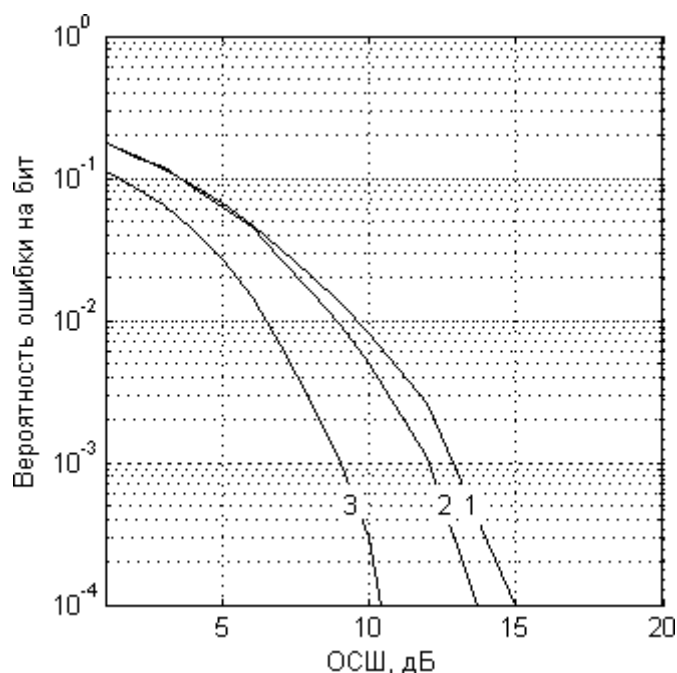
Модельдеу MATLAB жүйесінде келесі параметрлермен жүргізілді: арна үлгісі ретінде Рэйлейдің өшуі және сәулелер арасындағы кідірісі 2 мс болатын екі сәулелі модель пайдаланылды; жиілік диапазоны 0,3 - 3,4 кГц; сынама алу жиілігі 16 кГц; тасымалдаушы сигнал 1850 Гц; таңба жылдамдығы 1600 таңба/с; модуляция түрі: екі позициялық абсолютті фазалық ауысу (FM-2, BPSK); сынақ сигналының ұзақтығы 15 FM-2 символы; ақпараттық сигналдың ұзақтығы 30-150 FM-2 символын құрайды. АҚН үшін және ОСР көмегімен ұсынылған адаптивті түзету алгоритмі үшін арна жадысының мәні $Q = 4$ орнатылады.

3.9-суретте ОСР қолданбай (1-қисық) ұзақтығы $n_{\text{симб}} = 30$ ФМ-2 символы (ARINC-635 стандартына [12] ұқсас) ақпараттық сигналы бар сериялық модемнің шуға төзімділік қисықтары көрсетілген. АҚН пайдалану (қисық 2) және ұсынылған адаптивті алгоритмді пайдалану ОСР көмегімен түзетулер (қисық 3).



3.9 Сурет. $n_{\text{симв}}=30$ FM-2 таңбасы бар модем үшін екі сәулелік арнадағы ОСШ -ге разрядтық қателік ықтималдығының тәуелділіктері: 1 - ОСР жоқ; 2 - АКН; 3 - ОСР

Әрі қарай, біз ақпараттық таңбалардың үлкен санымен сериялық модемнің шуға төзімділігін модельдедік. Осылайша, $n_{\text{симбалар}} > 60$ және $\text{SNR} < 6\text{дБ}$ үшін АКН сәйкес келетін бит қате ықтималдығының 2 қисығы сериялық модем нұсқасы үшін 1 қисыққа жақындады. ОСР жоқ. 1 және 3 тәуелділіктер іс жүзінде өзгеріссіз қалды. Мысалы, 3.10-суретте ұзақтығы $n_{\text{симв}} = 90$ FM-2 символы бар ақпараттық сигналы бар сериялық модемнің шуға қарсы тұру қисықтары көрсетілген.



3.9 – Сурет. $n_{\text{симв}}=90$ ФМ-2 таңбалары бар модем үшін екі сәулелік арнадағы ОСШ -ге разрядтық қателік ықтималдығының тәуелділіктері: 1 - ОСР жоқ; 2 - АКН; 3 – ОСР бар

Бақыланатын әсер олардың таралуы кезіндегі қателіктер санының көбеюімен түсіндіріледі. Бір қатенің пайда болуы және келесі белгі туралы шешім қабылдау үшін бір таңбаға ауысумен тұтастай қабылдауды кейіннен жүзеге асыру (АКН сәйкес) басқа қатенің пайда болуына әкелуі мүмкін. Жалпы алғанда, келесі қатенің пайда болуы тұтастай алғанда бүкіл қабылдау терезесінің ұзақтығына, яғни $Q + 1$ таңбаларының ұзақтығына мүмкін болады. Әлбетте, ақпараттық таңбалар санының ұлғаюымен қателердің пайда болу ықтималдығы артады. Алайда, [17] ұсынғандай, бұл әсер апатты емес, тек төмен ОСШ мәндерінде шуға қарсы иммунитетті аздап нашарлатады.

Автор ұсынған ОСР көмегімен адаптивті түзету алгоритмінде бұл әсер жоқ, өйткені келесі символ туралы демодулятордың шешімі алдыңғы таңбаға байланысты емес.

Алайда, қатенің болуы, мысалы, алдыңғы ақпараттық сигналдың құйрығында, жоғарыда айтылғандай, МСИ -ның толық емес өтелуіне әкеледі, бұл ИС арнасының және ИС ТС коэффициенттерін есептеу дәлдігін ықтимал нашарлатуы мүмкін. Бұл өз кезегінде белгілі (немесе кейінгі) уақыт сәтінде түзетілетін ақпараттық сигналда қателердің пайда болуына әкелуі мүмкін. Осылайша, ОСР-мен ұсынылған адаптивті түзету алгоритмін пайдалану кезінде қателердің пайда болуы кейбір $(k + k')$ ақпараттық сигнал үшін k -ші қадамнан кейін ықтимал түрде көрінуі мүмкін деп болжауға болады.

Жоғарыда жүргізілген модельдеуде әрқайсысында таңбалардың таңбалары бойынша енгізілген ақпараттық сигналдар саны $n_{\text{inf}} = 20$ болды, содан кейін қосылымды енгізу процедурасы (синхрондауды орнату) және ИС

арнасы мен ИС ТС есептеу жаңадан орындалды. Автор сонымен қатар $n_{\text{инф}} = 100$ және $n_{\text{симв}} = 30$ мәндерінде модельдеуді жүзеге асырды. Модельдеу нәтижелері 3.9-суретте көрсетілгендермен іс жүзінде сәйкес келеді. Осылайша, жоғарыда болжанған қателердің таралуының әсері ОСР көмегімен ұсынылған адаптивті түзету алгоритмінде байқалмайды.

3.3 Сынақ сигналдарын ҚТазикогерентті қосу әдістері

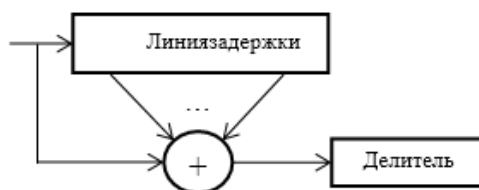
Түзету сапасын, демек, деректерді беру жүйесінің шуға қарсы иммунитетін жақсарту үшін [40] автор қабылданған сынақ сигналында шуды алдын ала компенсациялауды жүзеге асыруды ұсынады. Ол үшін бірнеше сынақ сигналдарын ҚТазикогерентті қосу жүзеге асырылады деп болжанады. Бұл жағдайда бірнеше сынақтар берілетін уақыт аралығында байланыс арнасының сипаттамаларының өзгеруі секіруде болмайды деген болжам жасалады. Сондықтан, бар

$$u_T^i(n) \cong u_T^{i \pm z}(n) = u_T(n), n = [0, N-1] \quad (3.22)$$

мұндағы $i, i \pm z$ - қабылданған сынақ сигналдарының саны, $z = 1, 2, \dots$, N - өңделген сынақ сигналының ұзақтығы.

$$SNR = \frac{P_c}{2\sigma^2} \quad (2.23)$$

ИС арнасын есептеу алдында келесі схеманы пайдалану керекшуды компенсациялау үшін ҚТазикогерентті қосу [52] 3.12-суретте көрсетілген.



3.12 Сурет – Сынақ сигналдарының ҚТазикогерентті қосылуы

Екі сынақ сигналын қосу орындалсын, содан кейін (3.22) және (3.23) ескере отырып, бізде бар қосқыш шығысы

$$u_{\Sigma}(n) = u_T(n) + \xi_1(n) + u_T(n) + \xi_2(n) = 2u_T(n) + \xi_1(n) + \xi_2(n), \quad (3.24)$$

мұндағы $\xi_{1,2}(n)$ қосымша шу, яғни. дисперсиясы σ^2 болатын тәуелсіз кездейсоқ процестер.

Бұл жағдайда жалпы сынақ сигналының ОСШ $U_{\Sigma}(n)$ тең

$$\frac{P_{c,\Sigma}}{2\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{4P_c}{2(2\sigma^2)} = 2 \cdot SNR \quad (3.25)$$

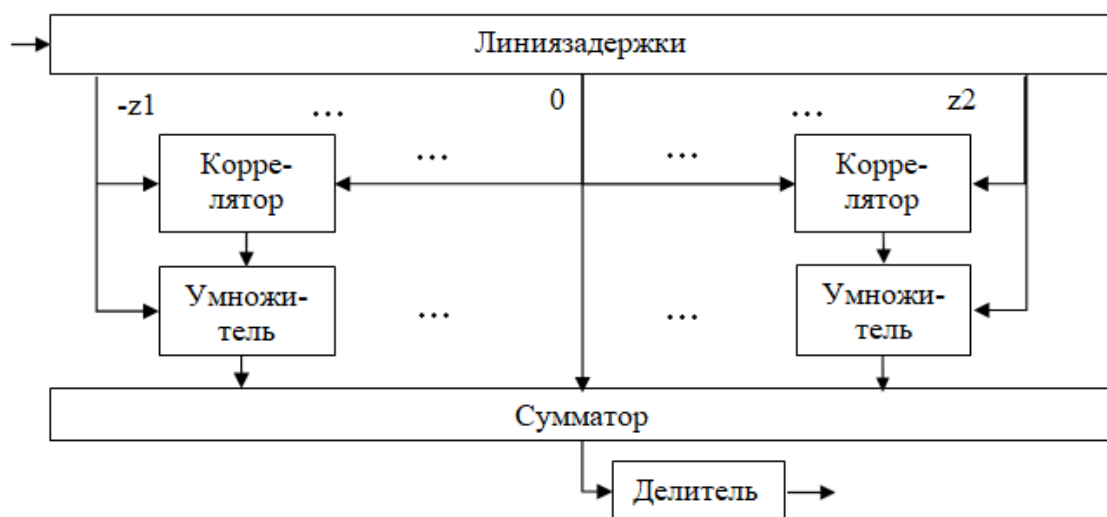
Осылайша, бұл жағдайда жалпы сынақ сигналы үшін ОСШ екі есе өсті.

Кешіктіру сызығының түрту саны Z арнадағы өшу жылдамдығына (немесе корреляциялық интервал ұзақтығына) байланысты таңдалатынын және Z оңтайлы мәнін анықтау бөлек мәселе екенін ескеріңіз. Оны шешу нұсқаларының бірі i -ші сынақ сигналы мен $i \pm 1$, $i \pm 2$ және т.б. арасындағы корреляциялық функцияны есептеу болып табылады. Бұл жағдайда корреляция коэффициенті үшін шекті мәнді орнату қажет. Бұл жағдайда түзету i -ші ақпараттық сигнал үшін жүргізіледі.

3.12-суретте көрсетілген диаграммадағы бөлгіш жалпы сынақ сигналының $\Sigma(n)$ амплитудасы i -ші сынақ сигналының $u_T^i(n)$ амплитудасымен салыстырылатындай болуы үшін қажет. Бұл КАМ сигналдарын пайдалану кезінде өте маңызды, өйткені түзетуден кейін ақпараттық сигнал амплитудасы шартты бірлік деңгейіне дейін қалпына келтіріледі. Бөлу жүргізілетін коэффициенттің мәні қосылған сынақ сигналдарының санына тең.

Тұрақты параметрлері және қосымша ақ Гаусс шуын бар арнадағы ұсынылған әдістің тиімділігі күмән тудырмайды, бірақ оны өшуі бар арнада тексеру қажет. [40] автор өшетін арнадағы шуды компенсациялау арқылы ұсынылған адаптивті түзету әдісін сандық модельдеу нәтижелерін ұсынады. Бұл нәтижелер осы бөлімнің соңында сынақ сигналдарының ҚТазикогерентті қосындысын пайдаланатын басқа әдістердің салыстырмалы талдауында көрсетіледі.

Корреляциялық интервалы аз арналарда (яғни, тез өшетін) сынақтардың көп санын қосу шартының (3.22) бұзылуына әкелуі мүмкін, нәтижесінде деректерді берудің шуға қарсы иммунитеті төмендейді. төмендеуі. Керісінше, мысалы, тек екі сынақ сигналын қосу шуға қарсы иммунитетті шамалы арттырады. Бұл жағдайда, жоғарыда айтылғандай, қосылған сынақ сигналдарының санын алдын ала орнату мүмкін емес. Сондықтан [34] автор 3.13-суретте көрсетілгендей, сынақ сигналдарын [33] салмақты ҚТазикогерентті қосуды жүзеге асыруды ұсынады.



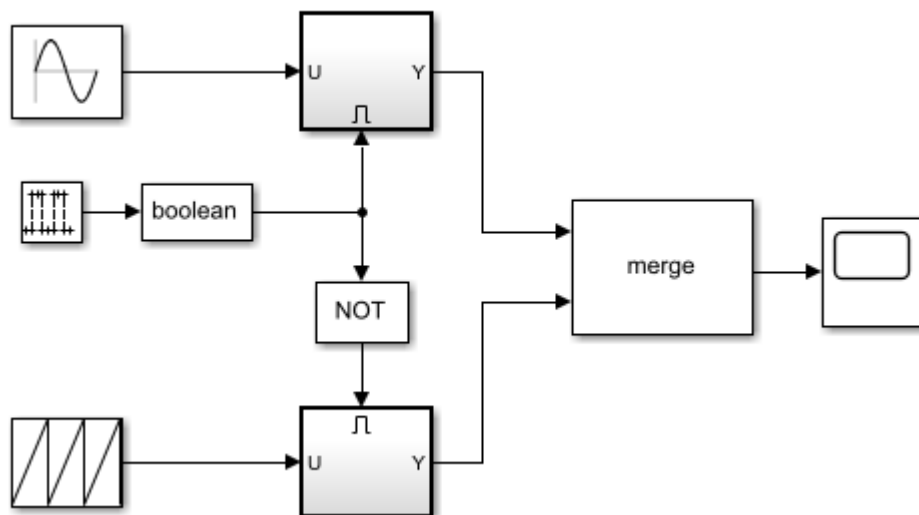
3.13 Сурет – Сынақ сигналдарының салмақтық ҚТазикогерентті қосылуы

Кешігу сызығының түрту саны $Z = z1 + z2 + 1$ жеткілікті болуы мүмкінүлкен, бірақ бұл сигналды өңдеу кешігуінің артуына әкеледі. Оның үстіне сұрау корреляторлардың шығысындағы коэффициенттердің кейбір шекті мәнін аламызмән болған кезде салмақтарды нөлге теңестіру, қорытындылау кезінде сынақтар санын шектеу корреляция коэффициенті шекті мәнен аз. Басқаша айтқанда, «өткен» саны және «Болашақ» қосу сынақтары әртүрлі болуы мүмкін. Осылайша, орнату қажет максималды рұқсат етілген кідірістерді және есептеулерді ескере отырып, кейбір мән Z мүмкіндіктер.

3.4 Адаптивті сигналдарды біріктіруді MatLab Simulink бағдарламасымен модельдеу

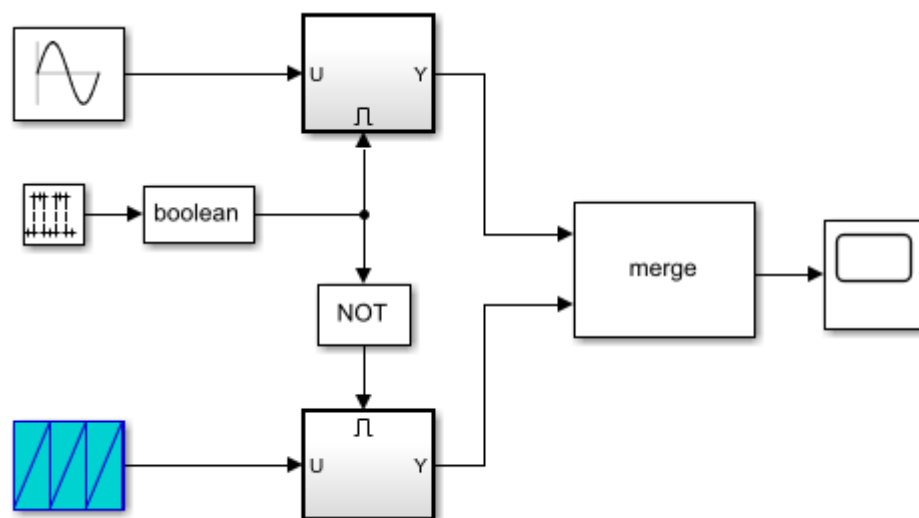
Бұл мысал екі кірісті бір шығысқа біріктіру үшін шартты түрде орындалатын ішкі жүйелер мен біріктіру блогын қалай пайдалану керектігін көрсетеді. Біріктіру блогының шығыс мәні кез келген уақытта оның басқару блоктарының ең соңғы есептелген шығыс мәніне тең болады.

Әр түрлі уақытта жаңартылатын кіріс сигналдарын ауыспалы мәндер жеке идентификаторлары мен уақыттарын сақтайтын біріктірілген сигналға ауыстыру үшін біріктіру блоктарын пайдаланыңыз. Бір уақытта жаңартылатын сигналдарды массивке немесе матрицалық сигналға біріктіру үшін векторларды біріктіру, матрицаларды біріктіру блогын қолданыңыз.



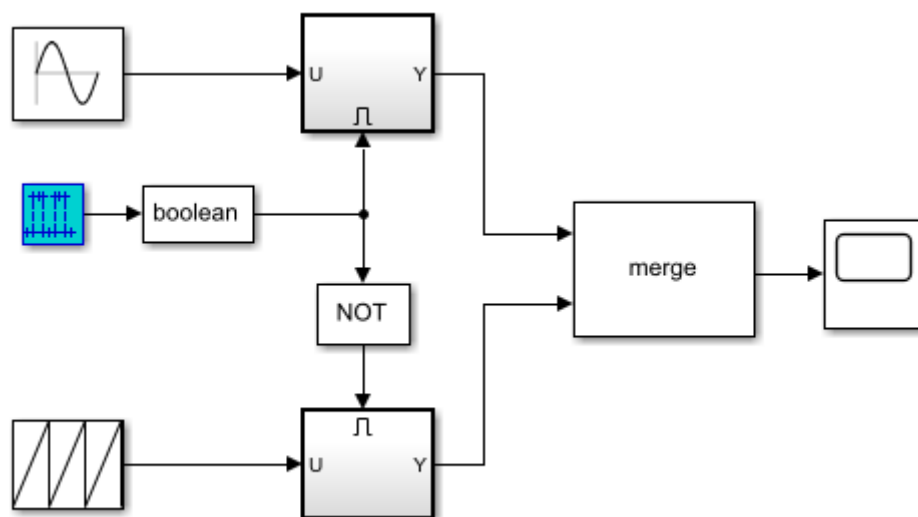
3.13 Сурет – Сигналдарды біріктіру

Модельдің сол жағында Simulink Sources кітапханасынан қайталанатын екі блок бар. Әр блок блок белгішесінде көрсетілген пішіннің скалярлық шығуын жасайды.



3.14 Сурет – Сигналдарды біріктірудің ішкі жүйесі

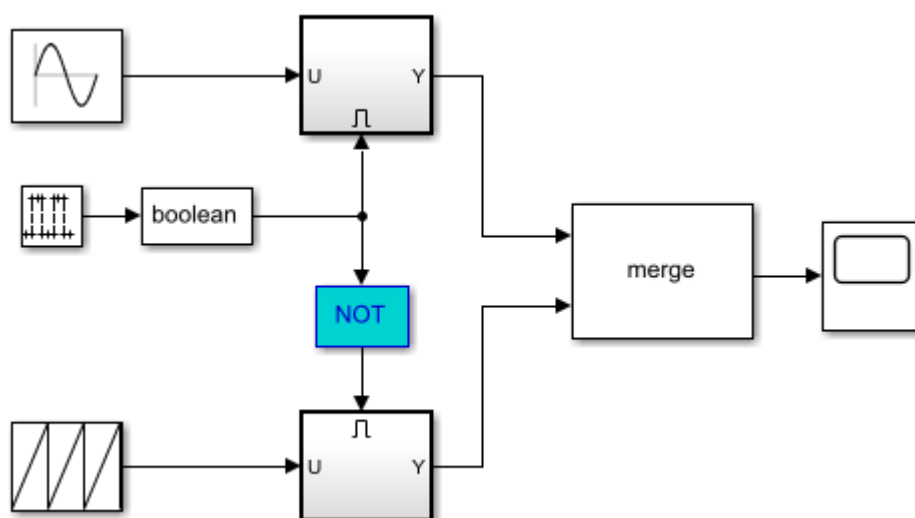
Бұл екі сигнал қалың сызықтармен қоршалған ішкі жүйенің әртүрлі блоктарына енгізіледі.



3.15 Сурет – Сигналдарды біріктірудің ішкі жүйесі

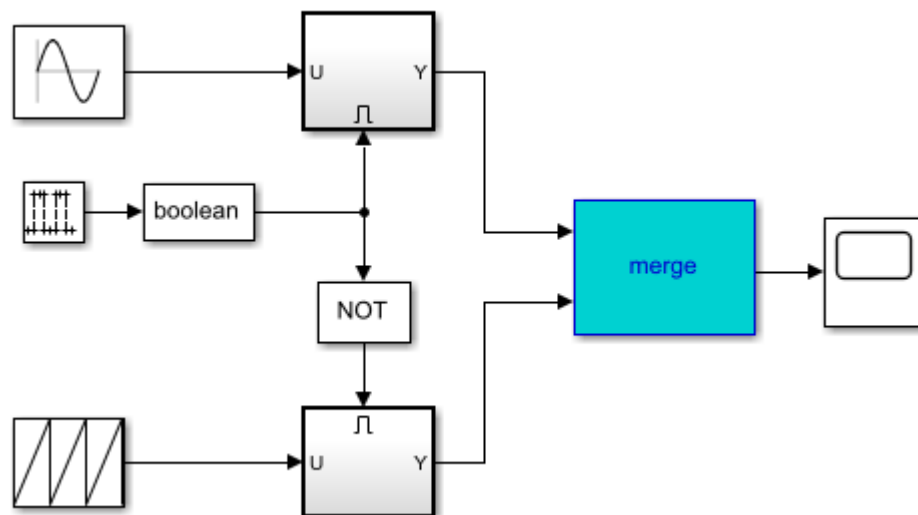
Бұл шығыс блогы әр бес секунд сайын нөлден бірлікке дейінгі мәндер арасында ауысады. Дискретті импульстар генераторының шығыс сигналы оң болған кезде, жоғарғы бөлігі қосылған Ішкі жүйе имитацияланады. Дискретті импульстар генераторының шығыс сигналы нөлге тең болған кезде, төменгі бөлігі қосылған Ішкі жүйе имитацияланады.

Bottom қолдайтын ішкі жүйені дискретті импульстің генератор блогының шығысы нөлге тең болған кезде модельдеуге мәжбүр ету үшін шығыс not операторына орнатылған логикалық оператор блогы арқылы беріледі. NOT блогы оның кірісі нөлге тең болған кезде бірлікке тең мәнді көрсетеді.



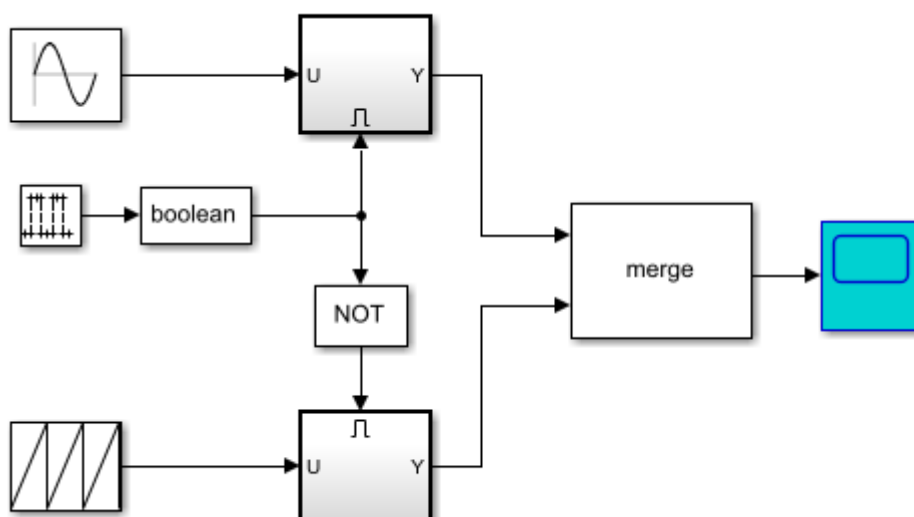
3.16 Сурет – Сигналдарды біріктіру үшін қолданылған NOT блогы

Қосылған екі ішкі жүйенің шығысы біріктіру блогына енгізіледі.



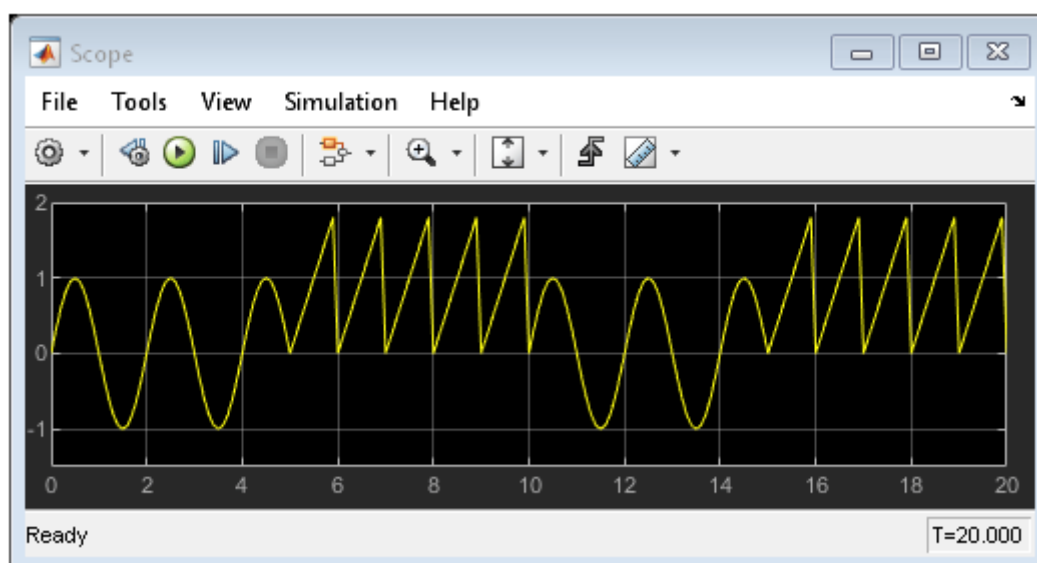
3.17 Сурет – Сигналдарды біріктіру блогы

Ауқым блогы біріктіру блогының шығуын көрсетеді.



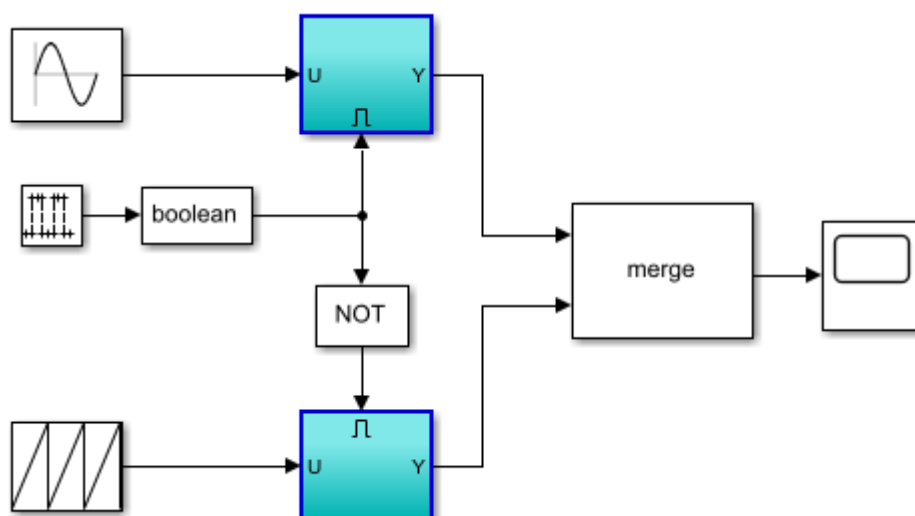
3.18 Сурет – Сигналдарды біріктіру блогының мәнін шығару

Біріктіру блогының шығуын көру үшін модельдеуді іске қосыңыз. Көру аймағында көрсетілген сигнал түрі әр бес секунд сайын өзгеріп отырады. Біріктіру блогының сипатына байланысты көру аймағында көрсетілген сигнал түрі әр бес секунд сайын өзгеріп отырады.



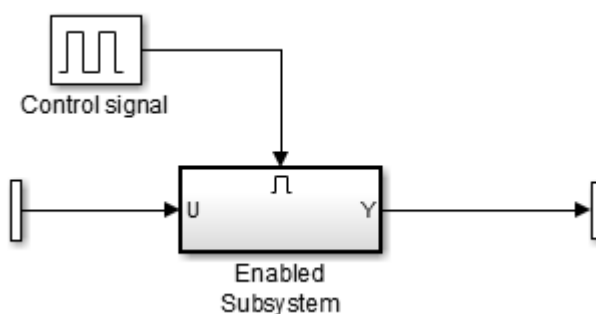
3.19 Сурет – Сигналдарды біріктірудің нәтижесі

Шартты түрде орындалатын ішкі жүйелер. Біріктіру блогының бұл мысалында шартты түрде орындалатын екі ішкі жүйе бар, олар 3.20 суретте.



3.20 Сурет – Сигналдарды біріктірудің екі ішкі жүйесі

Шартты түрде орындалатын ішкі жүйе-бұл белгілі бір шарттар орындалған кезде модельдеу кезінде орындалатын ішкі жүйе. Бұл жағдайда ішкі жүйелер өздерінің белгішелерімен және блоктың жоғарғы немесе төменгі бөлігіндегі қосымша кіріс портымен ерекшеленетін ішкі жүйелер болып табылады.



3.21 Сурет – Сигналдарды басқару жүйесі

Қосымша портқа келетін Сигнал басқару сигналы деп аталады. Бұл сигналдың мәні ішкі жүйенің кез-келген уақыт қадамында орындалатындығын немесе орындалмағанын анықтайтын жағдайды қамтамасыз етеді. Қосылған ішкі жүйелер басқару сигналы қатаң оң болған кезде орындалады.

Басқару сигналы оң болған кезде қосылған ішкі жүйелердің бірін, ал басқару сигналы нөлге тең болған кезде басқасын іске қосқыңыз келеді. Мұны логикалық операторлар блогының көмегімен жасауға болады.

Логикалық операторлар блогы. Логикалық операторлар блогы модельге логикалық операторлар мен логикалық сигналдарды қосу әдісін ұсынады (3.16 сурет).

Әр түрлі операторларды көру үшін логикалық операторлар блогын ашыңыз. Ағымдағы not параметрі кіріс сигналы нөлден өзгеше болған кезде 1 (немесе шын) немесе кіріс сигналы қатаң нөлге тең болған кезде 0 (жалған) қайтарады.

Басқару сигналы нөлге айналған кезде оң мәнді құру үшін NOT операторының ағымдағы параметрін сақтап, тілқатысу терезесін жабу үшін осы мүмкіндікті пайдаланыңыз.

Логикалық сигналдар. Simulink-ті логикалық операторлар блогының кірістері мен шығулары үшін логикалық немесе қос мәндерді келесі қадамдарды орындау арқылы пайдалануға болады.

1. Конфигурация параметрлері тілқатысу терезесін ашу үшін Simulink редакторында модельдеу қойындысында модель параметрлерін таңдаңыз.

2. Конфигурация параметрлері тілқатысу терезесіндегі оңтайландыру бетіне өтіңіз.

3. Параметр логикалық сигналдарды логикалық деректер ретінде іске асыратындығына көз жеткізіңіз (double-ден айырмашылығы) қосылған. Бұл оңтайландыру Simulink-ке double деректер түрімен сигналды логикалық деректер түрін қолдайтын блоктарға жіберуге рұқсат етіле ме, жоқ па деп хабарлайды.

4. Конфигурация параметрлері тілқатысу терезесіндегі ОК түймесін басыңыз.

Дискретті импульстік генератор блогынан кейін деректер түрін

түрлендіру блогын орналастыру логикалық оператор блогының логикалық кіріс сигналын күтетінін көрсететін қателікке жол бермейді.

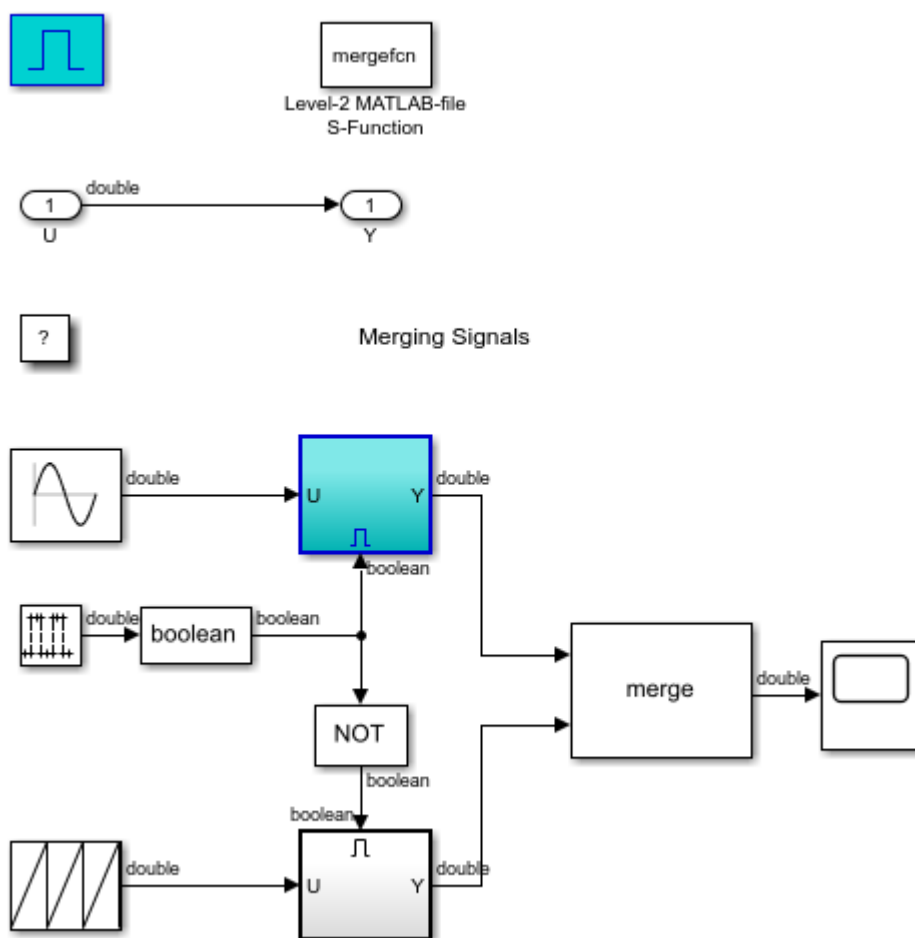
Қосылу блогы және қосалқы жүйелерді кезекпен қосу. Қазіргі уақытта іске қосылған кез-келген ішкі жүйенің Шығыс сигналына тең бірыңғай сигнал жасау үшін біріктіру блогын пайдаланыңыз.

Бұрынғыдай, сіз модельдеуді бастаған кезде, біріктіру блогының шығысы кез-келген уақытта орындалатын кез-келген шартты түрде орындалатын ішкі жүйенің мәні болып табылады.

Блок фонының түсін бағдарламалық түрде өзгеру. Модельдеуді бастаған кезде, қазіргі уақытта шартты түрде орындалатын ішкі жүйелердің түсі өзгереді. Бұл барлық шартты түрде орындалатын ішкі жүйелер үшін автоматты түрде болмайды. Бұл мысалда блоктың фонының түсін өзгерту үшін S функциясы және MATLAB коды қолданылады.

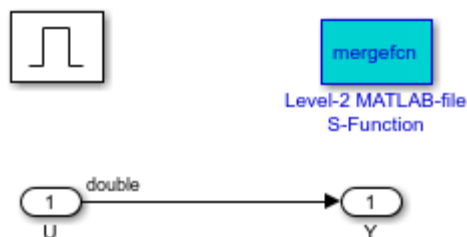
Кодты көру үшін оны ашу үшін қосылған ішкі жүйелердің бірін екі рет нұқыңыз.

1. Қуат блогы бұл ішкі жүйені шартты түрде орындайды және басқару сигналына кіріс портын қосады.



3.21 Сурет – Қуат блогы

2. 2-деңгейдегі MATLAB файлының s-функциялар блогы mergefcn MATLAB файлының S-функциясын іске қосады.



3.21 Сурет – Функцияны қосу блогы

Әр уақыт қадамында s функциясын жаңарту көмекші функциясы орындалады. Ол белгілейді қасиеті түсті фон кіші болуына байланысты орындалады, ол кезде немесе жоқ, көмегімен келесі команда қатысты.

ҚОРЫТЫНДЫ

Осы дипломдық жұмыста алынған негізгі зерттеу нәтижелеріне тоқталатын болсам. Арнаны анықтау мәселесін шешуге негізделген ИС ТС табудың ұсынылған әдісі. Көпжолды байланыс арнасы үшін кері фильтр ретінде ТС физикалық іске асырылу мәселесі қарастырылады. Хартли негізінде дұрыс емес көрсетілген оң жағы конвульсия типті интегралдық тендеуді шешу үшін өрнектер алынды, бұл сигналды түзету алгоритмінің есептеу тиімділігін айтарлықтай арттыруға мүмкіндік берді. Сонымен, ИС арнасы Хартли негізінде табылғанда, қосу амалдарының саны 5 еседен астам, көбейту амалдары - 3 есе және бөлу амалдары - 2 есе аз болады. Сондай-ақ радиосигналдардың диапазондық қасиеттерін ескере отырып, екі параметрді тұрақтандыру функцияларын пайдалану ұсынылады, бұл ИС коэффициенттерін есептеудің дәлдігін 15-20% арттыруға мүмкіндік берді. ИС есептеу алгоритмдерінің параметрлерінің оңтайлы мәнін таңдау әдістері әзірленді (реттеу параметрі, кадам өлшемі, сүзгі реті және т.б.). Әзірленген әдістердің бірі сынақсыз адаптивті сигналды түзету әдісін қолдану кезінде сәйкес параметрді таңдау үшін пайдаланылуы мүмкін. Түзету алгоритмінің оңтайлы параметрін таңдау ИС арнасы мен ИС ТС есептеу дәлдігін жоғарылатуға және соның салдары ретінде 2-4 дБ ретті күшейтуді қамтамасыз ететін шуға төзімділікті арттыруға мүмкіндік береді. Сынақ сигналдарын қолдану арқылы адаптивті түзету әдістері әзірленді және олар белгілі шетелдік аналогтармен салыстырғанда сериялық бір жиілікті ҚТ деректерді беру модемдерінің шуға төзімділігін айтарлықтай арттыруға мүмкіндік береді. Күшейткіш 2-ден 5 дБ-ге дейін. Осы әдістердің кейбіреулері сигнал құрылымдарын өзгертпестен бар бір жиілікті ҚТ модемдерде қолданылуы мүмкін. Ақпараттық сигналдардың сегменттерін пайдалана отырып, блоктық немесе конволюциондық кодтарды декодтау нәтижелерін талдау және ИС арнасы мен ТС есептеу негізінде сынақсыз адаптивті түзету әдісі әзірленді. ОСР алгоритмі 3-5 дБ ретті күшейтуді қамтамасыз ететін сынақсыз адаптивті сигналды түзету әдісі үшін жаңартылды.

Сынақсыз адаптивті сигналды түзету әдісін қолдану ақпарат берудің орташа жылдамдығын 50%-ға дейін ұлғайтуға мүмкіндік береді немесе хабарлама көзінің ақпарат жылдамдығын сақтай отырып, үлкен 126 кодты қамтамасыз ететін көбірек резервтік кодтық құрылымдарды пайдалануға болады. түзету мүмкіндігі, бұл хабарламаларды жеткізу ықтималдығының артуына әкеледі. Сынақсыз адаптациялық түзету әдісін қолдану ТС коэффициенттерін жиірек реттеуге мүмкіндік береді, сол арқылы байланыс арнасының өзгерістерін ескере отырып жүйенің неғұрлым жедел өзгеруін (ҚТ адаптация) қамтамасыз етеді.

ҚЫСҚАРТУЛАР МЕН БЕЛГІЛЕР ТІЗІМІ

ҚАГШ - қосымша ақ Гаусс шуы
КНА – Кловский-Николаев алгоритмі
АФ – автокорреляция функциясы
КАБ – күшейтуді автоматты басқару
АЖС– амплитудалық-жиілік сипаттамасы
ЖФТ - жылдам Фурье түрлендіруі
ЖХТ - жылдам Хартли трансформациясы
АКФ – айқас корреляция функциясы
ДФТ – дискретті Фурье түрлендіруі
ХДТ - Хартли дискретті түрлендіру
ҚИ – қорғаныс интервалы
ИЖ – импульстік жауап
КАМ - ҚТадраттық амплитудалық модуляция
ҚТ - қысқа толқын
ИС импульсті сипаттама
ТС - түзету сүзгісі
ЕККӨ - Ең кіші ҚТадраттар әдісі
ТИ – таңбааралық интерференция
ӘҚБ – әуе қозғалысын басқару
ШКБ – шешімнің кері байланысы
СШҚ – сигналдың шуылға қатынасы
СФМ – салыстырмалы фазалық модуляция
ПР– псевдокездейсоқ реттілік
ӘҚБ - әуе қозғалысын басқару
ФМ- фазалық модуляция (манипуляция)
УЖМ – уақыт-жиілік матрицасы
ОЖБМ – Ортогональды жиілікті бөлу мультиплексирлеу

ӘДЕБИЕТТЕР ТІЗІМІ

1. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд. / Э. Айфичер, Б. Джервис. – М. : Издательский дом "Вильямс", 2014. – 992 с.
2. Алберт, А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / А. Алберт. – М. : Наука, – 224 с.
3. Алексеев, А. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов / А. И. Алексеев, А. Г. Шереметьев, Г. И. Тузов, Б. И. Глазов. – М. : Наука, 2019. – 368 с.
4. Бакалов, В. П. Цифровое моделирование случайных процессов / В. П. Бакалов. – М. : Сайнс-пресс, 2012. – 88 с.
5. Бакулин, М. Г. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М. Шлома, А. П. Шумов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
6. Бельфиоре, К. А. Компенсация посредством решающей обратной связи / К. А. Бельфиоре, Дж. Х. Парк // ТИИЭР. – 2018. – Т. 67. – № 8. – С. 67-83.
7. Березовский, В. А. Современная декаметровая радиосвязь: Оборудование, системы и комплексы / В. А. Березовский, И. В. Дулькейт, О. К. Савицкий. – М. : Радиотехника, 2011. – 444 с.
8. Блейхут, Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Р. Блейхут. – М. : Мир, 1986. – 576 с.
9. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, Шестопапов В. И. – М. : Радио и связь, 2012. – 384 с.
10. Брейсуэлл, Р. Преобразование Хартли / Р. Брейсуэлл. – М. : Мир, 2010. – 175 с.
11. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 2018. – 384 с.
12. Васильев, К. К. Теория автоматического управления (следящие системы): Учебное пособие : Учебное пособие. – 2-е изд. / К. К. Васильев. – Ульяновск, 2018. – 98 с.
13. Васильев, К. К. Теория электрической связи: учебное пособие / К. К. Васильев, В. А. Глушков, А. В. Дормидонтов, А. Г. Нестеренко. – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – 452 с.
14. Васильев, К. К. Оптимальная обработка сигналов в дискретном времени / К. К. Васильев. – М. : Радиотехника, 2016. – 288 с.
15. Верлань, А. Ф. Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы. Справочное пособие / А. Ф. Верлань, В. С. Сизиков. – Киев : Наукова думка, 2018. – 544 с.
16. Верлань, А. Ф. Методы решения интегральных уравнений с

программами для ЭВМ / А. Ф. Верлань, В. С. Сизиков. – Киев : Наукова думка, 2018. – 292 с. 129

17. Власенко, В. А. Методы синтеза быстрых алгоритмов свертки и спектрального анализа сигналов / В. А. Власенко, Ю. М. Лаппа, Л. П. Ярославский. – М. : Наука, 2018. – 180 с.

18. Гаранин, М. В. Системы и стей передачи информации / М. В. Гаранин, В.И. Журавлев, С. В. Кунегин. – М. : Радио и связь, 2010. – 336 с.

19. Гахов, Ф. Д. Уравнения типа свертки / Ф. Д. Гахов, Ю. И. Черский. – М. : Наука, 2016. – 296 с.

20. Гиршов, В. С. Сравнение помехоустойчивости одноканальных и многоканальных модемов в двухлучевом ВЧ радиоканале / В. С. Гиршов // Радиотехника. – 2018. – Т. 36. – № 1. – С. 78-81.

21. Головин, О. В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи / О. В. Головин, С. П. Простов. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.

22. Горячкин, О. В. Методы слепой обработки сигналов и ИС приложения в системах радиотехники и связи / О. В. Горячкин. – М. : Радио и связь, 2013. – 230 с.

23. Грант, П. М. Адаптивные Фильтры / П. М. Грант, К. Ф. Н. Коуэн, Б. Фридлендер и др. – М. : Мир, 2018. – 392 с.

24. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В. И. Джиган. – М. : Техносфера, 2013. – 528 с.

25. Дьяконов, В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник. / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб. : Питер, 2012. – 448 с.

26. Егоров, В. В. Адаптивная коррекция сигналов в многочастотных КТ системах передачи данных / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // VI Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 19–22 ноября 2012, МоскКта. – Доклады. – С. 127-130.

27. Егоров, В. В. Адаптивные корректирующие фильтры в рекурсивной форме / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 24–26 ноября 2014, МоскКта. – Доклады. – С. 213- 218.

28. Егоров, В. В. Адаптивная коррекция сигналов в КТ системах последовательной передачи сообщений по информационным сигналам / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Сборник докладов XVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь». – Т. 2. – 12 – 14 апреля 2011, Воронеж. – С. 955-961.

29. Егоров, В. В. Бестестовая адаптивная коррекция сигналов в КТ системах последовательной передачи данных / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Электросвязь. – 2011. – № 11. – С. 32-34. 130

30. Егоров, В. В. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в авиационных модемах передачи данных коротковолнового диапазона / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // Сб. науч. ст. по материалам VI Международной научно-технической конференции, посвященной дню

образования войск связи «Современное состояние и перспективы развития систем связи и радиотехнического обеспечения в управлении авиацией». – 8 – 9 ноября 2017, Воронеж : ВУНЦ ВВС «ВВА». – С. 91-94.

31. Егоров, В. В. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в многолучевых радиоканалах / В. В. Егоров, К. В. Зайченко, М. Л. Маслаков, В. Ф. МИСайлов // Радиотехника. – 2017. – № 5. – С. 10-13.

32. Егоров, В. В. Влияние выбора параметра регуляризации на помехоустойчивость в задачах адаптивной коррекции сигналов / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // IX Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – Т. 1. – 23–25 ноября 2015, МоскґТа. – Доклады. – С. 182-187.

33. Егоров, В. В. Высокоскоростные последовательные КТ радиомодемы / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // 13-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2011». – МоскґТа, Россия, доклады. – Т. 1. – С. 183-186.

34. Егоров, В. В. Использование преобразования Хартли для решения интегрального уравнения типа свёртки / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 2. – С. 2-6.

35. Егоров, В. В. Коррекция межсимвольных искажений методами адаптивной фильтрации и обратного моделирования / В. В. Егоров, А. Ю. Коржов, А. Н. Мингалев // Электросвязь. – 2005. – № 5. – С. 35-37.

36. Егоров, В. В. Методы бестестовой адаптивной коррекции в последовательных КТ модемах / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков // Научная сессий ГУАП: Сб. докл. в 3 ч. Ч. II. Технические науки. – СПб : ГУАП, 2017. – С. 80-82.

37. Егоров, В. В. Оценка вероятности ошибки на бит по флуктуациям фазы информационных сигналов / В. В. Егоров, М. С. Смаль // Телекоммуникации. – 2012. – №8. – С. 2-5.

38. Егоров, В. В. Передача данных территориально распределенных автоматизированных систем реального времени по КТ радиоканалу / В. В. Егоров, А. Н. Мингалев, А. Е. Тимофеев, М. С. Смаль, М. Л. Маслаков // Радиотехника, электроника и связь: сб. докл. IV Междунар. науч.-техн. конф. – 15-16 ноября 2017, Омск: АО «ОНИИП». – С. 165-169.

39. Егоров, В. В. Пути построения адаптивных систем коротковолновой радиосвязи / В. В. Егоров, А. Н. Мингалев, А. Е. Тимофеев, М. С. Смаль, М. Л. Маслаков // Научнометодический электронный журнал «Концепт». – 2014. – Т. 20. – С. 2831-2835. . – Режим доступа: <http://e-koncept.ru/2014/54830.htm>. 131

40. Егоров, В. В. Решение систем линейных алгебраическИС уравнений с циркулянтной матрицей методом дискретного преобразования Хартли / В. В. Егоров, И. В. Коломиец // Электронное моделирование. – 1991. – Т. 3. – № 6. – С. 99-100.

41. Егоров, В. В. Совместная передача тестовых и информационных последовательностей в системах последовательной передачи данных с

- адаптивной коррекцией / В. В. Егоров, М. Л. Маслаков, А. Н. Мингалев // 14-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2012». – Москва, Россия, доклады. Т. 1. – С. 142-145.
42. Захарченко, Н. В. Основы передачи дискретных сообщений. Учебное пособие для высшИС учебных заведений / Н. В. Захарченко, П. Я. Нудельман, В. Г. Кононович. – М. : Радио и связь, 1990. – 240 с.
43. Зоткин, В. Б. Быстрая настройка матричного корректора в частотной области / В. Б. Зоткин, Д. Л. Коробков // Радиотехника. – 1985. – № 11. – С. 91-94.
44. Зоткин, В. Б. Методы адаптивной коррекции сигналов в частотной области / В. Б. Зоткин // Труды НИИР. – 1987. – № 2. – С. 31-37.
45. Зяблов, В. В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В. В. Зяблов, Д. Л. Коробков, С. Л. Портной. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.
46. Ибрагимов, Д. М. Синтез науки и производства для решения государственных задач по развитию Арктической зоны РФ / Д. М. Ибрагимов, Н. И. Чистяков // Электросвязь. – 2016. – № 4. – С. 22-24.
47. Каталог продукции АО «НПП «Полет». – Режим доступа: <http://www.npppolyot.ru/production.phtml>.
48. Каталог продукции ООО «НПП «Прима». – Режим доступа: <http://www.prima.nnov.ru/products/>.
49. Карташевский, В. Г., Адаптивная фильтрация негауссовскИС сигналов в каналах связи. Методы, алгоритмы. Монография / В. Г. Карташевский, С. В. Шатилов. – М. : Радиотехника, 2013. – 176 с.
50. Карташевский, В. Г. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью / В. Г. Карташевский, Д. В. Мишин. – М. : Радио и связь, 2004. – 239 с.
51. Кириллов, Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами / Н. Е. Кириллов. – М. : Связь, 1971. – 256 с.
52. Кисель, В. А. Синтез гармоническИС корректоров для высокоскоростных систем связи / В. А. Кисель. – М. : Связь, 1979. – 252 с.
53. Кларк, Дж. мл. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи / Дж. мл. Кларк, Дж. Кейн. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с. 132
54. Кловский, Д. Д. Инженерная реализация радиотехническИС схем / Д. Д. Кловский, Б.И. Николаев. – М. : Связь, 1975. – 200 с.
55. Кловский, Д. Д. Обработка пространственно-временных сигналов / Д. Д. Кловский, В. А. Сойфер. – М. : Связь, 1976. – 208 с.
56. Кловский, Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – 2-е изд., перераб. и доп. / Д. Д. Кловский. – М. : Радио и связь, 1982. – 304 с.
57. Кловский, Д. Д. Поэлементный прием дискретных сообщений в каналах с межсимвольной интерференцией и обратной связью по решению / Д. Д. Кловский // Электросвязь. – 1992. – № 3. – С. 3-6.
58. Куреши, Ш. У. Х. Адаптивная коррекция / Ш. У. Х. Куреши //

ТИИЭР. – 1985. – Т. 73. – № 9. – С. 5-49.

59. Курицын, С. А. Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных / С. А. Курицын. – М. : Радио и связь, 1988. – 144 с.

ҒЫЛЫМИ ЖЕТЕКШІНІҢ ПІКІРІ

дипломдық жұмыс

Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

5B071900 - Радиотехника, электроника және телекоммуникация

Тақырыбына: **«Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау»**

Дипломдық жұмыста, қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдауды қарастырған. Дипломдық жұмыс төрт бөлімнен тұрады. Дипломдық жұмыстың мақсаты мәліметтерді тізбектей беру үшін қысқа толқынды радиобайланыста хабарламаны беру сенімділігі мен жылдамдығын арттыру болып табылады.

Адаптивті сигналдарды түзетудің белгілі әдістері мен алгоритмдерін жаңарту, жетілдіру және оларды практикалық енгізу. Хартли негізінде дұрыс емес көрсетілген оң жағы конвульсия типті интегралдық теңдеуді шешу үшін өрнектер алынды. Түзету алгоритмінің параметрін адаптивті әдісі таңдалды. Адаптивті сигналдарды біріктіруді модельдеу үшін MatLab Simulink бағдарламасы қолданылды.

Жұмыс бағасы

Жалпы, дипломдық жұмыс "95 А өте жақсы" деген бағаға, ал студент Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы 5B071900 - РЭТ мамандығы бойынша техника және технологиялар «бакалавр» академиялық дәрежесіне ұсынылады.

Ғылыми жетекші
т.ғ.м., ЭТЖҒТ каф. лекторы
С.Марксұлы

(қолы)
«25» 05 2022 ж.

СЫН – ПІКІР

Дипломдық жоба

Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

5B071900 - Радиотехника, электроника және телекоммуникация

Тақырыбы: «Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау»

Орындалды:

- а) графикалық бөлімі 9 бет;
- б) түсіндірме жазбасы 90 бет.

ЖҰМЫСҚА ЕСКЕРТУ ЖАСАУ

Дипломдық жұмыста, қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдауды қарастырған. Дипломдық жұмыс төрт бөлімнен тұрады. Дипломдық жұмыстың мақсаты мәліметтерді тізбектей беру үшін қысқа толқынды радиобайланыста хабарламаны беру сенімділігі мен жылдамдығын арттыру болып табылады.

Адаптивті сигналдарды түзетудің белгілі әдістері мен алгоритмдерін жаңарту, жетілдіру және оларды практикалық енгізу. Хартли негізінде дұрыс емес көрсетілген оң жағы конвульсия типті интегралдық теңдеуді шешу үшін өрнектер алынды. Түзету алгоритмінің параметрін адаптивті әдісі таңдалды. Адаптивті сигналдарды біріктіруді модельдеу үшін MatLab Simulink бағдарламасы қолданылды.

Жұмыс бағасы

Жалпы, дипломдық жұмыс "90 А- өте жақсы" деген бағаға, ал студент Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы 5B071900 - РЭТ мамандығы бойынша техника және технологиялар «бакалавр» академиялық дәрежесіне ұсынылады.

Сын – пікір беруші

ҚазҰАЗУ. доктор PhD,

Энергия үнемдеу және

автоматика кафедра меңгерушісі

Молдажанов А. К.

(қолы)

«24» 05 2022ж.

Протокол

о проверке на наличие неавторизованных заимствований (плагиата)

Автор: Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

Соавтор (если имеется):

Тип работы: Дипломная работа

Название работы: Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау

Научный руководитель: Сұңғат Марксұлы

Коэффициент Подобия 1: 5.8

Коэффициент Подобия 2: 1.1

Микропробелы: 6

Знаки из здругих алфавитов: 450

Интервалы: 0

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:

2022-05-18

Дата

Заведующий кафедрой



Марксұлы С. Ә.

Протокол

о проверке на наличие неавторизованных заимствований (плагиата)

Автор: Әбдіжәлел Қуаныш Нұрмаханбетұлы

Соавтор (если имеется):

Тип работы: Дипломная работа

Название работы: Қысқа толқындық радиосигналдарға адаптивті сигнал әдістерін талдау

Научный руководитель: Сұңғат Марқсұлы

Коэффициент Подобия 1: 5.8

Коэффициент Подобия 2: 1.1

Микропробелы: 6

Знаки из других алфавитов: 450

Интервалы: 0

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:

2022-05-18

Дата



Сұңғат Марқсұлы

проверяющий эксперт